

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Subdirección Académica

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS

Accionador de un Motor de CD Aplicado a una Prótesis Transfemoral

presentado por
Ing. Julio Cesar Ayala Mendoza

como requisito para la obtención del grado de
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis
Dr. Abraham Claudio Sánchez

Codirector de tesis
Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Mor., 12 de enero de 2017.

OFICIO No. DIE/002/2017
Asunto: Aceptación de documento de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Ing. Julio César Ayala Mendoza** con número de control **M13CE003** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **“ACCIONADOR DE UN MOTOR DE CD APLICADO A UNA PRÓTESIS TRANSFEMORAL”** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



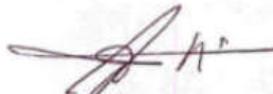
Dr. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7675050

CODIRECTOR DE TESIS



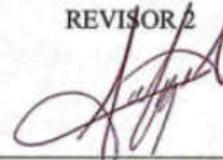
Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 1



Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4033213

REVISOR 2



Dr. Jesús Aguayo Alquicira
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4706315

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Estudiante
Expediente

CMAZ/lrr



"30 Aniversario del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico"

Cuernavaca, Mor., 16 de enero de 2017

OFICIO No. SAC/066/2017

Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. JULIO CÉSAR AYALA MENDOZA
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"ACCIONADOR DE UN MOTOR DE CD APLICADO A UNA PRÓTESIS TRANSFEMORAL"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGIA AL SERVICIO DE MEXICO"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr



Agradecimientos

Primero quiero agradecer al lector que tenga es sus manos esta tesis, de verdad muchas gracias por tomarte el tiempo de leer este trabajo.

A mis padres y familia, Luz María Mendoza Mozqueda, Ventura Ayala Maya, Angel Ayala Mendoza, Virginia Mendoza Mozqueda y José Luis Mendoza Mozqueda por su amor, apoyo y sus atenciones durante esta etapa de mis estudios.

A mi linda esposa Daniela Azuaje, principalmente por ser mi inspiración día a día; por ser mi compañera de aventuras y en especial “second player”; por todo su cariño, apoyo y comprensión. Te amo preciosa.

A Lorena Ruiz Ramírez y Ana María Pérez Martínez, por su invaluable apoyo; sin su ayuda y atención, no hubiera sido posible terminar esta etapa de mi vida.

A mi director de Tesis, Dr. Abraham Sánchez por la orientación, paciencia y sobre todo por compartirme un poco de su conocimiento y experiencia.

A mi codirector de Tesis, Dr. Carlos Aguilar por su disposición y sus atenciones durante el desarrollo de esta Tesis.

A mis revisores de Tesis, Dr. Aguayo Alquicira Jesús y Dr. Calleja Gjumlich Jorge Hugo, por sus valiosos comentarios y tiempo dedicado a la revisión de esta tesis.

A mis profesores, Dr. Jesús Darío Mina y Dr. Mario Silva Ponce, por brindarme su conocimiento y contribuir a mí desarrollo académico.

A mis compañeros de esta inolvidable aventura, Omar Arellano, Ángel Figueroa, Oscar Benítez, Rita Ávila, Ricardo Schacht, Alberto Vidal, Amairany Rosas, Eduardo Zacarías, Alberto Méndez, José Luis Perales, Citlaly Martínez, Jorge Mastache, Genaro Ixmatlahua, Angélica González, Oscar Hernández, Pablo Sánchez, Josefa Gordillo, Juan Antonio Aquí y Rodolfo Vargas, por todos los gratos momentos y su amistad.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico brindado.

Resumen

La diabetes, es una de las principales causas de amputación en México. El gran crecimiento de casos de amputaciones en México se debe principalmente al gran incremento de pacientes que desarrollan la diabetes desde pequeña edad. Debido a esto, se deben enfocar esfuerzos para la investigación y desarrollo de prótesis activas que permitan al paciente tener las mismas capacidades y habilidades que perdieron debido a la operación. Respecto a prótesis activas, el principal problema que conllevan es la dependencia de la batería para determinar el tiempo de autonomía de cada prótesis. Por lo tanto, el objetivo principal del trabajo de tesis es diseñar un accionador con alta eficiencia energética para el actuador de una prótesis transfemoral.

Para cumplir el propósito de este trabajo de tesis, se partió de una búsqueda por diferentes topologías cuyo principal propósito sea una alta eficiencia. De esta búsqueda se seleccionó la topología [25], la cual presenta buena curva de eficiencia en el rango de potencia para la aplicación, permite conmutación suave al encendido y al apagado, emplea pocos elementos y utiliza un control simple para los MOSFET. Posteriormente, se obtuvieron de parámetros del motor de CD mediante la metodología empleada en [26].

Mediante simulaciones y pruebas físicas al convertidor, se planteó una metodología de diseño para el convertidor. Con base del análisis y estudio de marcha presentado en [27] del fenotipo mexicano, se estimó la eficiencia en cada punto del ciclo de marcha. Se optó, por intercalar entre conmutación suave y dura para mejorar la curva de eficiencia del accionador. Conmutación suave para potencias bajas y conmutación dura para potencias altas. A esta técnica se le denominó “conmutación intercalada suave-dura”. Posteriormente, se realizó un estudio energético para ver el beneficio energético de la conmutación intercalada suave-dura y selección de batería. Se diseñó un prototipo final de PCB que conllevaría la prótesis transfemoral activa que se está desarrollando en CENIDET.

Abstract

Diabetes is one of the main causes of amputation in Mexico. The great growth of amputation cases in Mexico is mainly due to the large increase in patients who develop diabetes from young age. Because of this, efforts should be focused on the research and development of active prostheses that allow the patient to have the same abilities and skills that they lost due to the operation. Regarding active prostheses, the main problem involved is the dependence of the battery to determine the time of autonomy of each prosthesis. Therefore, the main objective of the thesis work is to design a converter with high energy efficiency for the motor of a transfemoral prosthesis.

To fulfill the purposes of this thesis work, It started from a search of different topologies whose main purpose is a high efficiency. From this search the topology [25] was selected, which represents a good efficiency curve in the power range for the device, allows smooth switching on and off, employs few elements and uses simple control for MOSFETs. Later, the parameters of the CD engine were obtained using the methodology used in [26].

Through simulations and physical tests to the converter, a design methodology was proposed for the converter. Based on analysis and gait study presented in [27] of the Mexican phenotype, the efficiency was estimated at each point of the gait cycle. The intercalating between soft and hard switching was chosen to improve the efficiency curve of the actuator. Soft switching for low power and hard switching for high power. This technique was called "soft-hard interleaved switching". Subsequently, an energetic study was carried out to see the energetic benefit of soft-hard intercalation switching and battery selection. A final prototype of PCBs that included the active transfemoral prosthesis that is being designed in CENIDET was developed.

CONTENIDO

1	Introducción.....	2
1.1	Antecedentes.....	2
1.2	Planteamiento del problema.....	4
1.3	Estado del Arte.....	4
1.4	Propuesta de solución.....	10
1.5	Objetivos.....	10
1.5.1	Objetivo General.....	10
1.5.2	Objetivos Específicos.....	10
1.6	Justificación.....	10
2	Análisis de Marcha humana y caracterización del motor de cd.....	12
2.1	Introducción.....	12
2.2	Etapas y parámetros de la marcha humana.....	12
2.3	Parámetros y curva característica de la marcha del fenotipo mexicano.....	14
2.4	Obtención de parámetros del motor de cd.....	18
2.5	Caracterización del par del motor de DC con respecto a su corriente.....	20
3	Análisis y metodología del diseño del accionador.....	23
3.1	Funcionamiento del accionador.....	23
3.2	Metodología de diseño del accionador.....	31
3.2.1	Ganancia del convertidor.....	31
3.2.2	Cálculo del inductor L_r	32
3.2.3	Cálculo de capacitor snubber C_{r1} y C_{r2}	32
3.2.4	Cálculo de capacitor de entrada C_{o1} y C_{o2}	33
4	Control de señales PWM del accionador.....	35
4.1	Generador de PWM en un Spartan3E (FPGA).....	35
4.1.1	Señales PWM del accionador.....	35
4.1.2	FPGA Spartan 3E Dev Kit.....	36
4.2	Mejora del generador de PWM en un NI myRIO-1900 (FPGA).....	40
4.2.1	NI myRIO-1900.....	40
4.2.2	Adquisición de datos.....	41
4.2.3	Generador de señales PWM y estrategia de control de puntos de inflexión para la S-H S.....	42
4.2.4	Anfitrión de lenguaje de alto nivel.....	44
5	Resultados, estudio energético y prototipo final del accionador.....	50
5.1	Conmutación suave en el accionador.....	50

5.2	Resultados de eficiencia del accionador	54
5.3	Estimación de eficiencia en una marcha del fenotipo mexicano	57
5.4	Estudio energético y selección de batería	60
5.5	Prototipo final del PCB, diseño y mejoras	64
5.6	Costos en las prótesis transfemorales activas	67
6	Conclusiones	71
6.1	Conclusiones	72
6.2	Aportaciones de trabajo de tesis	72
6.3	Trabajos Futuros	73

Índice de Figuras

Figura 1.1.1.....	2
Figura 1.1.2.....	3
Figura 1.3.1.....	5
Figura 1.3.2.....	6
Figura 1.3.3.....	6
Figura 1.3.4.....	7
Figura 1.3.5.....	8
Figura 1.3.6.....	8
Figura 1.3.7.....	9
Figura 2.2.1.....	13
Figura 2.3.1.....	16
Figura 2.3.2.....	16
Figura 2.3.3.....	17
Figura 2.5.1.....	20
Figura 2.5.2.....	21
Figura 3.1.1.....	23
Figura 3.1.2.....	23
Figura 3.1.3.....	24
Figura 3.1.4.....	25
Figura 3.1.5.....	26
Figura 3.1.6.....	26
Figura 3.1.7.....	27
Figura 3.1.8.....	28
Figura 3.1.9.....	28
Figura 3.1.10.....	29
Figura 3.1.12.....	30
Figura 3.2.1.....	31
Figura 3.2.2.....	32
Figura 4.1.1.....	35
Figura 4.1.2.....	36
Figura 4.1.3.....	37
Figura 4.1.4.....	37
Figura 4.1.5.....	38
Figura 4.1.6.....	39
Figura 4.1.7.....	39
Figura 4.2.1.....	40
Figura 4.2.2.....	41
Figura 4.2.3.....	41

Figura 4.2.4.....	42
Figura 4.2.5.....	43
Figura 4.2.6.....	43
Figura 4.2.7.....	44
Figura 4.2.8.....	45
Figura 4.2.9.....	46
Figura. 4.2.10.....	47
Figura 4.2.11.....	47
Figura 4.2.12.....	48
Figura 4.2.14.....	48
Figura 5.1.1.....	50
Figura 5.1.2.....	50
Figura 5.1.8.....	53
Figura 5.1.9.....	53
Figura 5.2.1.....	54
Figura 5.2.2.....	55
Figura 5.2.3.....	56
Figura 5.3.1.....	58
Figura 5.3.2.....	58
Figura 5.3.3.....	59
Figura 5.3.4.....	60
Figura 5.4.1.....	61
Figura 5.4.2.....	62
Figura 5.4.3.....	63
Figura 5.4.4.....	63
Figura 5.5.1.....	64
Figura 5.5.2.....	64
Figura 5.5.3.....	65
Figura 5.5.4.....	66
Figura 5.6.1.....	68
Figura 5.6.2.....	68
Figura C.1.....	79

Índice de Tablas

Tabla 1.3.1.....	9
Tabla 2.2.1.....	13
Tabla 2.3.1.....	14
Tabla 3.1.1.....	29
Tabla 5.2.1.....	55
Tabla 5.2.2.....	56
Tabla 5.5.1.....	67
Tabla 5.6.1.....	70

Simbología

Símbolo	Descripción
BOM	“Bill of Materials” Lista de componentes de la tarjeta
CD	Corriente Directa
C_{O1}	Capacitor de filtro de entrada superior del accionador
C_{O2}	Capacitor de filtro de entrada superior del accionador
C_{r1}	Capacitor Snubber del interruptor principal
C_{r2}	Capacitor Snubber del interruptor auxiliar
D	Ciclo de trabajo
DCR	“Direct Current Resistance” Resistencia parásita del inductor
e_a	Voltaje de excitación
e_b	Fuerza Contra electromotriz del Motor
ESR	“Equivalent Series Resistor” Resistencia parásita del capacitor
GUI	“Graphical User Interface” Interfaz gráfica entre usuario y PC
HS	Hard Switching, conmutación dura
I_A	Corriente de Armadura
K_b	Constante de fuerza contra electromotriz en un motor
L_A	Inductancia del devanado de armadura de un motor
L_r	Inductor resonante del accionador.
R_A	Resistencia del devanado de armadura de un motor
R_{DSon}	Resistencia entre drain y source de un MOSFET
R_L	Resistencia del modelado del motor.
S1	Interruptor (MOSFET) principal
S2	Interruptor (MOSFET) auxiliar
S-H S	“Soft-Hard Switching” Conmutación intercalada suave-dura
SMD	“Surface Mount Device” Empaquetado de montaje superficial
SMT	“Surface Mount Technology” Soldado superficial en un PCB
SS	“Soft Swtiching” Conmutación Suave
I_o	Corriente a la salida del accionador
T_{off}	Tiempo del modo encendido del accionador
T_{on}	Tiempo del modo apagado del accionador
V_{G1}	Voltaje de compuerta del interruptor principal S1
V_{G2}	Voltaje de compuerta del interruptor auxiliar S2
VI	“Virtual Instrument” programa de bloques creado en Labview
τ_o	Par ejercido por el motor

Capítulo 1

Introducción

En este primer capítulo se aborda el panorama dentro del cual se desarrolla este trabajo de tesis. Para ello, se describe la problemática actual en cuanto a la principal causa de amputaciones transfemorales en México. Así mismo, se hace una pequeña descripción respecto a prótesis activas y pasivas transfemorales, se mencionan las ventajas y desventajas de cada una. Por otro lado, se menciona la principal problemática en las prótesis activas transfemorales, se mencionan algunas topologías propuestas en la literatura en cuanto a accionadores. Y por último, se da una breve introducción al trabajo previo que se ha realizado en CENIDET en cuanto a prótesis transfemoral activa.

1 Introducción

1.1 Antecedentes

Anteriormente, debido a distintas causas, algunas personas requerían la amputación transfemoral (arriba de la rodilla), especialmente en casos de infecciones, debido a que mientras más retirada esté la amputación de la extremidad infectada, esta tiene mayor probabilidad de curarse y corre menor riesgo de infectarse nuevamente, sin embargo esto provoca una significativa pérdida de fuerza en lo que restaba de extremidad; las estadísticas por parte del IMSS indican que se registran 80 mil amputaciones de pierna al año en México, agregando que el 18.5% de las amputaciones realizadas son transfemorales [1], esto indica que casi uno de cada cinco personas que viven en este país con la pérdida de una extremidad tuvo una amputación transfemoral.

De acuerdo con la Organización Mundial de la Salud (OMS) en el mundo se realiza una amputación cada 30 segundos: 7 de cada 10 amputaciones de pierna, a nivel mundial, se relacionan con la diabetes. La figura 1.1.1 muestra los principales países que concentran el mayor número de personas con diabetes. México en el 2009 se encontraba en el décimo lugar con 6.5 millones de personas [27], actualmente se encuentra en el sexto lugar con 10.6 millones de personas.

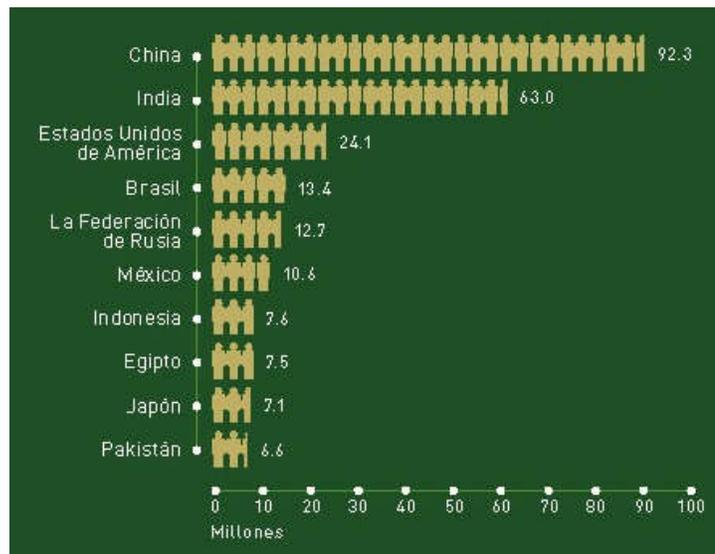


Figura 1.1.1 Países con mayor número de personas diabéticas a nivel mundial.

Las prótesis transfemorales se dividen básicamente en dos: Prótesis pasivas y activas, en la figura 1.1.2 se observan dos prótesis como ejemplo. Las prótesis pasivas únicamente se conforman de un sistema mecánico o neumático.

Por otro lado, las prótesis activas están integradas por: 1) Un sistema mecánico que imita los movimientos de la articulación: éste, puede ser policéntrico o de eje sencillo. 2) Actuadores que reemplazan la función de los músculos: éstos pueden ser motores eléctricos o cilindros neumáticos, hidráulicos y magnetorreológicos. 3) Sensores para reemplazar parte de las terminales nerviosas del cuerpo: éstos son de diferente tipo, y pueden utilizarse interna o externamente. 4) Sistema embebido: en donde, a través de un dispositivo de mando y control, se implementa una estrategia de control para gobernar los movimientos en la prótesis. Y, 5) batería eléctrica para suministrar la energía al sistema eléctrico de la prótesis.

Cabe destacar que cada tipo de prótesis tiene sus ventajas y desventajas. Para el caso de la pasiva su principal ventaja es la alta eficiencia debido a que no requiere fuente de alimentación externa pero, por el otro lado requiere 60% más de energía metabólica[1]; en el caso de la prótesis activa su fundamental ventaja es el uso del motor para asistencia motriz que ejercían las extremidades perdidas, inclusive debido al control automático que realiza el microprocesador se puede adaptar la marcha de la prótesis a la forma del camino (inclinado, rocoso, no plano), agregando que también se puede adaptar a la forma de caminar de la persona.



Figura 1.1.2 a) Prótesis transfemoral pasiva. b) Prótesis transfemoral activa.

En el CENIDET se encuentra en desarrollo una prótesis activa, la cual se basa en la utilización de un mecanismo policéntrico (mecanismo de 4 barras) para emular la función de la rodilla. Éstos permiten una mayor estabilidad en la bipedestación y evita esfuerzos adicionales para mantenerse de pie, además, son fáciles de flexionar para la fase de oscilación permitiendo así

un mayor control de la prótesis, tomando en cuenta la comparación con los mecanismos de eje sencillo implementados en el desarrollo de la mayoría de las prótesis comerciales. El proyecto consiste en un prototipo de prótesis transfemoral asistida por un solo motor de corriente directa ubicado a la altura de la rodilla acoplado con el mecanismo policéntrico para emular el efecto motriz de la rodilla.

Actualmente existen más de 100 diseños de prótesis transfemorales (pasivas y activas), sin embargo, aún no existe una prótesis capaz de emular la función de una extremidad amputada, es decir, todavía no se logra recuperar la coordinación natural de movimiento, entre articulaciones de cadera y rodilla, la cual, desarrollan las personas sanas durante la marcha normal. Por tal motivo, el diseño de prótesis sigue siendo un tema de interés para investigadores en Ingeniería Biomédica.

1.2 Planteamiento del problema

El problema principal de las prótesis activas es la capacidad finita de energía de la fuente de alimentación utilizada [4]; por lo general, las baterías son las fuentes de alimentación más utilizadas [2]. Una solución a primera instancia sería escoger una batería con más capacidad de energía; pero esto, conllevaría el uso de una batería más pesada, voluminosa y en especial más costosa. Por otra parte, las prótesis activas se caracterizan por contener más elementos que las prótesis pasivas, siendo más así voluminosas y pesadas [3]. Además, en la literatura no se reportan prótesis transfemorales con la capacidad de recuperación de energía [18]. En el sistema protésico actual, se observa que el accionador del motor de cd tiene una eficiencia sin carga mecánica de 63.87% a un ciclo de trabajo del 87%, con una frecuencia de conmutación de 10 kHz, agregando que tiene conmutación dura. Además, probando el accionador en vacío (sin motor) muestra un consumo de 0.71 W de pérdidas totales.

1.3 Estado del Arte

Actualmente, los actuadores utilizados en las prótesis transfemorales activas pueden ser de 3 tipos: hidráulicos, eléctricos y neumáticos [5]. En 1970 Flowers WC desarrolló una prótesis de rodilla accionada hidráulicamente que promovió el uso de articulaciones activas [6]. Posteriormente, Popovic y Schwirlich en 1988 reportaron el desarrollo de una articulación de rodilla activa accionada por motores de corriente directa [7]. En el 2005 se evaluó la factibilidad de un control de posición basado en EMG (electromiografía) volcado a una prótesis transtibial.

La empresa islandesa Ossur en el 2006 presenta una prótesis activa en la rodilla; en la cual, la trayectoria que genera la prótesis depende de la trayectoria que conlleva la pierna sana. En el

2009, la nueva generación de prótesis transfemorales ofrece mejoras significativas respecto a peso, tamaño y reducción de ruido. Sensores avanzados de par y aceleración son utilizados para permitir que el paciente camine de forma natural e inconsciente [8]. Frank Charles diseñó un prototipo de prótesis transfemoral activa y presentó un control enfocado en coordinar la interacción entre la prótesis y usuario [9-11].

En china Peng Yang y su grupo reportan sobre la tendencia de las nuevas generaciones de prótesis inteligentes en el ‘International Conference on Life System Modeling and Simulation’. A partir del 2009, él y su grupo de investigación se enfocan en inteligencia de prótesis robóticas de miembros inferiores, desarrollando modelos físicos de prótesis activas y estrategias de control de aprendizaje iterativo (Iterative Learning Control ‘ILC’). Estas estrategias son ampliamente utilizadas en las prótesis comerciales actuales [12, 13]. Algo que cabe destacar, es el hecho de que en la literatura referida a prótesis activas no se reportan trabajos por el uso eficiente de energía que acciona a los sistemas protésicos. Por otro lado, únicamente se encuentra un artículo en el cual se hace recuperación de energía en una prótesis transfemoral mediante frenado regenerativo [18].

La revisión de la literatura enfocada a diferentes topologías para el accionador, se divide en dos: accionadores con conmutación suave y accionadores con conmutación dura. Referente a accionadores con conmutación suave se encuentra la topología propuesta por K.T. Chau de la figura 1.3.1 [14], el cual es un accionador con conmutación suave a ZVS mediante una rama auxiliar resonante, agregando que tiene la capacidad bidireccional de flujo de energía, a esto se refiere que el actuador puede operar en modo generador o modo motor. Debido a su conmutación suave, la frecuencia de operación se puede elevar a más de 100 kHz permitiendo una mayor densidad de potencia, y a su vez eficiencias más altas. El problema principal de esta topología es que el sentido del motor no puede girar en ambas direcciones; además, se agregan dos interruptores auxiliares dando un total de cuatro interruptores.

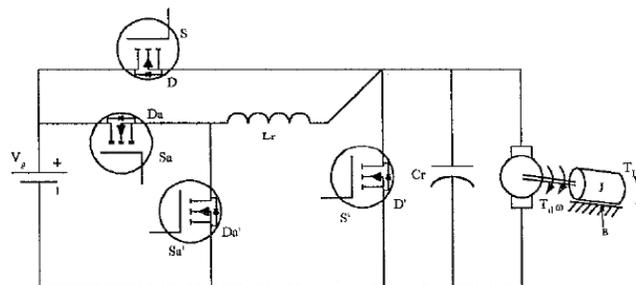


Figura 1.3.1. Accionador bidireccional con conmutación suave propuesto por K.T. Chau.

Dentro de los convertidores resonantes se encuentran los multi-resonantes a frecuencia constante con conmutación a voltaje cero (ZVS CF MRC) los cuales tienen ventaja en la optimización de componentes reactivos y el ancho de banda en lazo cerrado, como también facilidad en el filtrado de interferencia electromagnética y ruido [15]. De igual forma K.T. Chau propone un convertidor de este tipo (figura 1.3.2). El problema del convertidor multi-resonante propuesto por Chau es que no tiene la capacidad bidireccional del de la figura 3, y también tiene el problema de que el motor no puede girar en ambas direcciones. La ventaja que tiene con respecto al de la figura 3 es que no necesita interruptores auxiliares, agregando que sí se reporta una eficiencia experimental desde el 72% hasta el 93% dependiendo del ciclo de trabajo y la carga.

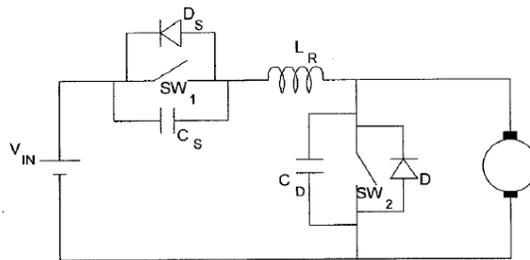


Figura 1.3.2 ZVS CF MRC propuesto por K.T. Chau.

Respecto a conmutación dura la forma más común para hacer un accionador para un motor de corriente directa, es mediante un puente H con cuatro transistores. El principal problema de la topología clásica se encuentra en el momento que se cambia el sentido de rotación del motor, debido al retraso de encendido o apagado de los interruptores se puede generar un corto circuito no deseado. Por lo tanto, lo que generalmente se hace es agregar un tiempo muerto en la señal PWM; sin embargo, esto causa una salida no lineal con respecto al control PWM de entrada. El circuito propuesto en [16] es un puente H usando la técnica de polarización de compuerta (figura 1.3.3), el cual tendrá como propósito no tener tiempo muerto entre conmutaciones.

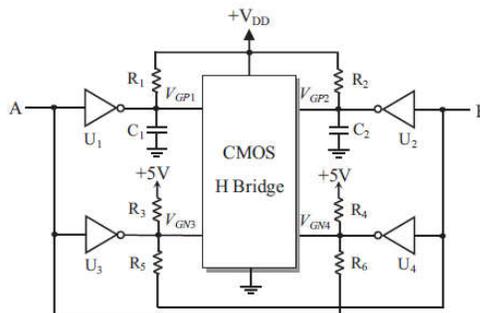


Figura 1.3.3 Puente H propuesto usando polarización de compuerta.

Uno de los problemas básicos de la existencia de tiempo muerto, es la limitación de la mínima velocidad de rotación en un motor de cd. Agregando, que existe un voltaje de error entre el

voltaje de control y la salida de voltaje, lo cual hace que reduzca el par del motor. Para el accionador propuesto se usan cuatro compuertas NOT ($U_1 \dots U_4$) usadas como buffers para las entradas lógicas (A y B), también se utilizan 6 resistencias y 2 capacitores. Al no tener tiempos muertos, la frecuencia de las conmutaciones se puede elevar para así tener una eficiencia más alta, esto se realiza utilizando tecnología MOS en los transistores.

Otra topología sencilla de un accionador con conmutación dura es la presentada por Yu-lung Ke [17], este accionador cuenta con modo de recuperación (freno regenerativo) y es aplicado a una bicicleta eléctrica (figura 1.3.4), el funcionamiento del accionador es sencillo, cuando el actuador trabaja como motor, la topología tiende a ser un reductor (buck); por el otra lado, cuando el actuador trabaja como generador la topología tiende a ser un elevador (boost). La desventaja principal de este accionador es que el motor únicamente puede girar en una sola dirección.

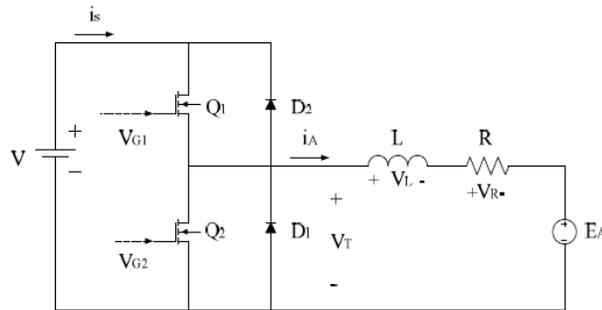


Figura 1.3.4 Accionador propuesto por Yu.Lung Ke.

Y por último se reporta un artículo con más enfoque a lo buscado, en el cual Michael T Tucker y Kevin B. Fite [18] utilizan un clásico puente H trabajando en los 4 cuadrantes, dando así la oportunidad de trabajar al motor en ambas direcciones. Pero el punto principal de este trabajo es el hecho de que utilizan frenado regenerativo en el momento que el usuario esté bajando escaleras o descendiendo pendientes. El cambio de un modo a otro lo hacen manejando únicamente el ciclo de trabajo. La forma de como utilizan el puente H se observa en la figura 1.3.5.

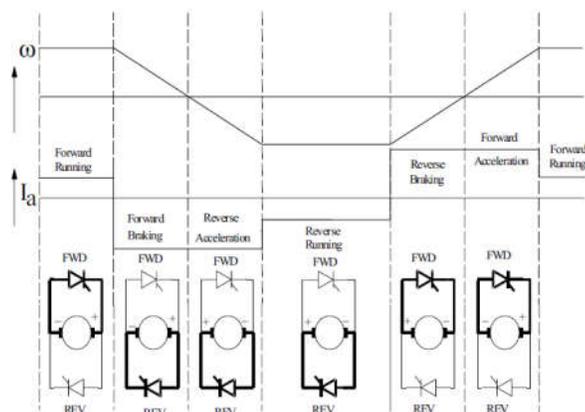


Figura 1.3.5 Puentes H trabajando en los 4 cuadrantes.

De la búsqueda del estado de arte, se seleccionaron las 7 posibles topologías para diseñar. Posteriormente, las cuatro mejores topologías se simularon en las mismas condiciones para obtener sus curvas de eficiencia, las cuales se pueden observar en la figura 1.3.6 y 1.3.7. Se realizó una tabla resumen de las 7 topologías (tabla 1.3.1) en la cual debido a la eficiencia que alcanzó en simulación, pocos elementos en la topología, señal PWM de control simple, se selecciona la topología de Jun-Gu Kim de la referencia [25].

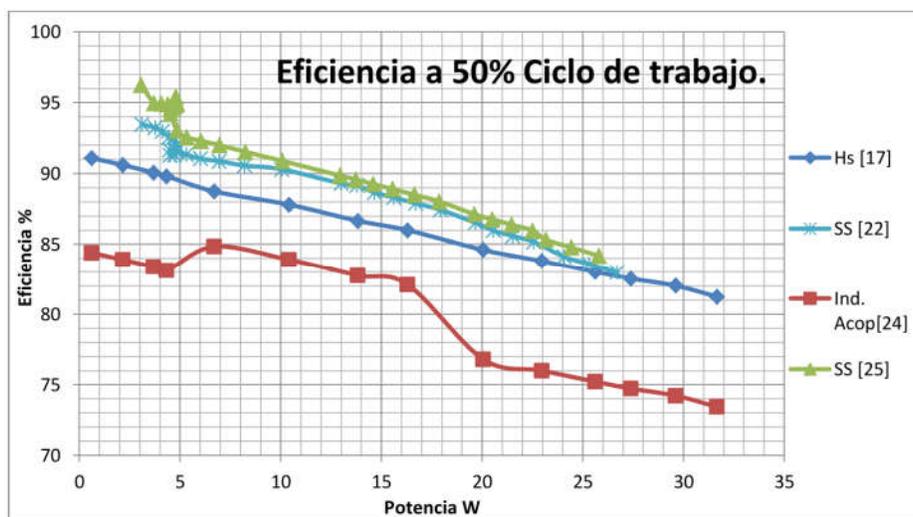


Figura 1.3.6 Curva de eficiencias de las mejores posibles topologías, a un ciclo de trabajo de 50%.

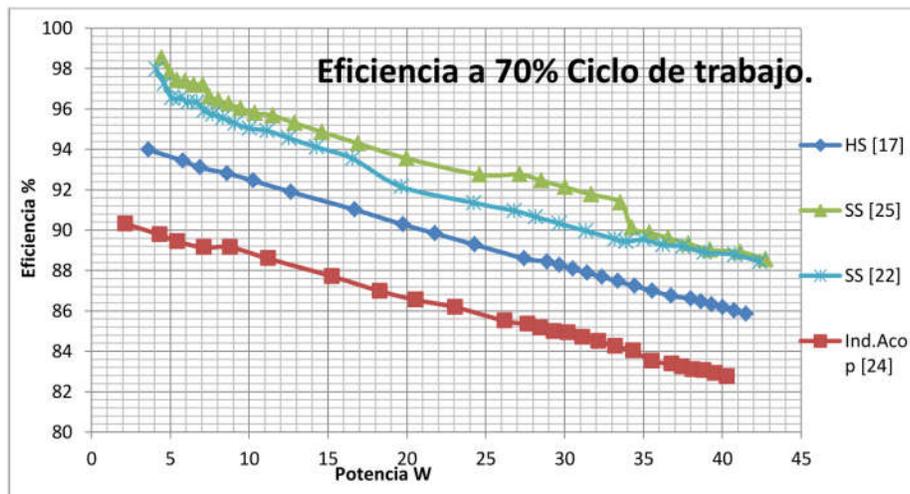


Figura 1.3.7 Curva de eficiencias de las mejores posibles topologías, a un ciclo de trabajo de 70%.

Referencia	Autores	Año publicación	Num. de elem.	Interrup. Comandos	Rango de eficiencias	Bi direccional	Conmutación Suave	Complejidad /dificultad	Diseñado para rango potencia	Comentarios
17	Yu-Lung Ke, Yin-Chun	2009	4	2	79%-88.74%	Sí	Hard Switching	Fácil	30 W-100 W	Topología básica
19	M. Pavlovsky, G. Guidi	2012	10	4	70.3%-83.45%	Sí	Snnuber Activo	Medio/difícil	2kW-14kW	Baja eficiencia en baja potencia
20	M. Pavlovsky, G. Guidi	2014	15	4	72.45%-85.87%	Sí	Snubber Activo	Difícil	2kW-14kW	Baja eficiencia en baja potencia
21	Jae-Won Yang, Hyun-Lark Do	2014	10	4	79.89%-90.3%	Sí	Snubber Activo	Medio/difícil	10 W-200 W	Alta eficiencia en baja potencia
22	Mehran Ahmadi, Eduardo Galvam	2010	8	4	82.97%-97.97%	Sí	Tanque Resonante	Facil/Medio	200 W- 2 kW	Eficiencia alta en baja potencia
23	Pritam Das, Ahmad Mousavi	2009	10	3	75.87%-87.45%	Sí	Tanque Resonante	Medio/difícil	40 W - 200 W	Con Inductor Acoplado
24	Narasimharaju B, Satya Prakash	2010	5	2	84.39%-90.31%	Sí	Hard Switching	Fácil	200 W -2kW	Con Inductor Acoplado
25	Jun-Gu Kim, Seung- Won	2010	6	2	84.17%-98.54%	Sí	Tanque Resonante	Fácil	20 W- 100 W	Topología sencilla y con pocos elementos

Tabla 1.3.1 Tabla resumen de la búsqueda del estado de arte para selección de topología a emplear para la prótesis transfemoral activa

1.4 Propuesta de solución

La propuesta de solución, es primero estudiar cada topología que se podría utilizar, en el caso de las topologías unidireccional se buscaría la forma de que el motor gire en ambos sentidos, mediante una modificación en la topología o agregar un puente H después de la topología, el cual únicamente conmute cuando se necesite el cambio de giro. Se seleccionará la mejor topología con conmutación dura y la mejor con conmutación suave, posteriormente se llevará a cabo la implementación de cada una de las topologías. La forma de evaluar las topologías se hará mediante un estudio sencillo y simulación, donde se buscará principalmente la eficiencia de cada topología a sus diferentes ciclos de trabajo como a diferentes capacidades de carga, de igual forma se buscará elevar la eficiencia mediante el uso de un accionador bidireccional utilizando el actuador en modo generador.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo General

Rediseñar el accionador del motor de cd utilizado por la prótesis transfemoral, buscando la mejor eficiencia.

1.5.2 Objetivos Específicos

1. Hacer una búsqueda más exhaustiva del estado del arte entorno a diferentes topologías de accionadores para un motor de cd (bidireccionales, con o sin conmutación dura).
2. Elegir y estudiar las 2 o 3 mejores topologías para el accionador, y compararlas para observar ventajas y desventajas de cada una.
3. Diseñar el PCB del prototipo final del accionador.

1.6 Justificación

La aportación principal de este trabajo es la realización de un prototipo de accionador que sea adecuado para la aplicación de una prótesis transfemoral, tomando como prioridad la eficiencia. Agregando, que en la literatura no se encuentran accionadores bidireccionales para este tipo de aplicación y de baja potencia (0 W – 60 W).

Capítulo 2

Análisis de marcha humana y caracterización del motor de cd

En este Capítulo se presenta el análisis y estudio de marcha de un paciente con fenotipo mexicano, se explican las etapas de la marcha en pendiente cero. Por otro lado, se explica la importancia de los parámetros de la marcha y se comparan los parámetros de un fenotipo del primer mundo con el fenotipo mexicano. Se muestra la curva característica de par requerido en un ciclo de marcha del fenotipo mexicano en pendiente cero. Y por último mediante la metodología [27] se caracteriza el motor de cd de imanes permanentes para obtener sus curvas de comportamiento y parámetros del modelo simple del motor de cd. Estas curvas de par en el ciclo de marcha y parámetros del motor de cd son utilizadas para el diseño del accionador, como a su vez la selección de batería de la prótesis transfemoral.

2 Análisis de Marcha humana y caracterización del motor de cd.

2.1 Introducción

La marcha humana es un proceso de locomoción con una característica exclusiva de la especie: el desplazamiento del peso corporal de un punto a otro se realiza de forma bípeda. Consta de una serie de movimientos rítmicos y alternantes de las extremidades inferiores, las cuales, contactan con la superficie de desplazamiento. Se puede considerar como una actividad aprendida voluntaria e involuntariamente. La edad, sexo, altura y complexión del sujeto son factores intrínsecos que modifican el patrón de marcha normal. [27]

El análisis de la marcha de un individuo permite valorar si sus movimientos articulares corresponden a una marcha normal, pero también, sirve para diagnosticar patologías del aparato locomotor y sistema nervioso central. En Ingeniería Biomédica, la marcha es ampliamente utilizada para diseño de dispositivos de rehabilitación como son: prótesis y exosqueletos.

La marcha para su análisis se divide en ciclos, los cuales, corresponden a movimientos periódicos que desarrollan los miembros inferiores. Durante un ciclo de marcha cada pierna pasa por: 1) la fase de apoyo, donde el pie se encuentra en contacto con el suelo, y 2) por la fase de oscilación, donde el pie se encuentra en el aire, al tiempo que avanza como preparación para el siguiente apoyo.

La fase de apoyo comienza con el contacto inicial y finaliza con el despegue del ante pie. Posteriormente, la fase de oscilación transcurre con el despegue del ante pie hasta el siguiente contacto con el suelo (ver figura 2.2.1).

2.2 Etapas y parámetros de la marcha humana

La marcha puede ser caracterizada por una serie de parámetros como son: longitud del paso, cadencia, ángulos de flexión-extensión y velocidad [27], [28], [29],[30], [31]. La distancia medida entre dos apoyos consecutivos del mismo pie se denomina longitud de la zancada. La distancia, medida en la dirección de progresión, que separa el apoyo inicial del pie derecho del apoyo inicial del pie izquierdo, se denomina longitud del paso izquierdo.

De forma similar, se define la longitud del paso derecho, así, la suma de ambas coincide con la longitud de la zancada. El tiempo de paso izquierdo es el tiempo transcurrido entre el contacto inicial del pie derecho y el contacto inicial del pie izquierdo, y equivale a la suma del tiempo de

oscilación izquierdo y el tiempo de doble apoyo inmediatamente anterior, que corresponde a la etapa de despegue del pie izquierdo [30], [31].

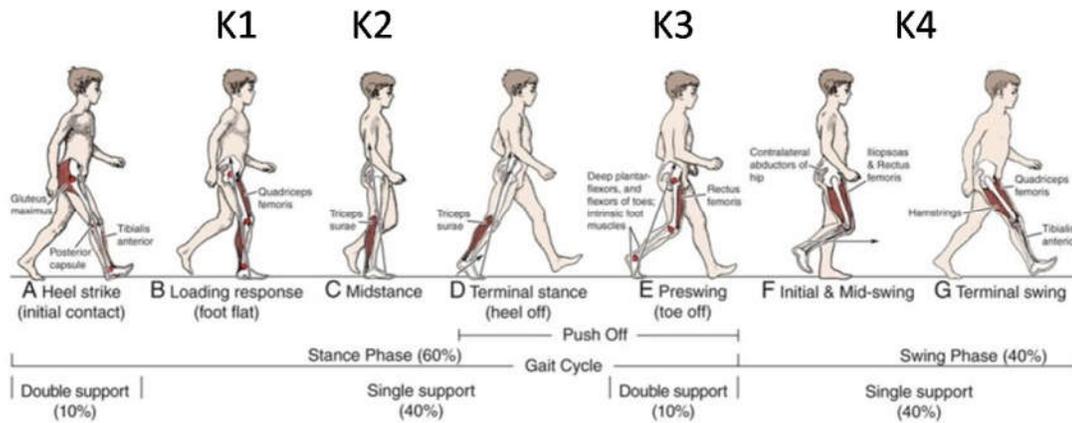


Figura 2.2.1 Imagen de las diferentes etapas en un ciclo de marcha y su relación con respecto a la curva de potencia requerida en la rodilla con respecto a las etapas del ciclo (K1-K4)

La cadencia se puede definir como el número de pasos ejecutados en un intervalo de tiempo, siendo sus unidades el paso por minuto y paso por segundo. La velocidad de marcha se define como la distancia recorrida por el cuerpo en unidad de tiempo. La velocidad media puede calcularse como el producto de la cadencia por la longitud de la zancada, con la adecuada conversión de unidades:

$$\text{Velocidad (m/s)} = \text{longitud zancada (m)} \times \text{cadencia (pasos/min)} / 120 \quad (2.2.1)$$

Para adultos, la velocidad media es de 82 m/min, y varía entre 60 m/min y 100 m/min. Los varones son un 5% más rápidos considerando la media como referencia (86 m/min) y las mujeres (77 m/min) un 6% más lentas [30],[31].

En la Tabla 2.2.1 se presentan parámetros de marcha normal de estudios realizados por diferentes autores. Los parámetros de la tabla se obtuvieron de hombres y mujeres sanos de edad comprendida de entre 18 – 64 años de edad.

Tabla 2.2.1: Parámetros de normalidad de varones (V) y mujeres (M).

Fuente	Cadencia (p/min)		Velocidad (m/s)		Long. Zancada (m)	
	V	M	V	M	V	M
Murray (1966-1979)	117	117	1.53	1.30	1.57	1.33
Chao (1983)	102	108	1.20	1.10	1.42	1.22
Wootten (1990)	112	115	1.34	1.27	1.41	1.30
Perry (2010)	111	117	1.43	1.28	1.46	1.28

Los resultados presentados anteriormente corresponden a marcha estandarizada presentados por diferentes autores de países de primer mundo. En México se han realizado trabajos para estandarizar la marcha, éstos fueron desarrollados por el Instituto Nacional de Ortopedia. En [30] y [31] reportaron un análisis de parámetros cinemáticos de marcha normal con el propósito de encontrar correlaciones entre factores involucrados durante la marcha humana.

Concluyeron que las correlaciones de ángulos implican que la articulación de la rodilla es especialmente importante en la determinación de la velocidad de la cadera, rodilla y tobillo, y consecuentemente también en las longitudes de ciclos y pasos.

2.3 Parámetros y curva característica de la marcha del fenotipo mexicano.

De forma similar, en [30] y [31], estudios en donde participó el Dr. Fermín Martínez y que utilizó para la realización de [27], se realizó un análisis de marcha con un sistema computarizado de video con tres cámaras, analizaron a 30 varones adultos, sanos, de fenotipo mexicano. Los resultados obtenidos fueron similares a los reportados previamente para otras poblaciones de primer mundo, con las excepciones de las longitudes de ciclos y pasos, lo cual, resultó en una velocidad de avance menor (1.14 m/s, comparado con un rango de 1.39 a 1.52 m/s). En la tabla 2.3.1 se muestran los resultados del análisis de marcha reportados en [27], [30] y [31].

Tabla 2.3.1 Parámetros de marcha en mexicanos.

Parámetros	Media pie derecho	Media pie izquierdo	Desv. Est. Total
Largo del ciclo (m)	1.30	1.31	12
Largo de paso (m)	0.66	0.66	7
Ancho de paso (m)	1.2	1.1	1
Duración de ciclo (s)	1.14	1.14	0.07
Duración de paso (s)	0.57	0.56	0.04
Ángulo de flexión de la cadera (°).	10	9	3
Ángulo de extensión de la cadera (°)	-12	-14	6
Ángulo de rodilla (°): Flexión 1	5	5	6
Ángulo de rodilla (°): Extensión 1	-5	-5	3
Ángulo de rodilla (°): Flexión 2	46	47	6

De las 30 personas que fueron analizadas mediante el sistema de video, se seleccionó un sujeto que se aproximaba más a las medidas y parámetros de media del fenotipo mexicano. Las características antropométricas son las siguientes:

- Estatura: 170 cm
- Peso: 75 kg.

Las longitudes y masas de muslo y pierna se obtuvieron mediante tablas antropométricas reportadas en [28], [30] y [31].

Entonces, a través del peso y altura total del sujeto, los datos antropométricos se estimaron de la siguiente forma:

Masas de segmentos corporales:

- Masa del pie = $(0.0145)(75 \text{ kg}) = 1.087 \text{ kg}$.
- Masa de la pierna = $(0.04665)(75 \text{ kg}) = 3.487 \text{ kg}$.
- Masa del muslo = $(0.10)(75 \text{ kg}) = 7.5 \text{ kg}$.

Longitudes

- Longitud del pie = $(0.152)(1.75 \text{ m}) = 0.266 \text{ m}$.
- Longitud de la pierna = $(0.246)(1.75 \text{ m}) = 0.430 \text{ m}$.
- Longitud del muslo = $(0.245)(1.75 \text{ m}) = 0.428 \text{ m}$.
- Longitud del centro de masa del pie = $(0.50)(0.266 \text{ m}) = 0.133 \text{ m}$.
- Longitud del centro de masa de la pierna = $(0.433)(0.430 \text{ m}) = 0.186 \text{ m}$.
- Longitud del centro de masa del muslo = $(0.433)(0.428 \text{ m}) = 0.186 \text{ m}$.

Posteriormente con los datos obtenidos con el sistema de video, y el modelado físico de la pierna presentado en [27]. Se logró obtener una curva de par (N-m) requerido en la rodilla con respecto al ciclo de marcha, esta curva se puede observar en la figura 2.3.3. De igual forma, en [28] se presenta casi la misma curva obtenida de un trabajo del fenotipo de una persona de Canadá, esta se puede observar en la figura 2.3.2.

Si se compara la gráfica del fenotipo mexicano obtenida en el trabajo [27] con respecto a la gráfica del fenotipo canadiense en el trabajo [28], se puede decir que independientemente del fenotipo de nacionalidad mantienen cierta relación y tendencia. Cabe destacar, que las diferencias entre las gráficas se deben a la metodología empleada en cada trabajo.

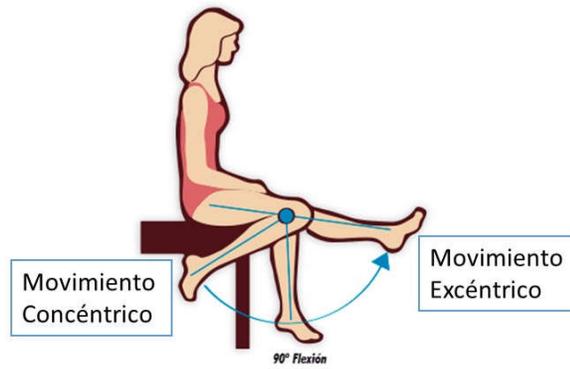


Figura 2.3.1 Movimiento concéntrico y excéntrico.

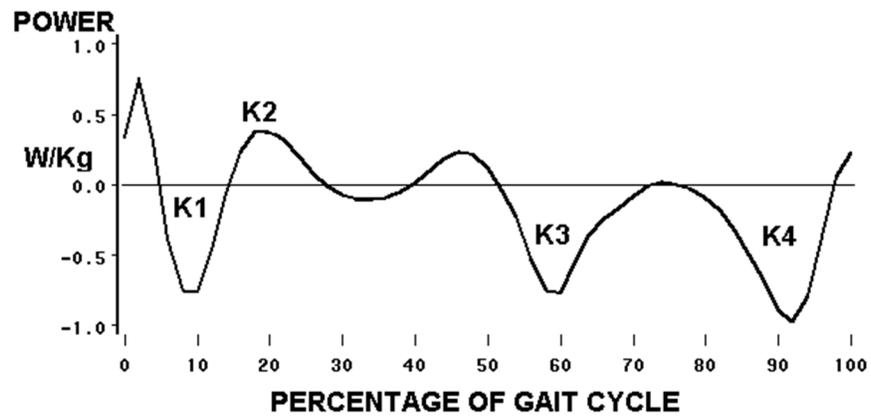


Figura 2.3.2 Curva característica de potencia por kilogramo con respecto a las etapas en un ciclo de marcha de una persona genérica, obtenida de [28].

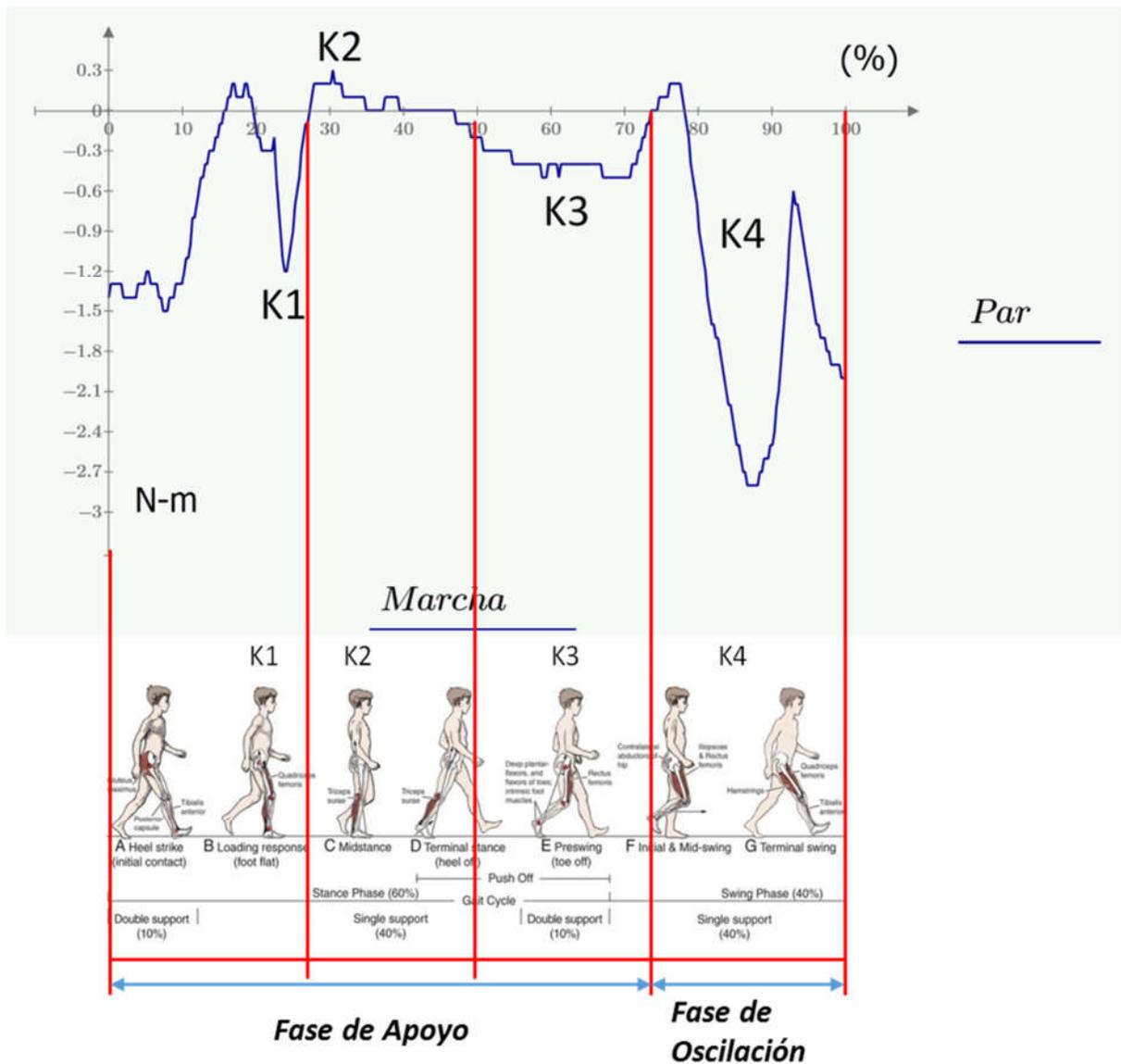


Figura 2.3.3 Curva característica del par (N-m) requerida en la unión de rodilla con respecto a las etapas en un ciclo de marcha de fenotipo mexicano promedio, obtenida de [27], [30] y [31].

La descripción de potencia y/o par para cada etapa es la siguiente:

K1.- Región de par negativo correspondiente al movimiento excéntrico del extensor de la rodilla durante la etapa respuesta a la carga (Loading Response).

K2.-Región de par positivo correspondiente al movimiento concéntrico del extensor de la rodilla durante la etapa media (midstance), esto es seguido por un periodo de energía mínima cuando la reacción del suelo estabiliza la rodilla en la extensión.

K3.-Región de etapa negativa, correspondiente al movimiento excéntrico en el recto femoral durante la etapa pre-balanceo (preswing). A velocidades normales o ligeramente más rápidas, el recto femoral controla la flexión de la rodilla.

K4.-Región de par negativo, correspondiente al movimiento excéntrico en los isquiotibiales durante la etapa final de balanceo (terminal swing).

2.4 Obtención de parámetros del motor de cd.

Se obtuvieron los parámetros del motor de CD de imanes permanentes utilizado en la prótesis. Se utilizó una metodología de obtención de parámetros de [25], así como el modelo simple de motor CD. Dicho modelo se presenta en la figura 2.4.1, donde R_A representa la resistencia de armadura, L_A representa la inductancia de armadura y e_b representa la Fuerza Contra electromotriz FCE. Mediante un programa de filtrado de Matlab se eliminó el ruido de los datos obtenidos de las pruebas realizadas, en la figura 2.4.2 se puede observar dicho filtrado, de esta forma mediante la observación del comportamiento del motor en estado transitorio y estable se obtuvo un aproximado de L_A y R_A .

$$L_A = 0.001782698 \text{ H} \approx 1.7 \text{ mH}$$

$$R_A = 7.564518899 \text{ } \Omega \approx 7.5 \text{ } \Omega$$

Posteriormente, se realizó otra prueba para obtener la constante de fuerza contra electromotriz K_b , la cual consistió en alimentar el motor de CD a diferentes valores de voltaje e_a (5 V- 12 V), para así medir la velocidad en que gira el motor ω y la corriente que demanda a esa velocidad. De la ecuación 2.4.1 que define el circuito del estator del motor y la ecuación 2.4.2 que define la relación entre la fuerza contra electromotriz y K_b , se obtiene la ecuación 2.4.3 que define K_b . De igual forma, se toman mediciones a diferentes puntos de voltaje para obtener una medida promedio.

$$K_{b_promedio} = 0.00085865$$

$$e_b = e_a - R_A I_A \quad (2.4.1)$$

$$e_b = k_b \omega \quad (2.4.2)$$

$$k_b = \frac{e_a - R_A I_A}{\omega} \quad (2.4.3)$$

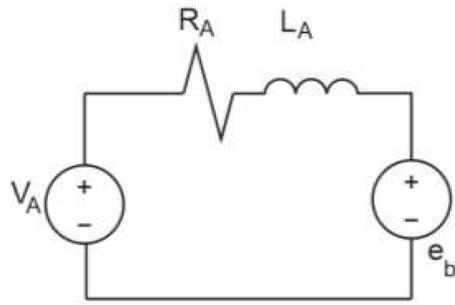


Figura 2.4.1 Modelado del motor de CD de imanes permanentes alimentado con una fuente V_A

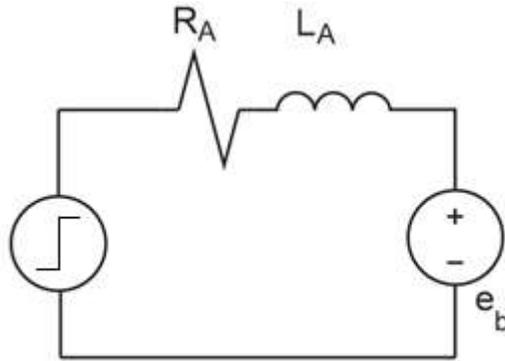


Figura 2.4.2 Excitación mediante un escalón de voltaje ($0.25V - 1.5V$) a rotor bloqueado.

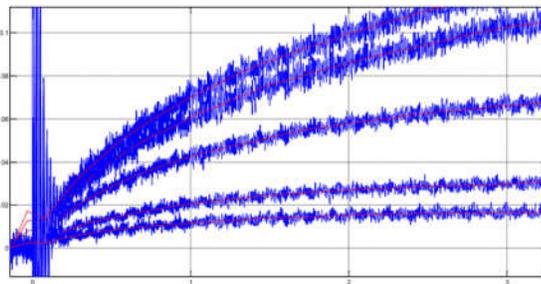


Figura 2.4.3 Filtrado en Matlab para eliminar el ruido de las señales medidas.

2.5 Caracterización del par del motor de DC con respecto a su corriente

En la sección 3.1 se menciona que para mejorar la curva de eficiencia, el accionador no tendrá conmutación suave SS del inglés “*Soft Switching*” conmutación suave en todo su rango de potencias y únicamente conmutará de forma suave en potencias bajas de demanda de la carga. Por lo tanto, se caracterizó τ_0 del motor de DC, para así conocer y validar el rango de par que otorga con respecto a la corriente que demande. De esta forma, se podrá seleccionar I_0 mínima en el cual el accionador deberá operar con SS. La metodología consistió en aplicar una carga mecánica variable de forma tangencial de forma que el motor estuviese en equilibrio, se aplicaron diferentes voltajes de excitación a diferentes cargas mecánicas, se observó el comportamiento de la corriente demandada por el motor y junto con la ecuación 2.5.1 se realizó la gráfica de la figura 2.5.2. Cabe destacar, que a pesar la curva de motor se haya llevado hasta 2.45 N·m, el par nominal del motor es de 1.8 N·m. El funcionamiento arriba de 1.8 N·m podría dañar el devanado de armadura del motor de CD.

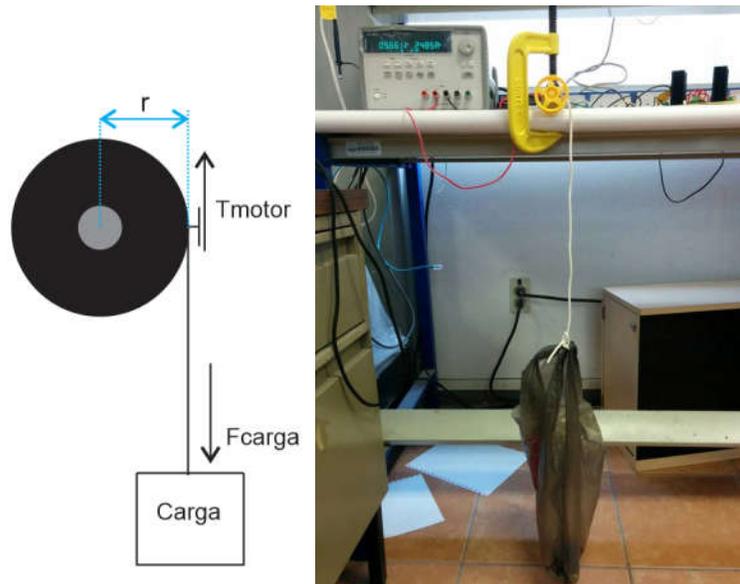


Figura 2.5.1 El eje del motor se representa con el círculo gris, mientras que la rueda de mayor diámetro se representa con el círculo de color negro.

$$\tau_{motor} = (F_{carga})(r) = (mg)(r) \quad (2.5.1)$$

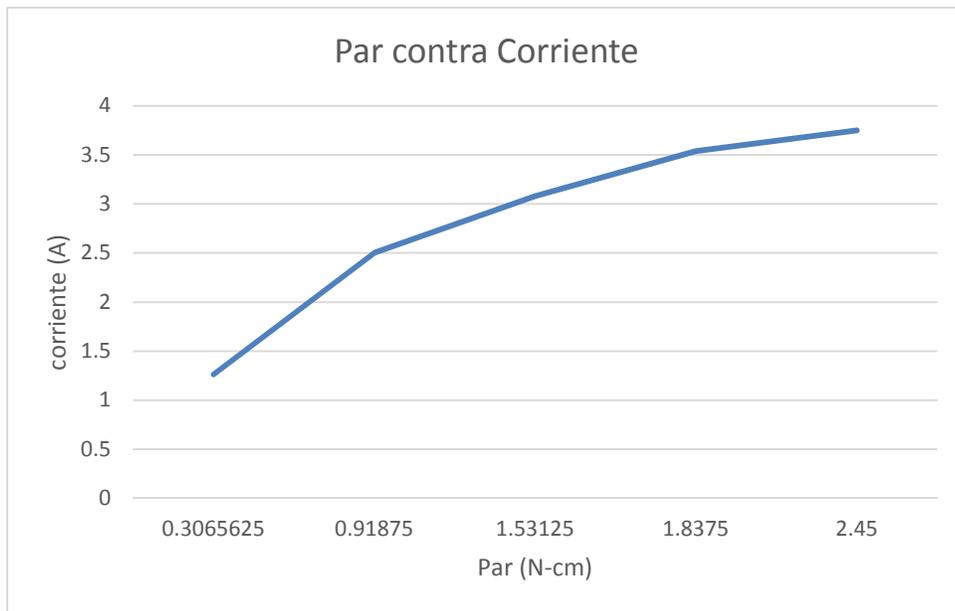


Figura 2.5.2. Curva de Corriente (amperes) contra Par ($N \cdot cm$), del motor de cd.

Capítulo 3

Análisis y metodología del diseño del accionador

En este capítulo se presenta el funcionamiento del accionador, también se muestra cómo cambiar el sentido de transferencia de energía entre operar en modo buck y modo boost. A su vez, se explica cómo se logra la conmutación suave en los interruptores y las dos formas en que pueden dejar de conmutar de forma suave. Se plantea una nueva técnica de intercalado entre conmutación suave y dura (S-H S) para optimización de la eficiencia en el accionador a diferentes ciclos de trabajo.

Por último, se plantea una metodología sencilla de diseño para la selección de elementos de la topología del accionador.

3 Análisis y metodología del diseño del accionador

3.1 Funcionamiento del accionador.

Del estudio realizado mediante simulaciones de las posibles topologías, que fue presentado en la sección del estado de arte (sección 3.1), se puede observar que la topología seleccionada es la [25] de Jun-Gu Kim, la cual es una modificación del accionador propuesto por Yun-Lung Ke [27] (figura 3.1.1), el cual consiste en un accionador bidireccional híbrido entre un convertidor buck/boost. La diferencia del accionador Jun-Gu kim es la rama auxiliar que se agrega para que los interruptores conmuten de forma suave.

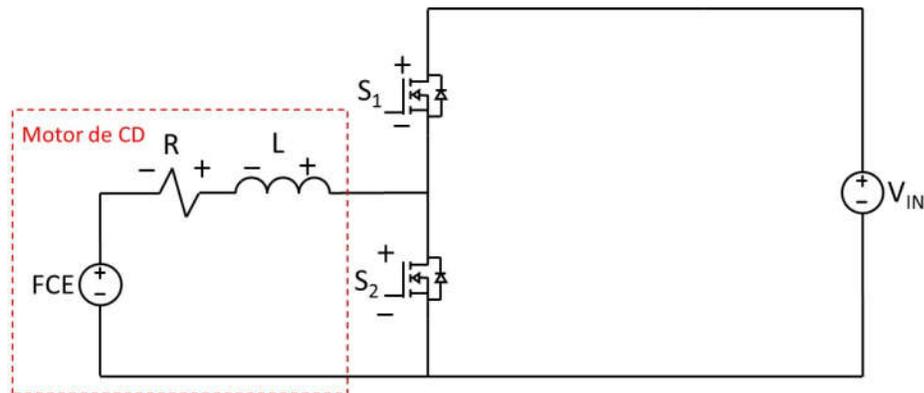


Figura 3.1.1 Topología de Yun-Lung Ke [17], accionador bidireccional híbrido.

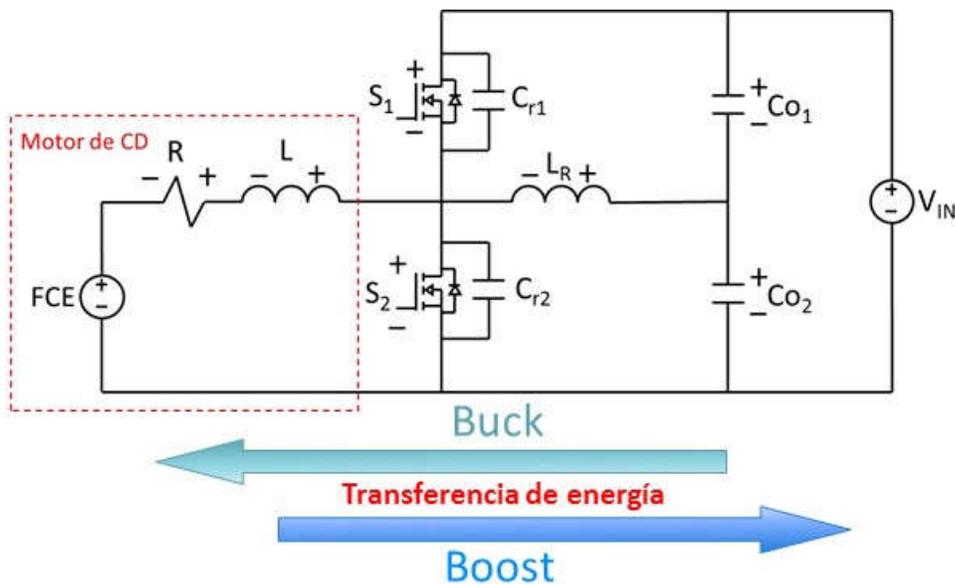


Figura 3.1.2 Topología de Jun-Gu Kim [25], accionador bidireccional con conmutación suave.

El accionador de Yun-Lung Ke (figura 3.1.1) resulta ser un convertidor DC-DC muy utilizado en las aplicaciones donde se requiere una transferencia bidireccional de energía, debido a la recuperación de energía. La forma para seleccionar la dirección del flujo de energía es mediante la selección del interruptor a conmutar, es decir, si el interruptor S_1 se conmuta mientras que el interruptor S_2 se apaga, el accionador hará transferencia de V_{in} a al motor de CD, trabajando como un convertidor Buck. Por el otro lado, si el interruptor S_2 se conmuta mientras que el interruptor S_1 se apaga, ahora la transferencia de energía será del motor de CD trabajando como generador a V_{in} , trabajando como un convertidor Boost. Los diodos parásitos de los MOSFETs, se utilizarán como interruptores no comandados que se emplean para la etapa del apagado de cada modo (Buck o Boost).

El accionador de Jun-Gu Kim funciona casi de la misma manera que el de Yun Lung Ke, únicamente que se añade una rama auxiliar para lograr conmutación suave en los interruptores. Para seleccionar el sentido de la dirección del flujo de energía se hará de la misma forma, con la única diferencia para el modo Buck, es que el interruptor principal será el S_1 y el interruptor S_2 trabajará como interruptor auxiliar para lograr la conmutación suave. En la figura 3.1.3, se puede observar de forma más detallada el cambio de modos de operación en el accionador.

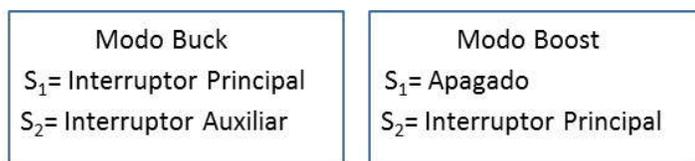


Figura 3.1.3 Condiciones en los interruptores para el cambio de modo de operación en el accionador de Jun-Gu kim.

La forma de cómo se logra la conmutación suave en los interruptores resulta ser muy sencilla. Al encendido, se logra una conmutación a voltaje cero ZVS del inglés “Zero Voltage Switching” debido a que la corriente empieza a circular primero en el diodo parásito del interruptor, mientras que el voltaje de bloqueo en el interruptor empieza a decrecer hasta cero. En el momento de que la corriente deja de circular por el diodo, y comienza a circular por el canal n del interruptor en sentido contrario al diodo, el interruptor logra la conmutación suave a voltaje cero. En la figura 3.1.4 se observa las curvas del encendido del interruptor. En el caso del apagado, existen dos formas de lograr la conmutación suave. La primera, es mediante la resonancia de la rama resonante para lograr conmutación a corriente cero ZCS del inglés “Zero Current Switching”, la cual hace resonar la corriente en el interruptor para justamente conmutar en el momento que

la corriente circula de forma negativa por el diodo parásito, la gran desventaja de esta técnica es que depende que sea constante la corriente de salida y la ganancia del accionador.

La segunda forma, es mediante el uso de un capacitor en paralelo al interruptor (C_r), este capacitor al momento de apagarse el interruptor demanda corriente para cargarse, lo cual permite casi una ZCR, la desventaja de esta técnica de apagado suave es que resulta ser disipativo por la resistencia equivalente parásita del capacitor (ESR del inglés “*Equivalent Series resistor*”).

Debido a que la corriente a la salida y el ciclo de trabajo en el accionador no es constante por la aplicación de la prótesis, resulta difícil diseñar la conmutación suave al apagado mediante la resonancia de corriente. Por lo tanto, se plantea el uso de la segunda forma de conmutación suave al apagado (figura 3.1.5). En la sección 3.2, se detalla más la metodología de diseño del accionador.

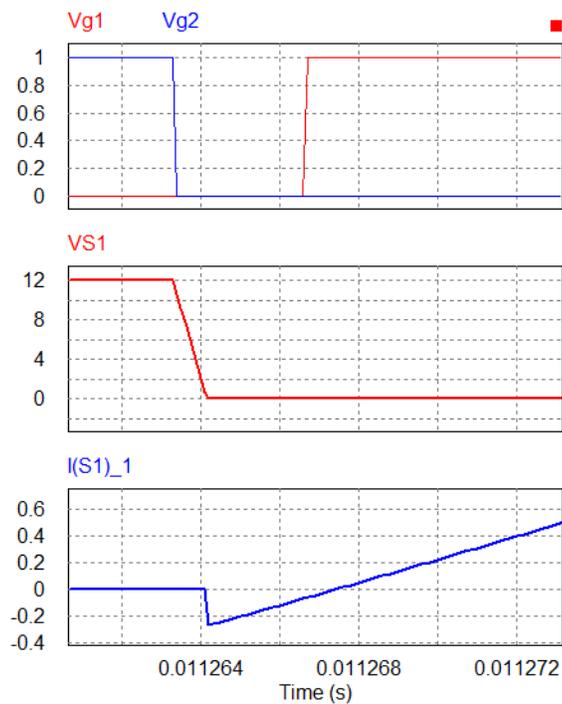


Figura 3.1.4 Conmutación suave al encendido del interruptor S_1 , ZVS.

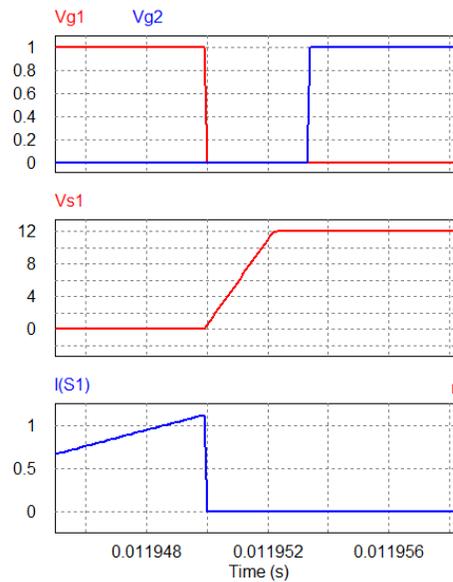


Figura 3.1.5 *Commutación suave al apagado del interruptor S_1 , ZCS.*

El accionador puede dejar de conmutar de forma suave en los interruptores mediante dos formas. La primera es mediante diseño, dependiendo del valor del inductor L_r , habrá un punto de inflexión donde dependiendo la corriente a la salida, ocasionará que no circule corriente por el diodo parásito del interruptor, esto provocará que el accionador trabaje como un convertidor Buck con conmutación dura, esto se puede observar mejor en la figura 3.1.6.

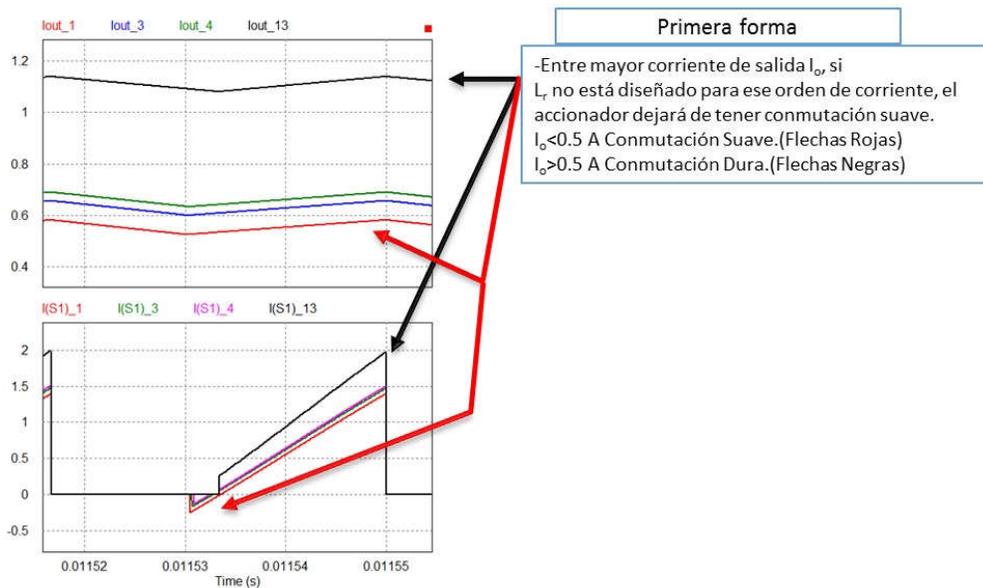


Figura 3.1.6 *Primer forma de que el accionador cambie de conmutación suave a conmutación dura mediante diseño.*

La segunda forma resulta ser más sencilla, y es mediante el apagado del interruptor secundario. Al momento de únicamente conmutar el interruptor principal S_1 el accionador trabajará como un Buck con conmutación dura. En la figura 3.1.7 se observan más detalles.

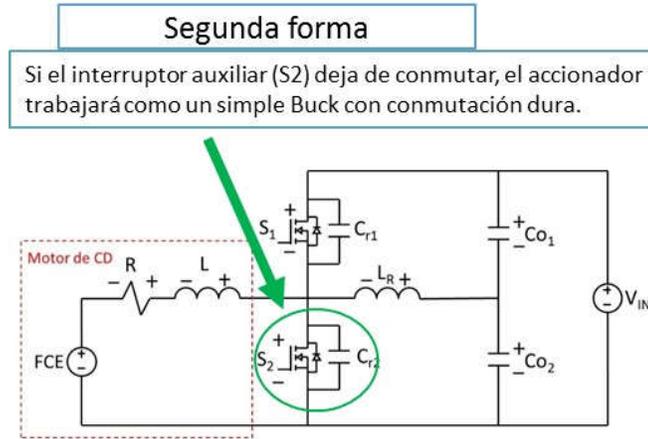


Figura 3.1.7 Segunda forma de que el accionador cambie de conmutación suave a conmutación dura, mediante el apagado del interruptor auxiliar S_2

Debido a que las eficiencias en rangos de potencia bajos la curva de eficiencia del accionador es mejor operando con conmutación suave que operando con conmutación dura y de forma inversa para potencias medias y altas (figura 3.1.8). El accionador operará con *SS* en rangos bajos de potencia, mientras que en el resto del rango de potencia el accionador operará con conmutación dura *HS* del inglés “*Hard Switching*”. A este tipo de funcionamiento, se le denominó conmutación intercalada entre suave y dura *S-H S* del inglés “*Interleaved Soft-Hard Switching*” (figura 3.1.9). Cabe destacar que para este tipo de convertidores DC-DC y en este rango de potencia, en el estado de arte no se ha presentado una propuesta similar de cambio de tipo de conmutación en tiempo real dependiendo la potencia de salida.

En el diseño del accionador se deberá considerar el punto de inflexión entre *HS* y *SS*. Mediante simulación y pruebas de laboratorio (Anexo B) se concluyó que aproximadamente a valores de corriente de salida mayores a 500 mA (la corriente varía dependiendo el ciclo de trabajo) el accionador cambiará de *SS* a *HS*. Cabe destacar, que en otros casos el accionador con el fin de tener mejor curva de eficiencia se forzará a *HS* mediante la desactivación del interruptor auxiliar S_2 (figura 3.1.6 y 3.1.7).

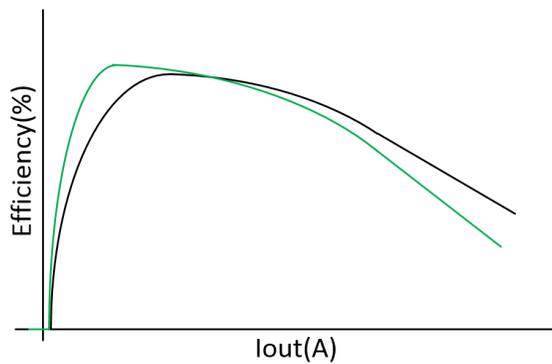


Figura 3.1.8 De color verde la curva típica del accionador operando con conmutación suave mientras que de color negro operando con conmutación dura.

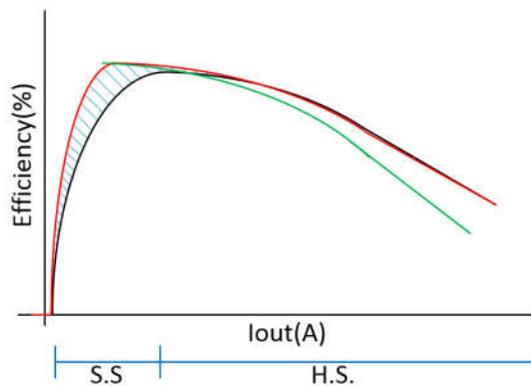


Figura 3.1.9 De color rojo la curva típica del accionador operando con conmutación intercalada suave-dura (S-H S), de color negro operando con conmutación dura (HS) y de color verde operando con conmutación suave (SS).

En la figura 3.1.9, se observa cómo S-H S tiene mejor curva de eficiencia que operando únicamente con SS u operando únicamente con HS. El punto en el que resulta ser mejor el cambio de SS a HS se le denominó punto de inflexión, este punto de inflexión depende principalmente del ciclo de trabajo en el cual se esté operando el accionador y entre otros factores. En la figura 3.1.10 se pueden observar los diferentes puntos de inflexión que presenta el accionador. Por otro lado, en la tabla 3.1.1 se pueden observar la ubicación de los puntos de inflexión dependiendo del ciclo de trabajo.

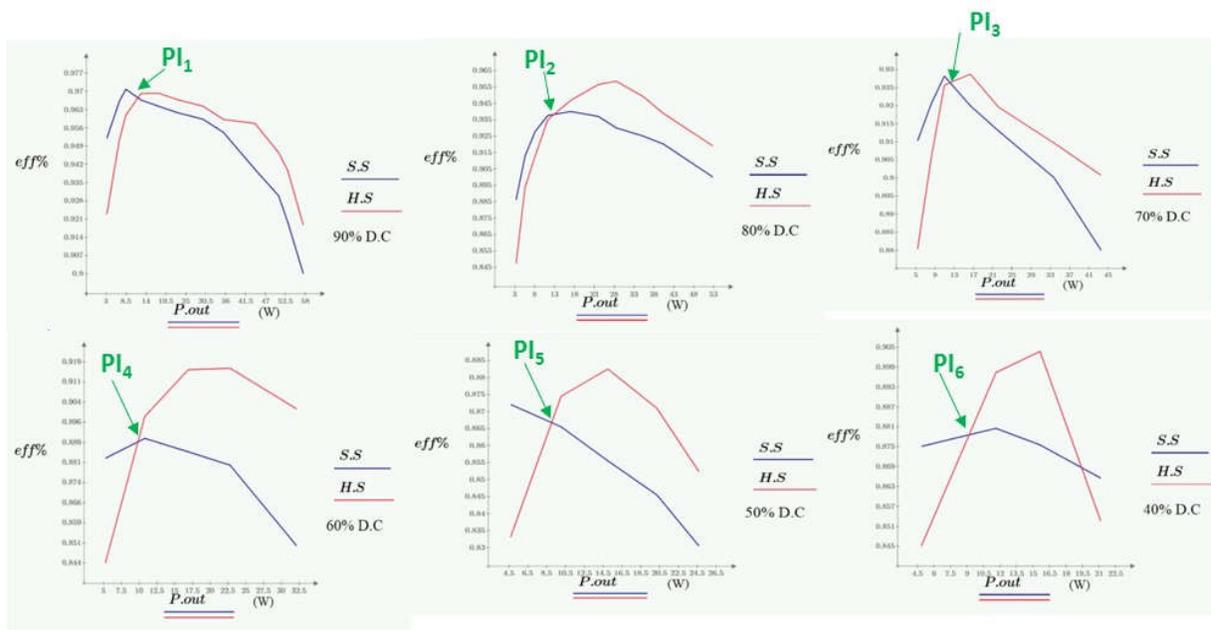


Figura 3.1.10 Localización de puntos de inflexión en las curvas de eficiencia en el accionador dependiendo del ciclo de trabajo.

Para la implementación de este accionador en la prótesis transfemoral, se ocuparán ambas formas de intercalado de SS a HS. Para el valor de I_r se diseñará a 500 mA, debido a que en la tabla 3.1.1 se puede observar que el punto de inflexión de los ciclos de trabajo a operar está alrededor de 500 mA. Sin embargo, para hacer más preciso el cambio de SS a HS se mide la corriente a la salida y mediante programación en el FPGA se decide en que momento apagar el interruptor auxiliar S_2 .

Tabla 3.1.1 Localización de puntos de inflexión dependiendo el ciclo de trabajo.

Ciclo de Trabajo (D)	Corriente de Salida (I_o)	Punto de inflexión (PI)
90%	405 mA	PI ₁
80%	427 mA	PI ₂
70%	445 mA	PI ₃
60%	465 mA	PI ₄
50%	487 mA	PI ₅
40%	505 mA	PI ₆

En la figura 3.1.11 se puede observar el funcionamiento del accionador, principalmente se puede dividir en dos circuitos equivalentes (figura 3.1.12). Para facilitar la metodología de diseño, se tomó como referencia el tiempo de apagado.

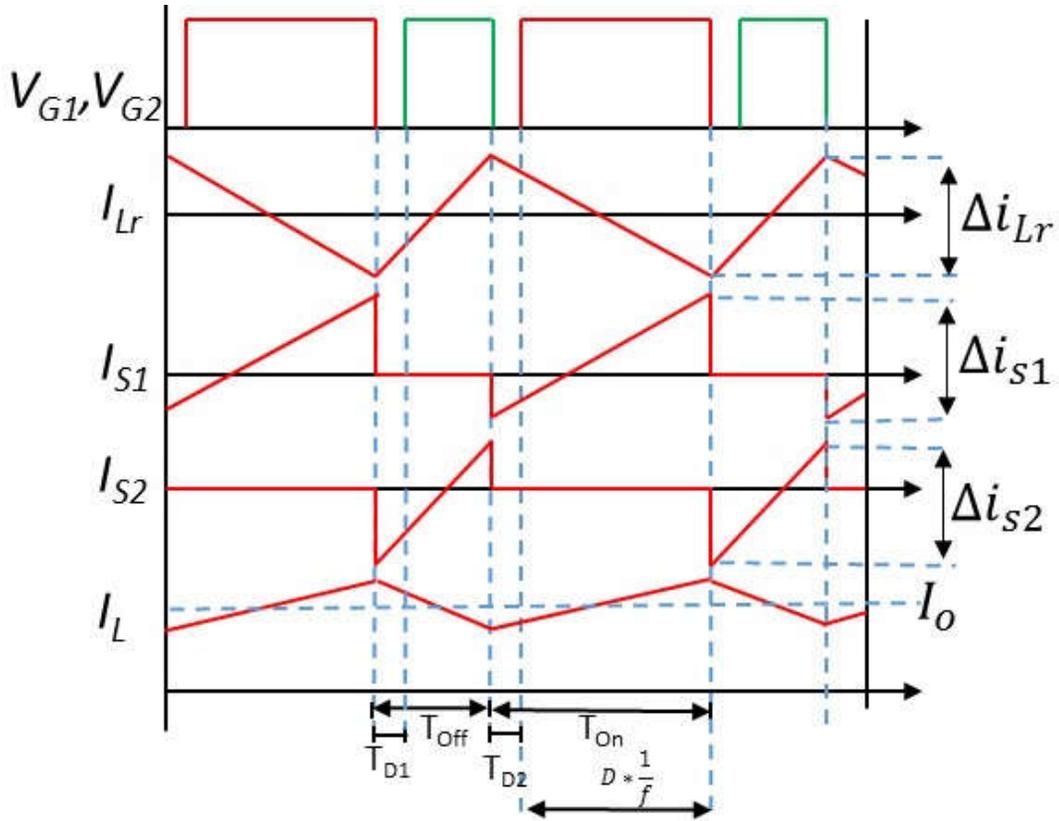


Figura 3.1.11 Funcionamiento del accionador [24]

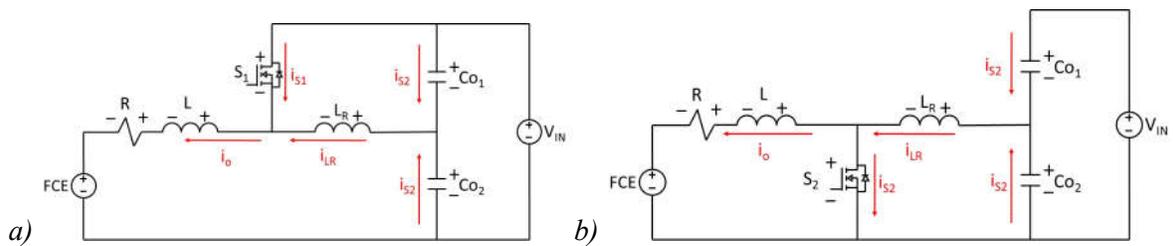


Figura 3.1.12 a) Circuito equivalente en el tiempo de encendido “ T_{on} ”, b) Circuito equivalente en el tiempo de apagado “ T_{off} ”.

3.2 Metodología de diseño del accionador.

3.2.1 Ganancia del convertidor

A pesar de que la topología está basada en un accionador buck, la ganancia del accionador no es el ciclo de trabajo. Como se puede observar en la figura 3.1.11, el tiempo del encendido del circuito equivalente del enciso “a” de la figura 3.1.12, equivale al tiempo del ciclo de trabajo más el tiempo muerto. Los dos tiempos muertos, que se deberá tener entre las dos señales de control PWM, es de un 10% del periodo cada uno, este valor de 10% se concluyó del trabajo realizado en el anexo E. En dado caso de que alguno de los tiempos muertos sea mayor (figura 3.2.1) el accionador presentará discontinuidades de corriente en sus interruptores (círculo rojo de la figura 3.2.1), además, la ganancia del accionador no concordaría con la ganancia presentada en la ecuación 3.2.6

$$p = \frac{1}{f} = T_{on} + T_{off} \quad (3.2.1)$$

$$T_{D1}, T_{D2} = p \cdot 0.1 \quad (3.2.2)$$

$$T_{on} = D \cdot \frac{1}{f} + T_{D2} \quad (3.2.3)$$

$$T_{off} = p - T_{on} \quad (3.2.4)$$

$$T_{off} = p - (D \cdot \frac{1}{f} + T_{D2}) \quad (3.2.5)$$

$$D + 0.1 = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.2.6)$$

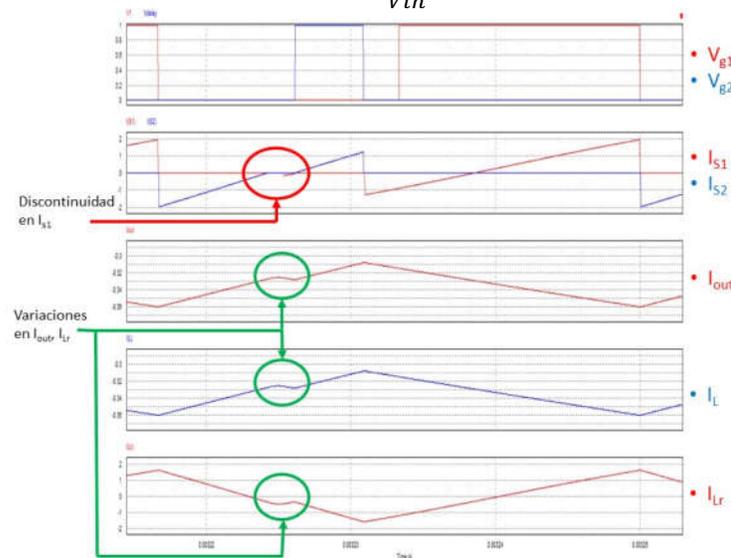


Figura 3.2.1 *Círculo rojo: Discontinuidad de corriente en el interruptor auxiliar (S_2) debido a un tiempo muerto T_{D1} mucho mayor al recomendado. Círculo verde: Variaciones en la linealidad de corriente en I_{out} , I_{Lr} .*

3.2.2 Cálculo del inductor L_r

El valor de la inductancia L_r es de suma importancia ya que dependiendo de su valor permitirá al accionador operar con conmutación suave. Una inductancia más grande hará que el pico de corriente en los interruptores sea menor pero podría forzar al accionador a conmutar de forma dura, esto se puede observar en la figura 3.2.2.

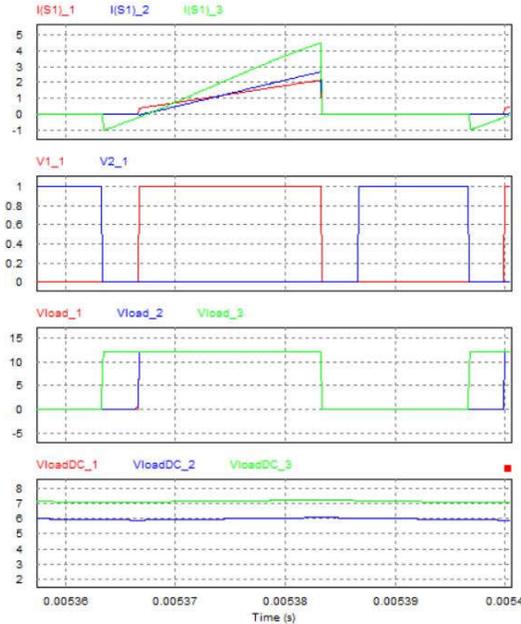


Figura 3.2.2 Simulación del accionador barriendo L_r (verde.-22 μH , azul.-47 μH , rojo.-70 μH) se puede observar para valores de inductancia de 47 μH y 70 μH , el accionador deja de tener SS y comienza con HS en el interruptor principal.

La ecuación 3.2.7 caracteriza la corriente que circula por el interruptor principal durante el tiempo de encendido del accionador, sustituyendo los peores valores que podrá presentar el accionador en 3.2.8 se decide que una L_r de 22 μH .

$$L_r = \frac{V_{co2} - V_{B.diode}}{i_{Lr}} (T_{off}) \quad (3.2.7)$$

$$L_r = \frac{6V - 1.2V}{1A} (4.33 \mu S) = 20.78 \mu H \approx 22 \mu H \quad (3.2.8)$$

3.2.3 Cálculo de capacitor snubber C_{r1} y C_{r2}

Los capacitores C_{r1} y C_{r2} funcionan como snubber para reducir el estrés de voltaje y corriente en el interruptor y su vez ayudan como elementos resonantes para la conmutación suave a corriente cero ZCS. Como se mencionó en la sección 3.1, los capacitores C_{r1} y C_{r2} funcionan como rama auxiliar resonante para lograr la conmutación a ZCS, la gran desventaja es que la corriente de salida y el ciclo de trabajo deben ser constantes para así poder diseñar la rama resonante, por lo tanto, para este tipo de aplicación no sería conveniente, debido a que es de

suma importancia variar el ciclo de trabajo para coordinar mejor la marcha de la prótesis. Por otro lado, debido al orden de frecuencia de conmutación es del orden de unas décadas de kHz, el valor de C_r calculado resulta ser demasiado grande, provocando más pérdidas por conducción debido a la ESR del capacitor, por lo tanto, C_r para este prototipo se diseña con la metodología de un Snubber. Sin embargo, en el anexo C se muestran las ecuaciones que caracterizan a la etapa resonante del accionador. La metodología para seleccionar el valor de C_{r1} y C_{r2} es que debe ser de 4 a 10 veces el valor de la capacitancia parásita de salida del interruptor C_{oss} . El voltaje en C_{r1} se puede observar en la ecuación 3.2.11 y el voltaje en C_{r2} en la ecuación 3.2.12. El uso de capacitores más grandes reduce ligeramente el pico de voltaje de salida a costa de una mayor disipación de energía en la resistencia [32].

$$C_{r1} = C_{r2}, = (C_{oss} \cdot 10) \quad (3.2.9)$$

$$C_{r1}C_{r2}, = (926 \text{ pF} \cdot 10) = 9.26 \text{ nF} \approx 10 \text{ nF} \quad (3.2.10)$$

$$V_{Cr1} = V_{Co1} - V_{Co1} \cos \omega_{rt} - Z_r(i_{D1} + i_{Lr}) \sin \omega_{rt} \quad (3.2.11)$$

$$V_{Cr2} = V_{Co2} + V_{Co2} \cos \omega_{rt} - Z_r(i_{D1} + i_{Lr}) \sin \omega_{rt} \quad (3.2.12)$$

3.2.4 Cálculo de capacitor de entrada C_{o1} y C_{o2}

Los capacitores de entrada actuarán como filtro de ruido por conmutación hacia la batería. Se desea que el ruido de voltaje que reciba la batería no sea mayor al 5% de su voltaje de excitación, dando así un V_{maxR} de ruido no mayor 600mV, ecuación (3.2.13)

$$V_{maxR} = V_{bat} \cdot 5\% = 12 \cdot 0.05 = 600 \text{ mV} \quad (3.2.13)$$

La ecuación 3.2.14 define el valor de la capacitancia mínima que deberá tener el filtro de entrada, donde la corriente máxima del accionador es $I_{load}=5$ A, el peor caso de ciclo de trabajo donde requiere mayor capacitancia de entrada es 50% $D=0.5$, y una frecuencia de conmutación de 30 kHz.

$$C_{IN_min} = \frac{I_{load}(D) (1-D)}{V_{maxR} \cdot F} \quad (3.2.14)$$

$$C_{IN_min} = \frac{5 \text{ A}(0.5) (1-0.5)}{0.6 \text{ V} \cdot 30 \text{ kHz}} = 69.44 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.2.15)$$

La suma de $Co1$ y $Co2$ será la capacitancia total de entrada multiplicada por la tolerancia 80% que pueden presentar los capacitores (ecuación 3.2.16). Se decidió colocar 2 capacitores de 22 μF en lugar de uno de 47 μF , para reducir la resistencia equivalente en serie parásita ESR a la mitad, con objetivo a mejorar la eficiencia.

$$C_{IN} = (Co_1 + Co_2) \cdot 80\% \quad (3.2.16)$$

$$C_{IN} = 2 \cdot (22 \text{ } \mu\text{F}) + 2 \cdot (22 \text{ } \mu\text{F}) \cdot 0.8 = 70.4 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.2.17)$$

Capítulo 4

Control de señales PWM del accionador

En este Capítulo se presenta las metodologías propuestas para la modulación de PWM para el interruptor principal y secundario, mediante el uso de dos plataformas de desarrollo de FPGA. Se describe de forma breve las plataformas de desarrollo de FPGA y su funcionamiento en lenguaje de alto y bajo nivel. Se muestran los diagramas a bloques de los VI generados para la modulación PWM, sensado de corriente a la salida, interfaz PC-usuario, programación de los puntos de inflexión entre conmutación dura y conmutación suave, y por último el host entre nivel de lenguaje alto y bajo.

4 Control de señales PWM del accionador.

4.1 Generador de PWM en un Spartan3E (FPGA)

Por el momento, no se ha definido la plataforma lógica definitiva que llevará la prótesis transfemoral, debido a esto se planteó el uso de un FPGA de forma temporal para la generación de las señales de control para el interruptor principal y secundario. De igual forma, los alcances de este trabajo de tesis es la generación de señales PWM para el accionador, por lo tanto, el control a lazo cerrado, el cambio de ciclo de trabajo para la coordinación de marcha se manejará en trabajos futuros.

4.1.1 Señales PWM del accionador.

Como se mencionó en la sección 3.1, se necesitan principalmente dos señales PWM el funcionamiento del accionador. Las señales se pueden observar en la figura 4.1.1.

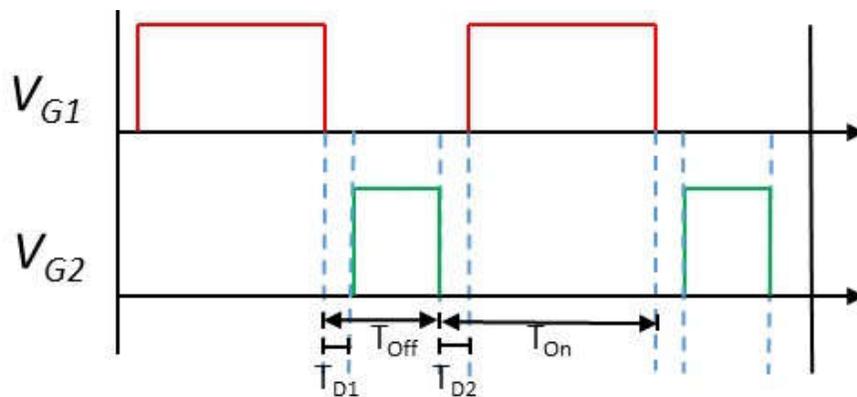


Figura 4.1.1 Señales PWM del interruptor principal y el interruptor secundario.

Debido a las limitaciones técnicas del primer FPGA utilizado, la frecuencia de conmutación máxima que se pudo alcanzar fue 30 kHz, por ende el periodo de las señales de PWM es aproximadamente de 33 μ s.

La primera señal PWM V_{G1} corresponde al interruptor principal, la cual indica el ciclo de trabajo del accionador. La segunda señal PWM V_{G2} corresponde al interruptor secundario, la cual ayuda a lograr la conmutación suave y en caso de que se requiera conmutación dura se manda a nivel bajo. Cabe destacar, que en esta versión de generador de PWM para esta plataforma de FPGA no se diseñó y programó para el funcionamiento de conmutación intercalado suave-duro “S-H S”.

Entre la señal V_{G1} y V_{G2} , se requiere tiempos muertos. Mediante, las pruebas físicas presentadas en el anexo B. Se llegó a la conclusión de que el tiempo muerto para ambos casos, presenta mejores resultados de eficiencia tomando como duración el 10% del periodo. Es decir aproximadamente $3 \mu\text{s}$ o $4 \mu\text{s}$.

En dado caso, de que se requiera activar el modo boost del accionador para hacer recuperación de energía en forma de “harvesting”, la señal PWM V_{G1} se debe mandar a nivel bajo y conmutar únicamente la señal PWM V_{G2} . De esta forma, el accionador funcionará en sentido contrario, es decir en modo boost.

4.1.2 FPGA Spartan 3E Dev Kit.

La plataforma *Spartan 3E Starter Board* cuenta con un *FPGA XC3S200 de Xilinx*, se puede programar en lenguaje de bajo nivel (*Verilog, VHDL, etc.*) hasta lenguaje de nivel alto (Labview, Simulink de Matlab). En la figura 4.1.2 se puede observar una fotografía de la tarjeta de desarrollo y en la figura 4.1.3 se puede ver su diagrama de bloques.

Figura 4.1.2 FPGA Spartan 3E Starter Board.

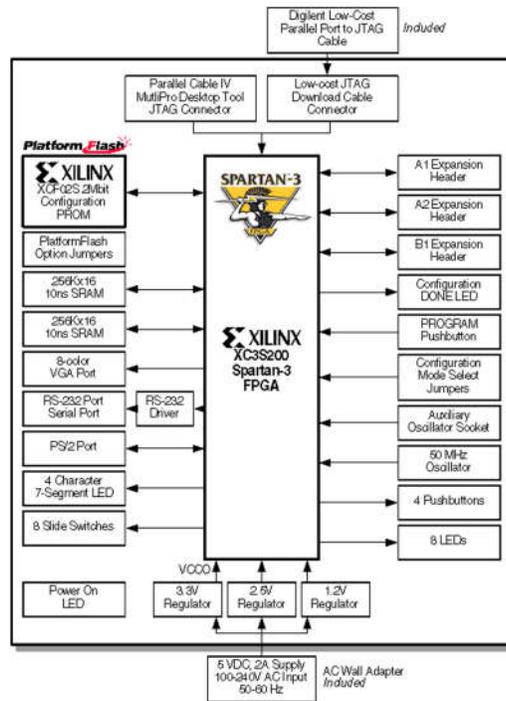


Figura 4.1.3 Diagrama de bloques del FPGA Spartan 3E Starter Board.

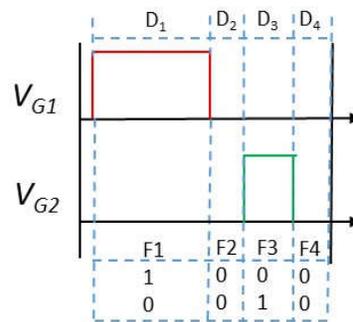


Figura 4.1.4 Diagrama de lógica y funcionamiento del generador de PWM en el Spartan 3E Starter Board.

En la figura 4.1.4 se puede observar la lógica del generador de PWM, un periodo de las señales PWM se puede dividir en 4 segmentos de tiempo F1, F2, F3 y F4. En cada segmento las salidas PWM de señal de compuerta para cada interruptor tendrá cierto estado, por ejemplo, en F1 la señal de compuerta del interruptor principal se manda a “1” lógico mientras que la señal de compuerta del interruptor auxiliar se manda a un “0” lógico; el mismo caso para F3 pero inversamente; y por último, F2 y F4 en ambos casos se mandará a “0” lógico para ambos interruptores.

El funcionamiento del generador PWM es establecer las señales de compuerta de acuerdo al estado F1, hacer un retraso de tiempo “Delay” de magnitud D_1 , posteriormente establecer las señales de compuerta de acuerdo al estado F2, de nuevo hacer un retraso de tiempo de magnitud D_2 , y así sucesivamente hasta F4 y D_4 .

$$D_1 + D_2 + D_3 + D_4 = P = 33\mu s \quad (4.1.1)$$

$$D_2 = D_4 = P \cdot 0.1 \quad (4.1.2)$$

$$D_1 = (P - D_2 - D_4) \cdot C \quad (4.1.3)$$

$$D_3 = P - D_1 - D_4 \quad (4.1.4)$$

$$T_{on} = D_1 + D_4 \quad (4.1.5)$$

$$T_{off} = D_3 + D_2 \quad (4.1.6)$$

La gran desventaja de esta lógica para generar PWM es que mientras el FPGA este en tiempo de retraso, no se podrá ejecutar ninguna otra acción hasta que termine el tiempo designado, dejando la posibilidad de ejecutar acciones mientras se esté generando el PWM. Por esa misma razón se planteó una mejora en la lógica del generador de PWM (sección 4.2).

Para programar la metodología para generar el PWM en el Spartan 3E, en labview se utilizó una estructura de secuencia plana “Flat sequence structure” (figura 4.1.5)

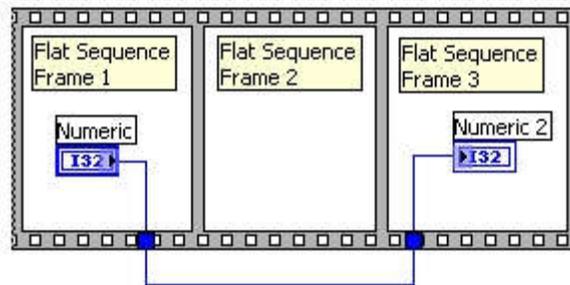


Figura 4.1.5 Estructura de secuencia plana “Flat sequence Structure” en Labview.

En la figura 4.1.6 se puede observar el diagrama a bloques final del *FPGA Spartan 3E*, y en la figura 4.1.7 se puede observar la interfaz gráfica “GUI” generada para controlar el control PWM.

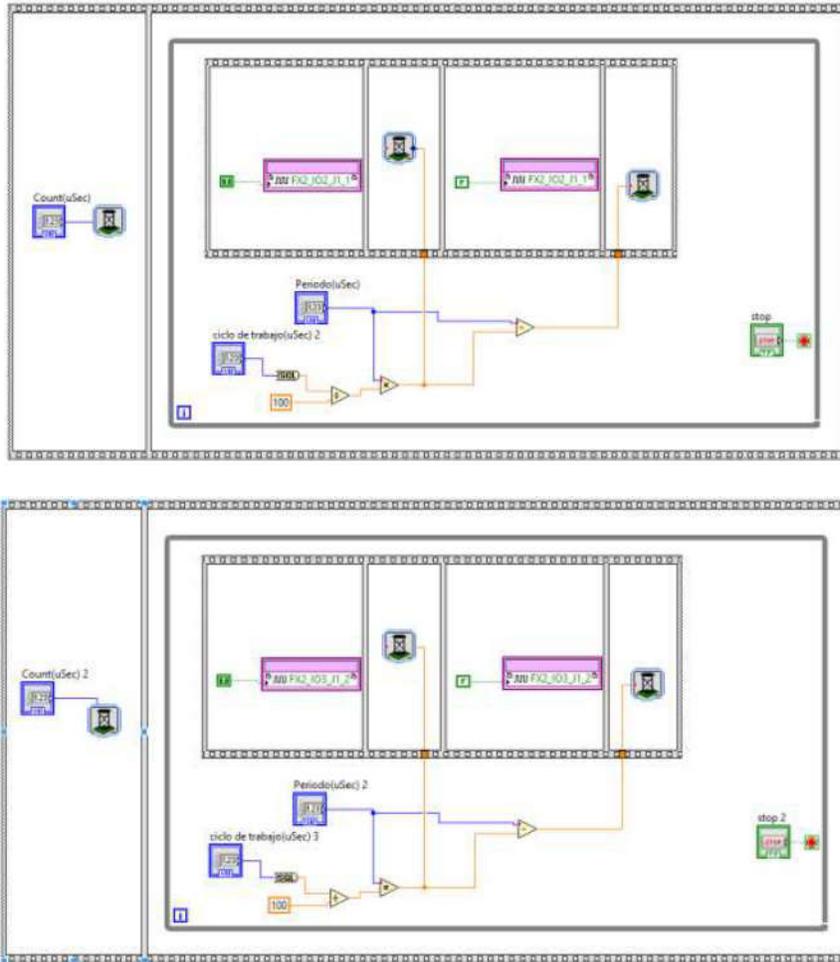


Figura 4.1.6 Diagrama de bloques en Labview del generador PWM en el Spartan 3E Starter board.

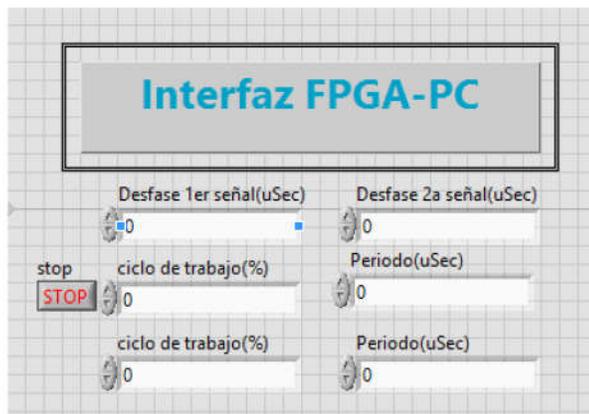


Figura 4.1.7 Interfaz gráfica “GUI” del generador PWM creada en Labview.

4.2 Mejora del generador de PWM en un NI myRIO-1900 (FPGA)

4.2.1 NI myRIO-1900

La tarjeta *NI my-RIO 1900* provee entradas y salidas analógicas así como módulos de entrada-salida digitales y puede conectarse a una computadora anfitrión a través de un puerto USB y vía inalámbrica. Se puede observar una fotografía de la tarjeta en la figura 4.2.1.



Figura 4.2.1 Ni myRIO 1900 (FPGA)

En la Fig. 4.2.2 se muestra la disposición y funciones de los componentes de la tarjeta, posee 3 puertos (A, B y C), cada puerto posee:

- Módulos de entrada-salida digitales
- Salidas Analógicas
- Entradas analógicas

El puerto C por su parte posee entradas analógicas diferenciales de hasta 15V, toda la plataforma está interconectada en un integrado de *Xilinx Zynq-7010*, el cual tiene el procesador de tiempo real y el FPGA. La tarjeta posee un reloj interno de 40 MHz con un multiplicador de frecuencia de hasta 3X, con lo que se logra una frecuencia 120 MHz.

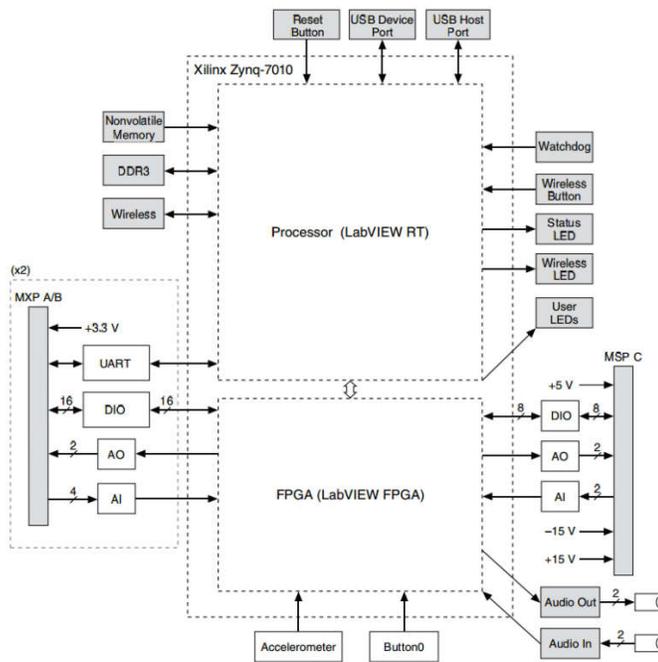


Figura 4.2.2 Diagrama de bloques del hardware NI myRIO-1900

4.2.2 Adquisición de datos

La tarjeta en cuestión posee 10 canales para la adquisición de señales con un voltaje de referencia de 5 V, multiplexados a un solo convertidor analógico digital de 12 bits, tal como se muestra en la figura 4.2.3.

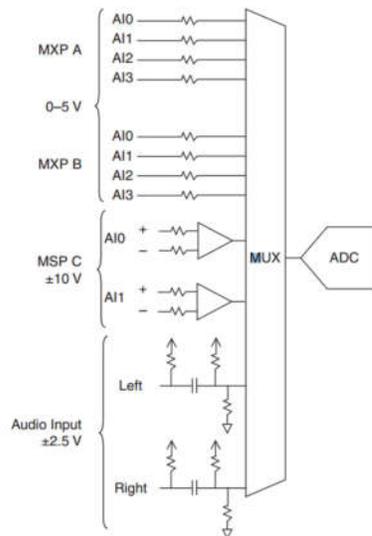


Figura 4.2.3 Entradas analógicas de NI myRio-1900

El convertidor tiene una frecuencia de muestreo de 500 kS/s, otorgando 1 muestra nueva cada $2\mu\text{s}$. En la figura 4.2.4 se observa el diagrama del muestreo de voltaje en el sensor de corriente de efecto hall para monitorizar la corriente de salida del accionador, cada 80 pulsos de reloj lo cual es equivalente a una frecuencia de 500 kHz. El sensor de corriente se puede observar en la figura

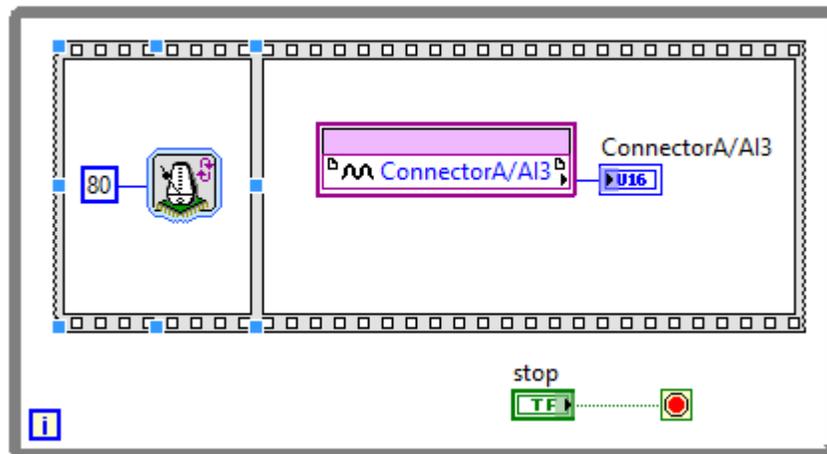


Figura 4.2.4 Diagrama de bloques de muestreo

4.2.3 Generador de señales PWM y estrategia de control de puntos de inflexión para la S-H S

Debido a que en el primer generador de PWM que se realizó en el Spartan 3E (Anexo C) tenía la gran desventaja de estar en estado de espera mientras la secuencia del tiempo de retraso terminara ejecución, esto no permitía la ejecución de tareas en paralelo, algo que en una plataforma FPGA es de suma importancia, se decidió cambiar la lógica en esta nueva tarjeta de desarrollo.

El algoritmo para el generador de PWM es mediante la comparación de un contador con una señal de referencia "Count_{DC}". Mientras la señal de referencia sea menor al número de contador, la señal de PWM estará en alto, en el momento de que el valor del contador sea mayor que la señal de referencia la señal de PWM estará en bajo. El contador se reiniciará en el momento que se llegue a "Count_{Max}". El funcionamiento se puede observar de mejor manera en la figura 4.2.5.

Respecto al funcionamiento del contador, se inicia con un contador que incrementa cada 120 MHz hasta alcanzar un valor de 4000 y reiniciar en cero; el proceso se repite indefinidamente, la cuenta se compara con una señal de referencia (dentro del intervalo de 0 y 4000) generando de esta forma la señal PWM.

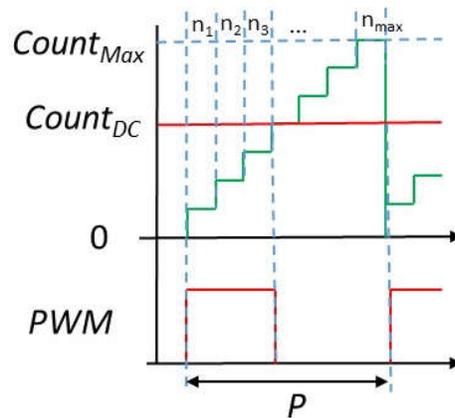


Figura 4.2.5 Funcionamiento del generador PWM mediante un contador.

El contador hace una analogía digital a la señal rampa empleada en una modulación analógica, se eligió una cuenta hasta 4000 porque 4000 pulsos del reloj corresponden a un periodo de $33\mu s$ (30 kHz). Por último se agrega un limitador para acotar el ciclo de trabajo.

La generación del PWM del interruptor auxiliar sigue la misma lógica del interruptor principal, únicamente que esta vez la comparación es mediante una ventana dependiendo de los tiempos muertos. A su vez se agregó una compuerta lógica “AND” para tener la función de desactivar el interruptor principal para ejecutar el accionador en modo boost cuando se requiera recuperar energía, de igual forma, se agregó otra compuerta lógica “AND” para poder desactivar el interruptor secundario y así forzar al accionador a conmutar de forma dura. En la figura 4.2.6 se puede observar el diagrama a bloques.

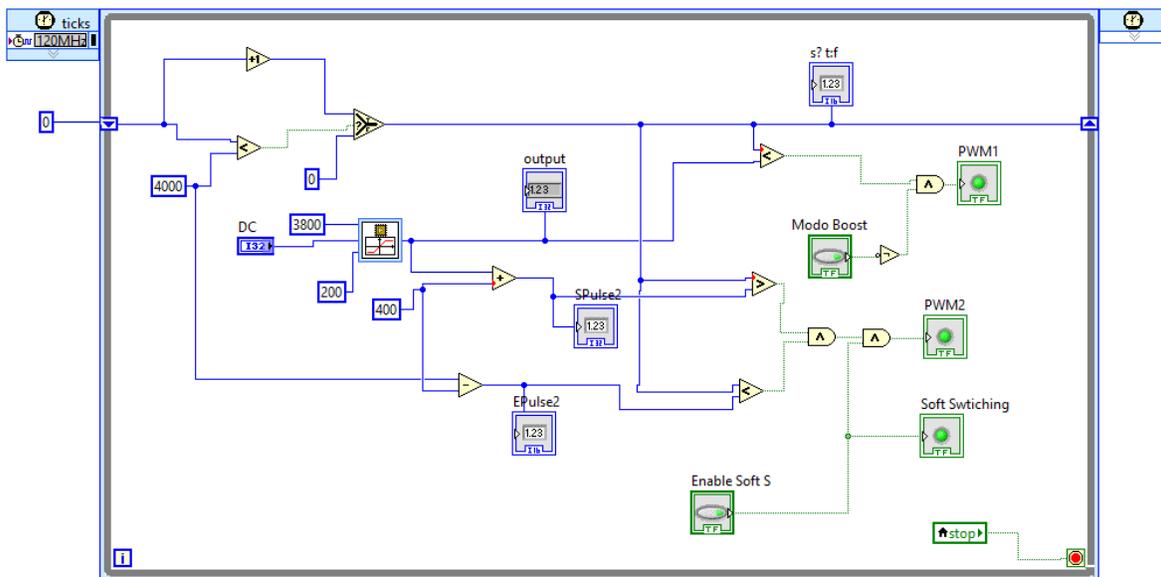


Figura 4.2.6 Generador de señales PWM en el interruptor principal y auxiliar

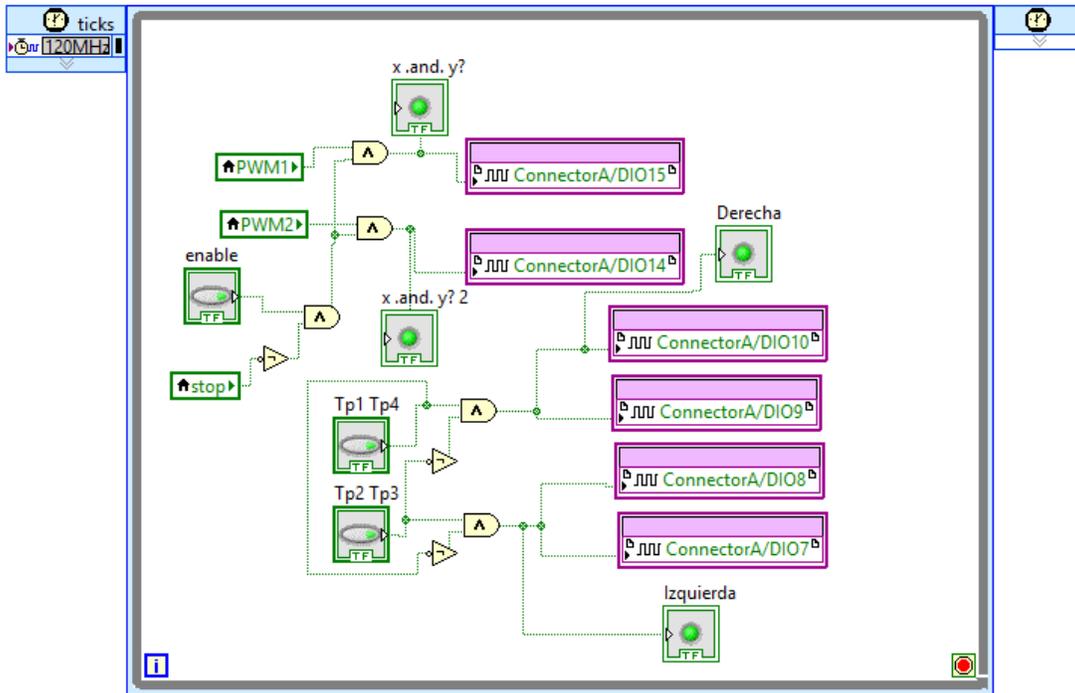


Figura 4.2.7 Señales de conmutación a los interruptores

Finalmente las señales PWM1 y PWM2 son enviadas a una salida digital del FPGA tal como lo indica la figura 4.2.7. De igual forma las señales para cambiar de giro al motor son enviadas como salidas digitales al FPGA.

4.2.4 Anfitrión de lenguaje de alto nivel

Los diagramas a bloques presentados anteriormente se implementaron dentro del FPGA de la tarjeta, para disminuir el consumo de recursos de la misma, se vinculan los VIs implementados con un anfitrión a la computadora; los anfitriones son útiles como interfaces para la representación de variables medidas, o acciones de control que requieren ejecutarse a baja velocidad. Dentro del anfitrión puede implementarse el punto flotante y desplegar gráficas y cartas de tiempo con este tipo de dato. La figura 4.2.8 muestra el anfitrión generado, en él se realizan las multiplicaciones con punto flotante correspondientes a la resolución del convertidor analógico digital, así como la actualización de algunos controles, como el ciclo de trabajo, tiempo muerto, etc.

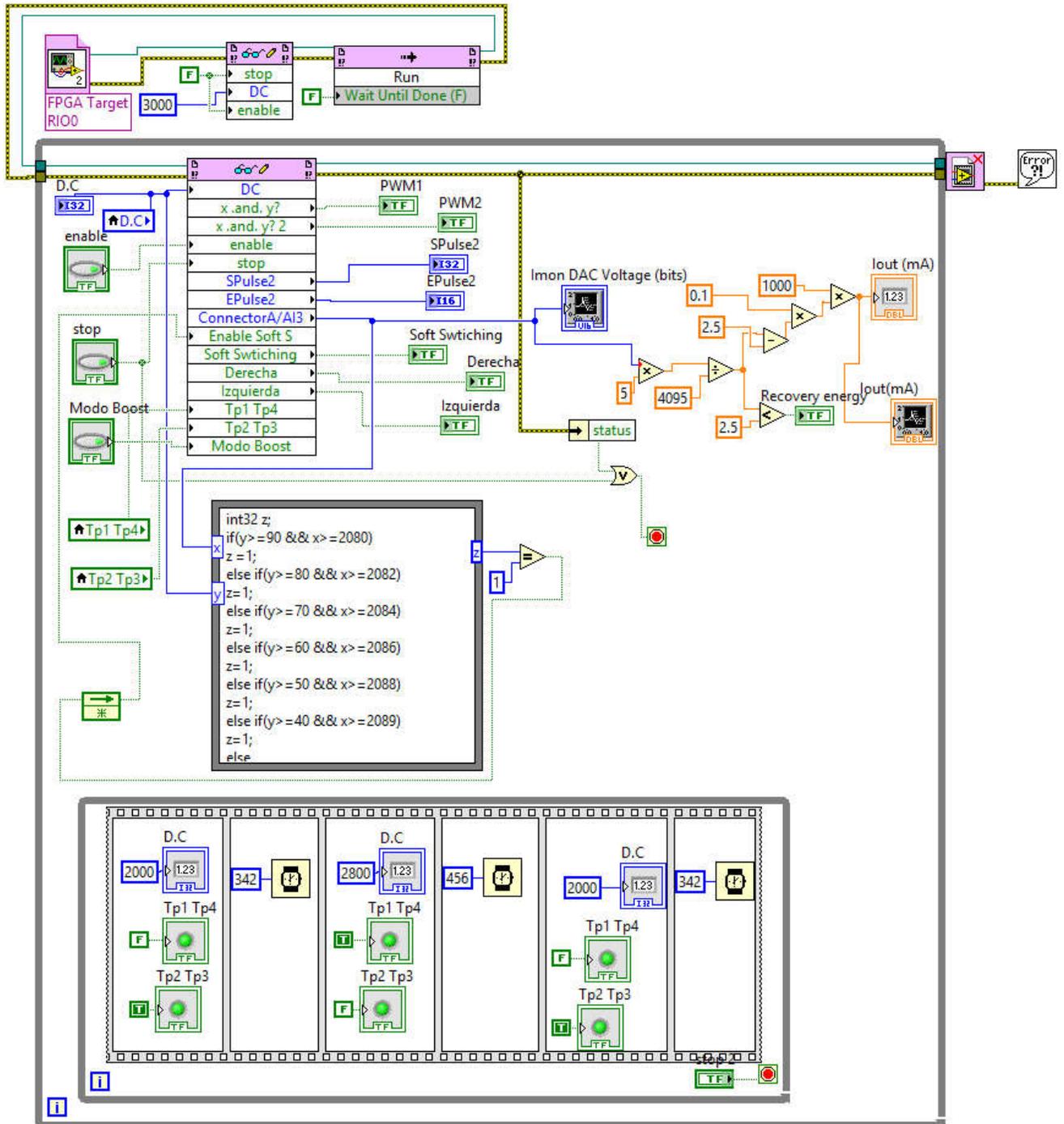


Figura 4.2.8 Anfitrión entre bloques de alto y bajo nivel de lenguaje , para generación de señales PWM, control de intercalado entre conmutaciones, monitoreo de corriente a la salida, etc.

En la figura 4.2.9 se puede observar la sección donde se hace el llamado al VI para la generación de señales PWM y adquisición del voltaje del sensor de corriente a la salida. De igual forma, se pueden observar indicadores de estado y botones de control para activación, paro y cambio de modo del accionador.

En la figura 4.2.10 se observa la sección de conversión de voltaje analógico del sensor de corriente (figura 4.2.14) a valores de corriente en mA, el acondicionamiento de resolución del valor de corriente, gráfica de corriente a la salida y un indicador cuando se recupere energía mediante el modo boost.

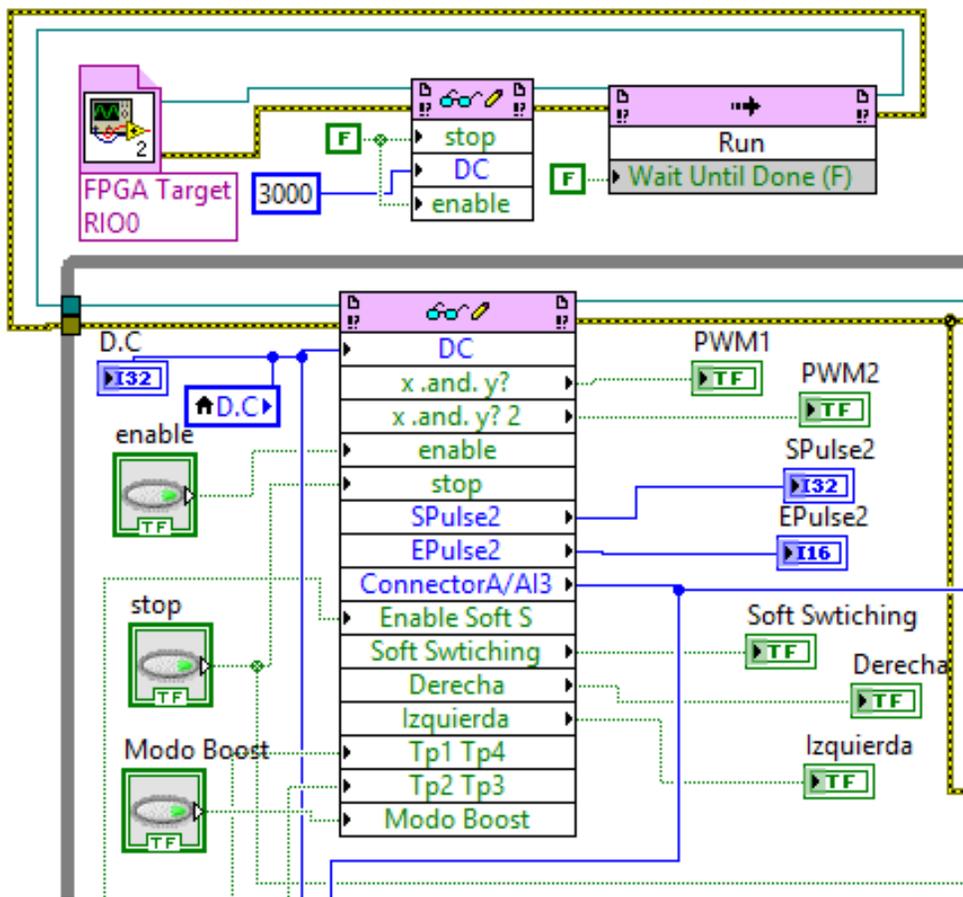


Figura 4.2.9 Anfitrión llamando al VI para generación de señales PWM.

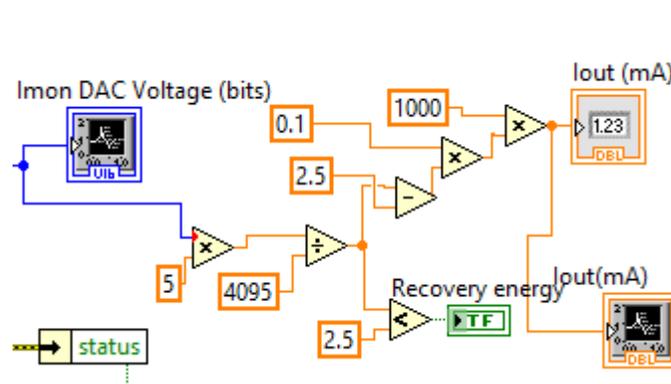


Figura. 4.2.10 Conversión analógico a digital, acondicionamiento de resolución de valor, valor y gráfica de corriente a la salida del accionador.

En la figura 4.2.11 se puede observar el programa para toma de decisión del accionador entre cuando conmutar suave o duro, tomando como entrada la corriente de salida y el ciclo de trabajo en el cual se esté operando. Los valores para el punto de inflexión entre conmutación dura y suave, como se mencionó antes, fueron obtenidos de forma experimental con objetivo de presentar una mejor curva de eficiencia en el accionador.

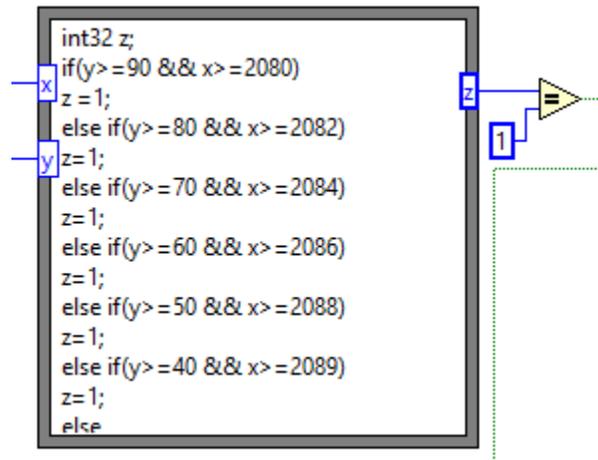


Figura 4.2.11 Programa para selección entre conmutación suave o dura.

En la figura 4.2.12 se observa la interfaz PC/usuario-FPGA “GUP”.

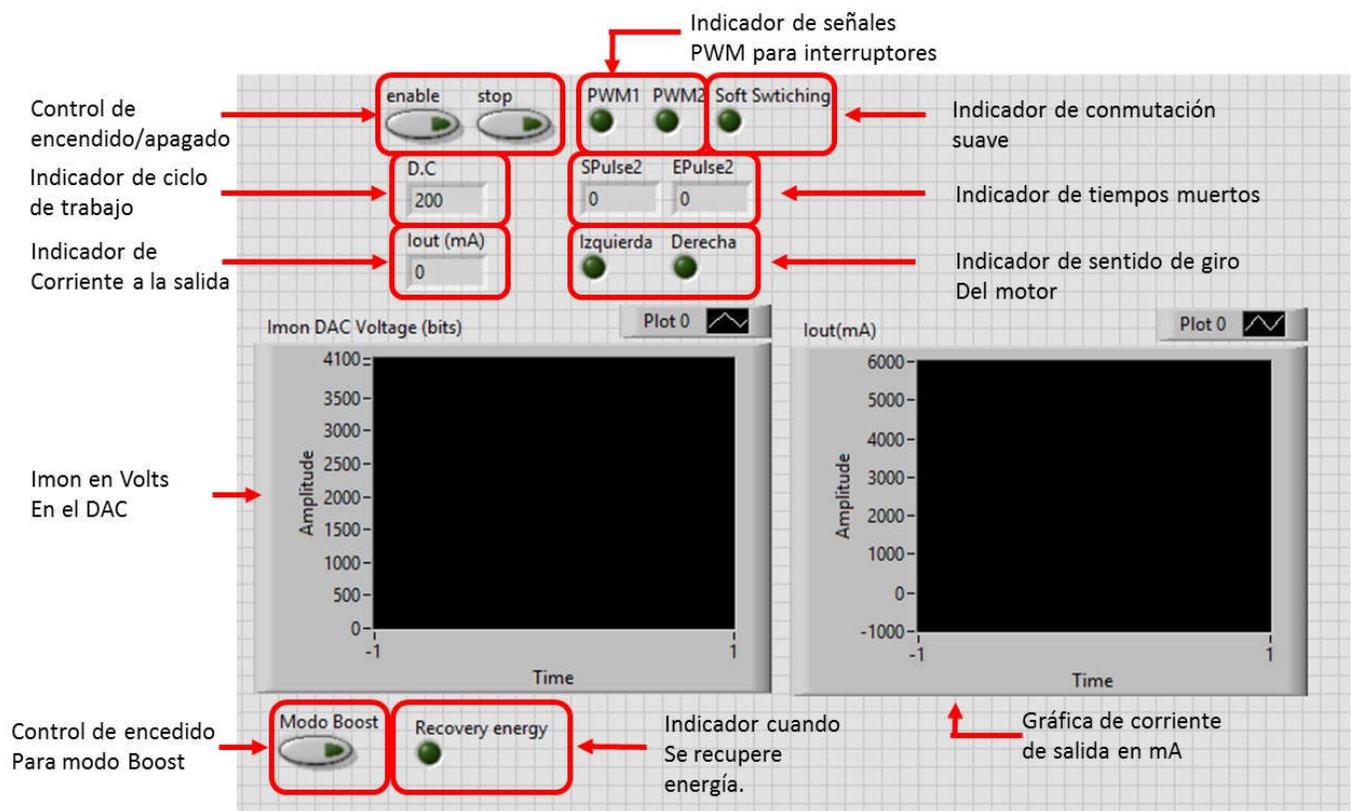


Figura 4.2.12 Interfaz PC/usuario-FPGA en Labview.

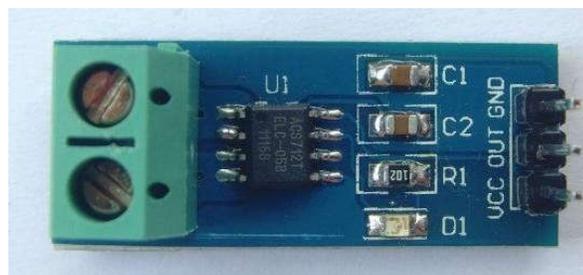


Figura 4.2.14 Sensor de corriente de efecto Hall.

Se puede concluir, que la mejora de metodología del Spartan 3E a NI myRIO permitió probar la S-H S. Por otro lado, la limitante de tener una frecuencia máxima de 30 kHz por el Spartan 3E, en el NI myRIO la frecuencia de conmutación al menos se podría incrementar a 100 kHz. Además, la programación de los VI por separado (generador de señales PWM y VI para sensado de corriente) permite que con únicamente declararlos en el anfitrión se puedan hacer programas más complejos para el funcionamiento de la prótesis en un ciclo de marcha.

Capítulo 5

Resultados, estudio energético y prototipo final del accionador

En este Capítulo se presenta los resultados obtenidos de la validación del accionador, se muestran las curvas de voltaje y corriente en los diferentes elementos del accionador operando con SS y con HS. Como también, se muestran las curvas de eficiencia a diferentes ciclos de trabajo que presenta el prototipo final del accionador, se detalla un resumen de eficiencia del accionador operando con S-H S y únicamente HS. Por otro lado, mediante la caracterización del motor de cd, el análisis de marcha del fenotipo mexicano y las curvas de eficiencia, se estima la eficiencia del accionador operando con S-H S en cada punto del ciclo de la marcha. Después, mediante un estudio energético se estima el consumo de la prótesis en un día común para así seleccionar una batería preliminar. Y por último, se detalla el diseño del PCB, desglose de costos de prótesis comerciales y el costo del accionador propuesto, temperaturas alcanzadas en los elementos del accionador a máxima carga.

5 Resultados, estudio energético y prototipo final del accionador

5.1 Conmutación suave en el accionador

En esta sección se muestran las formas de onda del accionador operando con SS y HS, en la figura 5.1.1 se puede observar el accionador con HS, operando a la máxima carga de 5 A, prácticamente como un convertidor buck tradicional. En la figura 5.1.2 se hace un zoom al encendido y apagado de la forma de onda de 5.1.1

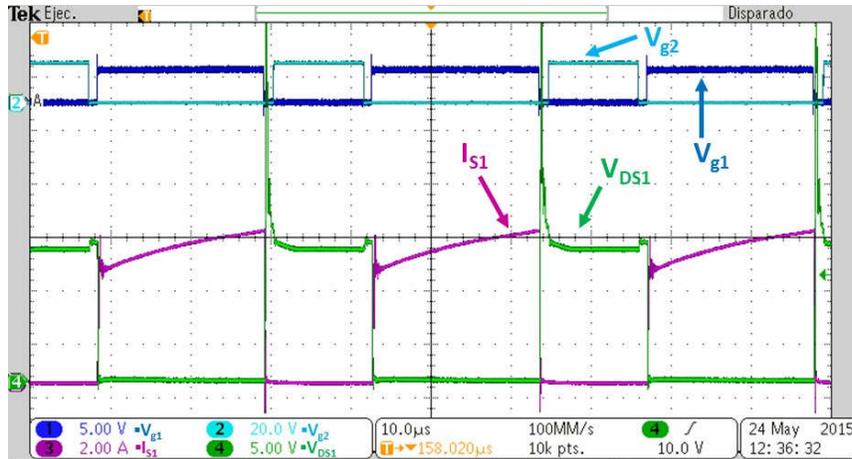


Figura 5.1.1 Formas de onda del accionador operando con HS, en la figura 7.4.2 se puede observar un acercamiento al apagado y apagado.

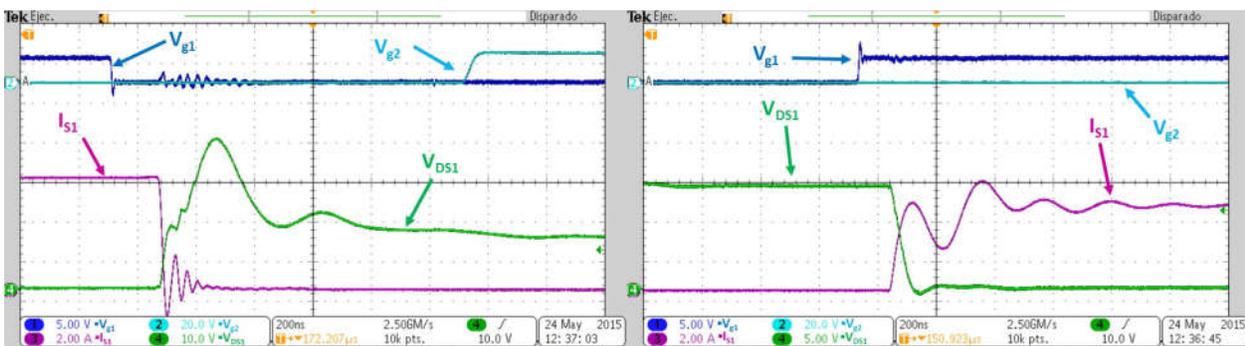


Figura 5.1.2 Acercamiento al apagado y encendido de fig.5.1.1. A la izquierda el apagado y la derecha el encendido de S1. Apagado y encendido del interruptor con HS.

En la figura 5.1.3 se puede observar el accionador operando con SS en bajas corrientes (500 mA de carga), la corriente negativa es la que circula por el diodo permitiendo encender el interruptor principal S1 a voltaje cero (ZVS), al apagado no se logra una conmutación plenamente suave a corriente cero (ZCS) debido a que el método de conmutación suave es mediante un snubber, esto se puede observar en la figura 5.1.4.

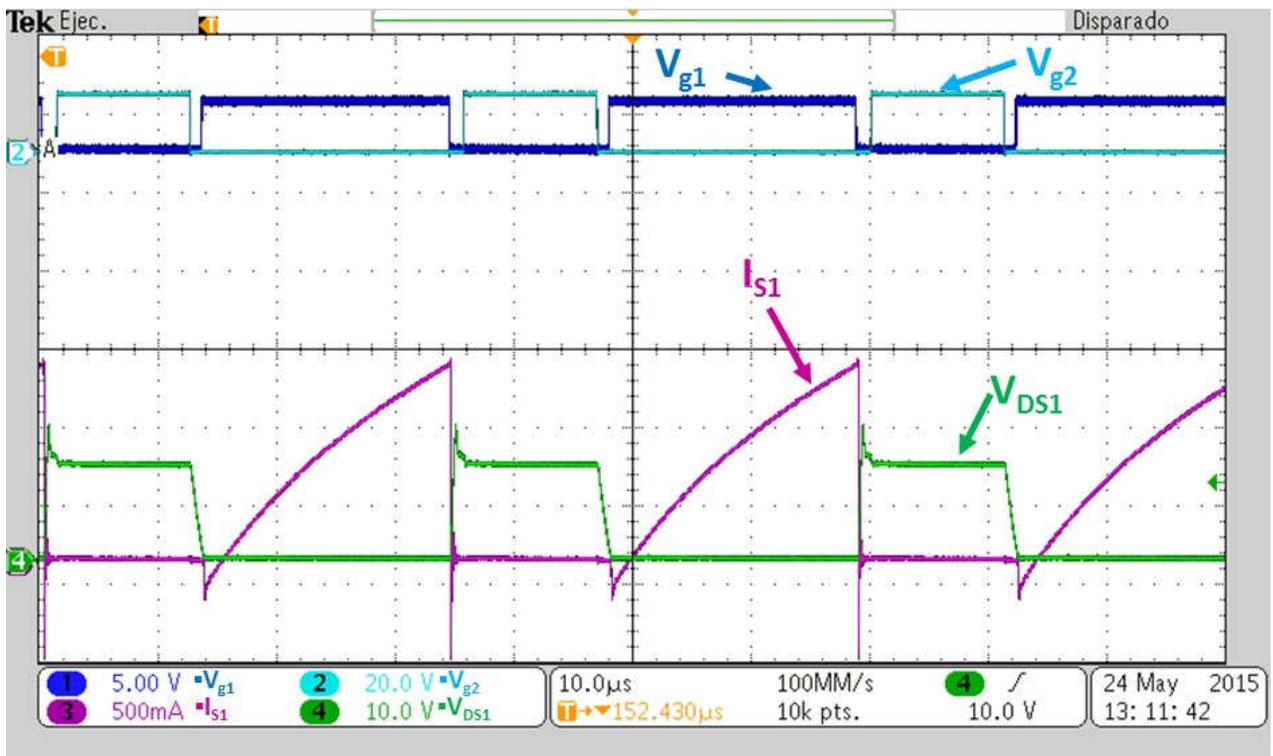


Figura 5.1.3 Formas de onda del accionador operando con SS en el interruptor principal S1.

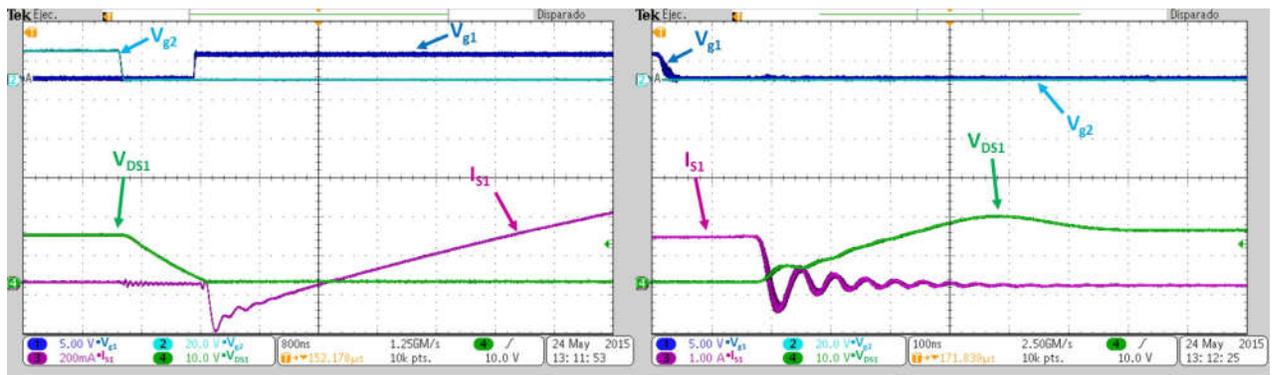


Figura 5.1.4 Acercamiento al encendido y apagado de fig.5.1.3. A la izquierda de la figura: el encendido del interruptor S1 a ZVS. A la derecha de la figura: el apagado del interruptor S1 a ZCS.

En la figura 5.1.5 se puede observar la corriente a la salida del accionador que demanda el motor de CD, el rizo de corriente de la salida no se puede diseñar ya que depende de L_A del motor.

En las figuras 5.1.6 y 5.1.7 se observa la SS en el interruptor auxiliar S2. De igual forma que el interruptor principal S1, al encendido se tiene ZVS y al apagado se tiene ZCS.

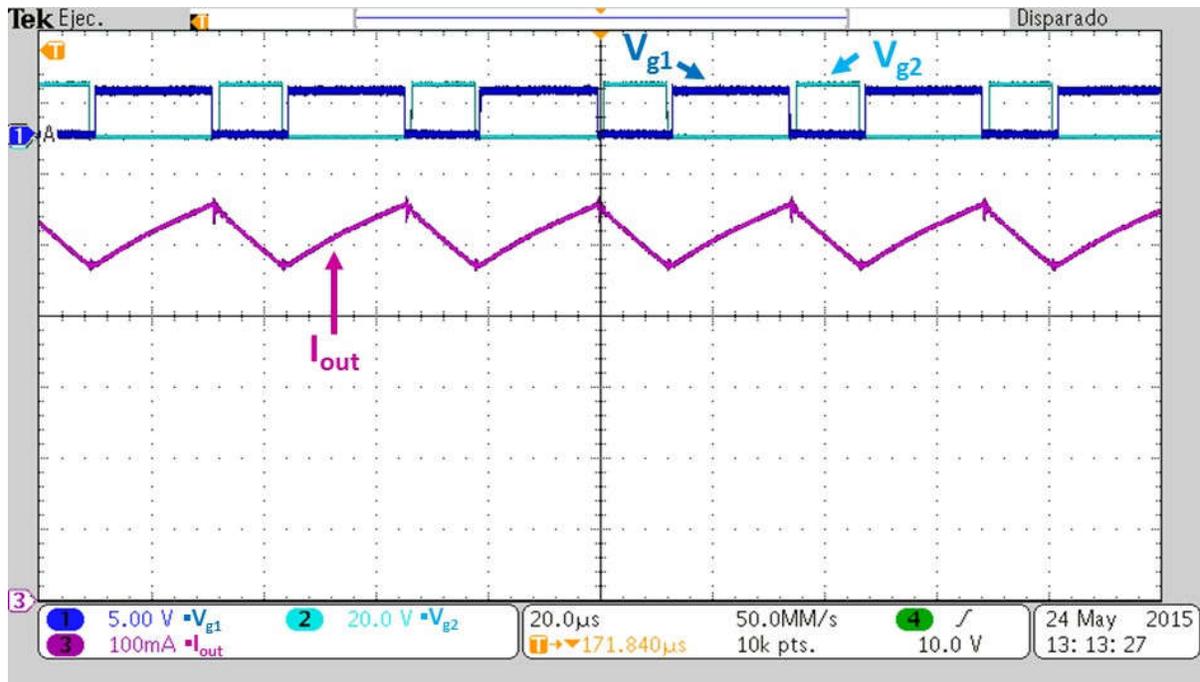


Figura 5.1.5 Señal 1 y 2.-Señal de compuerta del S1 (V_{gs1}) y S2 (V_{gs2}) respectivamente; Señal 3.- corriente a la salida.

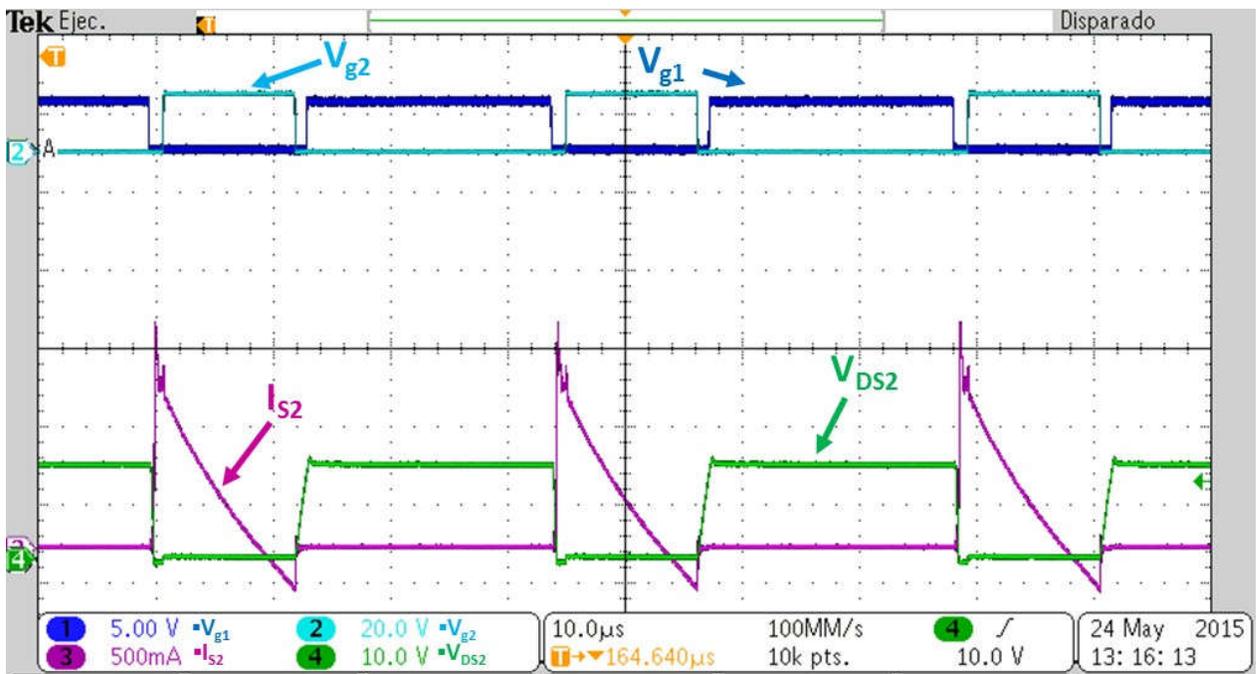


Figura 5.1.8 Formas de onda del accionador operando con SS en el interruptor auxiliar S2, en la figura 7.4.5 se puede observar un acercamiento al encendido y apagado.

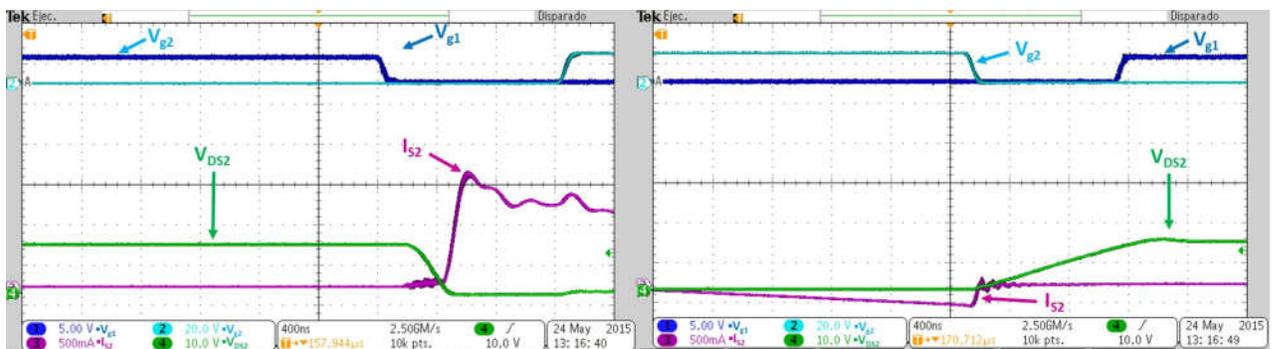


Figura 5.1.9 Acercamiento al encendido y apagado de fig.7.4.6. A la izquierda de la figura: el encendido del interruptor S2 a ZVS. A la derecha de la figura: el apagado del interruptor S2 a ZCS.

5.2 Resultados de eficiencia del accionador

Utilizando la misma metodología con la que se caracterizó la curva de par contra corriente del motor que se muestra en la figura 2.5.2 se demandó al accionador diferentes cargas mecánicas, como a su vez se varió el ciclo de trabajo para así obtener las curvas de eficiencias con respecto al ciclo de trabajo y potencia demandada. En la figura 5.2.1 se puede observar las curvas de eficiencia del accionador operando de forma S-H S conmutación intercalada entre suave y dura. Se puede observar un punto máximo de eficiencia de 97.16% y un punto mínimo de eficiencia de 82.1%. El ciclo de trabajo se varió únicamente del 40% al 90% debido a que en el trabajo previo a este trabajo de tesis [27], se menciona que en control de la prótesis requiere únicamente variar el ciclo de trabajo de 40% a 90%.

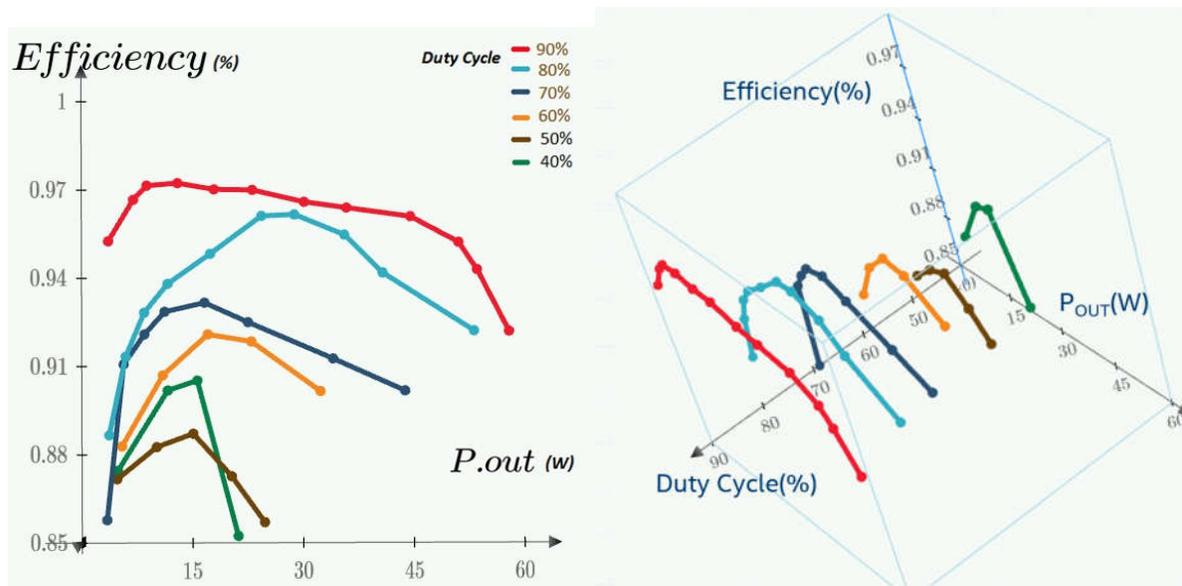


Figura 5.2.1 Curvas de eficiencia del accionador operando con conmutación intercalada suave-dura para un rango de trabajo de 40% a 90%.

De igual forma se repitió la misma metodología pero conmutando únicamente el interruptor S_1 para obtener las curvas de eficiencia con únicamente conmutación dura, a su vez se varió el valor de inductor para cada ciclo de trabajo para lograr conseguir conmutación suave en todo el rango de potencia del cual estará operando el accionador. Esto se realizó con la finalidad de demostrar que la función de S-H S conmutación intercalada suave-duro mejora la curva de eficiencia del accionador al mezclar los mejores rangos de eficiencia de HS y los mejores rangos de SS. En la figura 5.2.2 se puede observar la curva de eficiencia un ciclo de trabajo de 90% para conmutación dura y suave, las curvas restantes para el rango de eficiencia de 40% a 90% se pueden encontrar en el Anexo B.

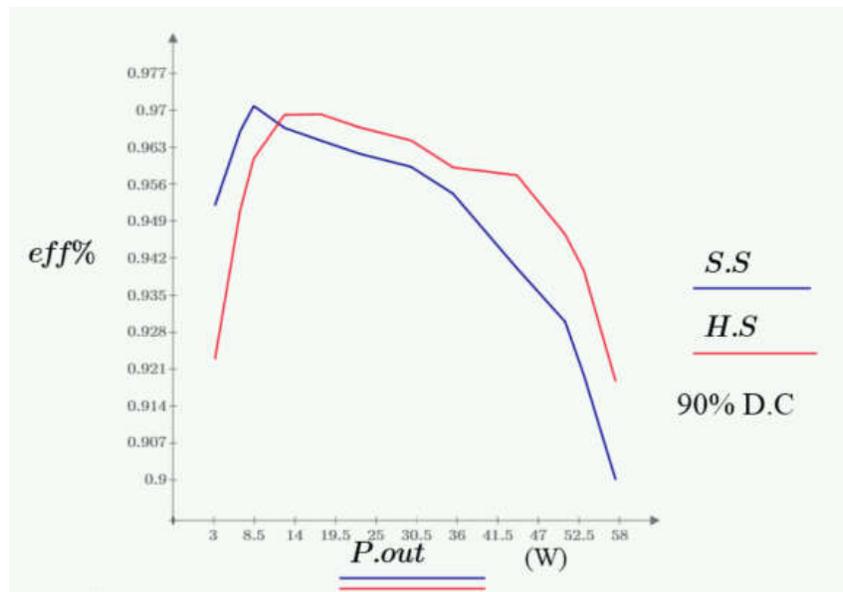


Figura 5.2.2 Curvas de eficiencias del accionador operando con conmutación dura (Hard Switching HS.) y con conmutación suave (Soft Switching SS) a un ciclo de trabajo de 90%.

En la tabla 5.2.1 se puede observar un resumen de todas las curvas obtenidas del accionador operando con conmutación intercalada suave-dura y conmutación dura, en todo el rango de potencia al que fue diseñado el accionador. Se puede observar la máxima eficiencia, la eficiencia promedio y la mínima eficiencia. Cabe destacar que la eficiencia máxima de 97.16% se da conmutando de forma suave el accionador.

Tabla 5.2.1 Máxima eficiencia, eficiencia promedio y mínima eficiencia obtenida tomando como referencia los diferentes rangos de potencia de la operación del accionador variando el ciclo de trabajo del 40% hasta el 90% de ciclo de trabajo

Potencia de salida	Máxima Eficiencia S-H S	Eficiencia promedio S-H S	Mínima Eficiencia S-H S	Eficiencia promedio HS
0-6 W	97.08%	91.10%	82.10%	86.10%
6-20 W	97.16%	91.88%	85.23%	89.26%
20-28 W	96.92%	92.00%	85.23%	91.15%
28-38 W	96.51%	93.95%	90.12%	91.15%
38-48 W	96.31%	93.17%	90.12%	93.98%
48-60 W	95.14%	93.41%	84.46%	93.17%

De igual forma, en la tabla 5.2.2 se puede observar un resumen de las curvas de eficiencia obtenidas en referencia a los ciclos de trabajo en el que se operará el accionador. Se sabe que en

la mayoría de los convertidores buck tiende que entre mayor ciclo de trabajo se alcanza mejor eficiencia y entre menor ciclo de trabajo se alcanza mucho menor eficiencia, en este caso el accionador tiene la gran ventaja de tener buena eficiencia a ciclos de trabajo menores, debido a la conmutación suave ayuda en corrientes bajas y ciclos de trabajo pequeños.

Tabla 5.2.2 Máxima eficiencia, eficiencia promedio y mínima eficiencia obtenida tomando como referencia los diferentes ciclos de trabajo de la operación del accionador variando la potencia demandada al accionador.

Ciclo de trabajo	Máxima Eficiencia	Eficiencia promedio	Mínima Eficiencia
90% H-S S	97.16%	95.85%	92.11%
90% HS	96.92%	95.21%	91.86%
80% H-S S	96.10%	93.50%	88.61%
80% HS	95.85%	92.57%	84.71%
70% H-S S	93.12%	91.06%	85.74%
70% HS	92.87%	89.84%	81.74%
60% H-S S	92.05%	90.58%	88.26%
60% HS	91.61%	89.48%	84.36%
50% H-S S	88.69%	87.40%	85.68%
50% HS	88.19%	86.21%	83.25%
40% H-S S	90.51%	88.34%	85.23%
40% HS	90.31%	87.41%	84.45%

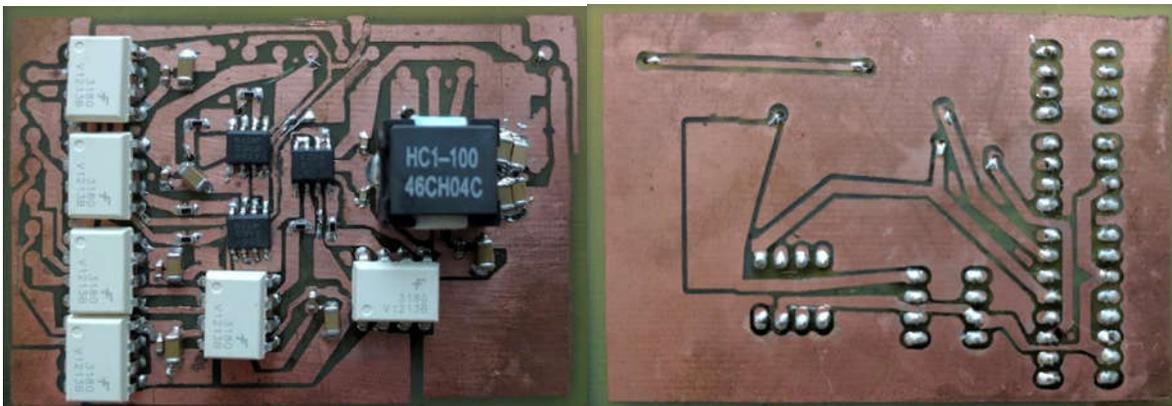


Figura 5.2.3 Prototipo final del accionador (segundo prototipo). En la fotografía de la izquierda se puede observar la capa superior mientras que en la imagen de la derecha se puede observar la capa inferior.

En la figura 5.2.3 se puede observar el prototipo final del accionador, cabe destacar que es el segundo prototipo. Mientras que, el primero utilizó empaquetados con tecnología agujeros pasantes TH del inglés “*Through hole*” el segundo prototipo se utilizó en la mayoría empaquetado de tecnología de montaje superficial SMD del inglés “*Surface Mount Device*”. El tamaño del prototipo final es 21 cm^2 , su densidad de potencia 2.85 W/cm^2 y es un circuito impreso de doble capa, las vías se diseñaron para soportar de manera continua 1 A .

5.3 Estimación de eficiencia en una marcha del fenotipo mexicano

Después de medir y estudiar la eficiencia del accionador a diferentes rangos de potencia, ciclos de trabajo y el beneficio del intercalado de conmutación suave con respecto a la dura. Se realizó una estimación del comportamiento de eficiencia emulando operar en la prótesis transfemoral. Para esto, se utilizó un estudio realizado en [27], en la cual se analizaron 30 personas para así obtener curvas de caracterización de sujetos con fenotipo mexicano. De este análisis de 30 personas se seleccionó un sujeto con las características promedio del fenotipo mexicano, las cuales son 170 cm de altura, 75 kg de masa y con los mismos datos antropométricos promedio. Para más detalles acerca de esta actividad se puede consultar el anexo B. Con la curva de dicho sujeto se llegó a la conclusión que el motor seleccionado no cumple con el par mínimo requerido de $2.7 \text{ N}\cdot\text{m}$ para el funcionamiento adecuado de la prótesis (figura 5.3.1), el motor seleccionado únicamente otorga un par máximo de $1.7 \text{ N}\cdot\text{m}$. Por lo tanto, se planteó reducir la curva característica del par requerido de la figura 7.6.1 de forma proporcional a un 60%, esto se puede observar en la figura 5.3.2. De esta forma el par requerido de $2.7 \text{ N}\cdot\text{m}$ se reduce a $1.62 \text{ N}\cdot\text{m}$, lo cual es un par menor al que puede otorgar el motor seleccionado en el trabajo [27]. La corriente nominal máxima que puede soportar el accionador es 10 A , a pesar que los MOSFETs soporten una I_D de 20 A , el inductor seleccionado únicamente soporta 10 A de forma continua, por lo tanto, el convertidor únicamente soporta 120 W a la salida. Tomando en cuenta que por un par de $1.7 \text{ N}\cdot\text{m}$ el motor consume 60 W y considerando una linealidad entre par a la salida con respecto a potencia demandada en un motor de CD, se concluye que el accionador podría soportar hasta un motor de CD que otorgue un par de $3.4 \text{ N}\cdot\text{m}$.

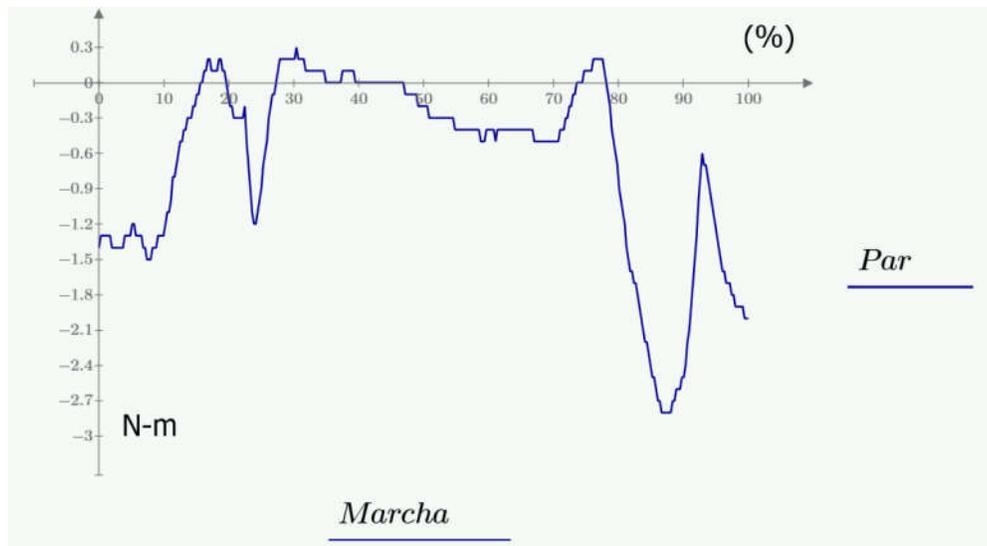


Figura 5.3.1. Curva característica del par (N-m) requerida en la unión de rodilla para un solo ciclo de marcha de un fenotipo mexicano común.

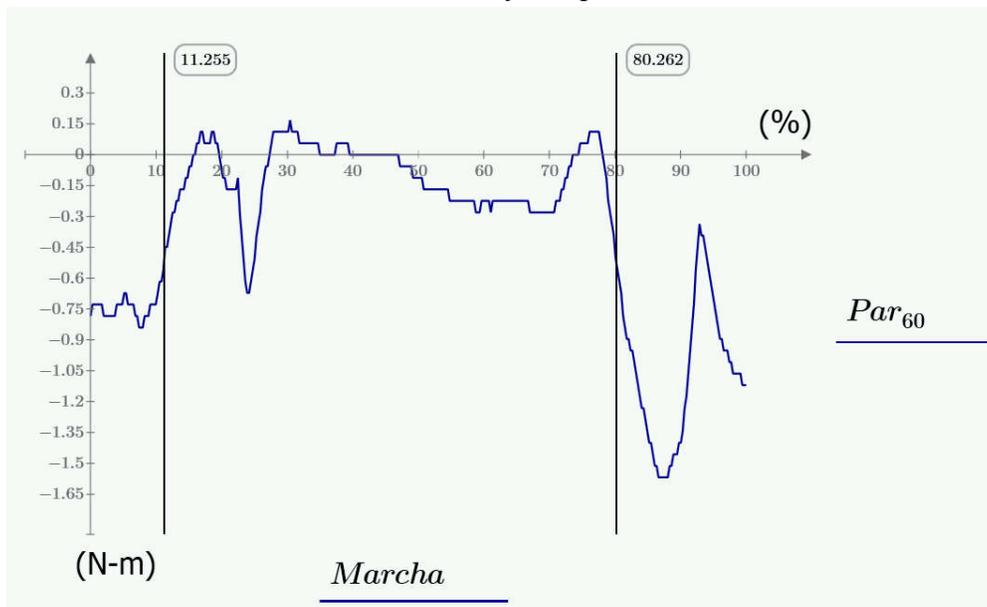


Figura 5.3.2 Curva de la figura 7.6.1 con el par requerido en la unión de la rodilla reducido a un 60%. Rango de conmutación suave 11.25%-80.26%.

Como se mencionó en la sección 3.1, el accionador se diseñó para para que tuviera conmutación suave de forma natural al demandarle aproximadamente menos de 500 mA de corriente a la salida, como también en ciertos casos dependiendo el ciclo de trabajo y corriente se desactive el interruptor auxiliar para así forzar la conmutación dura, debido a que en ciertos puntos de operación se tiene mejor eficiencia con conmutación dura que con suave. De esta forma, el control generador de PWM del FPGA, sabiendo el ciclo de trabajo y la corriente de salida

medida podrá saber en qué momento cambiar de conmutación suave a dura y viceversa para tener mejor.

Considerando las gráficas de eficiencia del accionador conmutando de forma intercalada entre suave-duro en los diferentes rangos de ciclo de trabajo y a su vez considerando la relación de corriente demandada contra par generado del motor con la caja reductora o de engranes que se presentó en la sección 2.5, se puede estimar qué eficiencia máxima, promedio y mínima podría presentar el accionador en cada punto de un ciclo de la marcha del fenotipo de mexicano promedio. Dichos resultados se pueden observar en la gráfica de la figura 5.3.3.

En la figura 5.3.2 se observa que el 69% de todo el ciclo de marcha el accionador estará conmutando de forma suave, mientras que el 31% tendrá conmutación dura. Cabe destacar que esta estimación es considerando que se desconoce que ciclo de trabajo se requiere para cada punto del ciclo de marcha, por ende se muestra resultados de estadística para los datos de eficiencia obtenidos desde un ciclo de trabajo de 40%-90%. En la figura 5.3.4 se puede observar mejor la metodología de cómo se obtuvo la gráfica de la figura 5.3.3.

Si se tuviese, una curva de ciclo de trabajo requerido en el accionador en todo el ciclo de una marcha, se podría tener una mejor estimación de la eficiencia que presentaría el accionador en cada punto del ciclo de marcha.

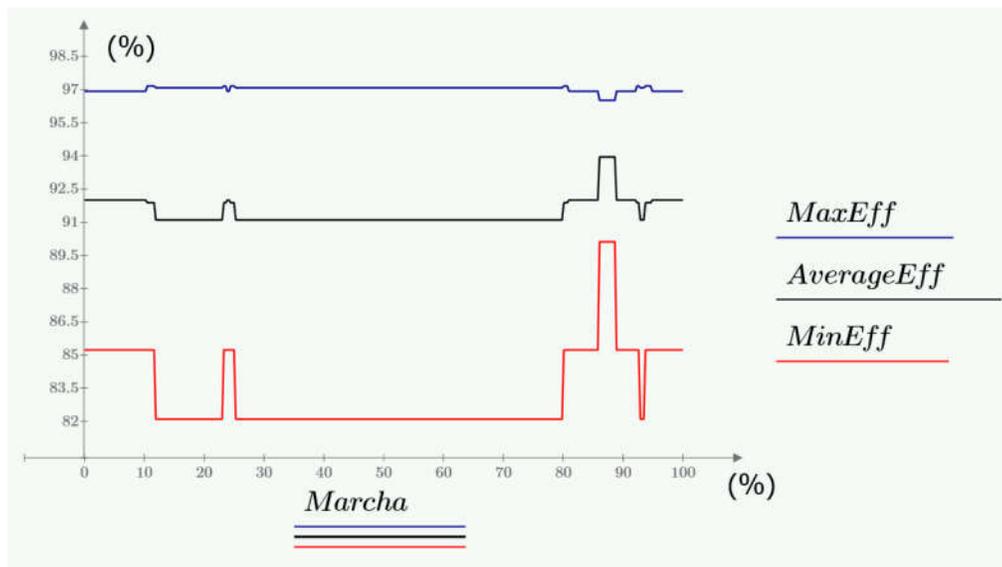


Figura 5.3.3 Estimación de máxima eficiencia, eficiencia promedio y mínima eficiencia del accionador en una marcha al caminar del fenotipo mexicano. Tomando como referencia como marcha la curva de la figura 5.3.2.

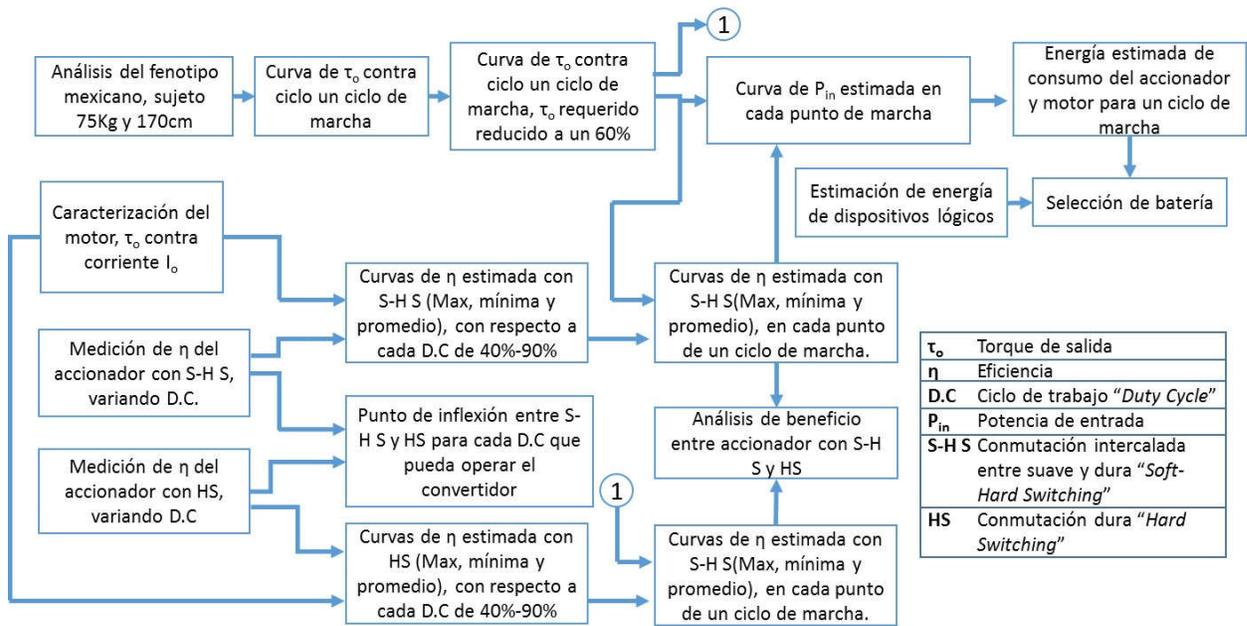


Figura 5.3.4 Resumen de la metodología para obtención de resultados, curvas, etc.

5.4 Estudio energético y selección de batería

Se realizó un estudio energético simple para estimar la energía necesaria que demandaría el accionador y el motor durante un día común de rutina de una persona con fenotipo mexicano. Además, se realizó el mismo análisis energético considerando al accionador conmutando de forma dura, para así observar el beneficio de la S-H S con respecto a la HS.

Utilizando las curvas de eficiencia promedio y potencia a la salida del accionador con respecto a un ciclo de marcha del promedio del fenotipo mexicano, se obtuvieron las curvas de potencia de entrada demandada a la batería en un ciclo de una marcha. En la figura 5.4.1 se pueden observar las curvas con S-H S y HS. Cabe destacar, que estas curvas de potencia demandada a la entrada es considerando la curva de par requerido por la prótesis transfemoral obtenida mediante el modelado presentado en [27], se puede observar que toda la marcha se demanda potencia positiva. Existe la posibilidad, de que se pueda optimizar el funcionamiento del uso de la prótesis para que existan periodos en la marcha donde no se requiera potencia positiva e incluso pueda ser potencia negativa, lo cual permitiría la recuperación de energía en ciertas situaciones, dando así, una selección de batería muy pequeña.

Debido a que por el momento, no se ha llevado a cabo un análisis o estudio de cosecha y recuperación de energía, como a su vez, tampoco se ha optimizado el requerimiento del par en ciertas etapas de la marcha para aprovechar la energía de la inercia o el mecanismo del resorte

en la prótesis, se tomará este caso para ejemplificar y mostrar cómo es la metodología de selección de batería. En conclusión, se está considerando el peor caso del funcionamiento de uso de energía de la prótesis transfemoral.

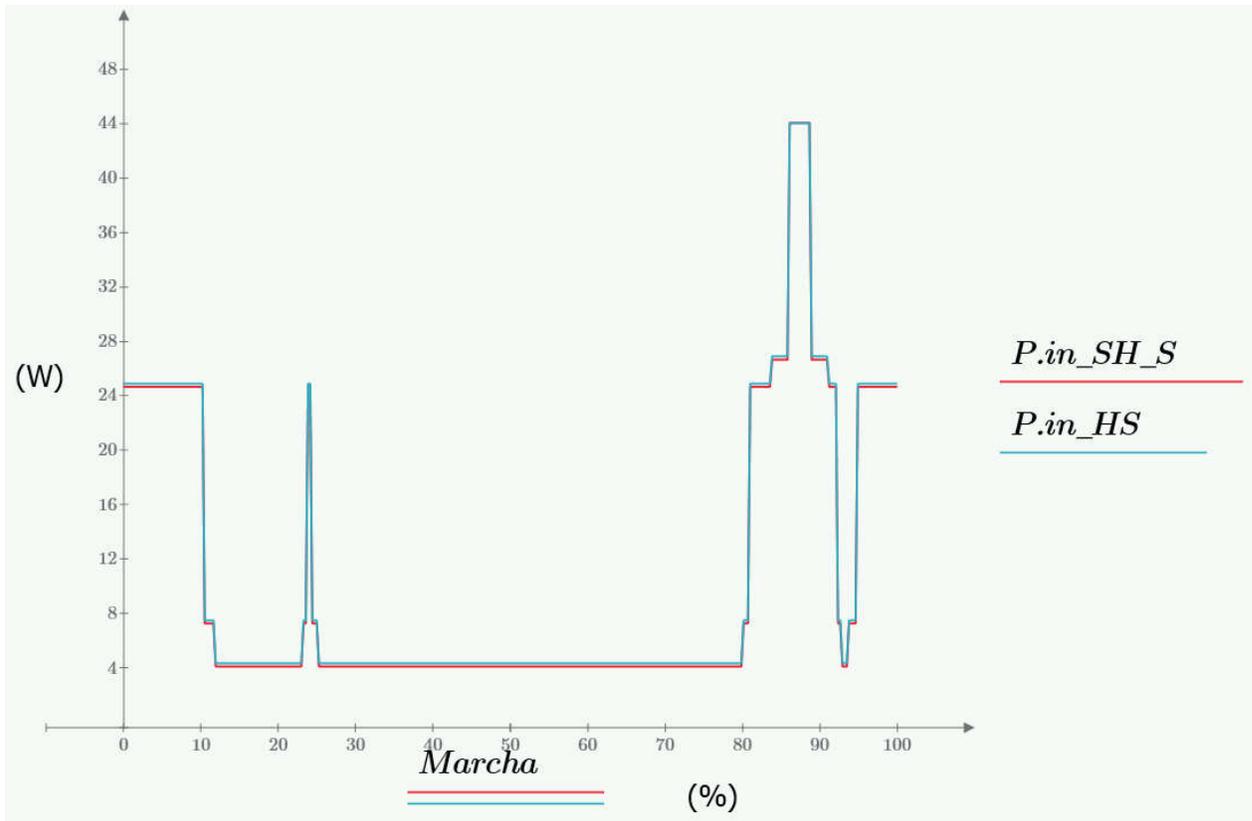


Figura 5.4.1 Curvas de potencia de entrada demandada a la batería con respecto a cada punto de un ciclo de marcha de una persona con fenotipo mexicano promedio. De color rojo se puede observar el accionador con S-H S y de color azul con HS.

En el anexo B, se llegó a la conclusión de que un ciclo de marcha de una persona promedio con fenotipo mexicano dura aproximadamente 1.14 s (dos pasos). Por lo tanto, tomando como referencia este dato las curvas de potencia de la figura 5.4.1 que están con respecto a cada punto del ciclo de la marcha dado en porcentaje, se puede convertir a tiempo. De esta forma, se tiene una curva de potencia de entrada requerida con respecto al tiempo que dura un ciclo de marcha (dos pasos, un paso con la pierna sana, y otro paso con la pierna con la prótesis). Considerando la ecuación de potencia en términos de energía (ecuación 5.4.1), la integral definida de la potencia con límites del inicio y el fin de un ciclo de marcha respectivamente (ecuación 5.4.3) es la energía en joules demandada a la batería en un ciclo de marcha, es decir, dos pasos.

$$P_{in}(t) = \frac{dE(t)}{dt} \quad (5.4.1)$$

$$dE(t) = P_{in}(t) dt \quad (5.4.2)$$

$$E(t) = \int_0^{1.14} P_{in}(t) dt \quad (5.4.3)$$

Para integrar la curva de potencia de entrada, se utilizó el método numérico trapezoidal (figura 5.4.2 y ecuación 5.4.4), el método trapezoidal resulta ser buena opción para integrar debido a la buena resolución de las curvas de potencia de entrada.

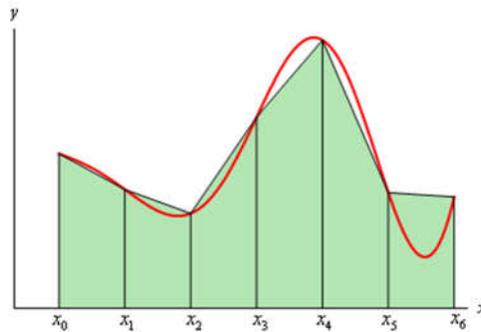


Figura 5.4.2 Método trapezoidal

$$\int_a^b f(t) dt \approx \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2} (f_n + f_{n+1}) (\Delta x) \quad (5.4.4)$$

Integrando la curva de potencia de entrada demandada a la batería con el accionador operando S-H S, el resultado de energía es 12.3095 J por un ciclo de marcha (1 paso ejecutado con la prótesis). Integrando la curva de potencia a la entrada pero ahora considerando el accionador operando con HS únicamente es de 12.04945 J por un ciclo de marcha. Esto quiere decir que la S-H S ahorra 0.26 J por cada paso que ejecute la prótesis transfemoral, es decir, la S-H S permite extender la autonomía de la prótesis al menos un 2.11% a 3% más que operando únicamente con HS. Cabe destacar, que este cálculo fue realizado considerando únicamente la marcha con pendiente del 0% y no actividades como subir escaleras, flexiones, pararse, sentarse, etc.

Considerando que una persona camina 6000 pasos diarios, 3000 pasos los ejecutará la prótesis transfemoral. Dando así, un consumo de energía al día de 36.148 kJ aproximadamente tomando en cuenta únicamente marcha con pendiente del 0%. Estimando que el consumo de dispositivos lógicos y actividades de mayores esfuerzos como subir escaleras, pararse y sentarse, puedan demandar a la batería el doble del consumo, se llega a la conclusión de que un consumo estimado total podría ser 50 kJ por día.

Convirtiendo 50 kJ a Wh (watt-hora), da como resultado aproximadamente 14 Wh. Si el voltaje de entrada es de 12V, la demanda en ampere-hora será de 1.16 Ah. En la figura 5.4.3 se puede observar si la batería seleccionada fuera de plomo-ácido y en la figura 5.4.4 si la batería fuera

de litio-ion. Ambos tamaños, son ideales para la prótesis transfemoral pero a pesar que la de litio-ion resulta ser un poco más cara, por seguridad del paciente se recomienda la batería litio-ion. Agregando que el peso de la batería plomo-ácido será mayor que de la litio-ion.



Figura 5.4.3 Batería plomo-ácido 12V, 1.2Ah, medidas 98 mm L x 46.5 mm W x 51 mm H, 13.13 USD.



Figura 5.4.4 Batería litio ion 12V, 1.8 Ah, medidas 65mm L x 40 mm W x 20 mm H, 16 USD.

Cabe destacar, que este consumo de energía por día se puede disminuir en grandes cantidades, mediante el uso de optimización de requerimiento de par empleando el mecanismo de resorte o la inercia de la prótesis, cómo a su vez la recuperación de energía operando el accionador en modo boost en pendientes, sentándose, bajando escaleras, etc. Otra forma, sería buscando la recuperación de energía mediante el pie pasivo de la prótesis. Estas técnicas de recuperación y mejora de uso de energía se anexan a trabajos a futuro.

5.5 Prototipo final del PCB, diseño y mejoras

En el trabajo previo [27] se diseñó un accionador con transistores bipolares (figura 5.5.1), el cual presentaba una eficiencia máxima de 86% y una densidad de potencia de 0.28 W/cm². En este trabajo de tesis, se realizaron dos prototipos. El primero, consistió como tarjeta de validación “Test board” de la topología seleccionada, mientras que, el segundo se diseñó como tarjeta de concepto de producto “Product concept board” buscando como objetivo aumentar la densidad de potencia, mejorar la tecnología de los componentes de TH a SMT, componentes de menor costo y menores valores parásitos. En la figura 5.5.2 se pueden observar los dos prototipos, en la figura 5.5.3 se muestra mejor las diferencias.

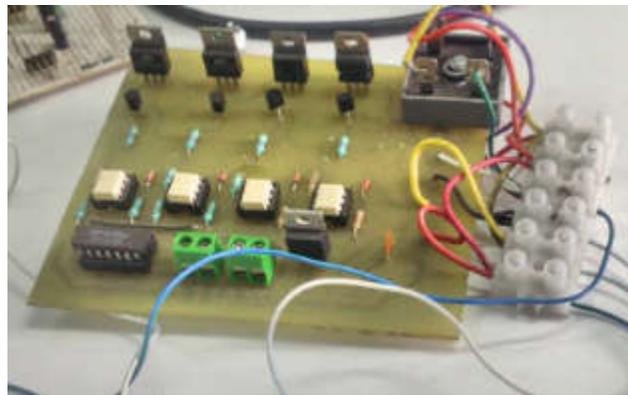


Figura 5.5.1 Prototipo del accionador del trabajo previo [27]



Figura 5.5.2 Del lado izquierdo se puede observar el primer prototipo de accionador, mientras que del lado derecho se puede observar el prototipo final (segundo prototipo) del accionador.

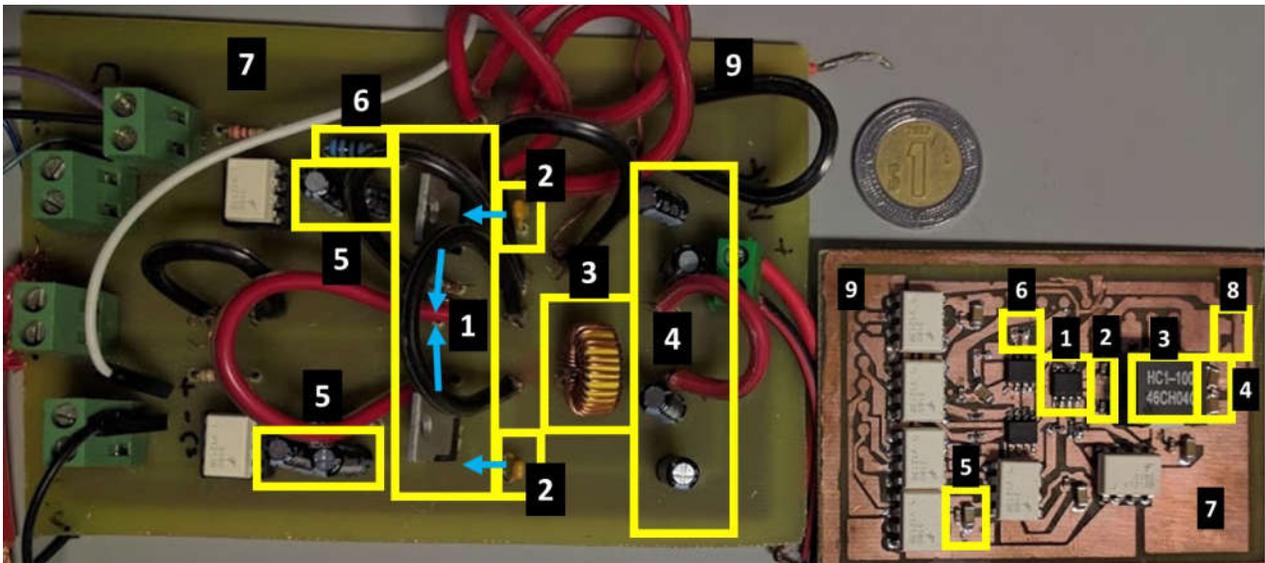


Figura 5.5.3 Comparación y mejoras del primer prototipo al segundo prototipo.

1.-La distancia del MOSFET principal al auxiliar se redujo al seleccionar un nuevo empaquetado dual que tuviera dos MOSFET canal N, también se redujo la R_{DSon} de $11.4m\Omega$ a $4.6m\Omega$, el tamaño del empaquetado de “TO220” a SOIC dando una reducción de área de 78%, agregando que en la manufactura debido a que los MOSFETs están en el mismo empaquetado mantienen en mayor porcentaje los mismos valores de parásitos y tolerancias de R_{DSon} . En la figura 7.8.4 se observa que esto redujo la temperatura de 30.5° a 27.1° .

2.-Los capacitores C_{r1} y C_{r2} que actúan como snubber respectivamente de cada interruptor, se acercaron

3.-Se reemplazó el inductor L_r por uno con mejor núcleo y la DCR del inductor se redujo de $32m\Omega$ a $3.6m\Omega$, principalmente se buscó reducir la DCR debido a que la mayor parte de la corriente de la carga circula por este inductor. Por otro lado, el volumen del inductor se redujo un 32% y la temperatura de 39.8° a 27.2° (figura 5.5.4).

4.-Los capacitores de entrada C_{O1} y C_{O2} , en el primer prototipo eran compuestos por dos capacitores electrolíticos en serie respectivamente para C_{O1} y otros dos en serie para C_{O2} . Para el nuevo prototipo, debido que la corriente del inductor L_R se divide de igual forma en cada uno de los capacitores de entrada es decir $I_{Lr}=I_{C_{O1}}+I_{C_{O2}}$, mucha corriente se estará disipando en los capacitores de entrada (se puede observar en a) de la figura 5.5.4 dicho efecto). Para solucionar este problema los capacitores electrolíticos se reemplazaron por dos capacitores cerámicos de baja ESR y en paralelo para reducir a la mitad la resistencia parásita. Esto provocó una reducción de temperatura en los capacitores de 38.2° a 26.8° (figura 5.5.4).

5.- El capacitor de filtrado y de “back-up energy” de los opto-drivers fueron reemplazados de electrolíticos a cerámicos, a su vez se redujo el área de cobre y la distancia de los capacitores al opto-driver.

6.-El empaquetado de las resistencias de compuerta de los MOSFETS fue reemplazado a empaquetado de montaje superficial 0608 para reducción del área de footprint,

7.-Se utilizó tecnología de montaje superficial “SMT” para todos los semiconductores discretos y no discretos (exceptuando el opto-driver), para mejorar la conductividad térmica, facilitar la producción del accionador a dos capas.

8.-En el nuevo prototipo se dejó un espacio vacío para capacitores en dado caso de que el accionador no pueda responder a pasos grandes de corriente en el estado transitorio. Debido a que no se cuenta con especificaciones de respuestas a transitorios el accionador no se realizó ningún diseño, pero se dejó el espacio en dado caso de que se requiera más capacitancia.

9.-El tamaño del accionador se redujo considerablemente de 60 cm^2 a 21 cm^2 , lo cual permitió un incremento de densidad de potencia de 1 W/cm^2 a 5.71 W/cm^2 . Tomando como referencia el primer accionador realizado en el trabajo previo se aumentó un 2000% de densidad de potencia y se redujo el tamaño del accionador en un 10%.

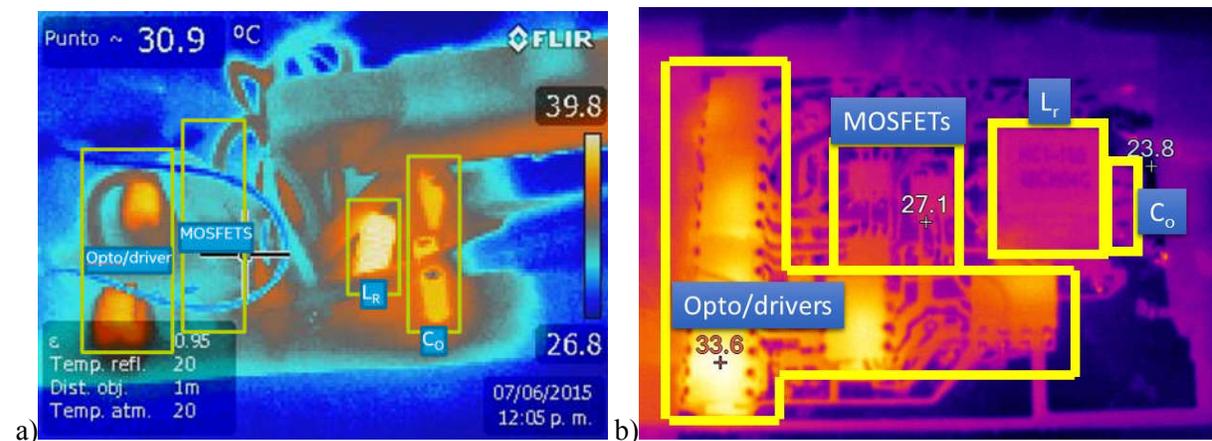


Figura 5.5.4 a) Primer prototipo, temperatura máxima de 39.8° a una corriente nominal de salida de $4.5A$. B) Segundo prototipo, temperatura máxima de 33.6° a la misma corriente nominal de salida.

Tabla 5.5.1 Temperaturas del primer prototipo y segundo prototipo con una corriente de salida de 4.5A (54 W).

Componentes	Primer prototipo	Segundo Prototipo (final)
MOSFET	30.5°	27.1°
Opto/Driver	33.2°	33.6°
Inductor L_r	39.8°	27.2°
Co ₁ y Co ₂	38.2°	26.8°

El accionador tiene una densidad de potencia de 5.71 W/cm², TI presentó a mediados del 2015 un convertidor DC-DC POL (Point of load) de 60W con una densidad de potencia de 17 W/cm² [33]. Comparando ambas densidades de potencia, a pesar que el accionador presenta aproximadamente una tercera parte del presentado por TI. El convertidor de TI presenta mejor densidad de potencia debido a que conmuta a 1.5 MHz de forma dura y el PCB es de 4 layers.

5.6 Costos en las prótesis transfemorales activas

El costo de una prótesis en general suele ser alto principalmente por dos factores. El primer factor es debido a las actividades de investigación y desarrollo R&D del inglés “*Research and Development*” que realizan los centros de investigación en biomedicina o empresas privadas en el desarrollo de cualquier prótesis. Mientras que, el segundo factor se debe a la personalización de parámetros y medidas de cada paciente. Estos dos factores, son los que conllevan más parte del costo total de las prótesis según el estudio de mercado que realizó Grant McGimpsey [35].

Por otro lado, el costo de la manufactura y costo de insumos pasa a ser algo insignificante a comparación de los dos factores mencionados. En la figura 5.6.1 se puede observar la gráfica reportada en [35] respecto al desglose del costo total de una prótesis de un miembro inferior a la cintura, es decir transfemoral o transtibial.

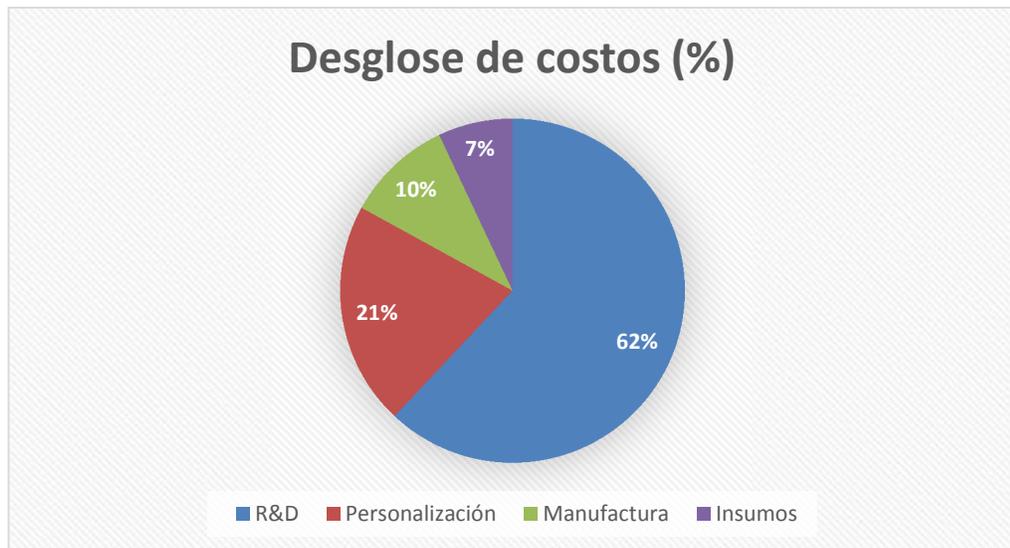


Figura 5.6.1 Desglose de costos del costo total de una prótesis transfemoral o transtibial.

Después de mostrar el desglose de costos en la elaboración de una prótesis transfemoral o transtibial, Grant McGimpsey en su estudio de mercado [35] menciona una aproximación en USD de cuánto sería el costo total dependiendo del tipo de prótesis que se requiera y se desea seleccionar.

Para \$5,000 a \$7,000 dólares, el paciente puede tener una prótesis pasiva que le permita pararse y caminar a nivel de piso. Sin embargo, por \$10,000 dólares la prótesis pasiva también le permitirá al paciente la habilidad de subir y bajar escaleras, como también caminar en terrenos con irregularidades.

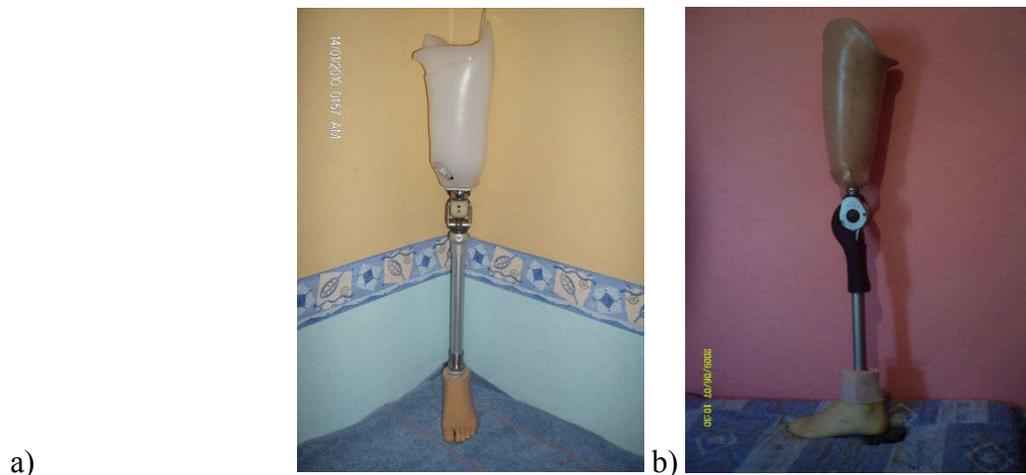


Figura 5.6.2 a) Prótesis transfemoral pasiva del rango de \$5,000 a 7,000 USD, b) Prótesis transfemoral pasiva del rango de 10,000 USD.

Para el rango de precio de \$12,000 a \$15,000 dólares, la prótesis pasiva le permitirá al usuario correr, y funcionar casi al nivel de una persona que no esté amputada, en la figura 5.6.3 se observa un ejemplo de este tipo de prótesis.



Figura 5.6.3 Prótesis transfemoral y transtibial pasiva para correr.

Para el rango de precio mayores a \$15,000 dólares, la prótesis pasiva podrá tener un mecanismo policéntrico, hidráulico o un mecanismo avanzado que permita mejor control en la fase de apoyo y fase de oscilación.



Figura 5.6.4 Prótesis transfemoral pasiva con mecanismo hidráulico, rango de precio de \$15,000 dólares.

Para el rango de \$20,000 a \$30,000 dólares ya se puede obtener una prótesis activa asistida por una plataforma lógica (CPU, FPGA, microcontrolador, etc.). Las cuales, tienen como principal característica la lectura en milisegundos, ajustando los grados y la velocidad de oscilación. De esta forma, el paciente puede caminar sin pensar en cómo dar cada paso con la pierna que conlleva la prótesis, emulando una marcha de una persona sana. En la figura 5.6.5 se puede observar la prótesis ottobock c-leg, que por este momento se considera como la mejor prótesis.



Figura 5.6.6 Prótesis ottobock C-leg.

La prótesis que se está trabajando en CENIDET entraría en el rango de precio de \$15,000 dólares a \$30,000 dólares, debido a que es un sistema policéntrico y se planea que el paciente camine de forma natural sin necesidad de pensar/concentrarse de cómo dar un paso, inclusive, acciones como saltar, subir/bajar escaleras, correr, etc.

Respecto al costo del accionador de la prótesis activa, en la tabla 5.6.1 se puede observar el costo del BOM para una producción anual de 10k, a pesar que 4.52 USD por accionador resulta ser un precio razonable, se puede observar que el opto/driver es el componente de mayor costo, el cual puede ser sustituido por un driver de 0.15 USD. Sin embargo, tomando como costo total de la prótesis \$15,000 dólares, el costo del accionador de \$4.52 sería menos de 0.0003% del costo total de la prótesis. De esta forma, se puede concluir que el costo del accionador no tiene gran peso en el costo total de la prótesis, y el utilizar la técnica S-H S para mejorar la autonomía hasta un 3% más, permite que sea factible debido a su costo-beneficio.

Tabla 5.6.1 BOM del prototipo final del accionador. Costo para una estimación de 10k unidades por año.

Componentes	Modelo	Unidades	Precio unitario(USD)	Precio Total(USD)
MOSFET	SI4204DY	3	0.23	0.69
Opto/Driver	FOD3180TV	6	0.6	3.6
Inductor		1	0.127	0.127
Cap. Cerámicos		16	0.005	0.08
Resistencia 1/4 W		6	0.0005	0.03
			Total	4.527

Capítulo 6

Conclusiones

En este Capítulo se presenta las conclusiones y aportes de este trabajo de tesis, y los trabajos a futuro que se proponen para el seguimiento de la prótesis transfemoral activa del CENIDET.

6.1 Conclusiones

- A pesar que se midió una eficiencia alta de 97.16% debido a la operación del accionador con S-H S y operando con SS durante el 69% de toda la marcha. Se ahorra 0.26 J únicamente por cada paso que ejecute la prótesis, permitiendo una extensión de autonomía de al menos 2.11% a 3%. Se tenían expectativas de extender la autonomía del 5% al 10%, lo cual pone en discusión si complicar el control por el interruptor auxiliar y agregar 3 elementos más para operar con SS tiene mejor costo-beneficio que operar únicamente con HS. Sin embargo, tomando que el costo del accionador es el 0.003% del costo total de la prótesis, se puede concluir, que el uso de SH-S es factible para esta prótesis transfemoral activa. Cabe destacar, que existen más formas de extender la autonomía como optimizar la marcha para uso de pares menores a los reportados en el trabajo [27].
- El operar el accionador con S-H S da un beneficio de eficiencia promedio entre el 1% a 3%, mientras que, el mejor diseño de PCB y mejores componentes discretos respecto a parásitos eleva la eficiencia promedio de 1.3% a 2.4%.
- Caracterizando o modelando la pierna sana de un paciente mediante su curva de par en la unión de rodilla con respecto a un ciclo de marcha, se puede diseñar un accionador personalizado para optimizar la eficiencia y a su vez seleccionar la batería más adecuada al ritmo de uso.

6.2 Aportaciones de trabajo de tesis

- Técnica S-H S para el accionador de Jun-Gu Kim [27]
- Metodología de diseño del accionador [27].
- Estudio energético en el ciclo de marcha del fenotipo mexicano.
- Metodología para caracterización del motor de cd de imanes permanentes

6.3 Trabajos Futuros

- Mandar a manufacturar el nuevo prototipo de la prótesis transfemoral, para así seleccionar un motor con mayor par que permita pararse, subir escaleras y pendientes. Rediseñar el accionador con la misma metodología empleada y validar todo el sistema protésico en un paciente.
- Realizar pruebas y estudios de marcha con un paciente de fenotipo mexicano.
- La densidad de potencia se podría mejorar ampliamente mediante la fabricación del PCB en 3 o más capas. Por otro lado, una vez ya validado el sistema protésico en un paciente se podría diseñar como un sistema embebido.
- Estudiar la posibilidad de sensar la corriente de salida mediante el sensado diferencial del voltaje en los MOSFETs debido a la $R_{DS(on)}$.
- Estudiar y analizar la respuesta transitoria del accionador, ante posibles cambios agresivos de corriente. Para así desarrollar un control a lazo cerrado.
- Diseñar un cargador de batería por inducción magnética, para evitar levantar el pantalón al momento de cargar la batería de la prótesis transfemoral.
- Realizar un estudio de cosecha de energía recuperada en pendientes, sentarse y bajar escaleras. De igual forma, analizar la posibilidad de agregar cosecha de energía en la prótesis pasiva del pie.
- Desarrollo de algoritmo para optimización en tiempo real del punto de inflexión dependiendo de variables de entorno, características del paciente, acción a realizar (subir/bajar escaleras, pararse, sentarse, marcha normal, etc.)
- Definir plataforma/microcontrolador a emplearse en el producto final de la prótesis.
- Optimizar la coordinación/marcha de la prótesis para un requerimiento mucho menor de energía.
- Estudiar la posibilidad del funcionamiento óptimo de la prótesis utilizando únicamente energía recuperada, para buscar una mayor autonomía e incluso no requerir una batería.

Referencias

- [1] FMD, "Estadísticas," *Federación Mexicana de Diabetes*, 2010. [Online]. Available: <http://www.fmdiabetes.org/fmd/pag/estadisticas.php>.
- [2] J.M. F. Eilenberg, H. Geyer, and H. Herr, "Control of a powered ankle-foot prosthesis based on a neuromuscular model.," *IEEE transactions on neural systems and rehabilitation engineering : a publication of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 18, no. 2, pp. 164–73, Apr. 2010.
- [3] X. Xu, H. Xie, B. Wang, and J. Tan, "Gait Perception and Coordinated Control of a Novel Biped Robot with Heterogeneous Legs," *2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 356–361, Oct. 2006.
- [4] G. Yanli, X. Xiaoyun, C. Lingling, and Y. Peng, "Design and analysis of active transfemoral prosthesis," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 1495-1499.
- [5] Klute, G.K., Czerniecki, J., Hannaford, B., "Development of Powered Prosthetic Lower Limb, " *Proceedings of the First National Meeting, Veterans Affairs Rehabilitation Research and Development Service*, 1998.
- [6] Flowers WC and R W, "Electro hydraulic knee-torque controller for a prosthesis simulator, " *ASME Journal of Biomechanical Engineering*, vol. 99, no. 4, pp. 3-8, 1977.
- [7] Popovic D, Oguztoreli M N, and Stein R B. Optimal control for an above-knee prosthesis with two degree of freedom. *Journal of Biomechanics*, vol. 28, no. 1, pp. 89-98(10), 1995.
- [8] Sup F, Bohara A, and Goldfarb M, "Design and Control of a Powered Transfemoral Prosthesis, " *The International Journal of Robotics Research*, vol. 27, no. 2, pp. 263-273, 2008.
- [9] Frank Sup, Amit Bohara, Michael Goldfarb, "Design and Control of a Powered Knee and Ankle Prosthesis, " *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp.4134-1139, 2007.
- [10] Sup, F. and Goldfarb, M., "Design of a Pneumatically Actuated Transfemoral Prosthesis, " *Proceedings of the ASME Int. Mech. Eng. Congress and Exposition, IMECE2006-15707*, 2006.
- [11] Kevin B. Fite, Thomas J. Withrow, Keith W. Wait, and Michael Goldfarb, "A Gas-Actuated Anthropomorphic Transhumeral Prosthesis, " *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp.3748-3754, 2007.
- [12] Xin Guo, Peng Yang, Lingling Chen, Xitai Wang and Lifeng Li, "Study of the Control Mechanism of Robot-Prosthesis Based-on the EMG Processed, " *Proceedings of the 6th World Congress on Control and Automation*, pp. 9490-9493, June, 2006.

- [13] Lingling Chen, Peng Yang, Zuojun Liu, He Chen and Xin Guo, "Gait Optimization of Biped Robot Based on Mix-encoding Genetic Algorithm, " Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp.1623-1626, 2007.
- [14] Chau, K.T.; Ching, T. W.; Chan, C.C., "Bidirectional soft-switching converter-fed DC motor drives," Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE , vol.1, no., pp.416,422 vol.1, 17-22 May 1998
- [15] Chau, K.T.; Ching, T. W.; Chan, C.C., "Constant-frequency multi-resonant converter-fed DC motor drives," Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on , vol.1, no., pp.78,83 vol.1, 5-10 Aug 1996
- [16] Hsin-Chuan Chen, "An H-bridge accionador using gate bias for DC motor control," Consumer Electronics (ISCE), 2013 IEEE 17th International Symposium on , vol., no., pp.265,266, 3-6 June 2013
- [17] Yu-Lung Ke; Ying-Chun Chuang; Hung-Shiang Chuang, "Energy Recovery Electric Bicycle with Two-Quadrant DC Motor Accionadores," Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE , vol., no., pp.1,7, 4-8 Oct. 2009
- [18] Tucker, M.R.; Fite, K.B., "Mechanical damping with electrical regeneration for a powered transfemoral prosthesis," Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2010 IEEE/ASME International Conference on , vol., no., pp.13,18, 6-9 July 2010
- [19] M. Pavlovsky, A. Kawamura, and G. Guidi, "Buck/boost Dc-Dc converter with simple auxiliary snubber and complete soft switching in whole operating region," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012, pp. 11-18.
- [20] M. Pavlovsky, G. Guidi, and A. Kawamura, "Buck/Boost DC-DC Converter Topology With Soft Switching in the Whole Operating Region," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 29, pp. 851-862, 2014.
- [21] Y. Jae-Won and D. Hyun-Lark, "Soft-Switching Bidirectional DC-DC Converter Using a Lossless Active Snubber," Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 61, pp. 1588-1596, 2014.
- [22] M. Ahmadi, E. Galvan, E. Adib, and H. Farzanehfard, "New fully soft switched bi-directional converter for Hybrid Electric Vehicles: Analysis and control," in IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010, pp. 2340-2345.
- [23] P. Das, A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "A novel ZVS-PWM dc-dc converter for bidirectional applications with steep conversion ratio," in Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 2009, pp. 2030-2036.

- [24] B. L. Narasimharaju, S. P. Dubey, and S. P. Singh, "Coupled inductor bidirectional DC-DC converter for improved performance," in *Industrial Electronics, Control & Robotics (IECR)*, 2010 International Conference on, 2010, pp. 28-33.
- [25] K. Jun-Gu, P. Seung-Won, K. Young-Ho, J. Yong-Chae, and W. Chung-Yuen, "High-efficiency bidirectional soft switching DC-DC converter," in *Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010 International, 2010, pp. 2905-2911
- [26] Galijasevic, S.; Masic, S.; Smaka, S.; Aksamovic, A.; Balic, D., "Parameter identification and digital control of speed of a permanent magnet DC motors," *Information, Communication and Automation Technologies (ICAT)*, 2011 XXIII International Symposium on , vol., no., pp.1,7, 27-29 Oct. 2011
- [27] Fermín Martínez Solís. Tesis de doctorado "*Diseño de Prótesis Transfemoral Activa*", *CENIDET*, Noviembre 2013.
- [28] Winter; D.A. "Energy generation and absorption at the ankle and knee during fast, natural, and slow cadences." in *Clinical Othopedics and Related Research* (1985), pp 175, 147-154.
- [29] D. Winter, *Biomechanics and motor control of human movement*, 2nd ed. Waterloo Ontario, Canada, 2005, pp. 2005.
- [30] A. Pichardo, J. Pérez, and D. Chavez, "Estudio de parámetros cinemáticos de la marcha normal en hombres adultos. Estandarización para la población mexicana," *Rev. Mex. Ortop. Traum.*, vol. 12, no. 5, pp. 377–379, 1998.
- [31] J. Pérez, A. Pichardo, and D. Chávez, "Desarrollo de un estándar de marcha normal en hombres adultos. Propuesta de estándar para normatividad en estudios de marcha de poblacion mexicana.," *Rev. Mex. Ortop. Traum.*, vol. 12, no. 5, pp. 380–385, 1998.
- [32] Susana Estefany De león Aldaco, Tesis de maestría "*Comparación de metodologías de evaluación de confiabilidad*", *CENIDET*, Noviembre 2011.
- [33] Timothy Hegarty, "High Density PCB Layout of DC/DC Converters" TI E2E Community, 2015.[Online].Available:https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2015/09/11/high-density-pcb-layout-of-dc-dc-converters-part-1
- [34] FMD, "Estadísticas," *Federación Mexicana de Diabetes*, 2016. [Online]. Available: <http://fmdiabetes.org/category/diabetes-en-numeros/estadisticas-mexico/>
- [35] Grant McGimpsey, Terry C. Bradford, "Limb Prosthetics Services and Devices" Bioengineering Institute Center for Neuroprosthetics, Worcester Polytechnic Institution, 2015.[Online].Available:https://www.nist.gov/sites/default/files/documents/tip/wp/pswp/239_limb_prosthetics_services_devices.pdf

ANEXO A

Script de Matlab creado para la caracterización de parámetros del motor de CD.

```
%Programa evaluacion de residuos por el
metodo de filtros
%15_noviembre_2013
clear
clc
format long
prueba5_2;
y1=Jaa(:,1);
x1=Jaa(:,2);
figure (1);
plot (y1,x1);
hold on;
grid on;
k=1;
l=2;
sample=10000;
window=250;
volt=1;
res=8.62;
limit=window-1;
for i=1:window:sample
    x3(i)=x1(i);
    y3(i)=y1(i);
    for j=i:1:i+limit
        x3(l)=x3(j)+x1(j+1);
        y3(l)=y3(j)+y1(j+1);
        j=j+1;
        l=l+1;
    end
    x2(k)=x3(i+limit)/window;
    y2(k)=y3(i+limit)/window;
    k=k+1;
    i=i+window;
end
figure (1);
plot(y2,x2,'r');
hold on;
grid on;

cont=2;
fin=length(x2)-1;

for cont=2:1:fin
    bobina(cont-1,2)=(volt-
res*x2(cont))/((x2(cont+1)-x2(cont-
1))/(y2(cont+1)-y2(cont-1)));
    bobina(cont-1,1)=y2(cont);
end
bobina
```

ANEXO B

Curvas de eficiencia del accionador.

En la figura 12.6.1 se puede observar las curvas de eficiencia del accionador operando con conmutación dura HS y operando con conmutación suave SS, variando el ciclo de trabajo de 40%-90%.

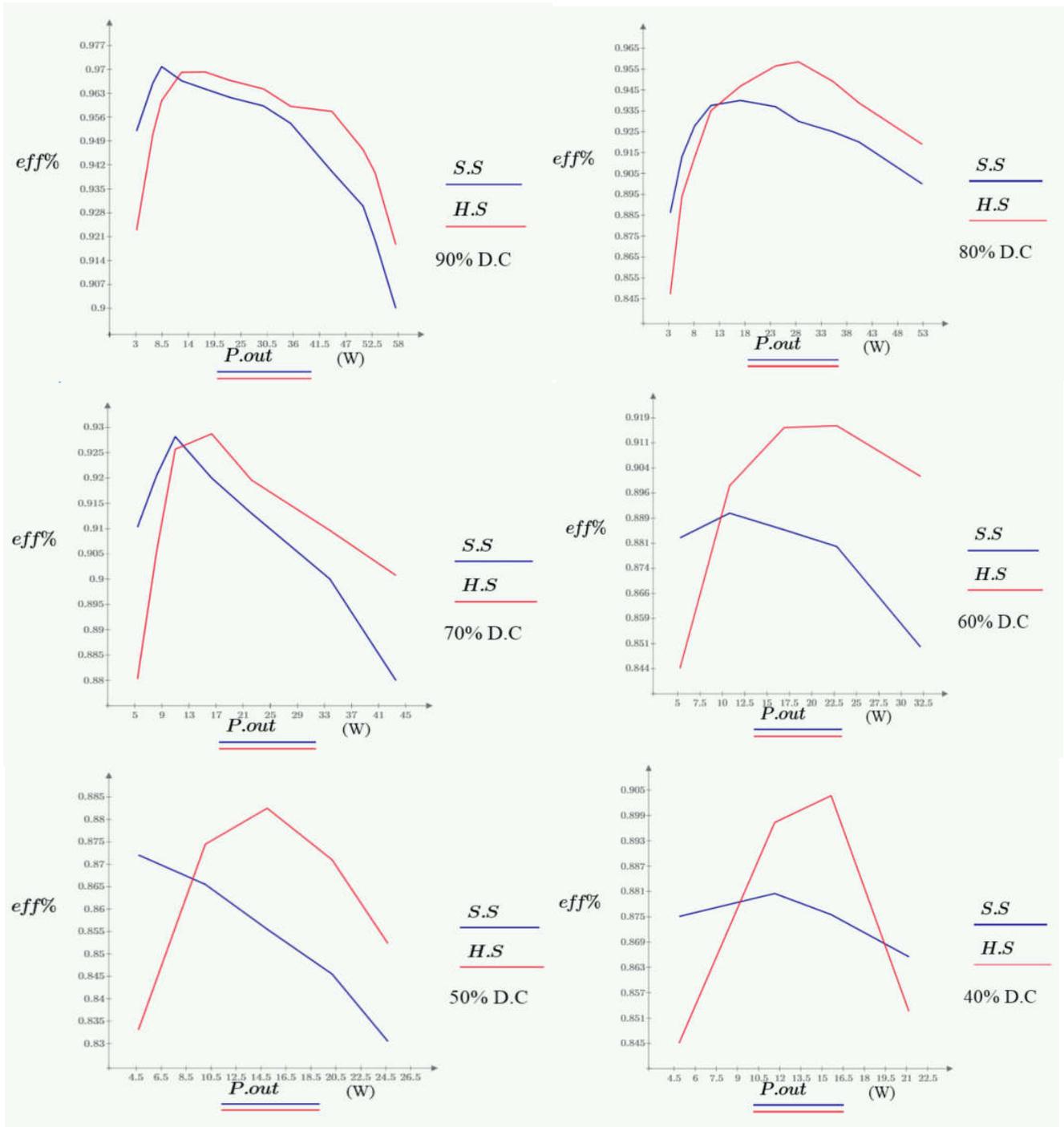


Figura B.1 Curvas de eficiencia del accionador con SS y HS.

ANEXO C

Ecuaciones en la etapa resonante del accionador.

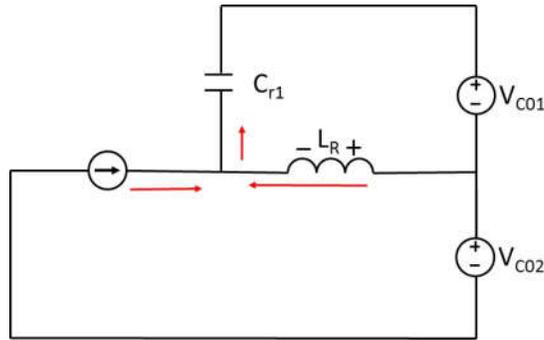


Figura C.1 Etapa resonante del accionador

$$i_{Cr1} = C_{r1} \frac{dV_{Cr1}}{dt}$$

$$\frac{dV_{Cr1}}{dt} = \frac{i_{Cr1}}{C_2}$$

$$i_{Cr1} = I_1 + i_{Lv} \therefore$$

$$\frac{d^2V_{Cr1}}{dt^2} = \frac{1}{C_r} \left(\frac{dI_r}{dt} + \frac{di_{Lv}}{dt} \right)$$

$$\frac{d^2V_{Cr1}}{dt^2} = \frac{1}{C_r} \frac{di_{Lv}}{dt} = \frac{1}{C_r} \frac{V_{Lr}}{L_r}$$

Debido que $V_{Cr1} + V_{Co1} + V_{Lv} = 0$

$$V_{Lr} = -V_{Co1} - V_{Cr1}$$

\therefore

$$\frac{d^2V_{Cr1}}{dt^2} = \frac{V_{Co1} + V_{Cr1}}{C_r L_r}$$

$$\frac{d^2V_{Cr1}}{dt^2} + \frac{V_{Cr1}}{L_r C_r} = \frac{V_{Co1}}{L_r C_r}$$

$$\left(D^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) V_{Cr1} = \frac{V_{Co1}}{L_r C_r}$$

$$V_{Cr1}(t) = C_1 \cos(\omega_0 t) + C_2 \sin(\omega_0 t) + V_{Co1}$$

$$V_{Cr1}(0) = V_{Co1} + V_{Co2}$$

$$V_{Cr1}(0) = V_{Co1} + V_{Co2} = C_1 \cos(0) + C_2 \sin(0) + V_{Co1}$$

$$C_1 = V_{Co2}$$

$$\frac{dV_{Cr1}}{dt} = \frac{i_{Cr1}}{C_r} = \frac{I_1 + i_{Lr}}{C_r} = C_1 \omega_o \text{sen}(\omega_o t) + C_2 \omega_o \text{cos}(\omega_o t) + 0$$

$$\frac{dV_{Cr(0)}}{dt} = \frac{I_1 + i_{Lr}}{C_r} = C_2 \omega_o$$

$$C_2 = \frac{I_1 + i_{Lr}}{C_r \omega_o} = \frac{I_1 + i_{Lr}}{C_r} = \frac{I_1 + i_{Lr}}{\sqrt{C_r} \sqrt{C_r}} = \frac{\sqrt{C_r}}{\sqrt{L_r}} (I_1 + i_{Lr}) = Z_r (I_1 + i_{Lr})$$

$$C_2 = Z_r (I_1 + i_{Lr})$$

Sustituyendo

$$V_{Cr1}(t) = V_{Co1} \text{cos}(\omega_o t) + Z_r (I_1 + i_{Lr}) \text{sen}(\omega_o t) + V_{Co1}$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$V_{Lv} = L_v \frac{di_{Lv}}{dt}$$

$$\frac{di_{Lv}}{dt} = \frac{V_{Lv}}{L_v}$$

$$V_{Cr1} + V_{Co1} \quad V_{Lr} = 0$$

$$V_{Lr} = V_{Co1} \quad V_{Cr1}$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{1}{L_v} (V_{Co1} \quad V_{Cr1})$$

$$\frac{d^2 i_{Lr}}{dt} = \frac{1}{L_v} \left(\frac{V_{Co1}}{dt} \quad \frac{V_{Cr1}}{dt} \right)$$

$$\frac{d^2 i_{Lr}}{dt} = \frac{1}{L_v} \left(\frac{V_{Cr1}}{dt} \right) = \frac{1}{L_v} \frac{i_{Cr1}}{C_{r1}} = \frac{1}{L_v C_r} (I_1 + i_{Lv})$$

$$\frac{d^2 i_{Lr}}{dt} + \frac{i_{Lr}}{L_r C_r} = \frac{I_1}{L_r C_r}$$

$$\left(D^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) I_{Lr} = \frac{I_1}{L_r C_r}$$

$$i_{Lr} = C_1 \text{cos}(\omega_o t) + C_2 \text{sen}(\omega_o t) \quad I_1$$

$$C.I. \quad I_{Lr}(0) = I_{Lr1}$$

$$i_{Lr1}(0) = I_{Lr1} = C_1 \cos(0) + C_2 \sin(0) \quad I_1$$

$$I_{Lr1} = C_1 \quad I_1$$

$$C_1 = I_{Lr1} + I_1$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_{Lr}}{L_r} = \frac{V_{Co1}}{L_r} \frac{V_{Cr1}}{L_r} = C_1 \omega_o \sin(\omega_o t) + C_2 \omega_o \cos(\omega_o t) + 0$$

$$I_{Lr}(0) = \frac{V_{Co1}}{L_r} \frac{V_{Cr1}}{L_r} = C_2 \omega_o$$

$$C_2 = \frac{V_{Co1}}{\omega_o L_r} \frac{V_{Cr1}}{L_r} = \frac{V_{Co1}}{\frac{L_r}{\sqrt{L_r C_r}}} \frac{V_{Cr1}}{\frac{\sqrt{L_r} \sqrt{L_r}}{\sqrt{L_r} \sqrt{C_r}}} = \frac{V_{Co1}}{Z_r} \frac{V_{Cr1}}{Z_r} = \frac{V_{Co1}}{Z_r} \frac{(V_{Co1} + V_{Co2})}{Z_r}$$

$$C_2 = \frac{V_{Co2}}{Z_r}$$

$$i_{Lr}(t) = (I_{Lr1} + I_1) \cos(\omega_o t) + \frac{V_{Co2}}{Z_r} \sin(\omega_o t) \quad I_1$$