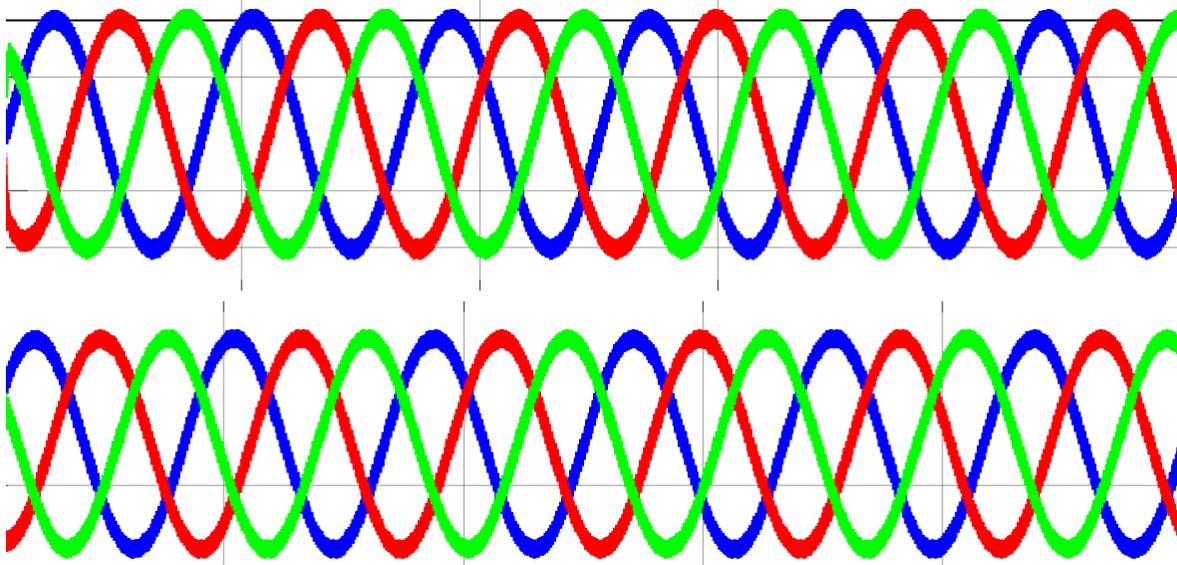




TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO



Sistemas Electrónicos de Potencia: Modelado y Control mediante Matlab



Germán Ardul Muñoz Hernández

ISBN: 978-607-7912-58-3



9 786077 912583

Germán Ardul Muñoz Hernández
Tecnológico Nacional de México
Instituto Tecnológico de Puebla
Av. Tecnológico 420
Colonia Maravillas
Puebla, Puebla
México

Revisión Técnica Interna
M.C. Rodrigo Lucio Maya Ramírez
Dr. José Rafael Mendoza Vázquez
M.C. Vicente Ramírez Palacios
M.I. Rubisel Tovilla Heredia

Revisión Técnica Externa
Dr. Enrique Eugenio Pérez Mayesffer

ISBN: 978-607-7912-58-3

TECNM 2025

Esta obra está sujeta a derechos de autor. El Editor se reserva todos los derechos, ya sea que se trate de la totalidad o parte del material, específicamente los derechos de traducción, reimpresión, reutilización de ilustraciones, recitación, transmisión, reproducción en microfilmes o en cualquier otro medio físico, y transmisión o almacenamiento y recuperación de información, adaptación electrónica, software informático o por metodología similar o diferente ahora conocida o desarrollada en el futuro. Quedan exceptuados de esta reserva legal los breves extractos en relación con las reseñas o análisis académicos o el material suministrado específicamente con el propósito de ser ingresado y ejecutado en un sistema informático, para uso exclusivo del comprador de la obra. La duplicación de esta publicación o partes de ésta sólo está permitida bajo las disposiciones de la Ley de Derechos de Autor de la ubicación del Editor, en su versión actual. Los permisos de uso se pueden obtener a través de los Centros de Autorización de Derechos de Autor. Las violaciones pueden ser procesadas en virtud de la Ley de Derechos de Autor respectiva.

El uso de nombres descriptivos generales, nombres registrados, marcas comerciales, marcas de servicio, etcétera, en esta publicación no implica, incluso en ausencia de una declaración específica, que dichos nombres estén exentos de las leyes y regulaciones protectoras pertinentes y, por lo tanto, sean gratuitos para uso general. Si bien se cree que la información de este libro es verdadera y precisa en la fecha de publicación, ni los autores, ni los editores, ni el editor pueden aceptar ninguna responsabilidad legal por los errores u omisiones que puedan cometerse. El editor no ofrece ninguna garantía, expresa o implícita, con respecto al material contenido en este documento.

Distribución Electrónica

DIRECTORIO

Ramón Jiménez López

Director General del Tecnológico Nacional de México.

Gaudencio Lucas Bravo

Secretario Académico, de Investigación e Innovación.

Jesús Olayo Lortia

Director de Posgrado, Investigación e Innovación.

Yeyetzin Sandoval González

Directora del Instituto Tecnológico de Puebla.

Pablo Gutiérrez Cruz

Subdirector Académico.

Marco Antonio Meraz Melo

Jefe de División de Estudios de Posgrado e Investigación.

Miguel Ángel Rosales Carreón

Jefe del Departamento de Eléctrica y Electrónica.

Prefacio

Los Convertidores de Potencia eléctrica tienen una aplicación muy amplia en diversos sectores tanto industrial como doméstico. Por esta razón este texto busca presentar un estudio de los elementos que conforman los diversos circuitos de la electrónica de potencia. Así mismo, estudiar las topologías relacionadas a los diversos convertidores para aplicaciones en el control de máquinas eléctricas, proporcionando al lector las herramientas que le permitan diseñar sistemas de conversión de energía eléctrica. Estos diseños se podrán simular en Matlab, permitiendo al diseñador evaluar el desempeño del control y del circuito de potencia, antes de que sistema se construya.

En particular, los convertidores de corriente alterna a corriente directa (CA-CD) se emplean para generar buses con diferentes voltajes de corriente directa. Mismos que son empleados para alimentar diferentes sistemas en las industrias y en el ámbito doméstico. Por ejemplo, cargadores de baterías rápidos y eficiente son una demanda actual y en crecimiento.

Un sector que actualmente está investigando de forma amplia el área de convertidores de potencia eléctrica es el sector automotriz, en especial en referente a los autos eléctricos, ya que estos emplean convertidores de potencia eléctrica en diferentes partes dentro de su sistema eléctrico. En particular, los convertidores de corriente directa a corriente directa (CD-CD) tipo Boost, elevadores, se emplean para aumentar la tensión de las baterías y así alimentar al motor del vehículo. Por otro parte, si el auto eléctrico cuenta con un sistema de regeneración de energía durante el frenado del vehículo, los convertidores CD-CD tipo Buck, reductores, se emplean, entre otras aplicaciones, para mantener fijo el voltaje que alimenta al sistema de carga de las baterías.

Los convertidores de corriente directa a corriente alterna (CD-CA), comúnmente llamados inversores, son empleados de forma habitual en los sistemas de generación de energía alternativa. Entre la aplicación más común es en los sistemas fotovoltaicos. Lo anterior no sólo se realiza para la transmisión de energía en redes aisladas sino también para la interconexión a las redes nacionales. Diferentes tipos de control se han aplicado en la regulación de los convertidores CD-CD tipo Boost, sin embargo, todavía existen algunas aportaciones que pueden desarrollarse en esta área, por ejemplo, aumentar la velocidad de respuesta sin incrementar la Distorsión Armónica Total (THD). Controles clásicos tipo PID, así como controles modernos han así reportados en la literatura. El texto presentará los controles clásicos tipo PID, así como algunos métodos, tanto experimentales como analíticos, de ajuste de parámetros.

Este libro tiene un enfoque práctico que busca conectar los conocimientos de Sistemas de Potencia con el Control Automático mediante programas de Matlab, los cuales serán descritos en éste, permitiendo una mayor agilidad en el diseño de los controles y del sistema en general. Por lo anterior, el Texto presentará una guía del Software Matlab para aquellos lectores que tengan poco conocimiento de éste.

Contenido

CAPÍTULO 1.- DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.....	1
1.1 Introducción	1
1.2 Relación de la electrónica de potencia con otras disciplinas.....	2
1.3 Dispositivos pasivos.....	3
1.4 Dispositivos activos.....	5
1.5 Tiristores.....	11
CAPÍTULO 2.- CONTROLADORES CLÁSICOS	17
2.1 Introducción	17
2.2 Controladores tipo PID.....	19
2.3 Sintonización y optimización: Métodos de ajuste de Ziegler-Nichols.....	20
2.4 Método manual de sintonización de controles tipo PID	23
2.5 Algoritmos de controles tipo PID en Matlab®.....	24
2.6 Variables de estado.....	27
CAPÍTULO 3.- RECTIFICADORES MONOFÁSICOS Y POLIFÁSICOS, CONTROLADOS Y NO CONTROLADOS	31
3.1 Introducción	31
3.2 Rectificadores monofásicos no controlados.....	32
3.3 Rectificador polifásico no controlado tipo puente	38
3.4 Circuitos de disparo para Tiristores	41
3.5 Rectificadores monofásicos controlados	46
3.6 Rectificador polifásico controlado	50
CAPÍTULO 4.- CONVERTIDORES CD/CD	55
4.1 Introducción	55
4.2 Moduladores de ancho de pulso (PWM).....	56
4.3 Convertidor tipo Boost	58
4.4 Convertidor Buck	63
4.5 Convertidor Buck-Boost	67
CAPÍTULO 5.- CONTROL DE CONVERTIDORES CD/CD.....	71
5.1 Introducción	71
5.2 Generación de señales PWM.....	71
5.3 Control de convertidores tipo Boost.....	74
5.4 Control de convertidores tipo Buck	77
CAPÍTULO 6.- INVERSORES	83
6.1 Introducción	83
6.2 Inversores monofásicos	83
6.3 Inversores trifásicos.....	86
CAPÍTULO 7.- CONTROL DE CONVERTIDORES CD/CA.....	93
7.1 Introducción	93
7.2 Control de convertidores CD/CA.....	93
APÉNDICES.....	100
I.- Introducción al Matlab.....	100
II.- Función S de Matlab	107
REFERENCIAS.....	113

Capítulo 1.- Dispositivos Semiconductores de Potencia

Este capítulo inicia con una introducción a los Sistemas Electrónicos de Potencia, posteriormente se presenta el funcionamiento de los dispositivos semiconductores que serán empleados tanto en los circuitos de disparo como en los dispositivos de conmutación.

1.1 Introducción

La energía eléctrica se utiliza en casi todos los aspectos y en todas partes de la sociedad humana moderna, dado que la energía eléctrica es la principal forma de fuente de energía utilizada en la sociedad humana moderna. La electrónica como una disciplina general se puede dividir en electrónica que procesa información y electrónica que procesa potencia eléctrica. Por lo tanto, se puede decir que la electrónica de potencia y la electrónica de la información forman dos polos de la tecnología moderna y la sociedad humana. La electrónica de la información es el cerebro, y la electrónica de potencia es el músculo. El objetivo de la electrónica de potencia es exactamente cómo usar la energía eléctrica de manera efectiva y eficiente, sí cómo mejorar la calidad y la utilización de la energía eléctrica [1] [2] [3]. Los convertidores de corriente se utilizan en una amplia gama de aplicaciones, tanto industriales como residenciales. Por ejemplo, se pueden encontrar en los aserraderos donde se fabrica papel, en nuestros televisores e incluso en muchos de los automóviles que circulan por nuestras calles y carreteras. Para ser precisos, la industria automotriz está invirtiendo grandes recursos en investigación dentro del campo de los convertidores de potencia, especialmente los vehículos eléctricos, ya que estos utilizan convertidores de potencia en diferentes partes de sus sistemas eléctricos.

La electrónica de potencia es aquella que se aplica en la conversión y control de la potencia eléctrica. La principal tarea de los Sistemas Electrónicos de Potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de voltajes y corrientes en formas que sean óptimas para las cargas del usuario [1] [3] [4]. El rango de trabajo va desde los mili watts (mW) hasta los Giga watts (GW).

En la figura 1.1 se muestran las señales de entrada y salida de los Convertidores de Potencia. Como puede verse se tiene una potencia de entrada la cual es regulada por la entrada de control para generar la potencia de salida. La tabla 1.1 los dos tipos de señal eléctrica que son usados por los convertidores de potencia, así como las propiedades que pueden ser modificadas al realizar la conversión.

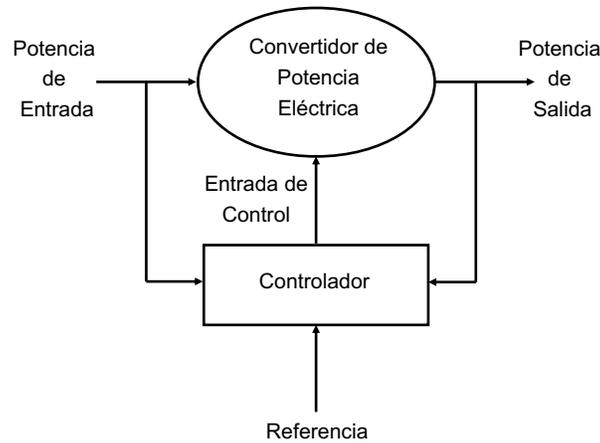


Figura 1.1 Esquema genérico de las señales en los sistemas de electrónica de potencia.

Tabla 1.1 Tipos de señal eléctrica usados en convertidores de potencia

Tipos de Potencia Eléctrica	Propiedades que pueden ser modificadas
Corriente Directa (CD)	Magnitud
Corriente Alterna (CA)	Frecuencia, magnitud y número de fases

Los convertidores de potencia eléctrica pueden recibir otros nombres entre ellos: Convertidor conmutado, circuito electrónico de potencia o simplemente convertidor de potencia [1].

La tabla 1.2 muestra una clasificación de los convertidores de potencia tomando como base los diferentes tipos de conversión que se pueden realizar. Como puede verse la señal eléctrica de entrada puede ser tanto directa como alterna al igual que la salida.

Tabla 1.2 Clasificación de Convertidores de Potencia

Salida / Entrada	CD	CA
CA	Convertidor CA a CD (Rectificador)	Convertidor CA a CA (Frecuencia fija: Controlador de CA. Frecuencia variable: Ciclo-convertidor o Convertidor de frecuencia)
CD	Convertidor CD a CD (Chopper)	Convertidor CD a CA (Inversor)

1.2 Relación de la electrónica de potencia con otras disciplinas

La electrónica de potencia en tanto que se encarga del procesamiento de la potencia eléctrica necesita de otras áreas de la tecnología para llevar a cabo sus tareas. Las tres áreas principales son:

- Dispositivos y circuitos electrónicos
- Máquinas eléctricas
- Sistemas de control

Los Dispositivos y circuitos electrónicos son todos aquellos elementos que permiten el manejo de la corriente eléctrica. En la actualidad, los dispositivos electrónicos que se emplean son de estado sólido, mayormente contruidos en base a silicio. Estos dispositivos se conectan entre sí para formar circuitos electrónicos.

Por su parte las Máquinas eléctricas son aquellas que transformarán la energía en otro tipo, por ejemplo, motores eléctricos ya sea de CD o de CA.

Por último, los sistemas de control son aquellos que permiten el manejo eficiente del sistema completo.

En líneas anteriores se ha comentado sobre la importancia de la Electrónica de Potencia, cabe ahondar en este tema, ya que las aplicaciones de esta área de la electrónica están presentes en prácticamente todas las actividades de la sociedad donde se usa la tecnología. Dentro de ellas se pueden mencionar:

- Industrial
- Transporte
- Sistemas de servicios públicos
- Fuentes de alimentación para todo tipo de equipos electrónicos
- Electrodomésticos residenciales y domésticos
- Tecnología espacial.

1.3 Dispositivos pasivos

Los dispositivos activos y pasivos son los dos tipos principales de elementos empleados en circuitos electrónicos. Los dispositivos activos suministran energía a un circuito eléctrico, por tanto, tiene la capacidad de controlar eléctricamente el flujo de corriente eléctrica a la carga. Por otro lado, los dispositivos pasivos sólo pueden recibir energía, disipándola o absorbiéndola. A continuación, se describirán los algunos de los dispositivos más empleados en circuitos eléctricos-electrónicos tanto pasivos como activos.

Resistor

Los resistores o también llamados “resistencias” son los componentes más empleados en circuitos y dispositivos eléctricos-electrónicos. Un resistor se emplea comúnmente para limitar el flujo de corriente eléctrica y mantener valores específicos de voltaje en circuitos eléctricos-electrónicos. Por cierto, no es lo mismo resistencia eléctrica que resistor eléctrico. Se denomina resistencia eléctrica al proceso de restringir el flujo de corriente eléctrica en un medio. Por otro lado, se denomina resistor al dispositivo, componente o elemento empleado para restringir ese flujo de la corriente eléctrica en ese medio [5].

Según las leyes de la resistencia, la resistencia (R) de cualquier resistor depende directamente de su resistividad (ρ), de su longitud (l) y de su área de sección transversal (a), es decir:

$$R = \rho \left(\frac{l}{a} \right) \quad (1.1)$$

La relación de la corriente eléctrica a través de un resistor cuando éste está sujeto a una diferencia de potencial, está dado por la Ley de Ohm, la cual dice que la corriente eléctrica en un resistor es proporcional a la diferencia de potencial aplicado e inversamente proporcional al valor de resistencia eléctrica del dispositivo (1.2).

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (1.2)$$

Específicamente en los circuitos electrónicos, los resistores también se utilizan para otras aplicaciones, como son: ajuste de valores de voltaje, la reducción de la corriente, polarización de elementos activos, terminales de líneas de transmisión, división de voltajes, entre otros [5].

Impedancia eléctrica.

La impedancia eléctrica es un concepto similar al de la resistencia eléctrica, pero más general, ya que toma en cuenta el efecto de las componentes reactivas de los dispositivos. Esto es, la impedancia de un circuito o de un componente representa la cantidad de ohm con la cual se opone a la circulación de corriente. Es la suma vectorial de la resistencia más la reactancia. La impedancia, por tanto, se expresa en forma de variable compleja, donde la parte real es la resistencia del circuito y la parte imaginaria la reactancia. Existen dos dispositivos que presentan reactancia que son comúnmente usados en circuitos eléctricos-electrónicos, el capacitor y el inductor.

Capacitor

La capacitancia es la relación entre la carga eléctrica en una placa de un capacitor y la diferencia de tensión entre las dos placas, su valor depende de las dimensiones físicas del capacitor y de la permitividad del material dieléctrico con el que está construido.

Para un capacitor de placas conductoras paralelas, la capacitancia está expresada por:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (1.3)$$

Donde:

A es el área superficial de cada placa.

d es la distancia entre las placas.

ϵ es la permitividad del material dieléctrico entre las placas.

Un capacitor, también llamado condensador, es un dispositivo que es capaz de almacenar energía mediante un campo eléctrico. La forma más común de lograrlo es con dos conductores eléctricos cargados con polaridad opuesta separados por algún material dieléctrico. Dado lo anterior, su función principal es la de almacenar energía, por lo que pueden ser usados como referencias de voltaje, baterías de rápida reacción, filtrado de señales, creación de formas de onda, bloqueo de la corriente continua y el acoplamiento de señales de corriente alterna.

La relación voltaje-corriente del capacitor se define como:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad (1.4)$$

Donde q(t) es la cantidad de carga acumulada medida en coulombs y C es la capacitancia medida en farads o faradios (F = coulombs/volts).

Inductor

La inductancia es la oposición al cambio de la corriente que fluye por el inductor, su valor depende de las dimensiones físicas del inductor y de la permeabilidad del material con que está hecho el núcleo.

Para un inductor, la inductancia está expresada por:

$$L = \frac{N^2 \mu A}{\ell} \tag{1.5}$$

Donde:

N corresponde al número de vueltas.

ℓ es la longitud.

A es el área de la sección transversal.

μ es la permeabilidad del núcleo.

El valor de la inductancia puede aumentar por tres factores:

Una mayor área de la sección transversal o menor longitud de la bobina.

Un mayor número de vueltas de la bobina.

Una mayor permeabilidad del material conductor que la del núcleo.

Los inductores son dispositivos eléctricos que consisten en una bobina de alambre simple que almacena energía en un campo magnético cuando la corriente eléctrica fluye a través de ellos. Las características del inductor son resultado directo de la ley de inducción de Faraday, la cual establece:

$$v(t) = \frac{d\lambda}{dt} \tag{1.6}$$

Donde λ es el flujo magnético total a través de los devanados de la bobina debido a la corriente. El flujo magnético se mide en webers (Wb).

$$\lambda = LI \tag{1.7}$$

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \tag{1.8}$$

La figura 1.2 muestra los símbolos eléctricos empleados para el resistor, el capacitor y la inductancia. Estos símbolos son tomados directamente de Simulink®, son parte del *toolbox* Simscape (Simscape/Foundation Library/Electrical/Electrical Elements).

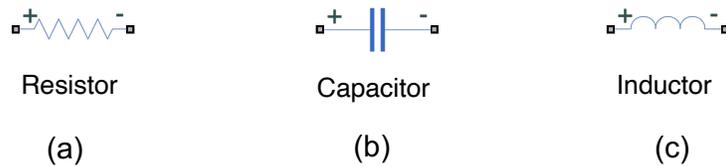


Figura 1.2 Símbolos eléctricos del resistor (a), el capacitor (b) y la inductancia (c).

1.4 Dispositivos activos

Diodo

Un diodo es un componente electrónico de dos terminales que permite la circulación de la corriente eléctrica a través de él en un solo sentido. Este término generalmente se usa para referirse al diodo semiconductor, el más común en la actualidad; consta de una pieza de cristal semiconductor conectada a dos terminales eléctricas. De forma simplificada, la curva

característica de un diodo (I-V) consta de dos regiones: abajo de cierta diferencia de potencial, se comporta como un circuito abierto (no conduce), y por encima de ella como un circuito cerrado con una resistencia eléctrica muy pequeña. Debido a este comportamiento, se les suele denominar diodo-rectificador, ya que son dispositivos capaces de suprimir la parte negativa de cualquier señal, como parte del proceso para convertir una señal corriente alterna en corriente continua.

Un Diodo semiconductor está compuesto de cristal semiconductor, como el silicio o el germanio, con impurezas en él para crear una región que contiene portadores de carga negativa (electrones), llamado semiconductor de tipo N, y una región en el otro lado que contiene portadores de carga positiva (huecos), llamado semiconductor tipo P. Las terminales del diodo se unen a cada región. El límite dentro del cristal de estas dos regiones, llamado unión PN, es donde la importancia del diodo toma su lugar. El cristal conduce una corriente de electrones del lado N (cátodo), pero no en la dirección opuesta. La unión de los dos cristales produce una difusión de electrones del cristal tipo N al tipo P. Lo anterior crea una corriente de difusión de modo que aparece una carga fija en ambos lados del contacto, llamada región de agotamiento. A medida que continúa el proceso de difusión, el ancho de la región de agotamiento aumenta y penetra en la cristalización en ambos lados de la unión. Sin embargo, la acumulación de iones positivos en la región N e iones negativos en la región P crea un campo eléctrico (E) que afectará a los electrones libres en la región N con una cierta fuerza de corte y así resistirá el flujo, ver figura 1.2. El campo eléctrico es la diferencia de voltaje entre las regiones P y N, que es de 0,7 V para el silicio y 0,3 V en el caso del germanio.

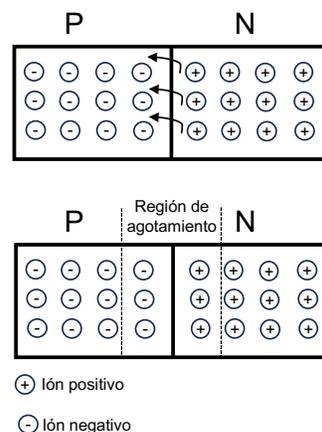


Figura 1.3 Esquema del funcionamiento del Diodo rectificador de silicio.

Una vez alcanzado el equilibrio, la región de agotamiento tiene normalmente una anchura del orden de 0.5 micras. Sin embargo, si uno de los cristales está mucho más dopado que el otro, esta zona es mucho mayor. Cuando al diodo se le coloca una diferencia de potencial externa, se le denomina polarización, pudiendo ser esta polarización directa o inversa.

Si el diodo se polariza de forma directa, la diferencia de potencial provoca una disminución en la barrera de potencial en el área de carga espacial, admitiendo el paso de electrones a través de la unión; esto es, el diodo polarizado de forma directa conduce la electricidad.

Para lograr la polarización directa de un diodo, se conecta el polo positivo de la fuente de energía externa (por ejemplo, una batería) al ánodo del diodo, mientras que el polo negativo se conecta al cátodo. En estas condiciones se ve que:

- Los electrones libres del cristal N son repelidos por el polo negativo de la batería, por lo que los electrones libres se dirigen hacia la unión P-N.
- Los electrones de valencia del cristal P son atraídos por el polo positivo de la batería, esto es, los huecos equivalentes son empujados hacia la unión P-N.
- Cuando el potencial eléctrico entre las terminales de la fuente de energía es mayor que la diferencia de potencial en la zona de carga espacial, los electrones libres del cristal N, toman suficiente energía para saltar a los huecos del cristal P, los cuales anteriormente han sido desplazados hacia la unión P-N.
- Inmediatamente que un electrón libre de la zona N salta a la zona P cruzando la zona de carga espacial cae en uno de los varios huecos de la zona P convirtiéndose, por tanto, en electrón de valencia. Pasado lo anterior se permite que el electrón sea atraído por el polo positivo de la fuente de energía y se desplaza de átomo en átomo hasta llegar al final del cristal P, desde el cual pasa al conector llegando así a la batería.

Así, con la batería alimentando electrones libres a la zona N y atrayendo electrones de valencia de la zona P, una corriente eléctrica constante aparece a través del diodo.

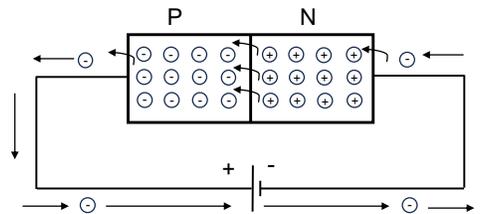


Figura 1.4 Diodo rectificador de silicio en polarización directa.

Si el polo negativo de la fuente se conecta a la zona P y el polo positivo a la zona N, se tiene ahora la polarización inversa de un Diodo, esto aumenta la zona de carga espacial y la tensión en dicha zona hasta que se alcanza el valor de la tensión de la batería, esto es:

- Los electrones libres de la zona N atrae por el polo positivo de la fuente, dichos electrones salen del cristal N y introduciéndose en el conector dentro del cual se desplazan hasta llegar a la fuente de energía. Mientras que los electrones libres se alejan de la zona N, los átomos pentavalentes, antes neutros, al estar ahora desprendidos de su electrón en el orbital de conducción, adquieren estabilidad y una carga eléctrica neta de +1, convirtiéndose en iones positivos.
- Electrones libres son cedidos por el polo negativo de la fuente a los átomos trivalentes de la zona P. Estos átomos se denominan así porque sólo tienen 3 electrones de valencia, por lo que una vez que han formado enlaces covalentes con los átomos de silicio, tienen solamente 7 electrones de valencia, el electrón que falta se denomina hueco. Cuando los electrones libres cedidos por la fuente de energía entran en la zona P, caen dentro de estos huecos con lo que los átomos trivalentes adquieren estabilidad y una carga eléctrica neta de -1, convirtiéndose así en iones negativos.
- Este proceso se repite constantemente hasta que la zona de carga espacial adquiere un potencial eléctrico igual al de la fuente.

En estas condiciones, el diodo no debería conducir la corriente; no obstante, por efectos de la temperatura se forman pares electrón-hueco a ambos lados de la unión originando una corriente pequeña (del orden de $1 \mu\text{A}$) llamada corriente inversa de saturación. Asimismo, existe también una corriente superficial de fuga la cual, conduce una corriente pequeña por la superficie del diodo; lo anterior se produce dado que, en la superficie, los átomos de silicio no son suficientes átomos para realizar los cuatro enlaces covalentes necesarios para obtener estabilidad. Esto permite que los átomos de la superficie del diodo, tanto de la zona N como de la P, tengan huecos en su orbital de valencia con lo que los electrones circulan sin dificultad a través de ellos. Sin embargo, al igual que la corriente inversa de saturación, la corriente superficial de fuga se puede considerar despreciable.

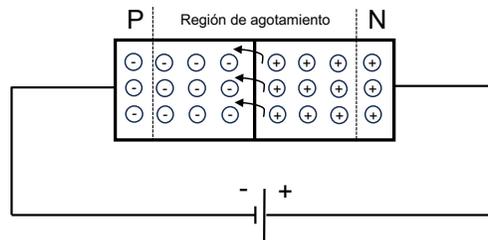


Figura 1.5 Diodo rectificador de silicio en polarización inversa.

La figura 1.6 muestra el símbolo eléctrico del diodo, este símbolo es tomado directamente de Simulink[®], es parte del *toolbox* Simscape (Simscape/Foundation Library/Electrical/Electrical Elements).

La figura 1.6 también muestra la curva característica del Diodo, puede verse que:

- La tensión umbral de polarización directa, de codo o de partida (V_γ), también llamada barrera de potencial coincide en valor con la tensión de la zona de carga espacial del diodo sin polarización. Al polarizar de forma directa el diodo, la barrera de potencial inicial se va reduciendo, incrementando, por tanto, la corriente ligeramente, alrededor del 1% de la nominal. No obstante, cuando la tensión externa es mayor que la tensión de umbral, la barrera de potencial desaparece, de tal forma que para pequeños incrementos de tensión se generan variaciones grandes en la intensidad de la corriente.
- Corriente máxima (I_{max}), es la corriente eléctrica máxima que puede conducir el diodo sin quemarse por el efecto Joule. Este valor depende sobre todo del diseño del Diodo, dado que su valor está en función de la cantidad de calor que disipa el dispositivo.
- Corriente inversa de saturación (I_s), es el flujo eléctrico que se crea al polarizar el diodo inversamente, su valor es normalmente muy pequeño. Esta corriente se genera por la creación de pares electrón-hueco debido a efectos de temperatura, ésta se dobla por cada aumento de 10°C en la temperatura dentro del dispositivo.
- Corriente superficial de fugas, es un corriente de valor muy bajo que circula por la superficie del diodo, esta corriente está en función de la tensión aplicada al diodo, por lo que, al aumentar la tensión, aumenta la corriente superficial de fugas.
- Tensión de ruptura (V_r), es la tensión máxima en polarización inversa que el diodo puede soportar antes de que el efecto avalancha se presente.

Teóricamente, al polarizar se forma inversa un diodo, este conducirá la corriente inversa de saturación. Sin embargo, en la realidad, a partir de un determinado valor de la tensión, en el diodo normal o de unión abrupta, la ruptura se debe al efecto avalancha. Sin embargo, hay otro tipo de diodos, como los Zener, en los que la ruptura puede deberse a otros efectos, por ejemplo, efecto avalancha y efecto Zener.

Efecto avalancha (presente en diodos ligeramente dopados). Cuando el diodo tiene polarización inversa, se forman pares electrón-hueco, lo que da como resultado una corriente de saturación inversa; si el voltaje inverso aumenta, los electrones se aceleran, aumentando su energía cinética para que puedan moverse hacia las bandas de conducción cuando chocan con los electrones de valencia. Estos electrones ahora libres son acelerados por el voltaje, chocan con otros electrones de valencia y también los liberan. Como resultado, una avalancha de electrones genera una gran corriente. Esta acción ocurre cuando el valor del voltaje es superior a 6 V.

Efecto Zener (presente en diodos muy dopados). Cuanto más dopado esté el material, menor será el ancho del área de deformación. El campo eléctrico E se puede expresar como la relación entre el voltaje V y la distancia d ; cuando el diodo está muy dopado, d es menor y el campo eléctrico será mayor. En estas condiciones, el propio campo puede eliminar los electrones de valencia y así aumentar la corriente. Este fenómeno ocurre a 4 V o menos. Para potenciales eléctricos inversos entre 4 y 6 V, ambos efectos provocan daños en estos diodos especiales, como los diodos Zener.

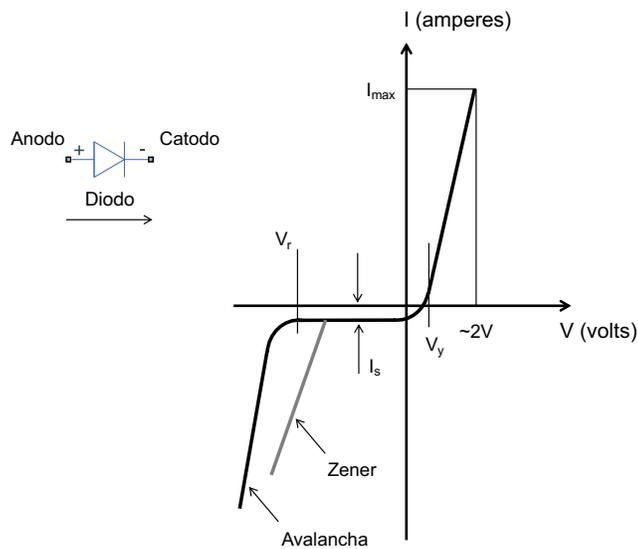


Figura 1.6 Símbolo eléctrico y curva característica del Diodo.

Transistor bipolar de unión

Los transistores de unión bipolar (BJT, por sus siglas en inglés) son dispositivos semiconductores de estado sólido que controlan el paso de corriente a través de sus terminales. Estos dispositivos tienen muchas aplicaciones. Es común emplearlos como interruptores electrónicos y amplificadores de señales. Por ejemplo, como interruptores se usan para controlar motores y reveladores. Como amplificadores se emplean para activar bocinas.

Los transistores BJT consisten en dos uniones de tipo “P y N”, también pueden verse como dos diodos semiconductores.

Existen dos tipos transistores BJT, el de tipo NPN y el PNP. EL Transistor tipo NPN, está formado por dos capas de material tipo “N” y separadas por una capa tipo “P”. Por su parte, el Transistor tipo PNP, está formado por dos capas de material tipo “P” y separadas por una capa tipo “N”.

Los transistores BJT cuentan con tres terminales, emisor, base y colector. La zona central se denomina base, mientras las otras emisor y colector.

El emisor se dopa en mayor cantidad, ya que es donde se “emiten” o inyectan los portadores mayoritarios hacia la zona de la base.

La base, se dopa con un nivel notablemente inferior al de la zona de emisor. Es una zona con un espesor considerablemente inferior al de las capas exteriores, ya que deja pasar la mayor parte posible de portadores inyectados por el emisor hacia el colector.

El colector se encarga de recoger (colectar) los portadores inyectados, por el emisor, que han atravesado la base. Esta zona tiene un nivel de dopado inferior a las otras dos.

Para diferenciar las terminales y el tipo de transistor NPN o PNP, se debe identificar la terminal del emisor, ya que ésta tiene una flecha que cambia de dirección. En la figura 1.7 se puede observar el símbolo de los transistores tipo NPN–PNP, así como un esquema de cómo se distribuyen las capas de semiconductores que los componen. Los símbolos de los transistores BJT son tomados directamente de Simulink[®], son parte del *toolbox* Simscape (Simscape/Electrical/Semiconductors&Converters).

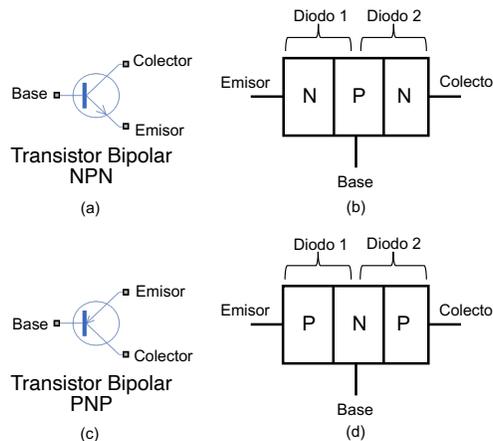


Figura 1.7 Símbolos de los transistores BJT (a) NPN y (c) PNP. Esquema de capas de semiconductor (b) NPN y (d) PNP.

Transistor de Efecto de campo

Los transistores de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés) son dispositivos de tres terminales. Dichas terminales se denominan: fuente (S, *Source*), drenaje (D, *Drain*) y compuerta (G, *Gate*). En este dispositivo se controla la corriente entre drenaje y fuente mediante un campo eléctrico generado mediante la tensión aplicada en la compuerta.

La compuerta funciona como una válvula de control, por ésta prácticamente no circula corriente, salvo una muy pequeña, denominada corriente de fuga. Este dispositivo, por tanto, tiene una elevada impedancia de entrada (con valores del orden de 10 MΩ), los cual resulta

esencial en diversas aplicaciones, tales como: compuertas analógicas, amplificadores con una alta impedancia de entrada. Otras de sus aplicaciones son: resistencias controladas por voltaje y fuentes de corriente.

Algunos tipos de FET son “fácilmente” integrados empleando áreas muy pequeñas. Por lo tanto, se utilizan en tecnologías de altas escalas de integración (LSI o VLSI). El FET es un dispositivo cuyo funcionamiento puede ser comparado al de una fuente de corriente controlada por voltaje, presenta las siguientes características:

- Dispositivo unipolar (un único tipo de portadores).
- Alta impedancia de entrada (corriente de entrada es prácticamente nula, IG).
- Baja relación ganancia-ancho de banda.
- Fácil fabricación e integración.
- Se consideran dispositivos simétricos, no hay distinción entre los terminales de drenaje y fuente, sólo por el sentido de circulación de corriente. Por convención se toma la corriente positiva cuando circula de drenaje a fuente.

Hay dos variedades fundamentales de FET, el transistor de efecto de campo de unión (JFET) y el transistor de efecto de campo de compuerta aislada, comúnmente llamado transistor de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor (MOSFET). Existen dos clases (canal N y canal P). Dentro de los MOSFET se distinguen los de enriquecimiento (normalmente abiertos) y los de empobrecimiento (normalmente en conducción). Los símbolos de los transistores FET son tomados directamente de Simulink®, son parte del *toolbox* Simscape (Simscape/Electrical/Semiconductors&Converters).

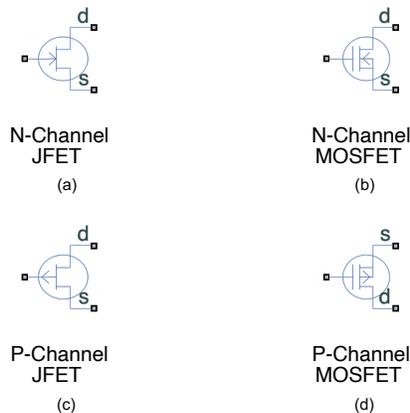


Figura 1.8 Símbolos de los transistores JFET: (a) canal N y (c) canal P y MOSFET (b) canal N y (d) canal P.

1.5 Tiristores

Los tiristores son dispositivos semiconductores de potencia que se utiliza como interruptores para direccionar o interrumpir el paso de la corriente eléctrica. Estos dispositivos son empleados en rectificadores controlados y en otros arreglos de electrónica de potencia. A continuación, se describirán de forma simple algunos de los tiristores más empleados.

Rectificador Controlado de Silicio

El Rectificador Controlado de Silicio (SCR, por sus siglas en inglés) es un dispositivo de estado sólido que se ceba (dispara) con ciertas condiciones de operación, pasando de un estado de **alta impedancia** a uno de **baja**. El estado de baja impedancia se conserva en tanto la corriente y la tensión sean superiores a un valor mínimo, los cuales son denominados, niveles de mantenimiento. Para algunos análisis, estos dispositivos se consideran interruptores ideales.

Sus principales características son;

- Es un dispositivo que cuenta con 4 capas P-N alternadas
- Tiene estados estables tanto de conducción como de bloqueo
- Es capaz de operar en potencias altas:
 $I > 4000 \text{ Amp}$
 $V > 7000 \text{ Volt}$
- Su control de encendido es por corriente de puerta (pulso)
- Las frecuencias de conmutación generalmente no son superiores a 2kHz.

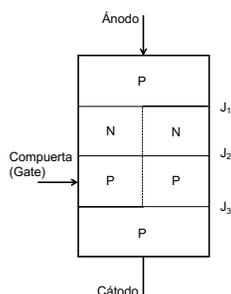


Figura 1.9 Esquema físico básico de un SCR.

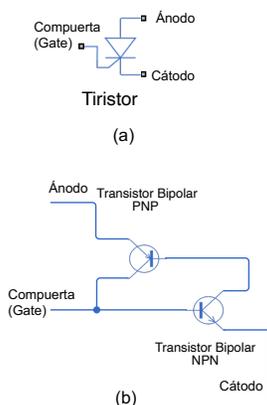


Figura 1.10 Símbolo y circuito equivalente de un SCR.

Curva característica.

VBO = Tensión de ruptura directa (entra en conducción)

IG = Corriente en la compuerta

I_H = Corriente de mantenimiento (hold). Corriente mínima para que el tiristor se mantenga en estado de conducción

I_L = Corriente de enganche: Corriente mínima en el ánodo para que el tiristor pueda entrar en modo de conducción

V_{GTMAX} = Tensión máxima admisible entre puerta (gate) y cátodo

V_{DMAX} = Tensión máxima admisible entre ánodo y cátodo, tanto en directa bloqueado o inversa

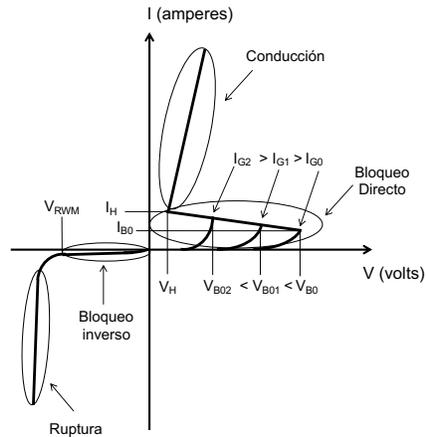


Figura 1.11 Curva característica de un SCR.

Triodo para corriente alterna

Un transistor de corriente alterna (TRIAC) es un elemento semiconductor de tres terminales que se utiliza para controlar la corriente promedio que fluye hacia una carga. Se caracteriza por una conducción bidireccional y puede bloquearse cambiando el voltaje o reduciendo la corriente. Por debajo del valor de mantenimiento. Puede activarse independientemente de la polarización de la compuerta, es decir corriente de compuerta tanto positiva como negativa.

Sus principales características son:

- Es un tipo de tiristor bidireccional
- Se puede considerar como dos tiristores SCR
- Tiene tres terminales T_1 , T_2 y G (puerta)
- Se activa con pulso negativo o positivo
- Tiene parámetros análogos al SCR.

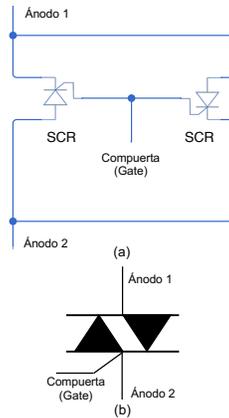


Figura 1.12 Circuito equivalente (a) y símbolo electrónico (b) del TRIAC.

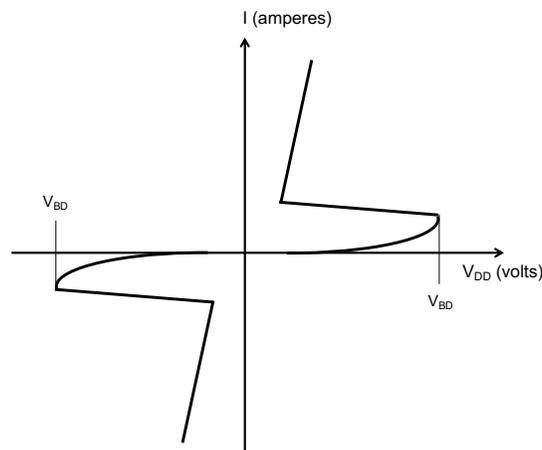


Figura 1.13 Curva característica del TRIAC.

Diodo para corriente alterna

El Diodo para corriente alterna (DIAC, por sus siglas en inglés). Por la cantidad de capas se pueden mencionar dos tipos de DIAC: DIAC de tres capas y DIAC de cuatro capas.

DIAC de tres capas:

Es análogo a un transistor bipolar, pero sin conexión de base y con las regiones de colector y emisor iguales y con gran dopaje. El dispositivo permanece en estado de bloqueo hasta que la unión del colector alcanza la tensión de avalancha. Lo anterior, inyecta un flujo de corriente en la base permitiendo que el transistor entre en modo de conducción, produciéndose un efecto regenerativo. Es un dispositivo simétrico, por lo tanto, funciona igual en ambas polaridades, esto es, el emisor y colector pueden intercambiar sus funciones.

DIAC de cuatro capas:

Consiste en dos diodos Shockley conectados en antiparalelo. Por lo tanto, es un dispositivo con la característica de ser bidireccional.

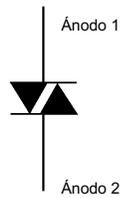


Figura 1.14 Símbolo electrónico del DIAC.

La operación del DIAC consiste fundamentalmente en llevar la estructura NPN hasta un voltaje de ruptura equivalente al VCEO del transistor bipolar. Debido a la simetría de construcción de este dispositivo, la ruptura puede ser en ambas direcciones y debe procurarse que sea la misma magnitud de voltaje. Una vez que el dispositivo empieza a conducir corriente sucede un decremento en el voltaje de ruptura VCEO, presentando una región de impedancia negativa (si se sigue aumentando la corriente puede llegar hasta la segunda ruptura), entonces se logra que el dispositivo maneje corrientes muy grandes.

Sus principales características son:

- Dispositivo bidireccional
- Curva característica similar a la del TRIAC
- Para que esté activo se debe superar la tensión de ruptura directa VBO
- Permanece en estado de baja impedancia siempre que la corriente no descienda de la de mantenimiento
- Se suele utilizar como circuito de disparo del TRIAC.

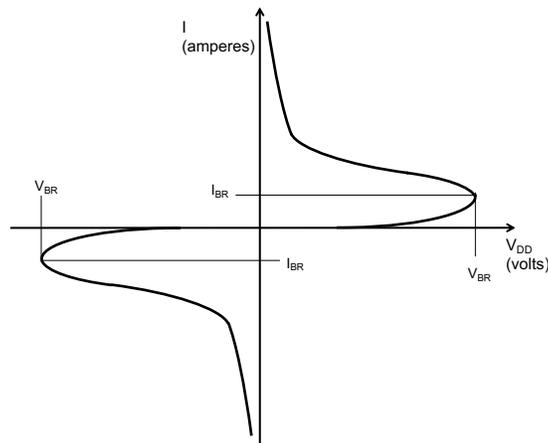


Figura 1.15 Curva característica del DIAC.

En este capítulo se han discutido algunos de los dispositivos más usados en los circuitos de electrónica de potencia. En capítulos posteriores se emplearán estos en los diseños presentados de convertidores de potencia.

Capítulo 2.- Controladores Clásicos

El Control Automático busca que sistemas (máquinas, procesos, etc.) puedan ser manipulados con poca o nula intervención de un operador. Desde la antigüedad se han diseñado y desarrollado sistemas con un cierto grado de control automático. Los Controles Proporcionales, Integrales y Derivativos (PID) fueron de los primeros que se usaron a nivel Industrial. Su uso “formal” inició con el control de vapor, pasado un tiempo inició el estudio de estabilidad de los sistemas bajo control. Por esta razón, en este Capítulo se discutirá la teoría básica de los controladores tipo PID, así como algunos métodos que permiten el ajuste de sus parámetros.

2.1 Introducción

Según McGarty [6] un sistema es un conjunto de elementos organizados, susceptible de ser externamente influenciado y cuyo comportamiento puede ser, en cierta medida, monitorizado.

Si un sistema evoluciona en función del tiempo se dice que es de tipo dinámico y si dicha evolución no se rige por leyes exactas, sino que, aunque ajustándose a un cierto patrón, es incierta, nos encontramos ante un sistema estocástico. Un sistema determinístico es aquel en la cual su salida puede ser pronosticada con el 100% de exactitud. Un sistema no determinístico es aquel en la cual su salida no puede ser pronosticada porque existen múltiples posibilidades de salida para cada entrada. El control automático es empleado para regular el funcionamiento de procesos con poca o nula intervención directa de un operador humano. Para lograr esta regulación es común que la salida del proceso sea comparada con el valor buscado, esta acción se llama retroalimentación.

En el control clásico, el modelado matemático generalmente se realiza en los dominios del tiempo o de la frecuencia, aunque también se puede realizar en el dominio complejo. Un sistema que es modelado matemáticamente mediante el análisis del dominio del tiempo permite encontrar su tiempo de establecimiento, tiempo pico, máximo sobre-impulso, tiempo de subida, etc. Las Transformadas de Laplace se utilizan con mayor frecuencia en el dominio de frecuencia para calcular la ganancia de lazo abierto, ancho de banda del sistema, margen de fase, etc.

En todos los sistemas de control cuentan con una entrada o entradas de referencia denominadas excitación o causa que opera a través de una función de transferencia y produce un efecto que da como resultado una salida o respuesta controlada. Por ende, la relación de causa y efecto entre una salida y una entrada está relacionada entre sí a través de dicha función de transferencia. La función de transferencia de un sistema de control, por tanto, se puede definir como la razón entre la transformada de Laplace de la variable de salida y la transformada de Laplace de la variable de entrada considerando que todas las condiciones iniciales iguales cero.

El procedimiento para determinar la función de transferencia de un sistema de control es el siguiente:

1. Se obtienen las ecuaciones del sistema.
2. Se toma la transformada de Laplace de estas ecuaciones, considerando condiciones iniciales iguales a cero.
3. Se especifican la salida y la entrada del sistema.
4. Por último, se toma la razón de la transformada de Laplace de la salida y la transformada de Laplace de la entrada.

La función de transferencia de un sistema está completamente especificada en términos de sus polos y ceros y el factor de ganancia. Consideremos los polos y ceros de una función de transferencia.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = K \frac{(s-z_1)(s-z_2)\cdots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_m)} \quad (2.1)$$

Donde, K es la ganancia del sistema

z_1, z_2, \dots, z_m son los ceros de la Función de Transferencia

p_1, p_2, \dots, p_n son los polos de la Función de Transferencia.

Poniendo el denominador de la ecuación (2.1) igual a cero, obtenemos el valor de los polos de la función de transferencia (2.2). Se podría decir que los polos hacen que la Función de Transferencia tienda a infinito.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \infty \text{ for } s = p_1, p_2, \dots, p_n \quad (2.2)$$

Poniendo el numerador de la ecuación (2.1) igual a cero, obtenemos el valor de cero de la función de transferencia (2.3). Se podría decir que los ceros hacen que la Función de Transferencia tienda a cero.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = 0 \text{ for } s = z_1, z_2, \dots, z_m \quad (2.3)$$

Existen dos tipos de sistemas de control basados en funciones de transferencia. Los sistemas de lazo abierto y los de lazo cerrado. La diferencia es que los primeros no tienen retroalimentación. La retroalimentación es la acción de tomar una parte de la señal de entrada y compararla con la salida para generar una señal de error. La señal de error es la que se toma como “entrada” para calcular la señal de control que será alimentada al proceso, ver figura 2.1. Por lo anterior, es común referirse también a Funciones de transferencia de lazo abierto (sin retroalimentación) y Funciones de transferencia de lazo cerrado (con retroalimentación).

Los sistemas de control automáticos son los muy utilizados, ya que no se trata de un control que necesite de un operario (manual). La variable controlada es medida y comparada con una referencia para así obtener el comportamiento deseado, precisamente de forma automática, ver figura 2.1. Al automatizar sistemas dinámicos, para fines de control, el costo de la energía, así como el costo de proceso se reducen, aumentando su productividad y calidad.

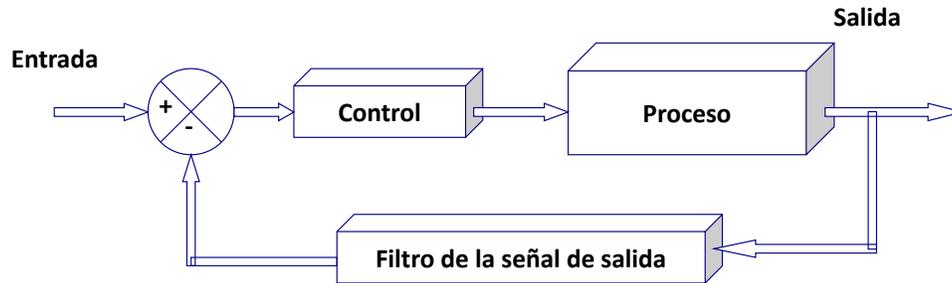


Figura 2.1 Esquema básico de un sistema de control de lazo cerrado.

2.2 Controladores tipo PID

En un inicio el controlador PID era un dispositivo mecánico. Los controladores mecánicos incluían resorte, palanca o masa. Actualmente muchos sistemas electrónicos complejos cuentan con un lazo de control PID [7] [8].

En la actualidad, los controladores PID se programan en PLC's en la industria. Los parámetros: proporcional, integral y derivativo, se pueden expresar como K_p , K_d y K_i . Todos estos tres parámetros tienen efecto en el sistema de control de lazo cerrado. Mediante el Controlador PID se puede modificar el tiempo de subida, el tiempo de establecimiento y el sobreimpulso y también el error de estado estacionario [9].

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.4)$$

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (2.4):

$$U(s) = K_p E(s) + \frac{K_p}{T_i s} E(s) + K_p T_d s E(s) \quad (2.5)$$

esto es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p T_d s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s} \quad (2.6)$$

Como puede verse el PID tiene dos ceros y un polo, este polo está en el origen.

El control PID combina las ventajas de las acciones de control Proporcional, Integral y Derivativo. Discutamos brevemente estas acciones de control:

La señal de error es la diferencia entre la señal de entrada de referencia y la señal de retroalimentación obtenida de la entrada.

Control proporcional: la señal de actuación para la acción de control en un sistema de control es una proporción de la señal de error.

Control integral: para la acción de control integral, la señal de actuación consiste en una señal de error proporcional a la integral de la señal de error.

Control derivativo: la señal de actuación consiste en una señal de error proporcional a la derivada de la señal de error.

La Tabla 2.1 Muestra los efectos que tiene cada modo de control sobre la respuesta de un sistema que se considere de segundo orden con un factor de amortiguamiento con valores menores a uno, pero mayores a cero.

Tabla 2.1 Efectos de los modos de control en los sistemas de segundo orden subamortiguados

Modo de Control	Tiempo de Subida	Tiempo de asentamiento	Sobretiro	Error en Estado Estable
Proporcional	Decrementa	Cambio Pequeño	Incrementa	Decrementa
Integral	Decrementa	Incrementa	Incrementa	Lo elimina
Derivativo	Cambio Pequeño	Decrementa	Decrementa	Cambio Pequeño

2.3 Sintonización y optimización: Métodos de ajuste de Ziegler-Nichols

En 1942, Ziegler y Nichols, empleados de Taylor Instruments, describieron procedimientos matemáticos simples para ajustar los controladores PID. Estos procedimientos ahora se aceptan como estándar en la práctica de sistemas de control. Las fórmulas de Ziegler-Nichols para especificar los controladores se basan en las respuestas al escalón de la planta en Lazo abierto y Cerrado.

Método de Lazo Cerrado de Ziegler-Nichols para sintonía de controladores tipo PID

Pasos para determinar los parámetros del controlador PID método de lazo cerrado:

1. Reduzca las ganancias integrales y derivativas a 0.
2. Incremente K_p de 0 hasta que el sistema presente oscilaciones sostenidas. Éste es el valor crítico de K_p (K_c)
3. Cuando $K_p=K_c$ se alcanza un estado crítico, el sistema está al borde de la inestabilidad, el período de oscilación sostenida es T_c (periodo crítico)
4. Las ganancias del controlador se especifican en la Tabla 2.2.

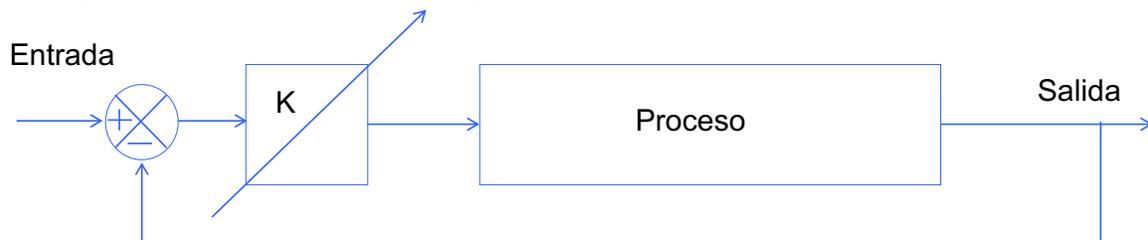


Figura 2.2 Esquema básico del Método de Ziegler-Nichols de Lazo cerrado

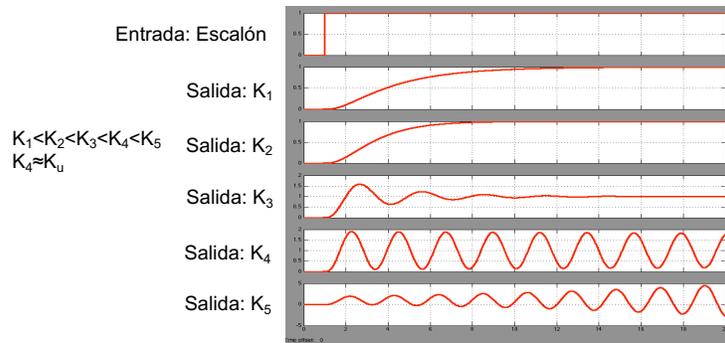


Figura 2.3 Señales de salida esperadas al usar el método de lazo cerrado de Ziegler-Nichols.

Tabla 2.2 Ganancias de Controles tipo PID con Ganancia y Periodos críticos

Tipo de Control	K	Ti	Td
P	$0.5K_c$	---	---
PI	$0.4K_c$	$0.8T_c$	0
PID	$0.6K_c$	$0.5T_c$	$0.125T_d$

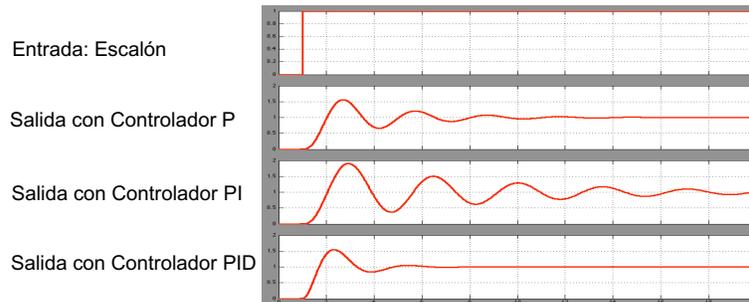


Figura 2.4 Respuestas del sistema con los diferentes controles ya ajustados con el método de lazo cerrado de Ziegler-Nichols.

Método de Lazo Abierto de Ziegler-Nichols para sintonía de controladores tipo PID

Pasos para determinar los parámetros del controlador PID métodos de Lazo abierto:

1. Reduzca las ganancias integrales y derivativas a 0, y el proporcional igual a 1
2. Abra el interruptor para que el sistema esté en Lazo abierto
3. Use un escalón como señal de entrada
4. Almacenar la señal de salida
5. Regrese el sistema a Lazo cerrado
6. Dependiendo de la forma de la señal de salida, figuras 2.5 y 2.6, las ganancias del controlador ahora se especifican en las tablas 2.3 y 2.4.

Cuando el sistema responde de forma creciente a una entrada constante cuándo en la entrada se aplica una señal constante, figura 2.5, se debe tener cuidado de no saturar el sistema. Ya con la gráfica de la respuesta del sistema obtenida, se procederá a trazar una línea con la pendiente de la señal de salida cuando ésta presenta un crecimiento constante. Dicha línea se proyecta hasta que corte los ejes de tiempo y de amplitud. Posteriormente, se mide en la gráfica, figura 2.5, el tiempo entre el inicio del cambio en la señal de entrada y el corte de la línea que se ha trazado, a este tiempo se le denomina L. Por otro lado, se mide la amplitud

entre el valor de la señal de salida cuando se inició el cambio en la señal de salida y el cruce de la línea que se ha trazado con el eje de amplitud, a este valor de amplitud se le denomina α .

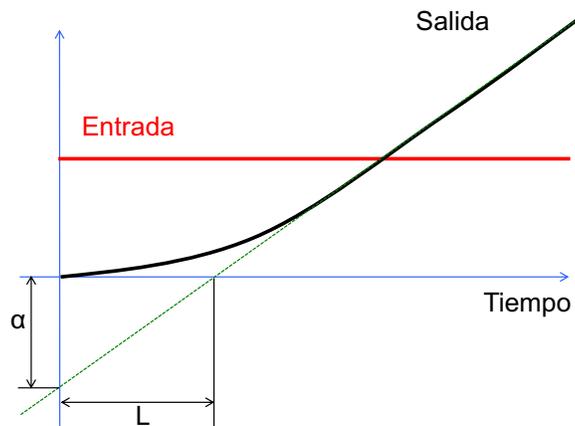


Figura 2.5 Señal de salida esperada al usar el método de lazo abierto de Ziegler-Nichols cuando el sistema crece de forma constante.

Como se comentó anteriormente, en la Tabla 2.3 se especifican los valores de los parámetros que se tendrían que emplear dependiendo del tipo de control PID que se desee emplear.

Tabla 2.3 Ganancias de Controles tipo PID con α y L

Tipo de Control	K	Ti	Td
P	$1/\alpha$	---	---
PI	$0.9/\alpha$	$3L$	0
PID	$1.2/\alpha$	$2L$	$L/2$

Si el sistema responde en lazo abierto como en la figura 2.6, éste puede ser representado por la ecuación general de los sistemas de primer orden (2.3). Donde λ es conocida como el retardo del sistema y τ la constante de tiempo.

$$G(s) = \frac{ke^{-\lambda s}}{\tau s + 1} \quad (2.7)$$

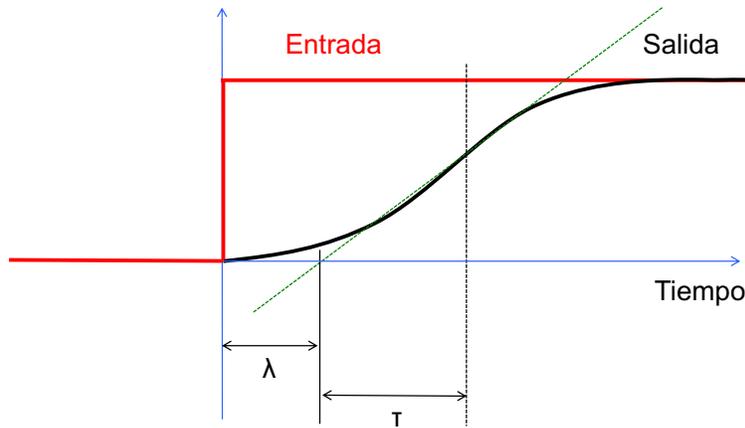


Figura 2.6 Señal de salida esperada al usar el método de lazo abierto de Ziegler-Nichols cuando el sistema alcanza un valor fijo.

De igual forma como con la respuesta creciente, los parámetros del PID se calculan en base a los valores medidos, en este caso de τ y λ , en la Tabla 2.4 se especifican los valores de dichos parámetros dependiendo del tipo de control PID que se desee usar.

Tabla 2.4 Ganancias de Controles tipo PID con τ y λ

Tipo de Control	K	T _i	T _d
P	τ/λ	-	0
PI	$0.9\tau/\lambda$	$\lambda/0.3$	0
PID	$1.2\tau/\lambda$	2λ	0.5λ

2.4 Método manual de sintonización de controles tipo PID

En general, las ganancias K , T_i y T_d deben ser ajustadas por el usuario final para mejorar el desempeño del sistema [10]. Si bien no existen reglas “exactas” para conocer cuáles deben ser los valores para un sistema específico, seguir algunos procedimientos generales ayuda al ajuste del sistema de control. Tomado como base los datos de la Tabla 2.1 los controladores tipo PID pueden ser ajustados.

El ajuste manual de los parámetros de ganancia es un procedimiento que se realiza activamente (el controlador PID se conecta al sistema. Primero las ganancias integrales y derivadas se anulan, aumentando la ganancia proporcional hasta que observe oscilación en la salida. La ganancia proporcional se fija aproximadamente a la mitad de ese valor. Una vez establecida la ganancia proporcional, se aumenta la ganancia integral hasta que se corrija cualquier desplazamiento en una escala de tiempo apropiada para su sistema. Si se aumenta demasiado esta ganancia, se observará un sobreimpulso significativo con respecto al valor de referencia, así como inestabilidad en el sistema. Una vez que se ha establecido la ganancia integral, se puede aumentar la ganancia derivativa. La ganancia derivativa reducirá el sobretiro y permitirá que el sistema llegue rápidamente al valor de referencia. Si se aumenta demasiado la ganancia de derivativa, se verá un gran sobretiro. Al modificar la configuración de ganancia, se puede maximizar el rendimiento del controlador PID, dando como resultado

un sistema que responde rápidamente a los cambios en el sistema y amortigua eficazmente la oscilación sobre el valor de referencia buscado.

2.5 Algoritmos de controles tipo PID en Matlab[®]

Simulink[®] de Matlab[®] contiene bloques para realizar controles tipo PID, por ejemplo, en el toolbox Simulink/Continuous están dos de ellos: “PID Controller” y “PID Controller (2DOF)”. El primero de ellos se usará en este capítulo. También en el toolbox Simulink/Discrete se encuentran las versiones digitales: “Discrete PID Controller” y “Discrete PID Controller (2DOF)”. Simulink[®] ofrece otros bloques de control clásico y avanzados, se le recomiendo al lector revisar de forma detallada la información que Simulink[®] proporciona al respecto.

En la figura 2.4 se puede ver una planta de segundo orden con $\omega_n=600$ rad/s y $\zeta=0.5$ regulada por un control con estructura PID con algoritmo ideal. Los parámetros del PID fueron obtenidos mediante el método de lazo abierto de Ziegler-Nichols, estos son:

$$K_p=1.6$$

$$T_i=2.2 \times 10^{-3}$$

$$T_d=0.55 \times 10^{-3}$$

La figura 2.7 muestra dos formas para el PID ideal, una de ellas fue realizada con bloques simples de Simulink y la otra con el bloque “PID Controller”. Para este último se usó un filtro para la derivada de un valor muy alto para que los resultados fueran prácticamente igual al otro mostrada en la misma figura. El sistema se simuló con una entrada cuadrada de +/- 1 de amplitud con frecuencia de 10 Hertz, la figura 2.8 muestra la señal de entrada y las de salida en esta simulación.

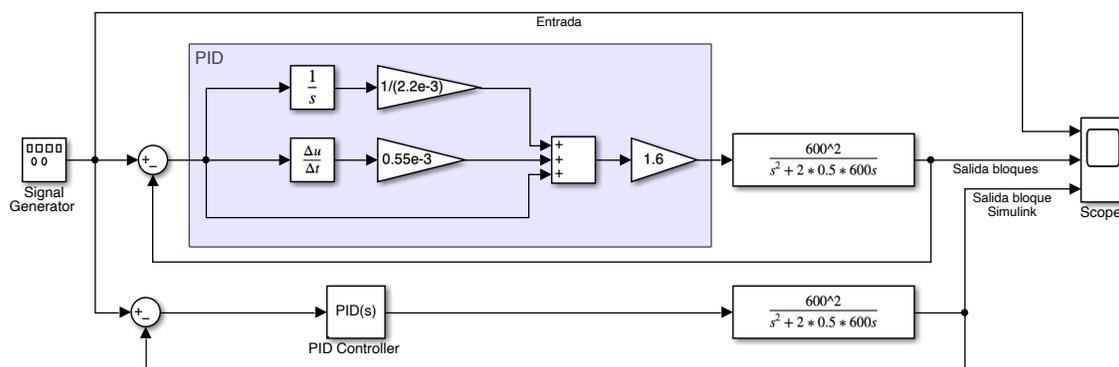


Figura 2.7 Sistema de segundo orden controlado por PID's.

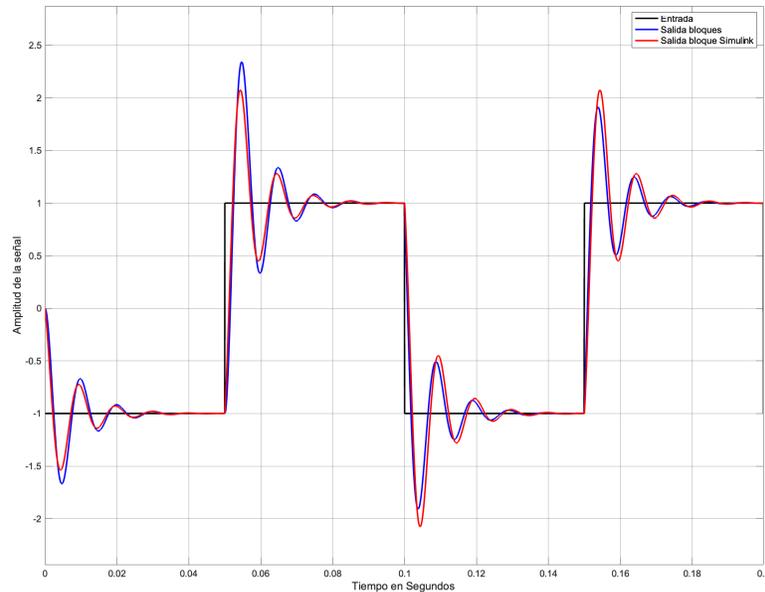


Figura 2.8 Respuesta del sistema de la figura 2.4.

Otra forma de realizar el controlador PID y otros tipos de controles es mediante funciones de Matlab[®] (*Matlab Function*). En este caso se programa el algoritmo del control directamente en un bloque de Simulink denominado precisamente “Matlab Function”, ver figura 2.9. En este caso se cambió el nombre del bloque a “PID_Function”. Este bloque contiene el Algoritmo 2.1, donde la integral del error se calcula mediante el método rectangular y la derivada del error como una pendiente de dicha señal con respecto al tiempo. Para efectos de comparación en la figura 2.8 también se agregan el bloque “PID Controller” revisado anteriormente y el bloque “Discrete PID Controller”. Todos los bloques de PID fueron sintonizados para que se obtuviera la misma señal de respuesta del sistema, figura 2.10. Para los bloques digitales se usó un periodo de muestreo de 0.1 ms.

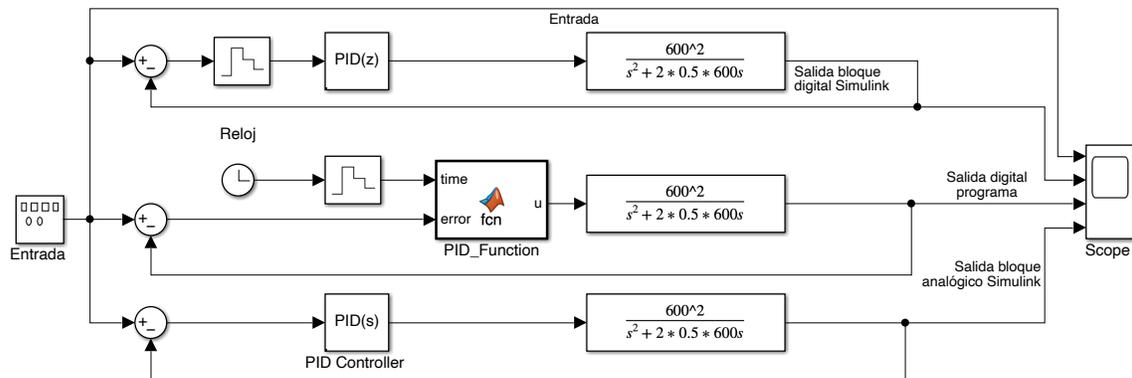


Figura 2.9 Sistema de segundo orden controlado por PID's.

Algoritmo 2.1: PID Digital (PID_function, figura 2.7)

function u = fcn(time,error)

%

persistent integral time_ant error_ant

%Parametros del PID (Digital)

```

Kp=0.624;
Ki=1;
Kd=1e-4;
%Iniciando variables persistent (estaticas)
if isempty(integral)
    integral=0;
end
if isempty(time_ant)
    time_ant=0;
end
if isempty(error_ant)
    error_ant=0;
end
%Calculo de "la delta del tiempo"
%Integral y Derivada
delta_t=time-time_ant;
derivada=0;
if delta_t>0
    integral=integral+error*(delta_t);
    derivada=(error-error_ant)/delta_t;
end
%Actualizando los "acumuladores"
time_ant=time;
error_ant=error;
%Se calcula la senal de control tipo PID
u = Kp*error+Ki*integral+Kd*derivada;
end

```

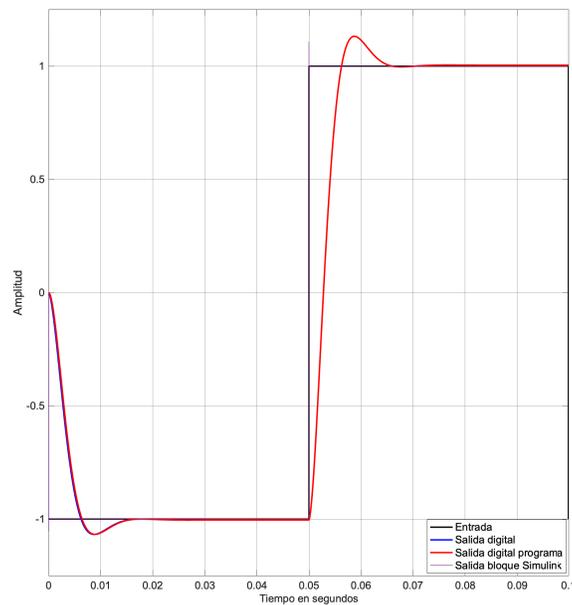


Figura 2.10 Sistema de segundo orden controlado por PID's.

En este capítulo se han discutido los controles clásicos tipos PID, estos controladores serán empleados en capítulos posteriores para la regulación de convertidores de potencia.

2.6 Variables de estado

En la ingeniería de control moderna se consideran sistemas MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*), ver figura 2.11, mediante el enfoque de espacio de estados [7] [9]. En lugar de transformar directamente ecuaciones diferenciales ordinarias complejas, este enfoque moderno convierte ecuaciones de orden superior en ecuaciones diferenciales de primer orden y las resuelve mediante el método vectorial, figura 2.11.

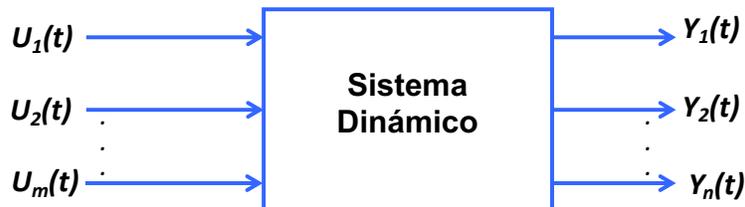


Figura 2.11 Representación de un sistema tipo MIMO.

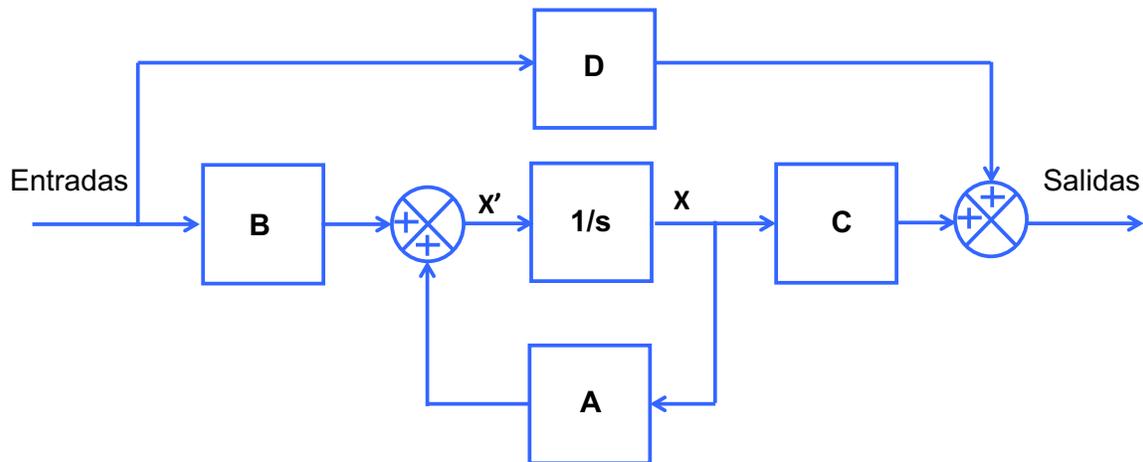


Figura 2.12 Esquema básico de un sistema en Variables de Estado.

Antes de determinar las ecuaciones de los sistemas en variables de estado, es necesario definir algunos conceptos.

Estado

Conjunto de variables (variables de estado), que, al conocerlas en conjunto con la entrada, establecen el comportamiento del sistema.

Variables de estado

Conjunto de variables que establecen el estado del sistema. Son necesarias n variables para representar de forma total el comportamiento de un sistema dinámico x_1, x_2, \dots, x_n .

Vector de estado

Vector compuesto por las n variables de estado.

Espacio de estados

Espacio de n dimensiones donde los ejes son las variables de estado x_1, x_2, \dots, x_n . un punto en el espacio de estados es un estado del sistema dinámico.

Ecuaciones de estados

Conjunto de n ecuaciones diferenciales simultáneas de primer orden con n variables, donde las n variables al ser despejadas son las variables de estado.

Ecuación de salida

Ecuación algebraica que expresa las variables de salida del sistema dinámico mediante combinaciones lineales de las variables de estado y las entradas.

Considerando un sistema dinámico lineal como invariante en el tiempo, que presenta múltiples entradas y múltiples salidas, dicho sistema puede ser representado en el espacio de estados por las ecuaciones siguientes:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{Ecuación de estados}) \quad (2.8)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{Ecuación de salida}) \quad (2.9)$$

donde:

u : un vector que contiene cada una de las m entradas al sistema

y : un vector que contiene cada una de las q salidas al sistema

x : es un vector que contiene cada una de las n variables de estado del sistema

Es común expresar de forma matricial las ecuaciones que definen a un sistema en variables de estado, por lo tanto:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_q \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Dado lo anterior las matrices A, B, C y D deben tener las dimensiones adecuadas para mantener la igualdad de las ecuaciones.

donde:

m : entradas al sistema

q : salidas al sistema

n : variables de estado del sistema

Ecuaciones de estado

La representación en espacio de estado puede ser obtenida a partir de las ecuaciones diferenciales que modelan a un sistema.

1. Se identifican las leyes o teorías que describen el comportamiento del sistema. Por ejemplo, Leyes dinámicas, Leyes de termodinámica, segunda Ley de Newton, Ley de Ampere, Ley de Ohm, Ley de voltajes y corrientes de Kirchoff, Ley de Boyle, etc.
2. Se seleccionan las variables de estado (variables mínimas que determinan el comportamiento dinámico del sistema).
3. Se encuentra la dinámica de cada estado. Esto es, la razón de cambio respecto al tiempo de cada variable de estado (derivada).

Considerando el circuito RLC de la figura 2.13, tomando en cuenta las leyes de Kirchoff se pueden plantear las variables de estado de la forma siguiente:

$$\begin{aligned} x_1 &= i(t) \\ x_2 &= v_o(t) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Por otro lado, se puede considerar la señal de entrada $u(t)$ y la salida $y(t)$ como:

$$\begin{aligned} u(t) &= v_i(t) \\ y(t) &= v_o(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

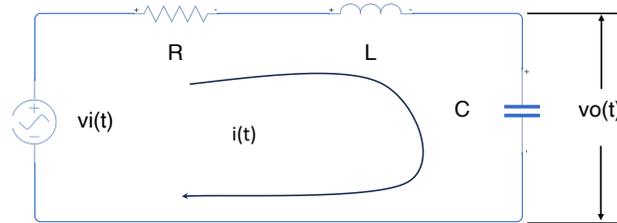


Figura 2.13 Circuito eléctrico RLC.

El comportamiento del circuito RLC se puede modelar mediante las ecuaciones:

$$v_i(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + v_o(t) \quad (2.13)$$

$$i(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (2.14)$$

Derivando las variables de estado se obtiene:

$$\dot{x}_1 = \frac{di(t)}{dt} \quad (2.15)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (2.16)$$

Arreglando la ecuación (2.13) se tiene:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) - \frac{1}{L}v_o(t) + \frac{1}{L}v_i(t) \quad (2.17)$$

sustituyendo (2.15) y (2.16) en esta ecuación se obtiene:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}u(t) \quad (2.18)$$

Arreglando ahora la ecuación (2.14) se tiene:

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C} \quad (2.19)$$

sustituyendo (2.15) y (2.16) en (2.19) se obtiene:

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{c}x_1 \quad (2.20)$$

Por otra parte, la salida está dado por:

$$y(t) = v_o(t) = x_2 \quad (2.21)$$

Arreglando las ecuaciones de forma matricial se llega a:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (2.22)$$

$$y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Capítulo 3.- Rectificadores monofásicos y polifásicos, controlados y no controlados

En este capítulo se presenta el funcionamiento de los convertidores de potencia eléctrica del tipo CA a CD. Se mostrarán las topologías más empleadas, identificando las diferencias entre éstas. Así también se mostrarán los tipos de control empleados para este tipo de convertidores.

3.1 Introducción

Existen diferentes topologías, las clasificaciones más comunes son separarlos en: rectificadores de media onda y de onda completa, así como rectificadores monofásicos y polifásicos. Los nombres se deben al tipo y la forma como se toma la señal de entrada. Si sólo un ciclo de la señal de entrada, generalmente el positivo, es “pasado” a la salida, el arreglo se denomina de media onda. Sin embargo, si ambos ciclos de la señal de entrada son pasados a la señal de salida el arreglo se denomina de onda completa [1] [11]. Por otro lado, si la señal de entrada es una sola el rectificador se denomina monofásico, sin embargo, si existe más de una señal de entrada el rectificador se denomina polifásico.

Algunas definiciones son fundamentales para tratar de manera formal el estudio de los rectificadores, así como para evaluar el desempeño de un rectificador. A continuación, se definirán algunos de los términos más importantes.

El valor cuadrático medio o valor eficaz de una señal es la media cuadrática, para una serie de N valores $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ de una variable x (discreta), la media cuadrática está dada por:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} = \sqrt{\frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_N^2}{N}} \quad (3.1)$$

Para una función de variable continua $f(t)$ definida sobre el intervalo $T_1 \leq t \leq T_2$ la media cuadrática está dada por (3.2):

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [f(t)]^2 dt} \quad (3.2)$$

El voltaje promedio de salida conocida como V_{cd} se define como:

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^T [v_L(t)] dt \quad (3.3)$$

Si se considera una carga totalmente resistiva:

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} \quad (3.4)$$

La potencia de salida de cd está dada entonces por:

$$P_{cd} = V_{cd} I_{cd} \quad (3.5)$$

Por otro lado, el valor rms de una señal senoidal se define como:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v_L(t)]^2 dt} \quad (3.6)$$

Por lo tanto, si se considera nuevamente una carga totalmente resistiva:

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} \quad (3.7)$$

La potencia de salida en ca está dada entonces por:

$$P_{ca} = V_{rms} I_{rms} \quad (3.8)$$

y la eficiencia:

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \quad (3.9)$$

El Valor efectivo (rms) del componente de ca del Voltaje de Salida está definido por la ecuación:

$$V_{ca} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{cd}^2} \quad (3.10)$$

por su parte el Factor de Forma se define como:

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} \quad (3.11)$$

Mientras que el Factor de Rizo (RF por sus siglas en inglés, “*Ripple Factor*”) se define por la ecuación:

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{cd}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (3.12)$$

Por último, el Factor de Utilización de Transformador (TUF “*Transformer Utilization Factor*”) está definido por:

$$TUF = \frac{P_{cd}}{V_s I} \quad (3.13)$$

Toman a Φ como el ángulo de desplazamiento, esto es, el ángulo entre los componentes fundamentales de la corriente y voltaje de entrada. Se define a DF como el Factor de desplazamiento, dado por:

$$DF = \cos(\phi) \quad (3.14)$$

Mientras que el Factor Armónico (HF “*Harmonic Factor*”) de la corriente de entrada, también llamado Distorsión Total Armónica (THD “*Total Harmonic Distortion*”), se define mediante:

$$HF = \left(\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2}\right)^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.15)$$

Por su parte el Factor de Potencia está definido como:

$$PF = \frac{V_s V_{s1}}{V_s I_s} \cos(\phi) = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\phi) \quad (3.16)$$

y el Factor de cresta se define por:

$$CF = \frac{I_s(\text{pico})}{I_s} \quad (3.17)$$

3.2 Rectificadores monofásicos no controlados

Como se comentó en la sección anterior existen diferentes arreglos de rectificadores, en esta sección se discutirán aquellos que sólo emplean una señal de entrada, monofásicos. Además, los dispositivos de rectificación son fijos por lo que es un arreglo no controlado, esto es, que la señal de salida pasa siempre en la misma proporción.

Rectificador de media onda con un solo diodo

En la figura 3.1 se puede ver el arreglo básico de un rectificador monofásico no controlado. El diodo permite el paso del flujo eléctrico sólo cuando es directamente polarizado y con un voltaje suficientemente grande que venza el potencial de barrera (sección 1.4). Por lo anterior, en la carga resistiva R_L circulará corriente eléctrica sólo cuando la señal senoidal de

entrada esté en el ciclo positivo, ver figura 3.2. En esta figura puede verse que la señal de salida es ligeramente más pequeña que la entrada, esto es debido a que la señal de entrada debe vencer la barrera de potencial para activar el diodo.

Por cuestiones de diseño del Matlab todos los circuitos deben estar conectados a un elemento virtual de tierra. En la figura 3.1 se marca dicho elemento. Sin embargo, se hace la anotación que este elemento se incluye sólo para efectos de simulación. Lo mismo se estará realizando en otros circuitos que requieran dicho elemento de tierra. Es conveniente que, al realizar una construcción física de algún circuito mostrado en este texto, se realice un análisis que permita determinar donde se debe colocar las tierras de dicho circuito.

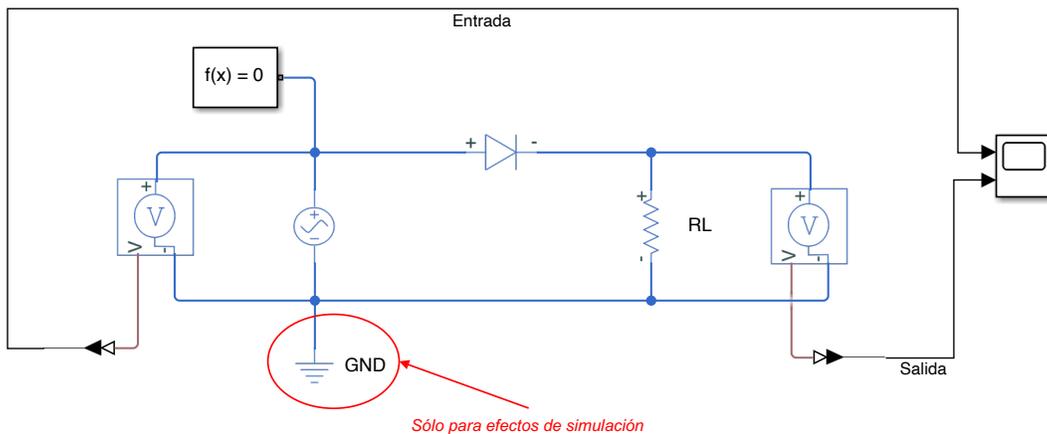


Figura 3.1 Rectificador con un solo diodo (media onda).

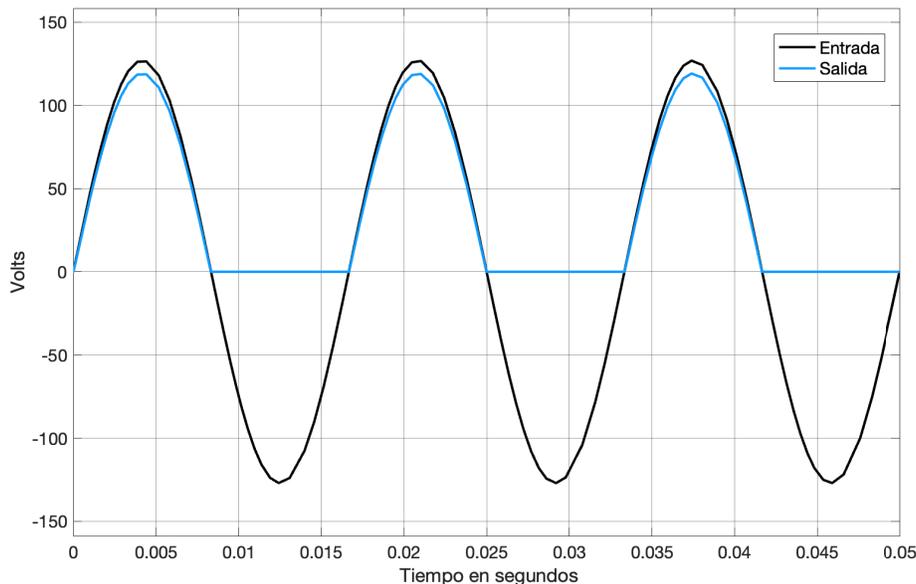


Figura 3.2 Señales de entrada y salida del rectificador de media onda.

Para elegir que diodo debe usarse se debe tener en consideración la corriente que circulará por la carga, que en este caso será la misma que circulará por el diodo. Otro aspecto que

podría considerarse es la velocidad de conmutación del diodo o dicho de otra manera la frecuencia a la cual operará el circuito de rectificación. La gran mayoría de los dispositivos operan muy bien a 50 Hz y 60 Hz, que son las frecuencias “normales” de las redes eléctricas nacionales. Sin embargo, algunas aplicaciones podrían necesitar dispositivos que funcionen a frecuencias mayores, es este caso la frecuencia de conmutación también deberá ser un parámetro para la selección del diodo.

Rectificador de media onda con un solo diodo y capacitor

La figura 3.3 muestra un rectificador de media onda con un solo diodo donde se ha agregado un capacitor (C_f) en paralelo con la carga (R_L). Este capacitor provocará que la señal de salida no regrese a cero. El capacitor se cargará durante el primer semiciclo positivo, ver figura 3.4, por lo que cuando la señal de entrada tenga un valor inferior al potencial del capacitor, debido a la carga almacenada, el capacitor liberará esa carga provocando que la señal de voltaje de salida decretezca de forma más lenta que la señal de voltaje de entrada, provocando que la señal de salida presente una forma de rizo. El valor del capacitor, en si el valor de la carga RC , paralelo de R_L y C_f , determina la forma de este rizo.

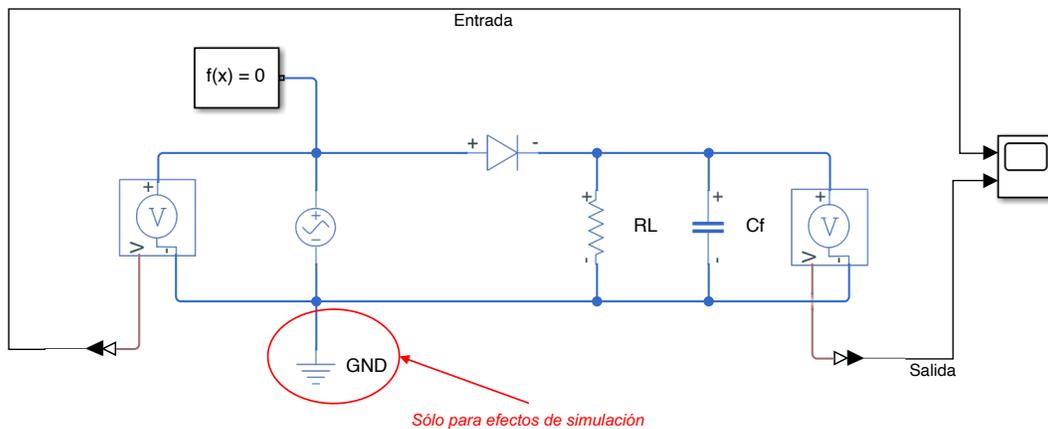


Figura 3.3 Rectificador con un solo diodo y capacitor.

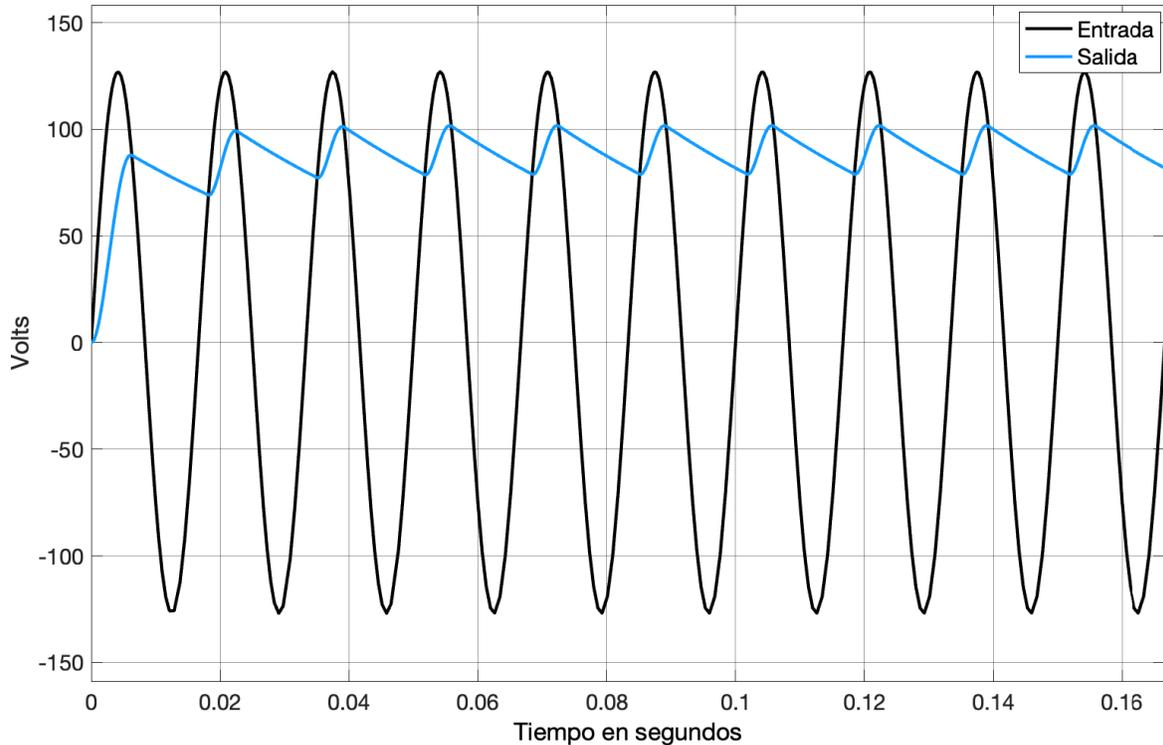


Figura 3.4 Señales de entrada y salida del rectificador con un solo diodo y capacitor.

Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.

Aunque el rectificador de media onda con un solo diodo, con capacitor en paralelo a la carga, permite energizar la carga durante todo el ciclo de la señal de entrada, su comportamiento es ineficiente, ya que la totalidad del semiciclo negativo de la señal de entrada no es usada para alimentar la carga. Una opción que puede ser empleada es el rectificador de dos diodos con transformador con derivación central a la entrada del circuito, figura 3.5. Como puede verse la carga está conectada por un extremo a los cátodos de los diodos D_1 y D_2 , mientras que el otro extremo de la carga está conectado a la derivación central del transformador, para cerrar el circuito. El diodo D_1 está en conducción cuando la señal de entrada está en el ciclo positivo, mientras que el diodo D_2 está en conducción cuando la señal de entrada está en el ciclo negativo, ver figura 3.6.

Como puede observarse en la figura 3.6, la señal de salida “sigue” a la señal de entrada, pero el semiciclo negativo de la señal de entrada produce una señal positiva en la salida, esto es precisamente el efecto de la rectificación. La ecuación 3.18 representa el comportamiento en corriente directa de la salida de este rectificador de onda completa con dos diodos y un transformador con derivación central.

$$V_{cd} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \text{sen}(wt) dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad (3.18)$$

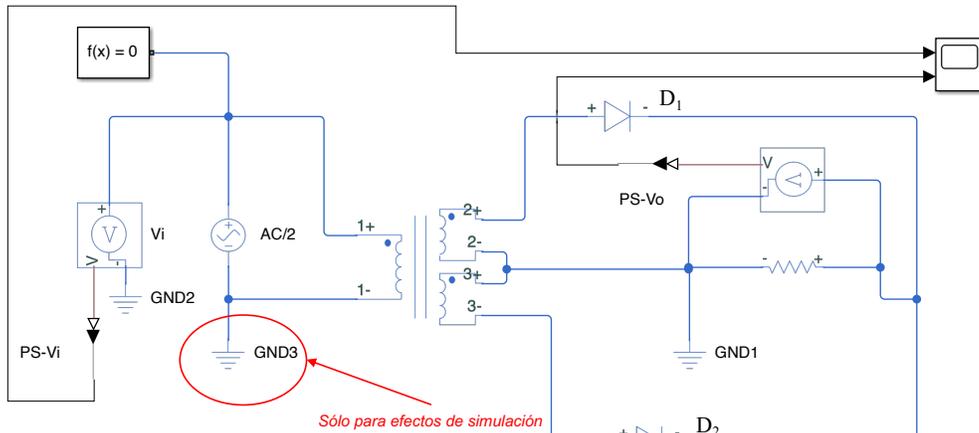


Figura 3.5 Rectificador de onda completa con dos diodos y transformador con derivación central.

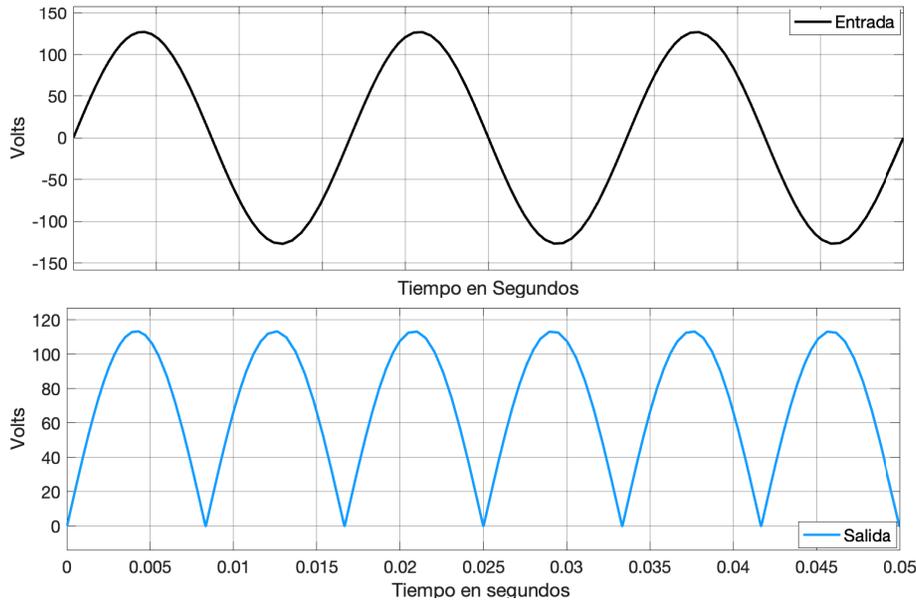


Figura 3.6 Señales de entrada y salida del rectificador de onda completa con dos diodos y transformador con derivación central.

Rectificador de onda completa con cuatro diodos (puente de diodos)

La figura 3.7 muestra el arreglo del rectificador de onda completa con cuatro diodos como puede verse la carga está conectada por un extremo a los ánodos de los diodos D_1 y D_3 , mientras que el otro extremo de la carga está conectado a los cátodos de los diodos D_2 y D_4 . Los diodos D_1 y D_4 están en conducción cuando la señal de entrada está en el ciclo positivo, mientras que los diodos D_2 y D_3 están en conducción cuando la señal de entrada está en el ciclo negativo, ver figura 3.8.

Como puede observarse en la figura 3.8, la salida de este rectificador es similar al rectificador de onda completa con transformador con derivación central. Esto es, la señal de salida es una

señal siempre positiva no importando si la entrada está en el semiciclo positivo o negativo. En esta figura se ha agregado el comportamiento de la corriente eléctrica en la carga, al ser una carga totalmente resistiva el voltaje y la corriente están en fase. La salida de voltaje es menor que la entrada debido a que el transformador que se está empleando reduce el nivel de voltaje de la fuente. Lo anterior es bastante común en el diseño de fuentes de corriente continua. La ecuación 3.19 muestra el valor de voltaje en corriente directa de la salida de este rectificador de onda completa con cuatro diodos. Al comparar esta ecuación con la ecuación del rectificador de onda completa con transformador con derivación central se observa que el aprovechamiento de la energía en este arreglo es mayor.

$$V_{cd} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T V_m \sin(\omega t) dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.7071V_m \quad (3.19)$$

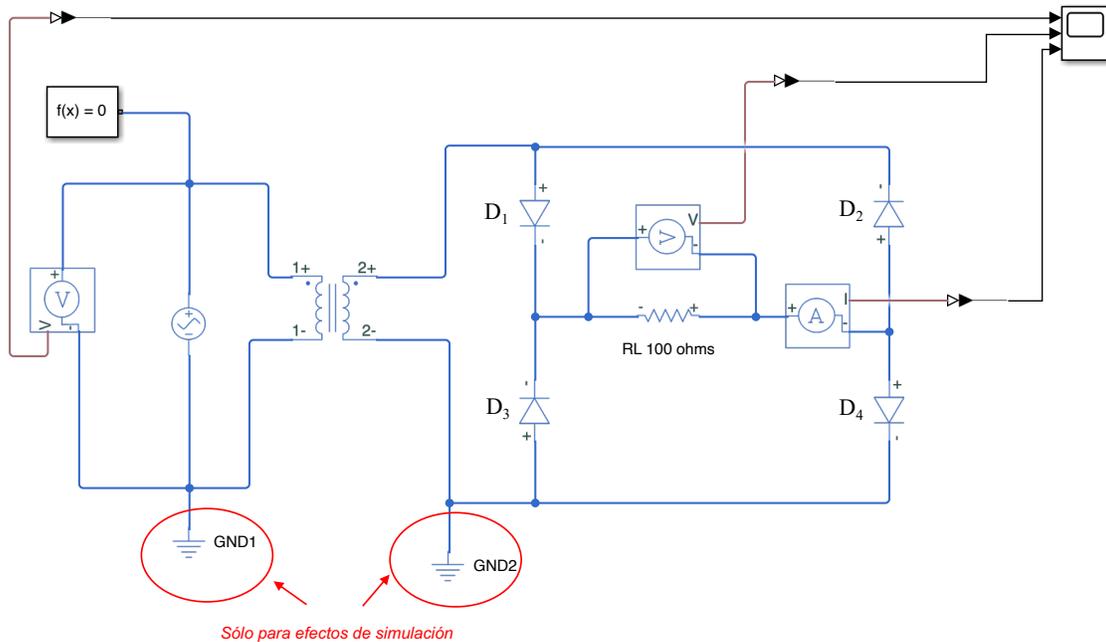


Figura 3.7 Rectificador de onda completa con cuatro diodos.

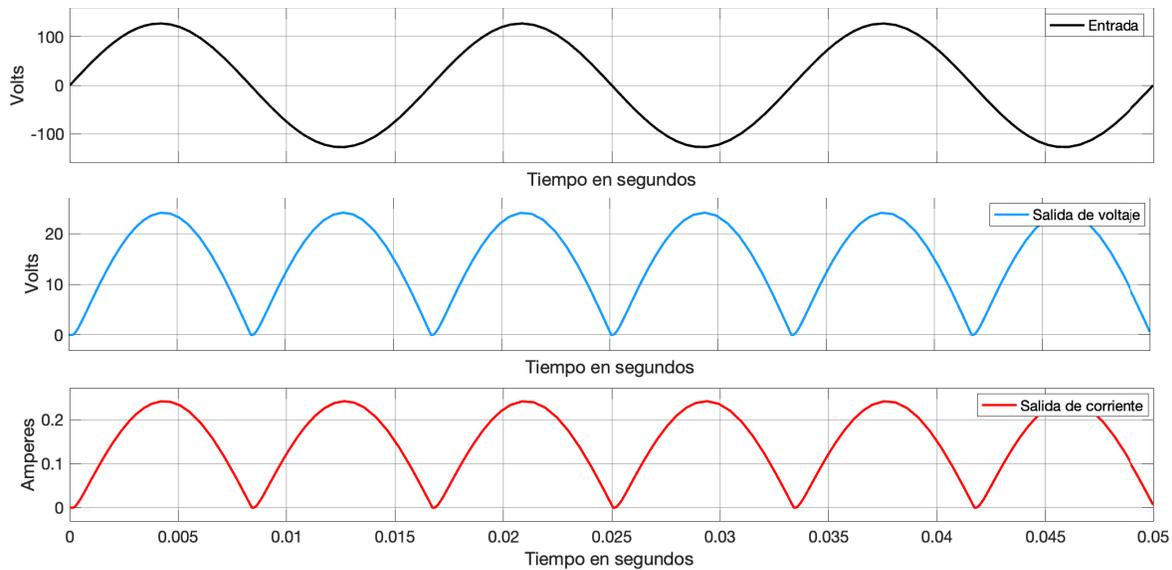


Figura 3.8 Señales de entrada y salida del rectificador de onda completa con cuatro diodos.

3.3 Rectificador polifásico no controlado tipo puente

Como se ha comentado anteriormente existen rectificadores que emplean más de una fuente de entrada de energía, precisamente por eso se les denomina polifásicos. Aunque existen rectificadores polifásicos de más de tres fases aquí sólo se discutirán los rectificadores de tres fases. Considere una fuente de energía de tres fases (a, b y c), con respecto al neutro los voltajes de fases están dados por las ecuaciones (3.20), (3.21) y (3.22).

$$v_{an} = V_m \text{sen}(\omega t) \quad (3.20)$$

$$v_{bn} = V_m \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (3.21)$$

$$v_{cn} = V_m \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \quad (3.22)$$

Por otro lado, los voltajes entre fases están determinados por las ecuaciones (3.23), (3.24) y (3.25).

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (3.23)$$

$$v_{bc} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t - 90^\circ) \quad (3.24)$$

$$v_{ca} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\omega t - 210^\circ) \quad (3.25)$$

La figura 3.9 muestra el arreglo básico de un rectificador de tres fases con una fuente de entrada conectada en estrella. Dependiendo de los voltajes de las fases, precisamente debido al desfase entre ellas, los seis diodos del arreglo irán pasando de modo activo a inactivo. Dos de ellos estarán activos, mientras que los otros cuatro estarán inactivos debido a que permanecerán en polarización inversa.

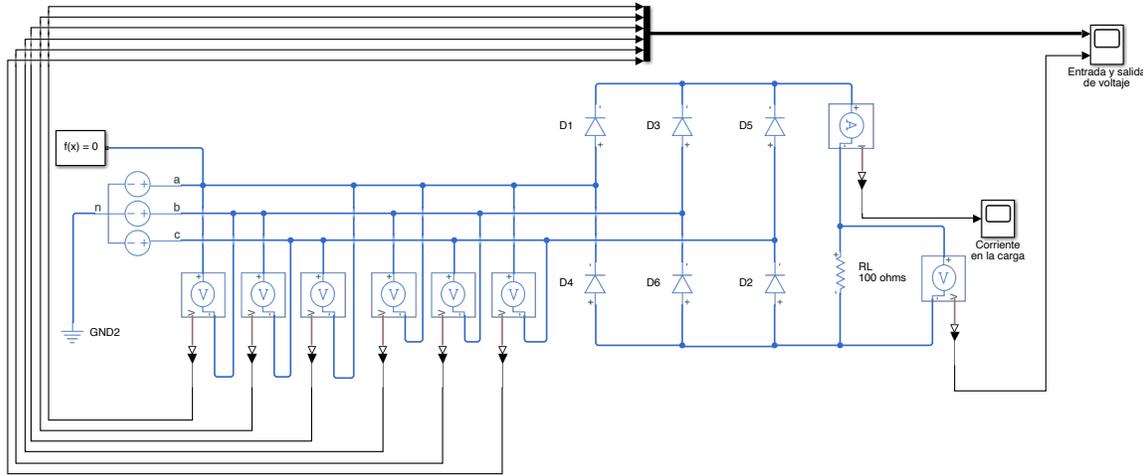


Figura 3.9 Rectificador trifásico no controlado tipo puente.

La figura 3.10 muestra cómo se activan los diodos mientras las señales de entrada avanzan con respecto al tiempo, recuerden que existe un desfase entre ellas. Cuando el voltaje entre las fases a y b (v_{ab}) es el mayor, los diodos D_1 y D_6 son los únicos que están en conducción, figura 3.10.a. Ahora cuando el v_{ac} es el mayor, los diodos D_1 y D_2 son los únicos que están en conducción, figura 3.10.b. Por otro lado, cuando el v_{bc} es el mayor, los diodos D_3 y D_2 son los únicos que están en conducción, figura 3.10.c. Esta secuencia se mantiene hasta que el ciclo completo de todas las fases ha terminado, ver figuras 3.10.d, 3.10.e y 3.10.f. La secuencia de conmutación de los diodos se repite mientras la fuente de entrada mantenga las fases energizadas. Las formas de onda de las salidas de voltaje y corriente pueden verse en la figura 3.11. Considerando esta respuesta, el voltaje de corriente directa está dado por:

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{3} V_m \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654V_m \quad (3.26)$$

donde V_m es el voltaje pico de fase.

Por su parte, el voltaje rms de salida es:

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} 3V_m^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{\frac{1}{2}} V_m = 1.6554V_m \quad (3.27)$$

Si se consideran una carga totalmente resistiva, la corriente de pico de un diodo está dada por:

$$I_m = \sqrt{3} \frac{V_m}{R} \quad (3.28)$$

y el valor rms de la corriente en cada diodo está dada por:

$$I_{rms} = \left[\frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = I_m \left[\frac{4}{2\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{6} \right) \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 0.5518I_m \quad (3.29)$$

y el valor rms de la corriente en el secundario del transformador es:

$$I_s = \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{6} \right) \right) \right]^{\frac{1}{2}} = 0.7804I_m \quad (3.30)$$

Donde I_m es la corriente pico de línea de secundario.

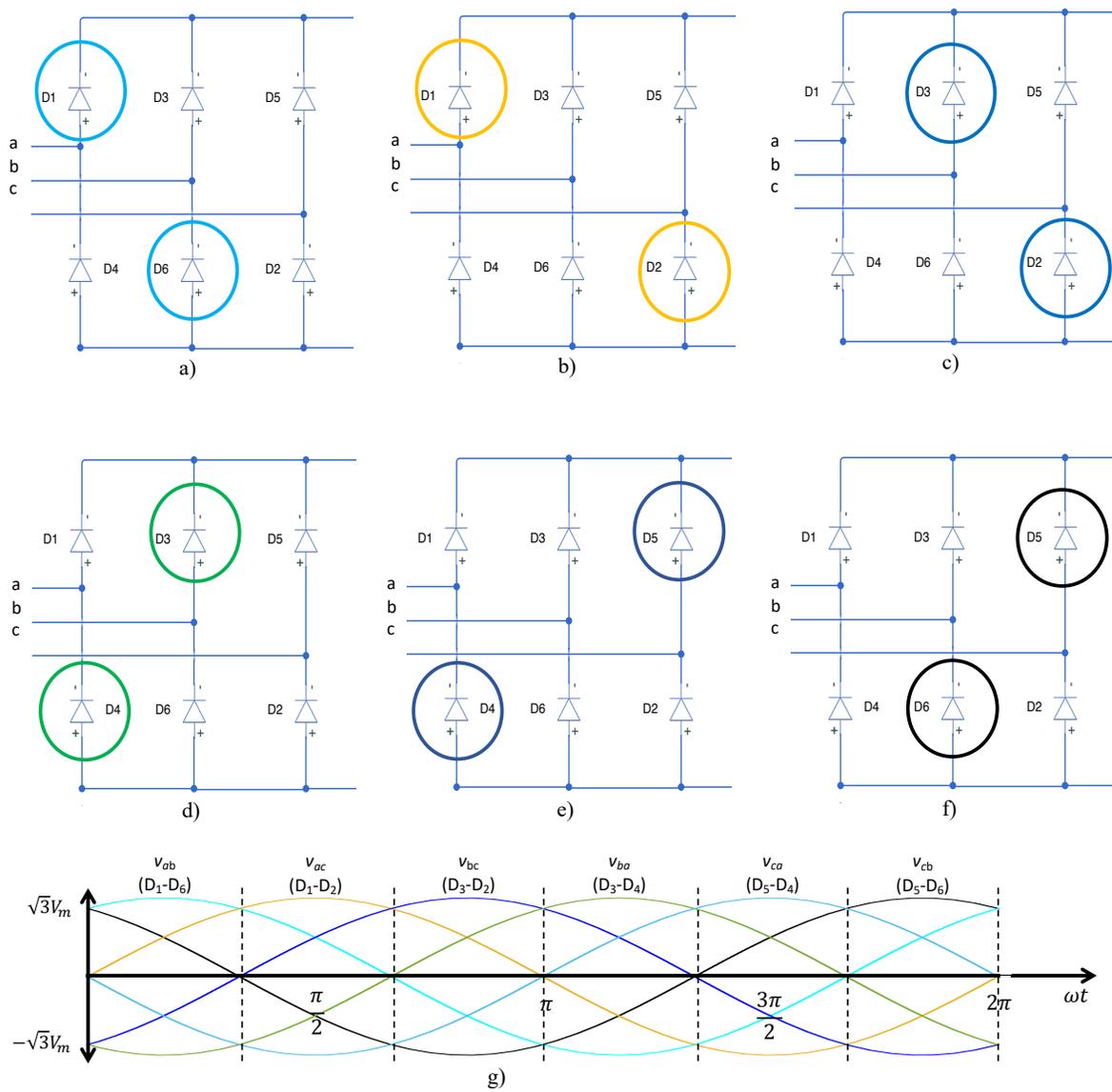


Figura 3.10 Forma de operación del rectificador trifásico no controlado tipo puente.

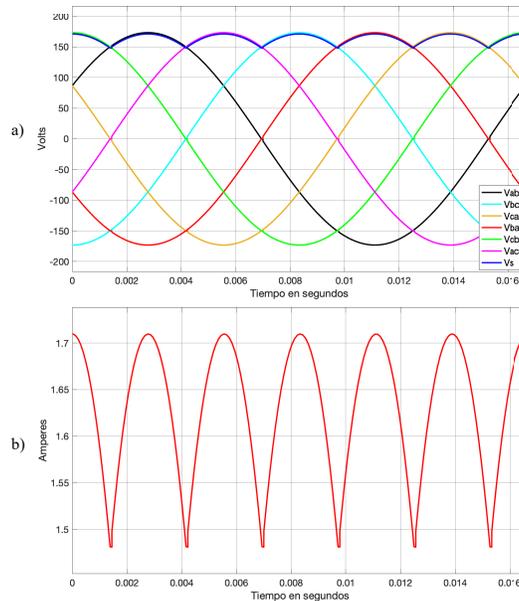


Figura 3.11 Señales de entrada y salida del rectificador trifásico no controlado tipo puente.

3.4 Circuitos de disparo para Tiristores

Para establecer las condiciones necesarias para que un Tiristor se active, se diseñan circuitos que alimenten el voltaje y la corriente en la compuerta (gate) de este dispositivo. Para lo anterior, se desarrollan tanto circuitos pasivos, basados en resistores y condensadores, como circuitos que contienen dispositivos activos. La figura 3.12 muestra un esquema general de cómo se realiza el proceso para “disparar” un Tiristor. La señal de alimentación se toma de la línea, ésta no sólo energizará al circuito rectificador, sino que se tomará en cuenta para la generación del pulso de disparo. Dado que la señal de alimentación es senoidal el pulso de disparo se debe sincronizar con ésta. Al calcular el ángulo del pulso de disparo, se tiene en cuenta la referencia de voltaje, esto es, el valor de voltaje de cd que se quiere en la salida. Cabe recordar que un ciclo completo corresponde a 360° , pero como la salida es de corriente directa, se considera los semiciclos positivos, esto es la señal ya rectificada. Por ejemplo, para un rectificador monofásico básico de un solo elemento, se tiene un rango de 0° a 180° para el ángulo de disparo, ver figura 3.13. Como puede verse se dispara sólo en el semiciclo positivo de la entrada, dado que el semiciclo negativo de la entrada no será rectificado. La duración del pulso de disparo, así como el valor de voltaje y corriente de este pulso depende del elemento que se empleará como dispositivo de conmutación. Es común que un circuito de disparo se emplee para tal fin.

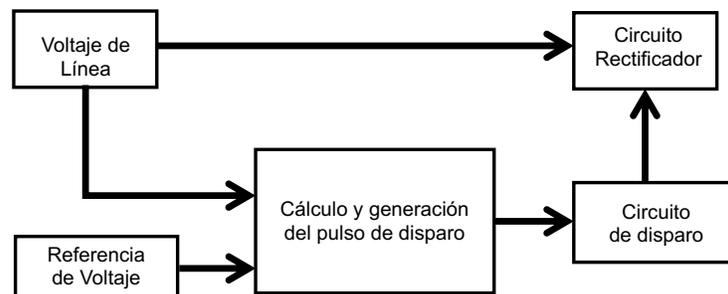


Figura 3.12 Circuitos de disparo con elementos pasivos.

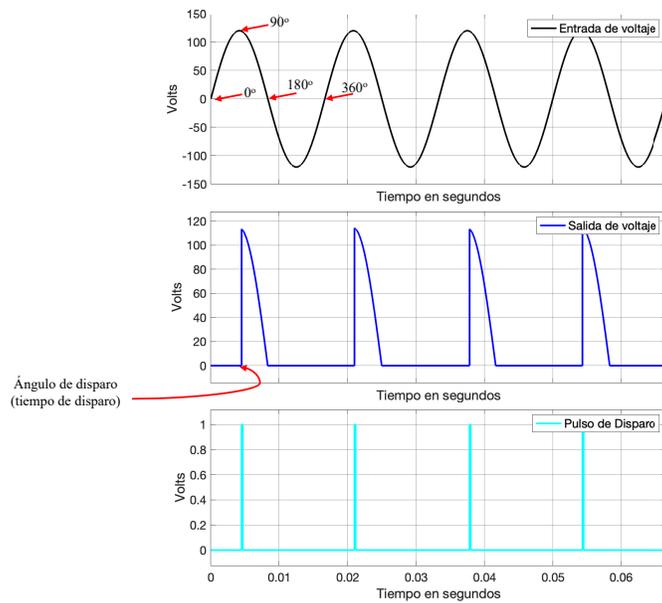


Figura 3.13 Señales de entrada, salida y pulso de un rectificador controlado monofásico con un solo dispositivo de conmutación.

Como se mencionó anteriormente, se emplean tanto circuitos pasivos como activos para establecer las condiciones necesarias para activar un Tiristor. En este capítulo sólo se abordarán los circuitos pasivos. Sin embargo, se emplearán programas que emulan los sistemas digitales para el cálculo del ángulo de disparo.

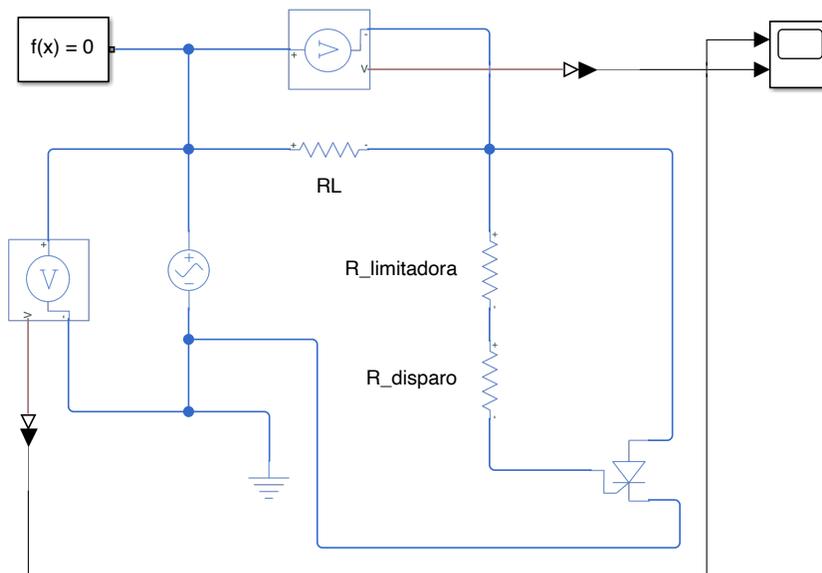


Figura 3.14 Circuito de disparo con una resistencia fija y otra variable.

En la figura 3.14 se muestra uno de los circuitos pasivos más simples que permiten obtener diferentes ángulos de disparo. Se conectan dos resistencias ($R_{limitadora}$ y $R_{disparo}$) a la compuerta del SCR. La $R_{limitadora}$ se ajusta para precisamente limitar la corriente que circulará hacia la compuerta del SCR. El valor de la $R_{disparo}$ se ajusta para que se alcancen

las condiciones de disparo en el SCR en el ángulo requerido. Esto es, como la señal de entrada es una señal senoidal y ésta alimenta a la compuerta a través de $R_{limitadora}$ y $R_{disparo}$, el ángulo de disparo dependerá del valor de dichas resistencias. La $R_{limitadora}$ se mantiene fija, por tanto, el valor de $R_{disparo}$ es lo que determina el ángulo de disparo. La figura 3.15 muestra la señal de salida del rectificador con un solo SCR con diferentes valores en la $R_{disparo}$. Para esta simulación se consideró una carga de $1\text{ K}\Omega$ (R_{Carga}). La figura 3.15.a la $R_{disparo}$ tiene un valor de $37.5\text{ M}\Omega$, mientras en la figura 3.15.b la $R_{disparo}$ tiene un valor de $15\text{ M}\Omega$. Como puede verse entre más grande es el valor de la $R_{disparo}$ más grande es el ángulo de disparo. Esto es porque para que se alcancen las condiciones de disparo en la compuerta del SCR se necesitará un voltaje mayor en la fuente de alimentación, recuerde que la señal de entrada es senoidal.

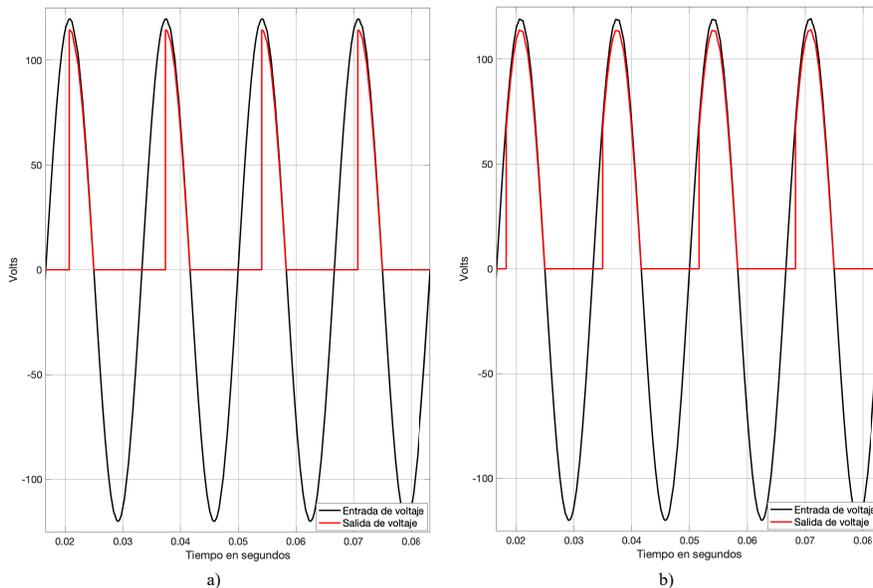


Figura 3.15 Señales de un rectificador simple con circuitos de disparo con una resistencia fija y otra variable: (a) con resistencia variable a $15\text{ K}\Omega$. (b) con resistencia variable a $36.5\text{ K}\Omega$.

La figura 3.16 se muestra el circuito de disparo con resistencias y un capacitor. Se realiza un arreglo RC para provocar un retardo en el disparo. Las resistencias $R_{limitadora}$ y $R_{disparo}$ están en serie con el capacitor. La compuerta del SCR se conecta a través de una resistencia limitadora (R_d) con una terminal del capacitor. Para esta simulación se consideró una carga de $1\text{ K}\Omega$ (R_{Carga}). La $R_{limitadora}$ se deja fija a $1\text{ M}\Omega$, mientras que la $R_{disparo}$ es variable. El capacitor se fija a $0.01\text{ }\mu\text{fd}$. La resistencia limitador R_d se fijó a $1\text{ K}\Omega$. La figura 3.17 muestra las señales de entrada y salida de voltaje de este circuito, así como el comportamiento del voltaje en la compuerta. Mediante la resistencia $R_{disparo}$ se puede mover el ángulo de disparo en este caso se usó un valor de $5\text{ M}\Omega$.

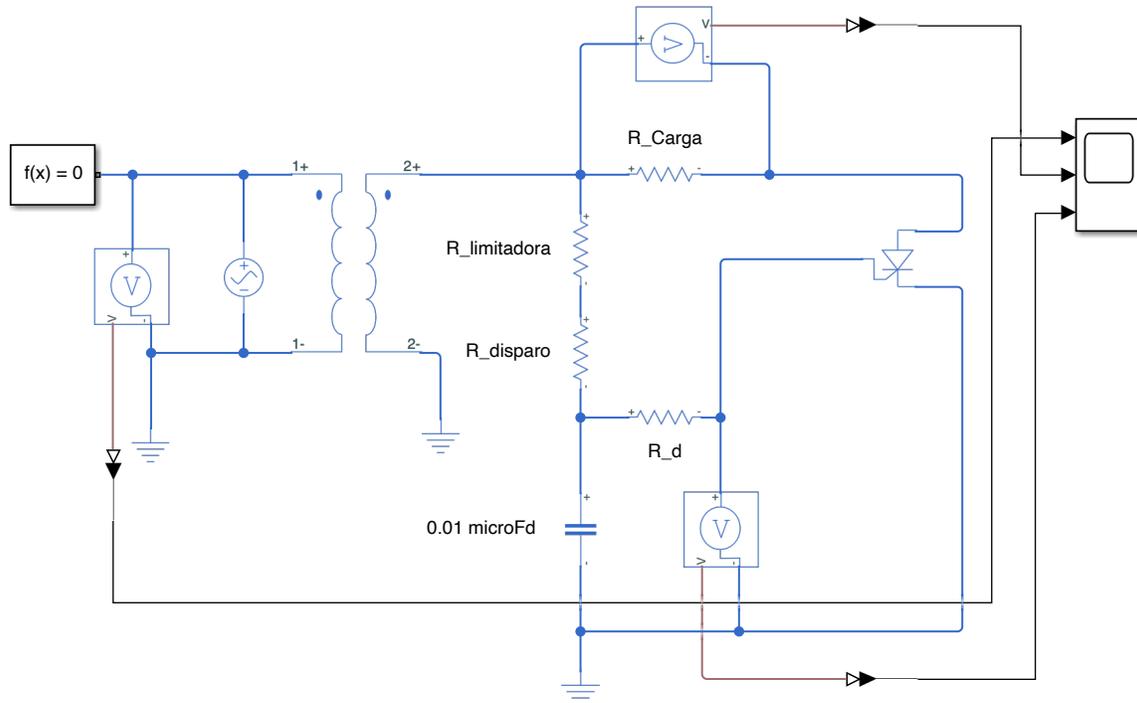


Figura 3.16 Circuito de disparo con resistencia y un capacitor.

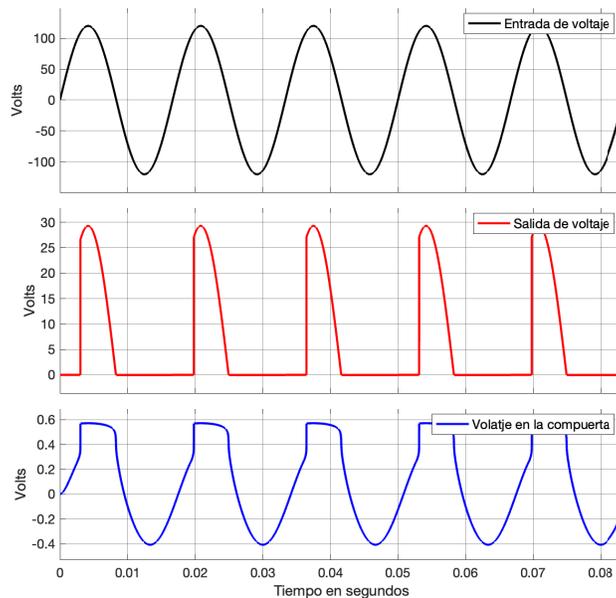


Figura 3.17 Señales de un rectificador simple con circuito de disparo con resistencias y un capacitor.

La figura 3.18 se muestra el circuito de disparo con resistencias y dos capacitores. Se realiza un doble arreglo RC para provocar un “gran” retardo en el disparo. Las resistencias $R_{limitadora}$ y $R_{disparo}$ están en serie con uno de los capacitores. La compuerta del SCR se conecta al nodo formado por una resistencia limitadora (R_d) y la terminal de otro capacitor. Para esta simulación se consideró una carga de $1\text{ K}\Omega$ (R_{Carga}). La $R_{limitadora}$

se deja fija a 100Ω , mientras que la $R_{disparo}$ es variable. Ambos capacitores se fijan a $1 \mu\text{fd}$. La resistencia limitador R_d se fijó a $1\text{K}\Omega$. La figura 3.19 muestra las señales de entrada y salida de voltaje de este circuito, así como el comportamiento del voltaje en la compuerta. Mediante la resistencia $R_{disparo}$ se puede mover el ángulo de disparo en este caso se usó un valor de 10Ω .

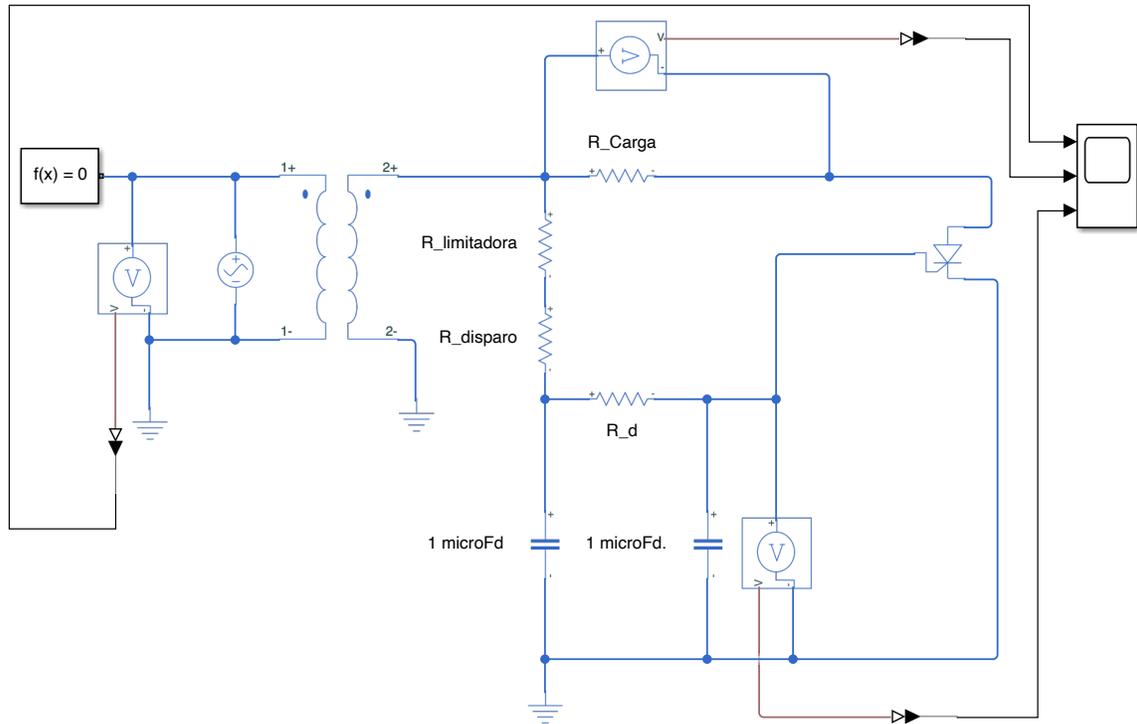


Figura 3.18 Circuito de disparo con resistencias y dos capacitores.

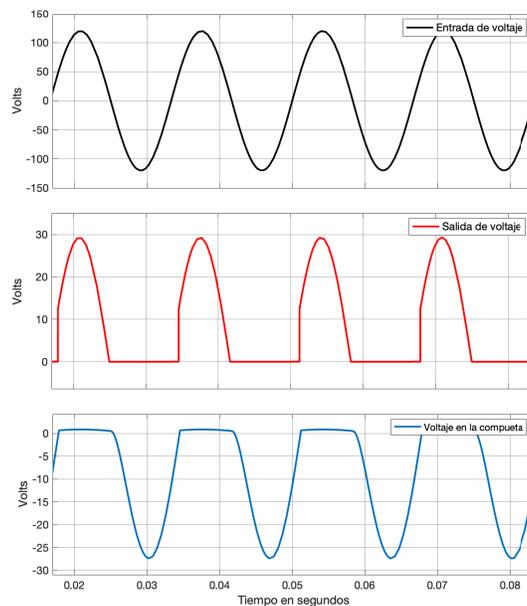


Figura 3.19 Señales de un rectificador simple con circuito de disparo con resistencias y dos capacitores.

3.5 Rectificadores monofásicos controlados

Como se vio en la sección anterior mediante circuitos de disparo se puede modificar el ángulo de disparo de los rectificadores y así obtener diferentes valores de i_d en la señal de salida. En esta sección se presenta un esquema básico basado en rectificadores de media onda y onda completa, considerando una señal de entrada monofásica.

Rectificador monofásico sin transformador de medio puente

La figura 3.20 muestra el esquema básico de rectificador monofásico sin transformador de media onda con un solo SCR. La carga, R_{Carga} es de 10Ω . El pulso de disparo se genera mediante una función S, $L_C3_20.m$, dicha función recibe la señal de alimentación y genera el pulso de disparo, tomando como base dos parámetros suministrados por el usuario: tiempo de muestreo y porcentaje de disparo. Con esos datos y la señal de entrada la función determina el pulso de disparo, la parte básica de esta función se muestra en el algoritmo 3.1. La secuencia de disparo para el SCR es la siguiente: Determinar el cruce por cero positivo del voltaje de alimentación. Retardar el pulso el ángulo deseado y aplicarlo entre las terminales de compuerta y cátodo del SCR a través de un circuito de asilamiento de compuerta, este circuito no se muestra en el diagrama.

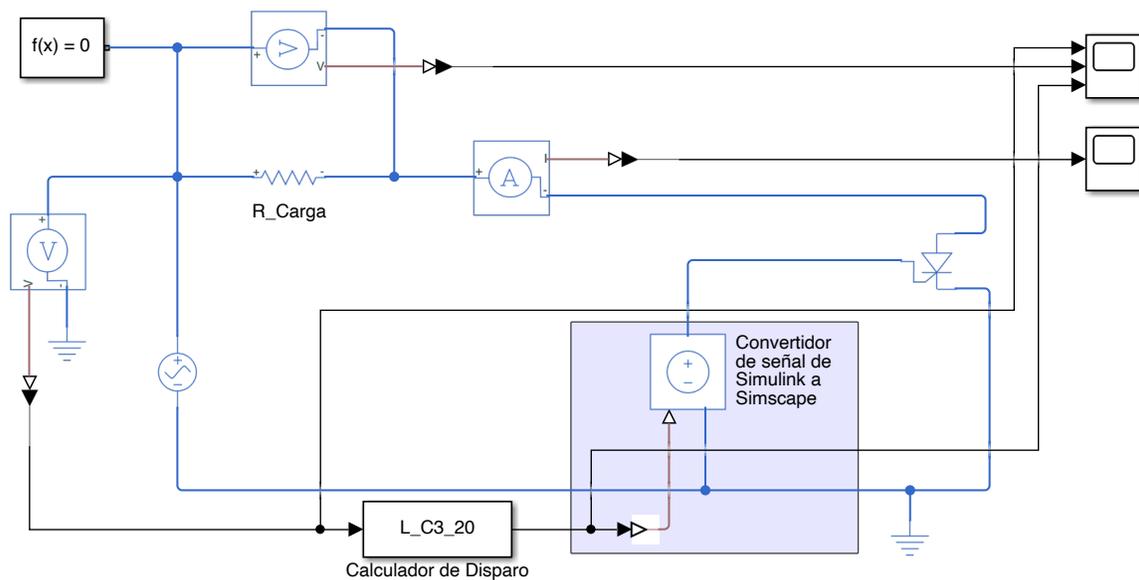


Figura 3.20 Circuito rectificador controlado monofásico de media onda.

En la figura 3.21 se muestran las señales de entrada, salida y el pulso de disparo para el circuito rectificador controlado monofásico de media onda. La figura 3.21.a muestra la salida de voltaje del circuito con un porcentaje de disparo de 70%. El porcentaje de disparo se calcula en base al periodo de la señal no en base al porcentaje de energía que se requiere en la salida, para lo anterior el algoritmo de cálculo del pulso de disparo debe ser modificado. La figura 3.21.b por su parte muestra la figura 3.21.a muestra la salida de voltaje del circuito con un porcentaje de disparo de 30%. La duración del pulso de disparo se debe seleccionar

dependiente del tipo de SCR que se emplee, de la misma forma el voltaje y corriente de este pulso también dependen de las características del SCR empleado.

Algoritmo 3.1: Pulso de disparo para rectificador monofásico de media onda (L_C3_20, figura 3.20)

```
function sys=mllUpdate(t,x,u,s_time,porcentaje_disparo)
persistent T_disparo T_base contador_tiempo;
persistent T_muestreo c_t_disparo on_c_t_disparo;
%
if t==0
    x(1)=0;
    T_disparo=0;
    T_base=(1/60)/2;
    contador_tiempo=0;
    T_muestreo=s_time;
    c_t_disparo=0;
    on_c_t_disparo=0;
end
% Algoritmo de disparo
x(1)=0;
T_disparo=T_base*(1-porcentaje_disparo);
if (contador_tiempo>=T_disparo) && (on_c_t_disparo==0)
    if u(1)>0
        x(1)=1;
        on_c_t_disparo=1;
    end
end
%Reinicia contadores y detecta cruce por cero
if (u(1)<0)
    contador_tiempo=0;
    on_c_t_disparo=0;
    x(1)=0;
end
if on_c_t_disparo==1
    c_t_disparo=c_t_disparo+T_muestreo;
end
%Actualización de las señales de entrada y tiempo
contador_tiempo=contador_tiempo+T_muestreo;
if c_t_disparo>(100*T_muestreo)
    x(1)=0;
    c_t_disparo=0;
end
%
sys = x;
%
```

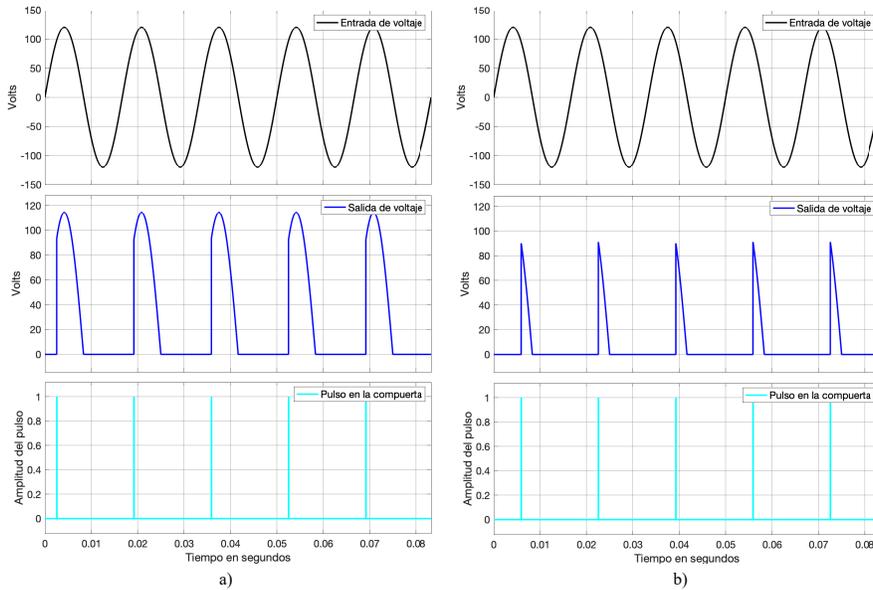


Figura 3.21 Señales de un rectificador controlado monofásico de media onda.

Para este circuito de rectificador monofásico de media onda si se considera a V_m como el voltaje pico de la señal de entrada, el voltaje promedio de salida, V_{cd} , está dado por:

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos(\omega t)]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha)) \quad (3.31)$$

y V_{cd} puede variar desde V_m/π hasta 0, variando α de 0 a π . El voltaje promedio de salida se vuelve máximo cuando $\alpha=0$, ya que se toma toda la señal de entrada, entonces el voltaje máximo de salida V_{dm} es:

$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi} \quad (3.32)$$

si se normaliza el voltaje de salida con respecto a V_{dm} , el voltaje normalizado es:

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos(\alpha)) \quad (3.33)$$

El voltaje raíz cuadrática media (rms) de salida está dado por:

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos(2\omega t)) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha - \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Rectificador monofásico sin transformador de puente completo

La figura 3.22 muestra el esquema básico de rectificador monofásico sin transformador de onda completa con un solo SCR. La carga, R_{Carga} es de 10Ω . El pulso de disparo se genera mediante una función S, L_C3_22.m (ver algoritmo 3.2), dicha función recibe la señal de alimentación y genera el pulso de disparo, tomando como base dos parámetros suministrados

por el usuario: tiempo de muestreo y porcentaje de disparo. Con esos datos y la señal de entrada la función determina el pulso de disparo. La secuencia de disparo para el SCR es la siguiente: Determinar la señal de entrada se encuentra en una zona definida como cero “virtual” del voltaje de alimentación. Retardar el pulso el ángulo deseado y aplicarlo entre las terminales de compuerta y cátodo del SCR a través de un circuito de asilamiento de compuerta, este circuito no se muestra en el diagrama.

En la figura 3.23 se muestran las señales de entrada, salida y el pulso de disparo para el circuito rectificador controlado monofásico de media onda. Se muestra la salida de voltaje del circuito con un porcentaje de disparo de 50%. El porcentaje de disparo se calcula en base al periodo de la señal no en base al porcentaje de energía que se requiere en la salida, para lo anterior el algoritmo de cálculo del pulso de disparo debe ser modificado. La duración del pulso de disparo se debe seleccionar dependiente del tipo de SCR que se emplee, de la misma forma el voltaje y corriente de este pulso también dependen de las características del SCR empleado.

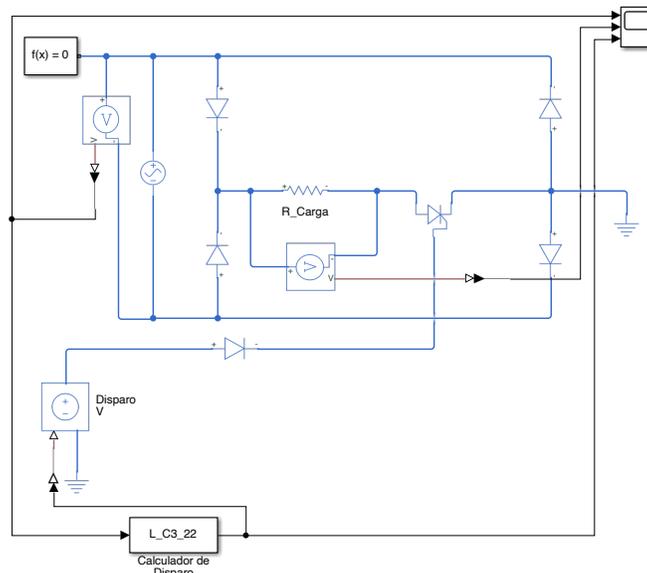


Figura 3.22 Circuito rectificador controlado monofásico de onda completa.

Algoritmo 3.2: Pulso de disparo para rectificador monofásico de onda completa (L_C3_22, figura 3.23)

```
function sys=mdlUpdate(t,x,u,s_time,porcentaje_disparo)
persistent T_disparo T_base contador_tiempo T_muestreo;
%
if t==0
    T_disparo=0;
    T_base=(1/60)/2;
    contador_tiempo=0;
    T_muestreo=s_time;
    T_disparo=T_base*(1-porcentaje_disparo);
    pulso_on=0;
    c_pulso=0;
    T_pulso=10;
end
%
```

```

% Algoritmo de disparo
%
x(1)=0;
ent=abs(u(1));
T_activo=1;
if (ent>0) & (ent<5)%Zona de cero "virtual"
    T_activo=0;
    contador_tiempo=0;
else
    if (contador_tiempo>=T_disparo)
        x(1)=5;
        pulso_on=1;
    end
    %Actualizacion de las senales de entrada y tiempo
    contador_tiempo=contador_tiempo+T_muestreo;
end
sys = x;
%
```

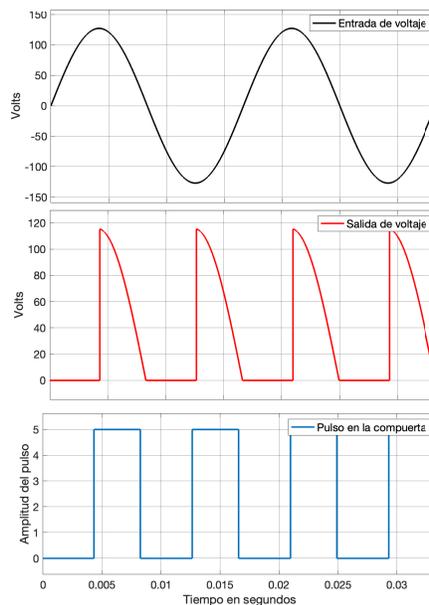


Figura 3.23 Señales de un rectificador controlado monofásico de onda completa.

3.6 Rectificador polifásico controlado

La figura 3.24 muestra el esquema de un rectificador de tres fases controlado mediante cuatro SCR's. En este caso los SCR's se arreglan formando un puente completo y se disparan por pares en una secuencia igual a la descrita en la sección 3.3 sólo que en ese caso son diodos. El pulso se controla para que sólo la parte requerida de la señal de entrada pase a la salida. En la figura 3.35 se pueden ver las señales de entrada y de salida de este arreglo. El ángulo de disparo máximo es ahora de 60° y para considerar el inicio del tiempo de disparo se considerarán los voltajes entre fases. La secuencia de disparo es mostrada en el algoritmo 3.3. Los pulsos de disparo se muestran en la figura 3.26.

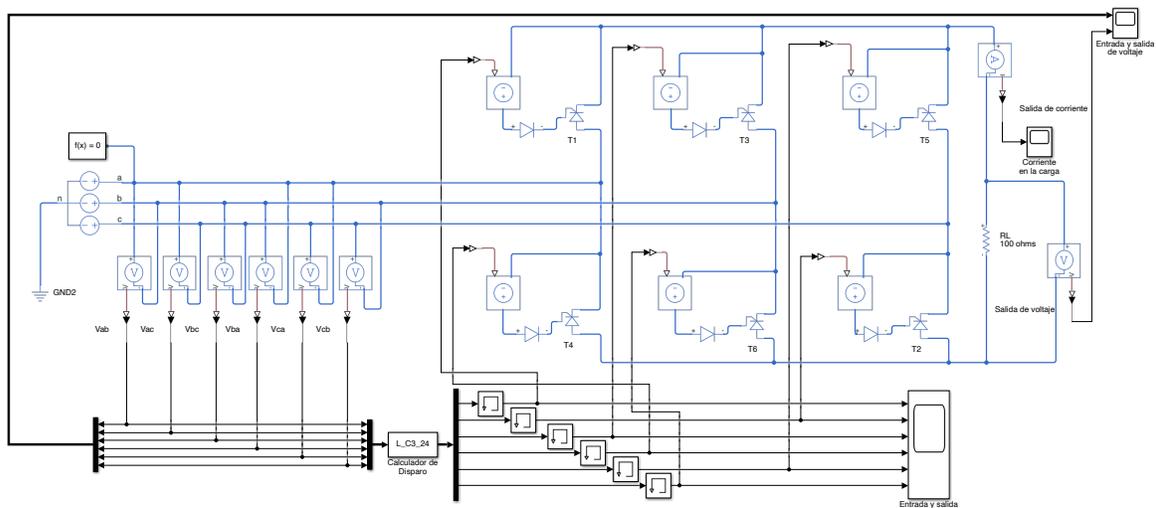


Figura 3.24 Circuito rectificador controlado trifásico de onda completa.

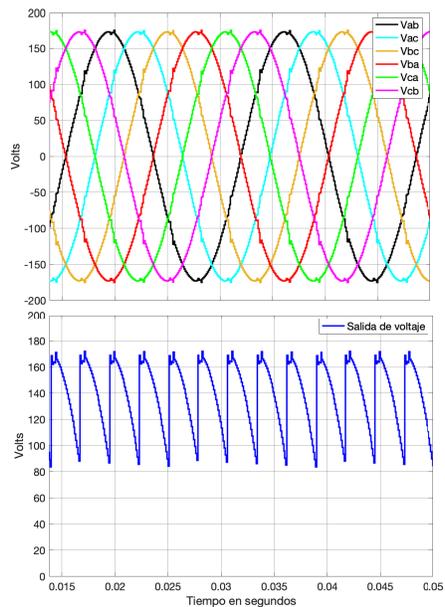


Figura 3.25 Señales de un rectificador controlado trifásico de onda completa.

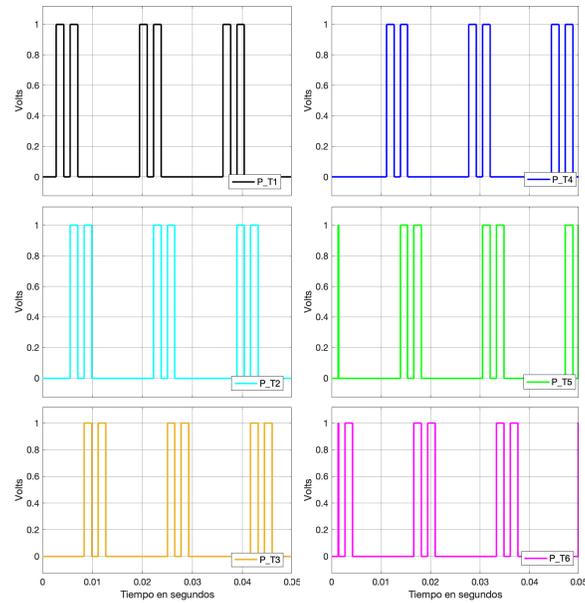


Figura 3.26 Pulsos de disparo de un rectificador controlado trifásico de onda completa.

Algoritmo 3.3: Generación de pulsos de disparo para rectificador trifásico de onda completa
(L_C3_24, figura 3.24)

```
function sys=mdlUpdate(t,x,u,s_time,porcentaje_disparo)
persistent T_disparo T_base T_muestreo;
persistent contador_tiempo_1 contador_tiempo_2 contador_tiempo_3;
persistent contador_tiempo_4 contador_tiempo_5 contador_tiempo_6;
% Aquí inicia propiamente el programa
if t==0
    contador_tiempo_1=0;
    contador_tiempo_2=0;
    contador_tiempo_3=0;
    contador_tiempo_4=0;
    contador_tiempo_5=0;
    contador_tiempo_6=0;
    T_muestreo=s_time;
    T_base=(1/60)/2;
    T_disparo=T_base*(1-porcentaje_disparo);
end
%
% Algoritmo de disparo
%
D1=0;
D2=0;
D3=0;
D4=0;
D5=0;
D6=0;
%
E_ab=u(1);
E_bc=u(2);
E_ca=u(3);
E_ba=u(4);
E_cb=u(5);
E_ac=u(6);
```

Sistemas Electrónicos de Potencia: Modelado y Control mediante Matlab

```
senal=0;
if (E_ab>E_bc && E_ab>E_ca && E_ab>E_ba && E_ab>E_cb && E_ab>E_ac)
    senal=1;
elseif (E_bc>E_ab && E_bc>E_ca && E_bc>E_ba && E_bc>E_cb && E_bc>E_ac)
    senal=2;
elseif (E_ca>E_ab && E_ca>E_bc && E_ca>E_ba && E_ca>E_cb && E_ca>E_ac)
    senal=3;
elseif (E_ba>E_ab && E_ba>E_bc && E_ba>E_ca && E_ba>E_cb && E_ba>E_ac)
    senal=4;
elseif (E_cb>E_ab && E_cb>E_bc && E_cb>E_ca && E_cb>E_ba && E_cb>E_ac)
    senal=5;
elseif (E_ac>E_ab && E_ac>E_bc && E_ac>E_ca && E_ac>E_ba && E_ac>E_cb)
    senal=6;
end
switch senal
case 1
    D1=0;
    if (contador_tiempo_1>=T_disparo)
        D1=1;
    end
    contador_tiempo_1=contador_tiempo_1+T_muestreo;
    contador_tiempo_2=0;
    contador_tiempo_3=0;
    contador_tiempo_4=0;
    contador_tiempo_5=0;
    contador_tiempo_6=0;
case 2
    D2=0;
    if (contador_tiempo_2>=T_disparo)
        D2=1;
    end
    contador_tiempo_2=contador_tiempo_2+T_muestreo;
    contador_tiempo_1=0;
    contador_tiempo_3=0;
    contador_tiempo_4=0;
    contador_tiempo_5=0;
    contador_tiempo_6=0;
case 3
    D3=0;
    if (contador_tiempo_3>=T_disparo)
        D3=1;
    end
    contador_tiempo_3=contador_tiempo_3+T_muestreo;
    contador_tiempo_1=0;
    contador_tiempo_2=0;
    contador_tiempo_4=0;
    contador_tiempo_5=0;
    contador_tiempo_6=0;
case 4
    D4=0;
    if (contador_tiempo_4>=T_disparo)
        D4=1;
    end
    contador_tiempo_4=contador_tiempo_4+T_muestreo;
    contador_tiempo_1=0;
    contador_tiempo_2=0;
```

```

    contador_tiempo_3=0;
    contador_tiempo_5=0;
    contador_tiempo_6=0;
case 5
    D5=0;
    if (contador_tiempo_5>=T_disparo)
        D5=1;
    end
    contador_tiempo_5=contador_tiempo_5+T_muestreo;
    contador_tiempo_1=0;
    contador_tiempo_2=0;
    contador_tiempo_3=0;
    contador_tiempo_4=0;
    contador_tiempo_6=0;
case 6
    D6=0;
    if (contador_tiempo_6>=T_disparo)
        D6=1;
    end
    contador_tiempo_6=contador_tiempo_6+T_muestreo;
    contador_tiempo_1=0;
    contador_tiempo_2=0;
    contador_tiempo_3=0;
    contador_tiempo_4=0;
    contador_tiempo_5=0;
otherwise
    D1=0;
    D2=0;
    D3=0;
    D4=0;
    D5=0;
    D6=0;
end
x(1)=D1+D2;
x(2)=D2+D3;
x(3)=D3+D4;
x(4)=D4+D5;
x(5)=D5+D6;
x(6)=D6+D1;
sys = x;
% end mdlUpdate

```

Capítulo 4.- Convertidores CD/CD

En este Capítulo se presenta el funcionamiento de los convertidores de potencia eléctrica del tipo CD a CD, mostrando las topologías más empleadas.

4.1 Introducción

El modelo de la regulación de convertidores DC-DC por interrupción puede datarse hasta los trabajos de Middlebrook y Cuk, a mediados de los 70's del siglo pasado [12].

Los convertidores CD-CD de tipo Boost se suelen utilizar para aumentar la tensión de las baterías y alimentar el motor del vehículo eléctrico. Por otro lado, si el vehículo tiene un sistema de regeneración de energía durante el frenado, se utilizan convertidores CD-CD de tipo Buck para mantener estable la tensión que alimenta el sistema de carga de la batería [1].

El control general de los convertidores de energía eléctrica se muestra en la figura 4.1 La energía de entrada alimenta al convertidor, que suministra energía al usuario final o carga. El Controlador de Ciclo regula cómo se entrega esta energía al usuario final. El Controlador de Ciclo recibe una referencia o guía del comportamiento requerido a través de la entrada "Energía deseada". Esta señal se compara con el comportamiento actual, lo que permite al controlador determinar lo cerca o lejos que está del comportamiento requerido. Esto permite modificar los tiempos de encendido y apagado. Las aplicaciones recientes para vehículos eléctricos sugieren utilizar convertidores Buck y Boost en una única configuración. Dependiendo del modo de conducción (tracción o frenado), la conmutación del interruptor suministrará energía a la carga o regenerará energía para almacenarla en las baterías. Esquema de conmutación correcto, ver figura 4.2 [13].

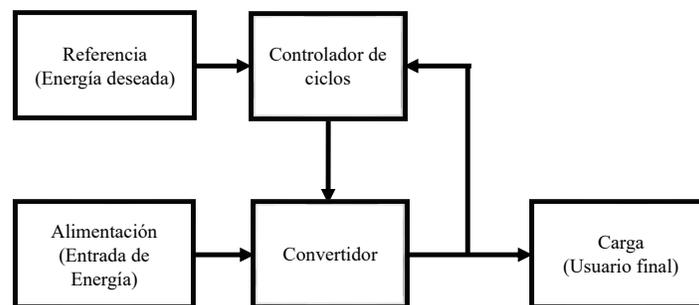


Figura 4.1 Esquema general del control de convertidores de potencia eléctrica

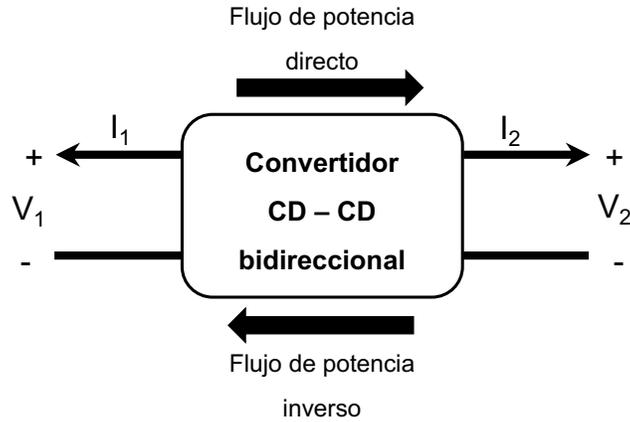


Figura 4.2 Flujos de potencia en un convertidor CD – CD bidireccional

Los convertidores de corriente directa se pueden clasificar en cinco tipos, ver figura 4.3, de acuerdo con las direcciones de flujo de corrientes y las direcciones de voltajes:

- Convertidor de primer cuadrante
- Convertidor de segundo cuadrante
- Convertidor de primer y segundo cuadrantes
- Convertidor de tercer y cuarto cuadrantes
- Convertidor de cuatro cuadrantes

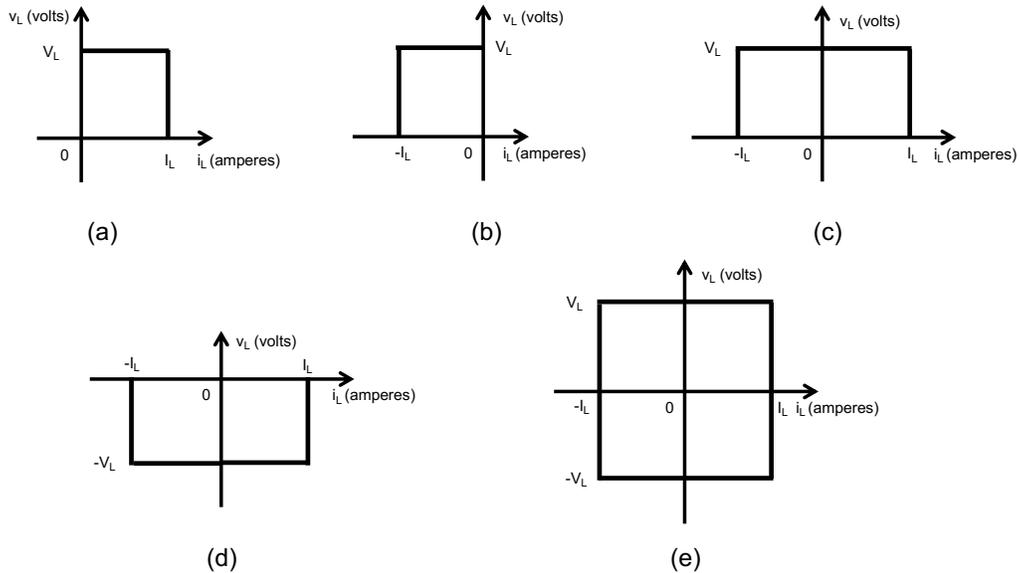


Figura 4.3 Clasificación de convertidores CD CD por dirección de corriente y voltaje.

4.2 Moduladores de ancho de pulso (PWM)

PWM es un tipo de señal de voltaje utilizada para enviar información o para modificar la cantidad de energía que se envía a una carga [14]. Este tipo de señales son de tipo cuadrada o sinusoidales en las cuales se le cambia el ancho relativo respecto al período de ésta, el resultado de este cambio es llamado ciclo de trabajo y sus unidades están representadas en términos de porcentaje.

Para mejorar el rendimiento de los convertidores, es habitual fijar un periodo de trabajo (τ) y modificar los tiempos de conexión (T_1) y desconexión (T_2), como se muestra en la figura 4.4. La suma de los tiempos de conexión y desconexión es siempre la misma ($\tau=T_1+T_2$). Como se ve en la figura 4.4, en el tercer milisegundo, los tiempos de encendido y apagado cambian, pero el periodo de trabajo sigue siendo el mismo. Esto significa que el interruptor estará más tiempo encendido que apagado, ya que, a partir del tercer milisegundo, T_1 es mayor que T_2 ($T_1>T_2$).

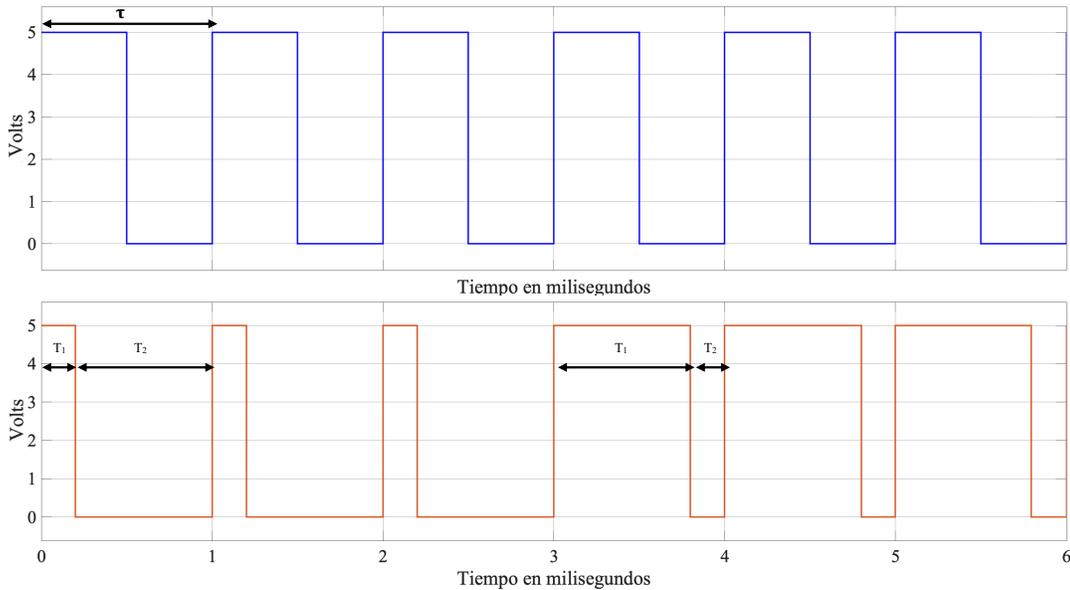


Figura 4.4 Ciclo de operación, encendido-apagado, del interruptor en convertidores de potencia eléctrica

La secuencia más común para generar la señal de disparo en la compuerta del dispositivo de conmutación es la siguiente (ver figura 4.5):

- 1 Generar una forma de onda triangular de periodo T como señal de referencia v_r y una señal portadora v_{cr} .
- 2 Comparar estas señales mediante un comparador para generar la diferencia $v_r - v_{cr}$ y entonces una limitación de precisión es empleada para obtener un pulso de onda cuadrada para la compuerta, de ancho kT , el cual se aplicará al dispositivo de conmutación mediante un circuito aislador. Como resultado de lo anterior, toda variación en v_{cr} es lineal con respecto al ciclo de trabajo k .

La figura 4.5 muestra cómo se puede generar el ciclo de trabajo k al comparar la señal de referencia v_r (cd), con una señal portadora tipo diente de sierra v_{cr} . V_r es el valor pico de v_r y V_{cr} es el valor pico de v_{cr} . La señal de referencia está dada por la ecuación:

$$v_r = \frac{V_r}{T} t \tag{4.1}$$

que debe ser igual a la señal portadora

$$v_{cr} = V_{cr} = kT \tag{4.2}$$

esto es

$$V_{cr} = \frac{V_r}{T} kt \tag{4.3}$$

que determina el ciclo de trabajo k como:

$$k = \frac{V_{cr}}{V_r} = M \quad (4.4)$$

M se denomina índice de modulación. Al variar la señal de la portadora v_{cr} desde cero hasta V_{cr} se puede variar el ciclo de trabajo desde 0 al 100%.

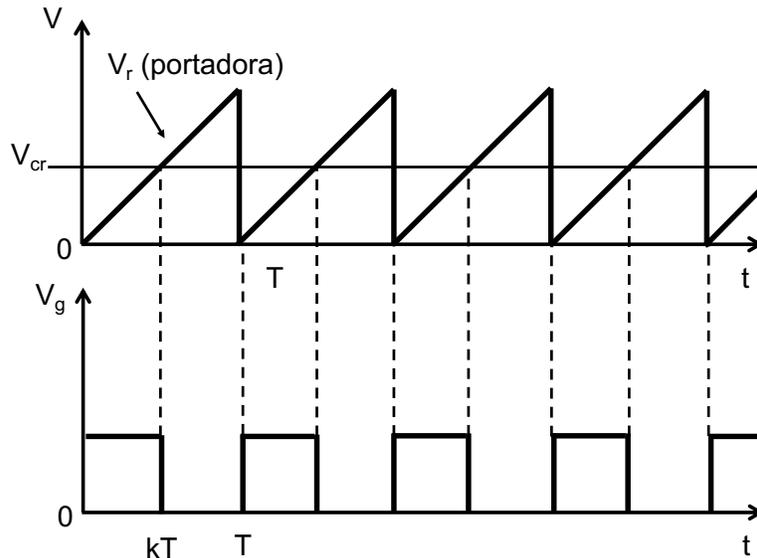


Figura 4.5 Señal portadora y pulso.

4.3 Convertidor tipo Boost

Un convertidor Boost, elevador, es un tipo de convertidor CD-CD que aumenta la tensión de salida en comparación con la tensión de entrada. Sin embargo, la corriente de salida es inferior a la de entrada [1]. Se considera una fuente de alimentación conmutada, ya que incorpora interruptores y al menos un elemento de almacenamiento de energía. A menudo se añaden filtros para mejorar la eficiencia reduciendo el ruido en la señal de salida. La figura 4.6 muestra la disposición básica de un convertidor Boost. El interruptor, representado por S , regula el flujo de corriente permitiéndolo o bloqueándolo. Los semiconductores, como los transistores, se suelen utilizar como interruptores. La fuente de alimentación de entrada está representada por V_i , el inductor o bobina, se representa por L , el condensador, por su parte, se representa por C . La carga R representa el elemento o equipo que necesita ser alimentado, El diodo D , cabe recordar, es un dispositivo semiconductor que permite que la corriente eléctrica fluya en una dirección, pero no en la otra.

El principio fundamental del convertidor elevador implica dos estados distintos, que vienen determinados por el estado del interruptor S , figura 4.6. Cuando el interruptor está cerrado (encendido), la bobina inductora L almacena energía de la fuente de entrada, mientras que la carga R es alimentada por el condensador C (figura 4.6.a). Por otro lado, cuando el interruptor está abierto (apagado), la corriente fluye a través del diodo D , el condensador (hasta que se carga por completo) y la carga, que están en paralelo (figura 4.6.b).

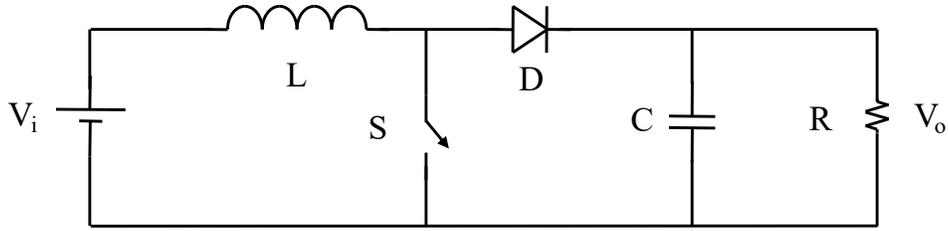


Figura 4.6. Convertidor CD-CD de subida (Boost).

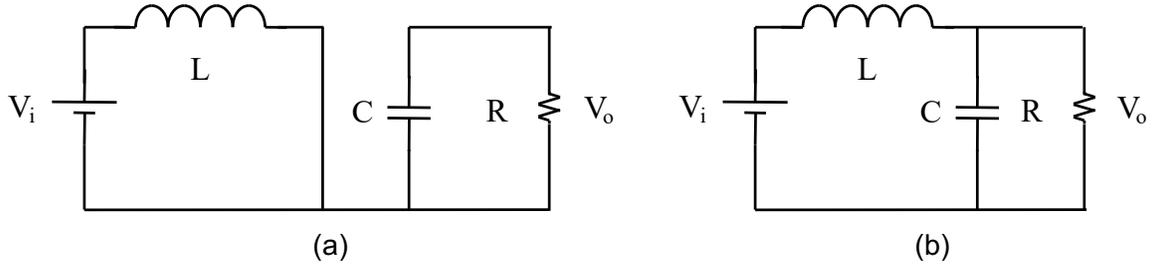


Figura 4.7. Estados del convertidor CD-CD Boost: (a) estado activo (ON). (b) estado apagado (OFF).

El Voltaje Promedio en la señal de salida está dado por:

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_0 dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (4.5)$$

La Corriente Promedio de la carga es:

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{k V_s}{R} \quad (4.6)$$

donde T es el periodo de conmutación

$k = t_1/T$ es el ciclo de trabajo del interruptor

f es la frecuencia de conmutación

El valor rms del voltaje de salida es:

$$V_0 = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} v_0^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{k} V_s \quad (4.7)$$

La potencia de salida, sin considerar pérdidas, es:

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_0 i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_0^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (4.8)$$

La resistencia de entrada vista desde la fuente es:

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{(k V_s / R)} = \frac{R}{k} \quad (4.9)$$

Modelado de convertidores CD-CD Boost

El diseño de convertidores CD-CD ha sido ampliamente estudiado [1]. El modelado de los convertidores se realiza considerando sus dos modos de funcionamiento, que se determinan considerando el estado del interruptor. Esto es, se tiene un estado cuando el interruptor está encendido y otro cuando está apagado. Considerando lo anterior, se ha desarrollado un modelo denominado promedio, que precisamente se obtiene considerando el promedio de los dos estados de operación del circuito.

El circuito convertidor Boost, elevador, dividido por sus estados de operación, "ON" y "OFF", se muestra en la Figura 4.7. Durante el estado 'ON', el inductor se carga a través de V_i definido por:

$$V_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.10)$$

no hay flujo de corriente al capacitor ni a la resistencia en este estado, donde i_L es cero como se define en (4.7).

$$0 = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{R} \quad (4.11)$$

Tomando como base las ecuaciones (4.10) y (4.11), con los estados definidos como $x_1=i_L$ y $x_2=V_C$, las derivadas de estos estados, x_1' y x_2' , están dadas por:

$$x_1' = \frac{1}{L} V_i \quad (4.12)$$

$$x_2' = -\frac{x_2}{RC} \quad (4.13)$$

Arreglando las ecuaciones anteriores en forma matricial, la matriz del espacio de estados para el convertidor elevador en estado 'ON' se puede formular de la manera siguiente:

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.14)$$

Cuando el convertidor Boost ingresa al estado "OFF", las matrices de espacio de estados A y B están dadas por:

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.15)$$

De manera similar, el promedio del espacio de estados del convertidor Boost A y la matriz B para sus estados 'ON' y 'OFF' se pueden formular con la cuenta del ciclo de trabajo de conmutación k . El valor promedio de las matrices A y B se muestra en (4.16) y (4.17) respectivamente.

$$\bar{A} = A_{(ON)}k + A_{(OFF)}(1 - k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} k + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1 - k) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-k}{L} \\ \frac{1-k}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\bar{B} = B_{(ON)}k + B_{(OFF)}(1 - k) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} k + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (1 - k) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Para completar el modelo del convertidor Boost, la matriz promedio de (4.16) y (4.17) se arreglan de forma:

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-k}{L} \\ \frac{1-k}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.18)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.19)$$

Como puede ver y_2 es el voltaje de salida en el capacitor y por ende en la carga (R).

El modelo promedio del convertidor Boost basado en función de transferencia está dado mediante la ecuación siguiente:

$$G(s) = G_{d0} \frac{\frac{-s}{\omega_z} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (4.20)$$

donde:

$$G_{d0} = \frac{V}{k'}$$

$$\omega_0 = \frac{k'}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = k'R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\omega_z = \frac{k'^2 R}{L}$$

$$k' = k - 1$$

k es el ciclo de trabajo del interruptor

V es el voltaje de alimentación

Convertidor tipo Boost en Simulink®

La figura 4.8 muestra el esquema de un convertidor CD-CD de subida realizado en Simulink® de Matlab®. Para este arreglo se seleccionó una inductancia (L) de 2mH, con una capacitancia (C) de 1mF y una carga resistiva (R) de 100Ω. Para facilitar la simulación se emplea un interruptor (switch). Sin embargo, un transistor tipo FET puede ser empleado como elemento de conmutación. La frecuencia de trabajo para la generación de pulsos es de 100 Khz. La figura 4.9 muestra la señal de entrada, así como el voltaje y la corriente en la carga resistiva. Como puede verse el ancho de pulso se cambia en el 0.25 segundos y 0.5 segundos de simulación. Lo anterior provoca que cambien el voltaje y la corriente en la carga. La figura 4.10 muestra el detalle del cambio del ancho de los pulsos. El modelo en variables de estado del convertidor mostrado en la figura 4.7 está dado por:

$$\begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -250 \\ 500 & -10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 500 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.22)$$

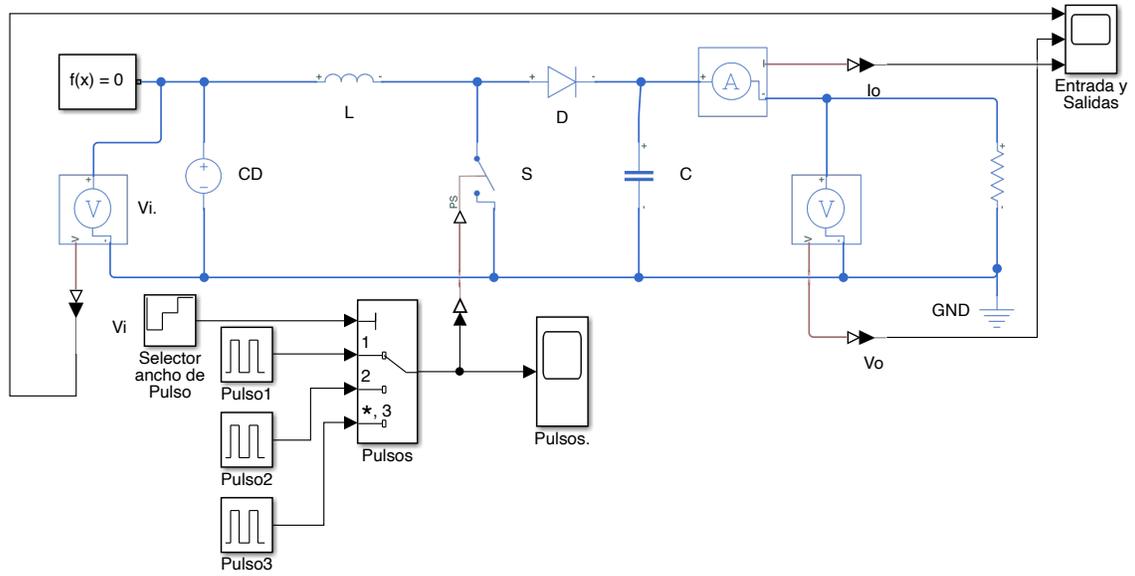


Figura 4.8. Convertidor CD-CD de subida (Boost) en Simulink.

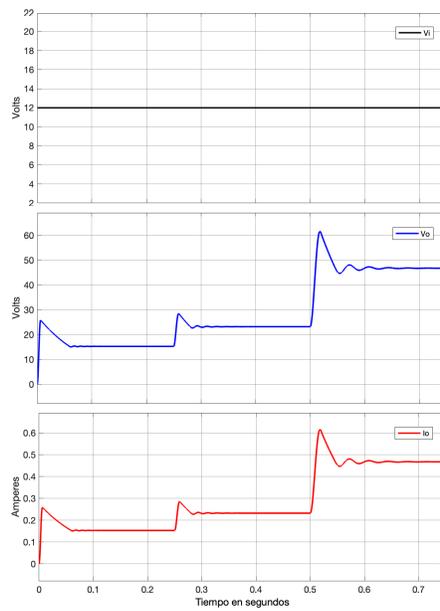


Figura 4.9. Señales de entrada y salida del Convertidor CD-CD de subida (Boost).

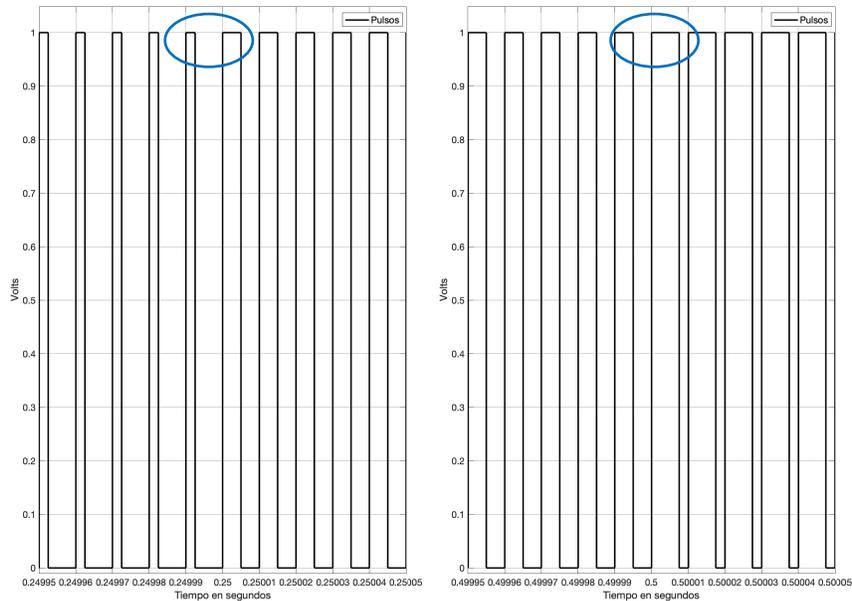


Figura 4.10. Detalle de los pulsos del convertidor CD-CD de subida (Boost).

4.4 Convertidor Buck

Reducir la tensión se puede conseguir fácilmente mediante circuitos divisores de tensión, pero disipan mucha energía en forma de calor. En cambio, los convertidores Buck pueden ser muy eficientes y autorregulables. El convertidor Buck es un convertidor de potencia CD-CD que no tiene aislamiento galvánico, y su tensión de salida es inferior a la de entrada. Su diseño es muy similar al del convertidor Boost, que también es una fuente de alimentación conmutada formada por un interruptor, un diodo, un inductor L y, normalmente, un condensador C en la salida (ver figura 4.11). Cuando el interruptor S está cerrado, la tensión de entrada alimenta el inductor L , de modo que la corriente fluye hacia la carga R y el condensador de salida C , cargando el condensador (figura 4.12.a). Cuando el interruptor S está abierto, el inductor L no está conectado a la fuente de entrada. Sin embargo, como la corriente en el inductor L no puede cambiar instantáneamente, la tensión a través del inductor se ajustará para mantener una corriente constante. Esta disminución de la corriente fuerza una tensión negativa a través de la entrada del inductor, permitiendo finalmente que el diodo D conduzca.

Cuando el interruptor S está cerrado, la corriente fluye a través del inductor L , provocando la creación de un campo magnético (figura 4.12.b). Cuando se abre el interruptor S , el campo magnético se colapsa, induciendo una corriente que fluye de nuevo hacia el diodo. Mientras el interruptor S está abierto, el condensador C se descarga en la carga R , contribuyendo a la corriente total suministrada a la carga. La corriente total en la carga R , con el interruptor abierto, es la suma de las corrientes del inductor L y del condensador C .

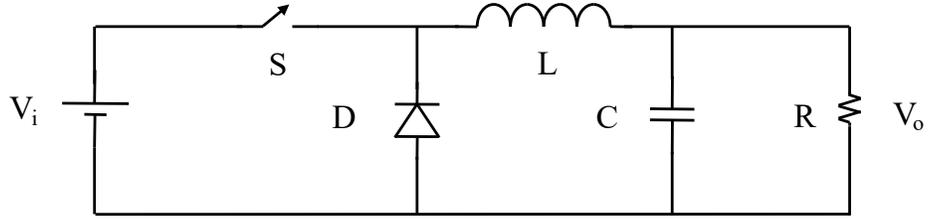


Figura 4.11 Convertidor CD-CD de bajada (Buck)

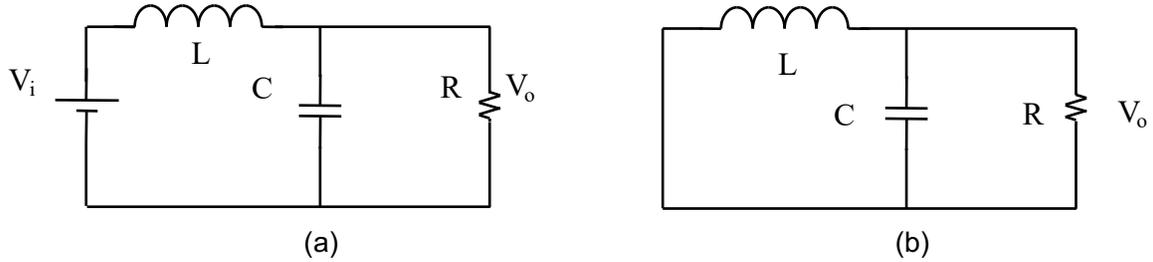


Figura 4.12. Estados del convertidor CD-CD Buck: (a) estado activo (ON). (b) estado apagado (OFF).

Modelado de convertidores CD-CD Buck

Las variables de estado del convertidor reductor son V_C e i_L . Durante el estado 'ON', V_C e i_L se pueden definir respectivamente por (4.23) y (4.24) [15].

$$V_C = V_i - L \frac{di_L}{dt} \quad (4.23)$$

$$i_L = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{R} \quad (4.24)$$

Considerando las variables de estado $x_1 = i_L$ y $x_2 = V_C$. Las derivadas x_1' y x_2' en (4.21) y (4.22) se pueden obtener reorganizando (4.19) y (4.20). Las matrices A y B para el convertidor reductor en estado 'ON' están dadas en (4.23).

$$x_1' = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}V_i \quad (4.25)$$

$$x_2' = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.27)$$

Durante el estado 'OFF', donde V_i es cero y su derivada x_1' es se muestra en (4.27) y la derivada x_2' es la misma que (4.22). De manera similar, las matrices A y B en (4.29) para el convertidor reductor en estado 'OFF' se puede formular usando (4.28) y (4.26).

$$x_1' = -\frac{1}{L}x_2 \quad (4.28)$$

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.29)$$

Después de obtener las matrices A y B del espacio de estados del convertidor reductor para los estados 'ON' y 'OFF'. Se requiere encontrar las matrices promedio A y B considerando del ciclo de trabajo de conmutación k. Las matrices A y B promedio se muestran (4.30) y (4.31) respectivamente.

$$\bar{A} = A_{(ON)}k + A_{(OFF)}(1 - k) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} k + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1 - k) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$\bar{B} = B_{(ON)}k + B_{(OFF)}(1 - k) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} k + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1 - k) = \begin{bmatrix} \frac{k}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Para completar el modelo de convertidor reductor, las matrices promedio de (4.30) y (4.31) se arreglan en el modelo básico de variables de estado. Por tanto, el modelo promedio en espacio de estados del convertidor Buck es:

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.32)$$

Por último, para obtener las salidas V_C e i_L , en espacio de estados se tiene:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.33)$$

El modelo promedio del convertidor Buck basado en función de transferencia está dado mediante la ecuación siguiente:

$$G(s) = G_{d0} \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (4.34)$$

donde:

$$G_{d0} = \frac{V}{k}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

k es el ciclo de trabajo del interruptor

V es el voltaje de alimentación

Convertidor tipo Buck en Simulink[®]

La figura 4.13 muestra el esquema de un convertidor CD-CD de bajada realizado en Simulink[®] de Matlab[®]. Para este arreglo se seleccionó una inductancia (L) de 2mH, con una

capacitancia (C) de 1mFd y una carga resistiva (R) de 100Ω. De igual forma como con el convertidor de subida, para facilitar la simulación se emplea un interruptor (switch). La frecuencia de trabajo para la generación de pulsos es de 100 KHz. La figura 4.14 muestra la señal de entrada, así como el voltaje y la corriente en la carga resistiva. Como puede verse el ancho de pulso se cambia en el 0.25 segundos y 0.5 segundos de simulación. Lo anterior provoca que cambien el voltaje y la corriente en la carga. La figura 4.15 muestra el detalle del cambio del ancho de los pulsos. El modelo en variables de estado del convertidor mostrado en la figura 4.13 está dado por:

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -500 \\ 1000 & 10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 250 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.35)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4.36)$$

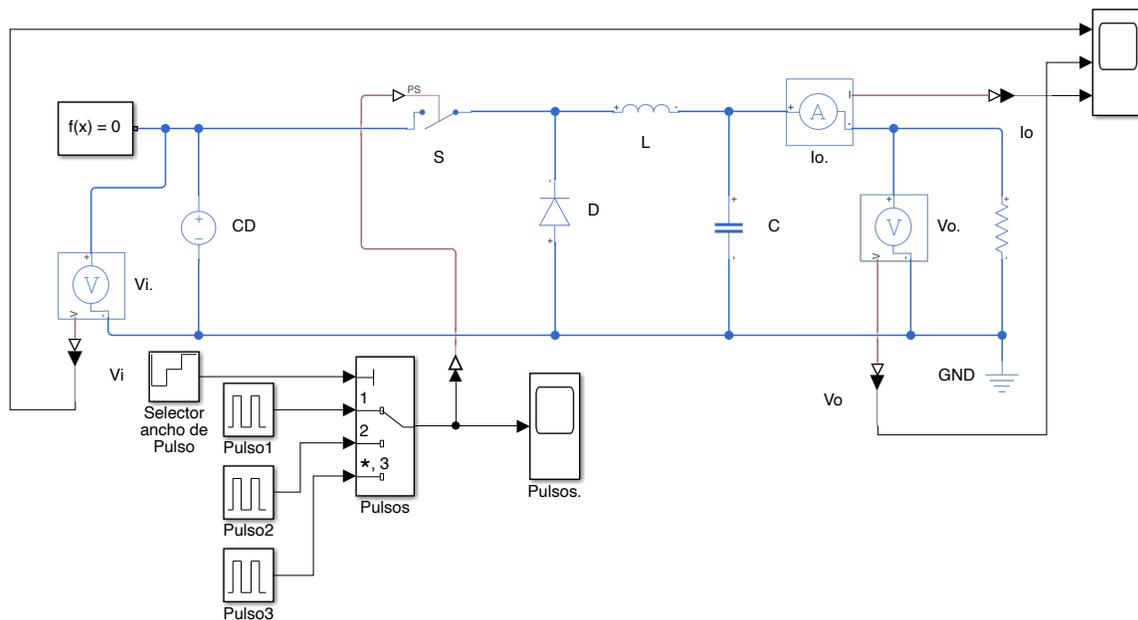


Figura 4.13. Convertidor CD-CD de bajada (Buck) en Simulink.

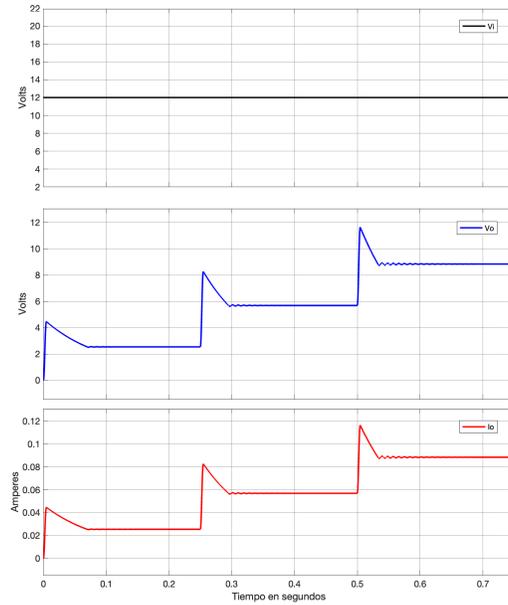


Figura 4.14. Señales de entrada y salida del Convertidor CD-CD de bajada (Buck).

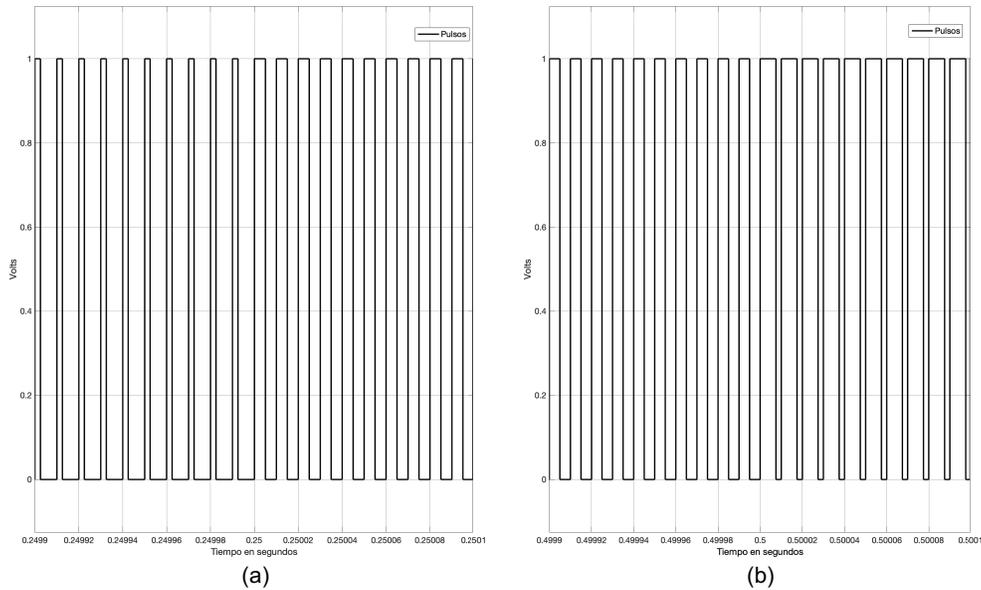


Figura 4.15. Detalle de los pulsos del convertidor CD-CD de bajada (Buck).

4.5 Convertidor Buck-Boost

Esta configuración del Convertidor Buck-Boost está formada por una combinación del convertidor Buck y Boost, y también se le llama configuración de medio puente el funcionamiento de este arreglo depende de la forma de conmutación de los dispositivos [16] [17] [18] [19]. En la figura 4.16 se muestra la configuración Buck/Boost bidireccional o de medio puente.

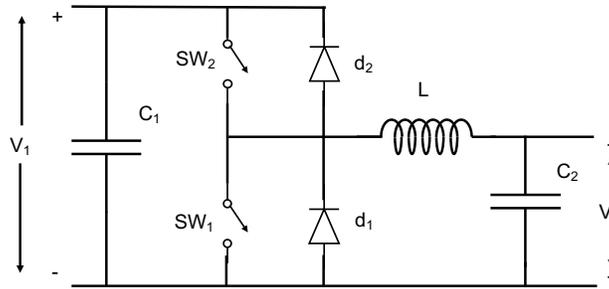


Figura 4.16 Configuración del Convertidor Buck-Boost

El funcionamiento de la configuración Buck-Boost, figura 4.16, depende en gran medida de la forma de conmutación de los interruptores SW_1 y SW_2 y de los voltajes de entrada V_1 y V_2 algunas aplicaciones son utilizarlo como convertidor Buck síncrono esto se realizaría si se decidiera alimentar el circuito en V_1 y conmutar el interruptor SW_2 y de forma complementaria el interruptor SW_1 , de igual forma se podría emplear como un convertidor Boost síncrono si se decidiera alimentar el circuito en V_2 y conmutar el interruptor SW_1 y de forma complementaria el interruptor SW_2 , al realizar estas formas de conmutación se busca disminuir las pérdidas en los diodos, sin embargo también pudiese ser doblemente alimentado por V_1 y V_2 y poder decidir los lapsos de tiempo en los que trabaja como convertidor Buck o como convertidor Boost realizando la transferencia de potencia de una fuente a otra, por lo que también se le llama convertidor bidireccional, además se debe cumplir que los voltajes de salida en cada modo sean superiores a los voltajes de las fuentes en la salida.

Convertidor tipo Buck-Boost en Simulink[®]

La figura 4.16 muestra el esquema de un convertidor CD-CD de bajada-subida realizado en Simulink[®] de Matlab[®]. Para este arreglo se seleccionó una inductancia (L) de 2mH, con capacitancias (C_1 y C_2) de 1mF y una carga resistiva (R) de 100 Ω . De igual forma como con el convertidor de subida, para facilitar la simulación se emplean interruptores (switches). La frecuencia de trabajo para la generación de pulsos es de 100 KHz. La figura 4.17 muestra la señal de entrada, así como el voltaje y la corriente en la carga resistiva. Como puede verse el modo de operación cambia cada 0.5 segundos. Por otra parte, el ancho de pulso cambia en el segundo uno de simulación, ver figura 4.18. Lo anterior provoca que cambien el voltaje y la corriente en la carga.

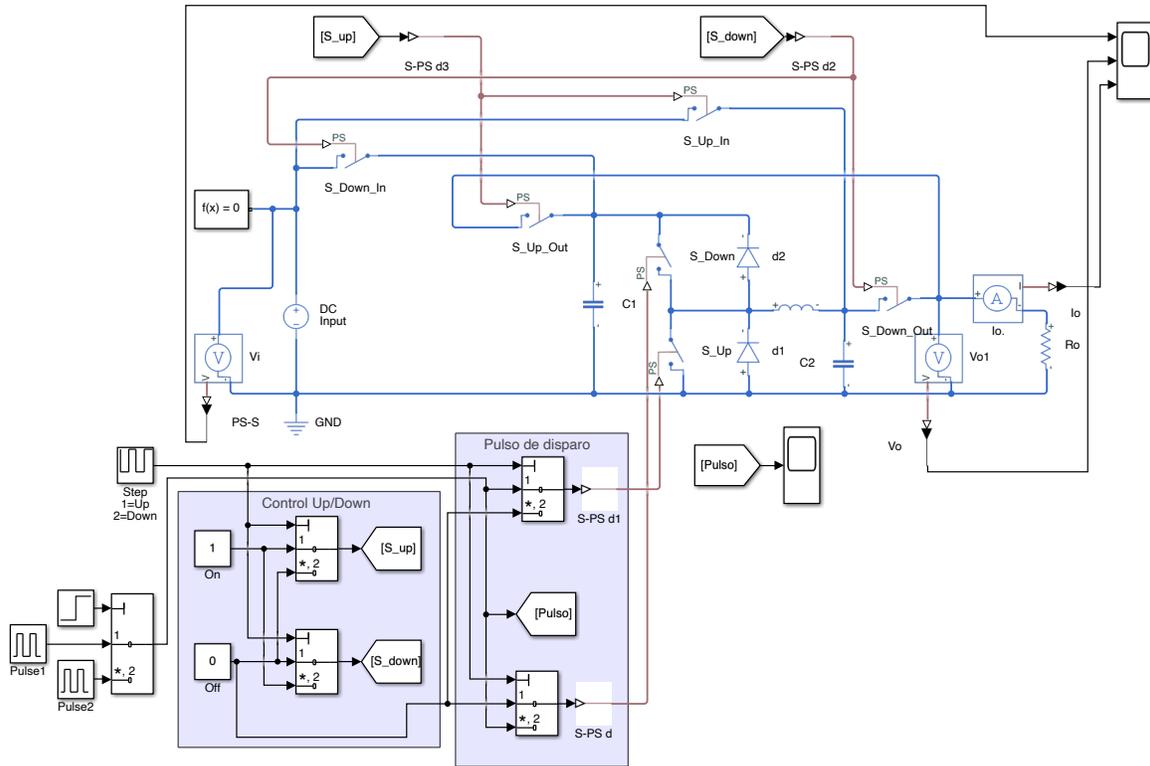


Figura 4.17. Convertidor CD-CD de bajada-subida (Buck-Boost) en Simulink.

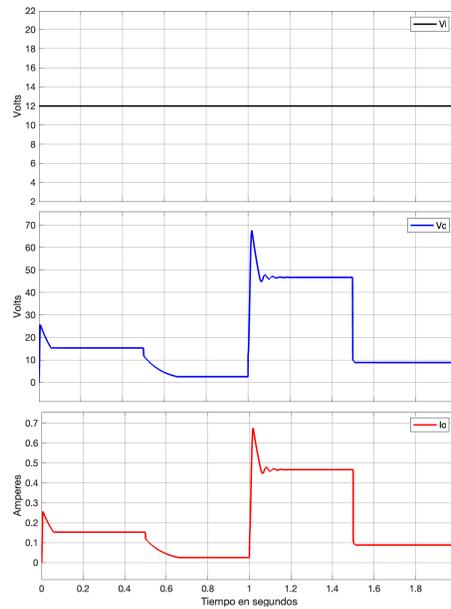


Figura 4.18. Señales de entrada y salida del Convertidor bajada-subida (Buck-Boost), en los modos de subida y bajada.

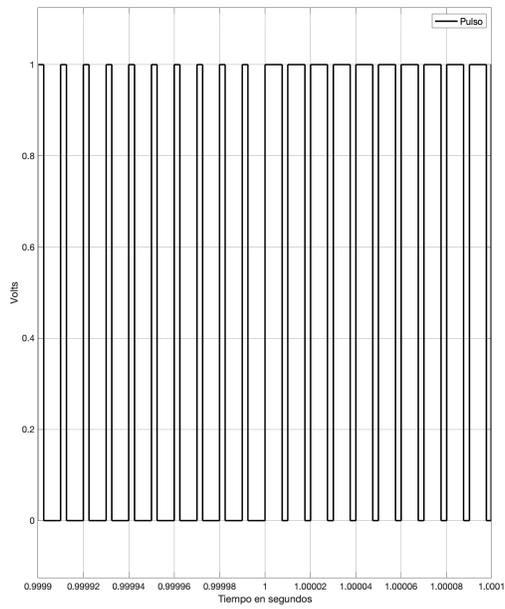


Figura 4.19. Detalle de los pulsos del convertidor CD-CD de bajada-subida (Buck-Boost).

Capítulo 5.- Control de Convertidores CD/CD

En este Capítulo se presentan algunas técnicas de control para los convertidores de potencia eléctrica del tipo CD a CD. Los modelos empleados para representar a los convertidores son básicamente funciones de transferencia. Dichas funciones se emplean para sintonizar los controles. Posteriormente se simulan los circuitos realizados en Simulink[®] con los controles ya ajustados.

5.1 Introducción

Como se ha comentado los convertidores CD-CD son ampliamente empleados en diversas áreas, desde la industrial hasta la doméstica [20]. Dado que los circuitos electrónicos para su operación es normal que empleen diferentes niveles de corriente directa [11]. Estos convertidores son dispositivos no lineales que normalmente son descritos mediante modelos bilineales. Su naturaleza no lineal hace que el diseño y control de estos convertidores no sea trivial. Los convertidores CD-CD se diseñan con controladores para regular ya sea el voltaje, la corriente e incluso la potencia de salida. Se busca que el convertidor opere con errores de salida pequeños, en estado estable, respuesta dinámica rápida, baja sensibilidad al ruido; y una baja emisión de ruido. La elección de una estrategia de control, parámetros y componentes del circuito adecuados permiten que lo anterior se logre [21].

Dado lo anterior, varias técnicas de control han sido propuestas para regular la señal de salida de estos convertidores. Dichos controles se basan principalmente en esquemas lineales cuyo comportamiento y condiciones de operación son limitados. Por lo tanto, las técnicas no lineales se muestran como una buena alternativa, capaces de proporcionar un mejor rendimiento dinámico y un aumento de la robustez ante perturbaciones en la línea y en las cargas. El análisis y diseño de lazos de control se vuelve más difícil cuando aparecen comportamientos dinámicos complejos. Por este motivo, durante los últimos años algunos investigadores han estado explorando diferentes técnicas de control que tienen en cuenta las no linealidades y los parámetros de incertidumbre en convertidores CD-CD conmutados, intentando resolver los problemas de control mencionados anteriormente. En este documento se restringirá el rango de operación de los convertidores para que mediante teorías clásicas de retroalimentación lineal se pueda llegar a un control adecuado de los dispositivos [21].

5.2 Generación de señales PWM

Como se ha comentado el PWM es un tipo de señal de voltaje que se emplea para enviar información o para modificar la cantidad de energía que se envía a una carga. Estas señales son normalmente cuadradas o sinusoidales donde se cambia su ancho relativo con respecto al período de las señales, dando como resultado que se cambie el ciclo de trabajo. Sus unidades se representan en términos de porcentaje.

Para las simulaciones en este documento se emplean programas que generan las señales PWM. El algoritmo 5.1 es un ejemplo de cómo se generan las señales PWM. Este algoritmo se coloca dentro de un bloque de Simulink[®]. En la figura 5.1 el bloque “PWM Function”, contiene precisamente el algoritmo 5.1, la figura 5.2 muestra las señales de salida de este

bloque. La simulación se realizó usando una frecuencia base de 1 KHz, con un tiempo de muestreo de 1 μ s. Como puede verse en 0.0005 segundos de simulación la referencia del ancho de pulso se cambia de 25% a 75%, en esta gráfica se muestra también una señal PWM con un ancho de pulso de 50% para efectos de comparación.

Algoritmo 5.1: Generación de señales PWM

```
function pwm = fcn(time,muestreo,freq,p_p)
persistent T_pulso p_p_ant %Se declaran varibales persistentes (estaticas)
if isempty(T_pulso)
    T_pulso=0.5/freq;%Se inicia el ancho de pulso al 50%
end
if isempty(p_p_ant)
    p_p_ant=0;
end
if p_p_ant~=p_p
    T_pulso=0;
end
pwm=1;
periodo=1/freq;
ancho_pulso=p_p*periodo;
if T_pulso>=ancho_pulso
    pwm=0;
end
if T_pulso>=periodo
    T_pulso=0;
    pwm=1;
end
T_pulso=T_pulso+muestreo;
p_p_ant=p_p;
```

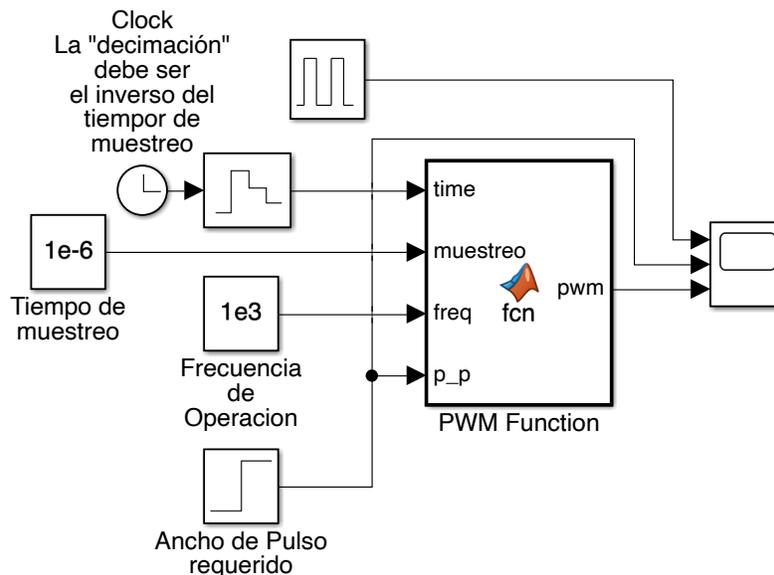


Figura 5.1 Generador de señales PWM con el algoritmo 5.1.

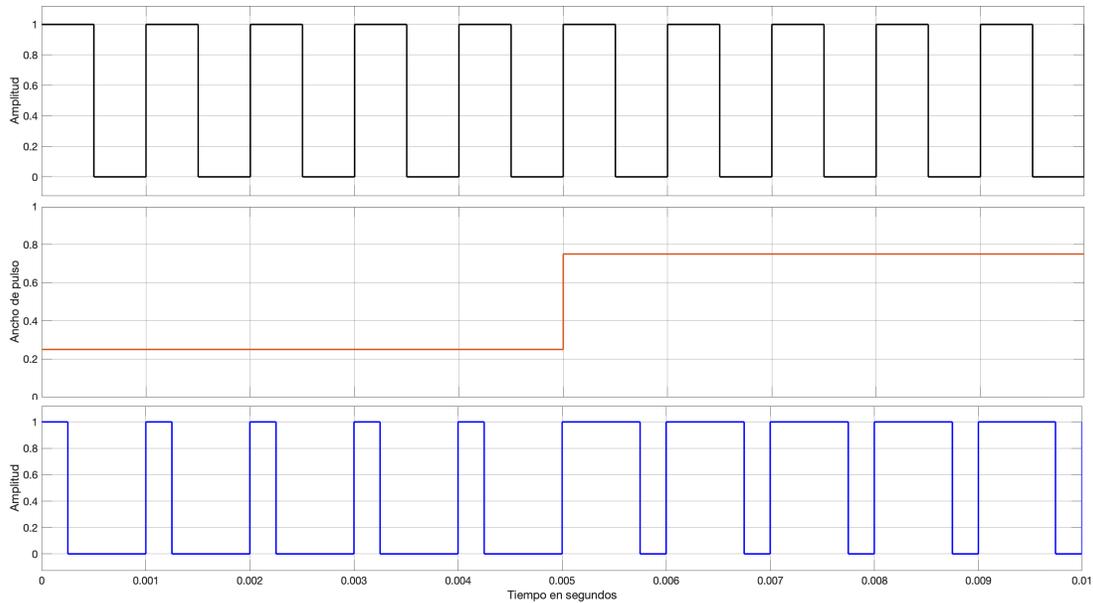


Figura 5.2 Señales de salida del Generador de señales PWM con el algoritmo 5.1.

Otra forma empleada para generar señales PWM es mediante uno de los bloques de Simulink® (*Controlled PWM Voltage*). La figura 5.3 muestra un arreglo en el cual se conecta dicho bloque a una fuente controlada de voltaje. Dicho voltaje al variar cambia el ancho de pulso generado. La variación de voltaje es determinada por el bloque *Repeating SS*, que es una secuencia repetida con valores 0, 1, 2, 3, 4 y 5. Como puede verse en la figura 5.4 al cambiar el voltaje de referencia cambia el ancho del pulso de salida del bloque *Controlled PWM Voltage*.

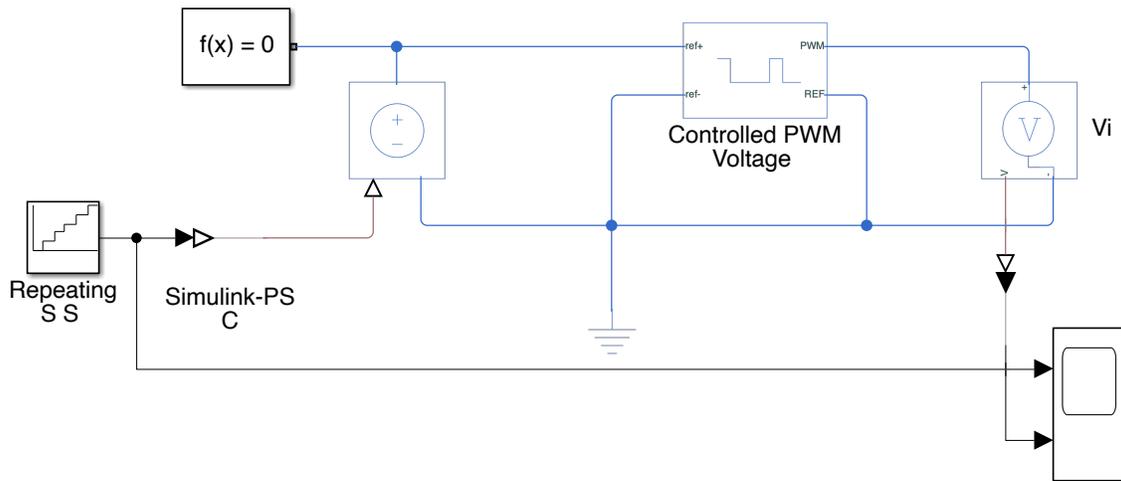


Figura 5.3 Generador de señales PWM con el bloque de Simulink® “*Controlled PWM Voltage*”.

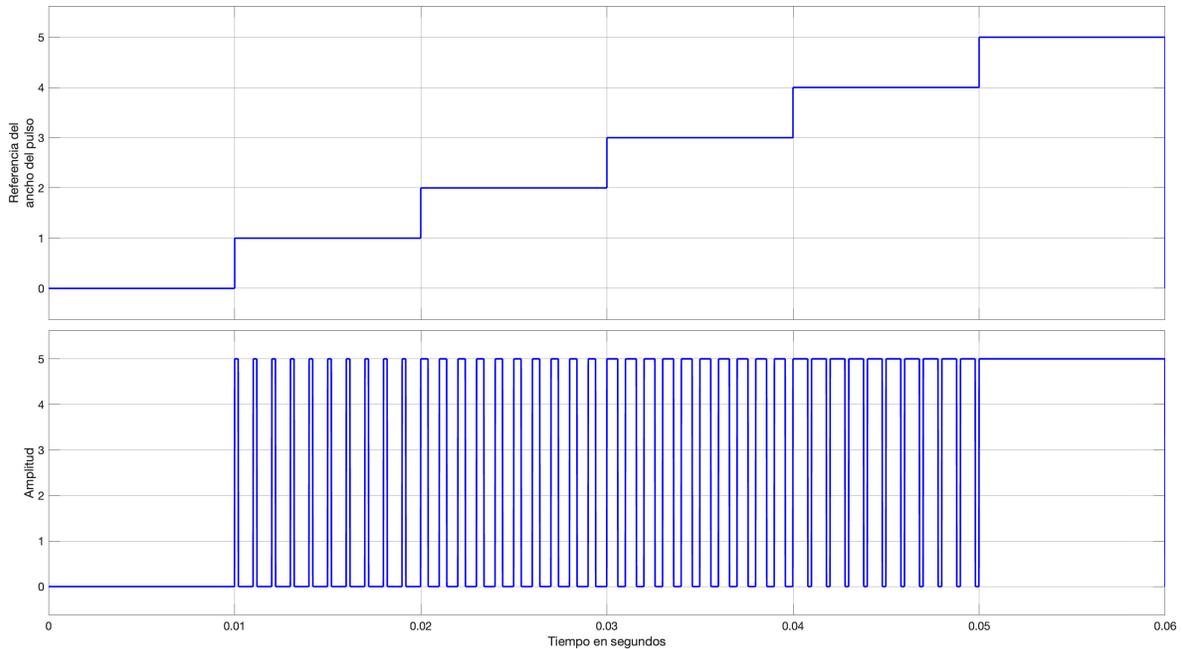


Figura 5.4 Señales de salida del Generador de señales PWM con el bloque de Simulink® “Controlled PWM Voltage”.

5.3 Control de convertidores tipo Boost

La figura 5.15 muestra un esquema general de un convertidor tipo Boost regulado mediante un control PID. El controlador PID se realiza usando el bloque PID(s) proporcionado por Simulink®, para limitar la señal de control se emplea un elemento de saturación. El dispositivo que se emplea para la conmutación es un Switch (conmutador). La señal de entrada es una señal de CD de 12 V, el inductor tiene un valor de 0.2 mH, la carga aplicada, R , es de 100Ω , la cual está en paralelo con un capacitor de 1 mFd.

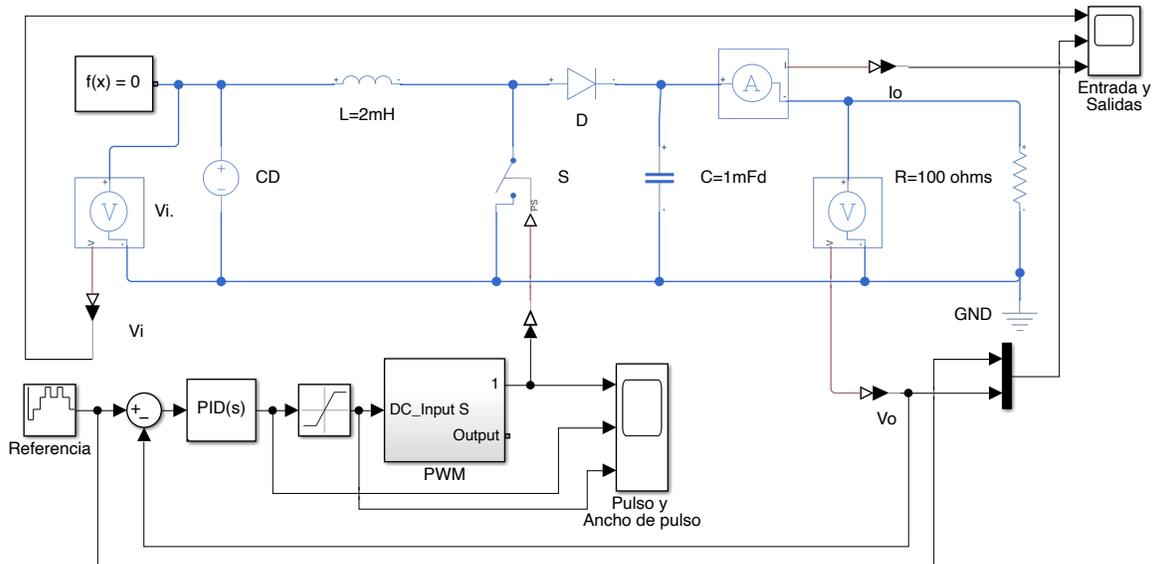


Figura 5.5 Arreglo del convertidor CD-CD tipo Boost (de subida) controlado mediante un PID.

Para la generación de las señales PWM, en la figura 5.5, se emplea un subsistema denominado precisamente PWM, éste está conformado por el bloque de Simulink® “Controlled PWM Voltage”, más los conectores necesarios para poder integrar éste con los otros bloques del convertidor, así también incluye los bloques necesarios para medir las señales de entrada y salida, ver figura 5.6.

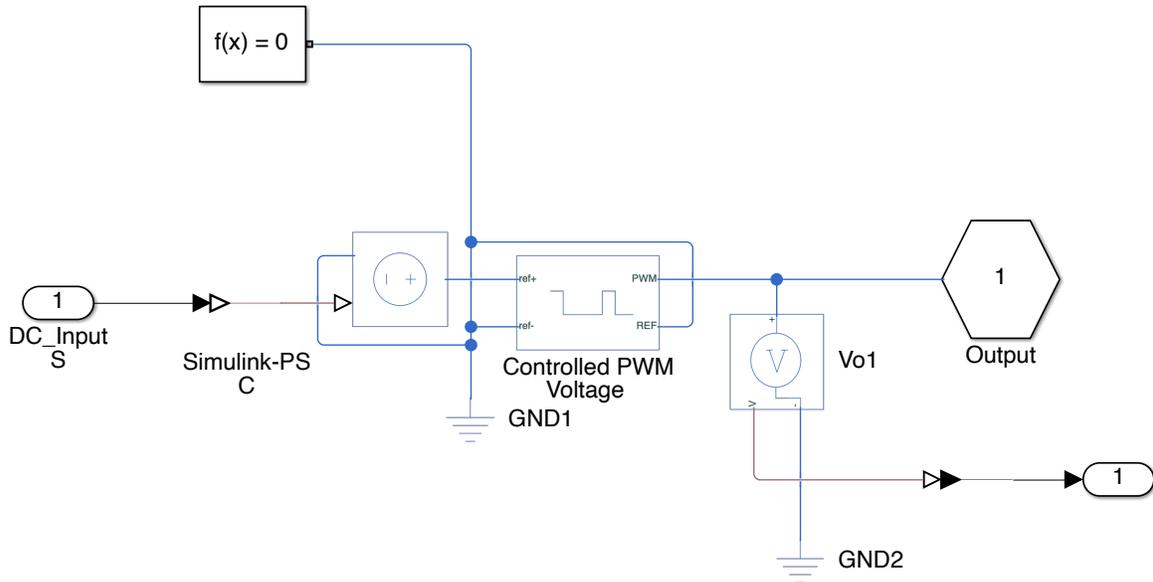


Figura 5.6 Arreglo del subsistema PWM de la figura 5.5, convertidor CD-CD tipo Boost.

Empleando las ecuaciones mostradas en el capítulo 4, se obtiene el modelo promedio de segundo orden del convertidor tipo Boost, figura 5.7. Tomando la respuesta al escalón del modelo de segundo orden se puede llegar a un modelo de primer orden, figura 5.8. En esta respuesta se mide la constante de tiempo y la ganancia del sistema. Como puede observarse la respuesta no muestra un retardo en el tiempo.

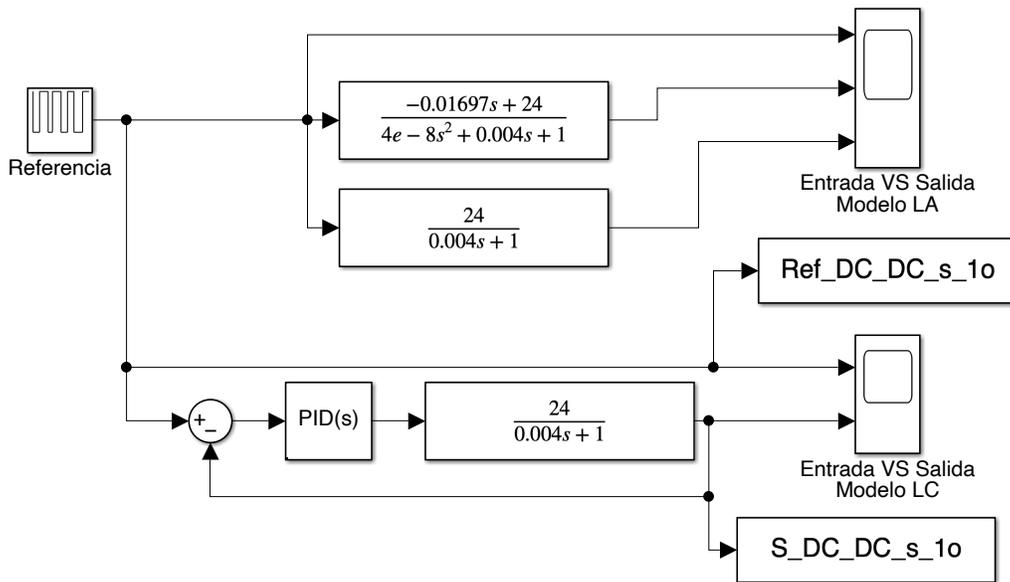


Figura 5.7 Modelos de primer y segundo orden del convertidor CD-CD tipo Boost.

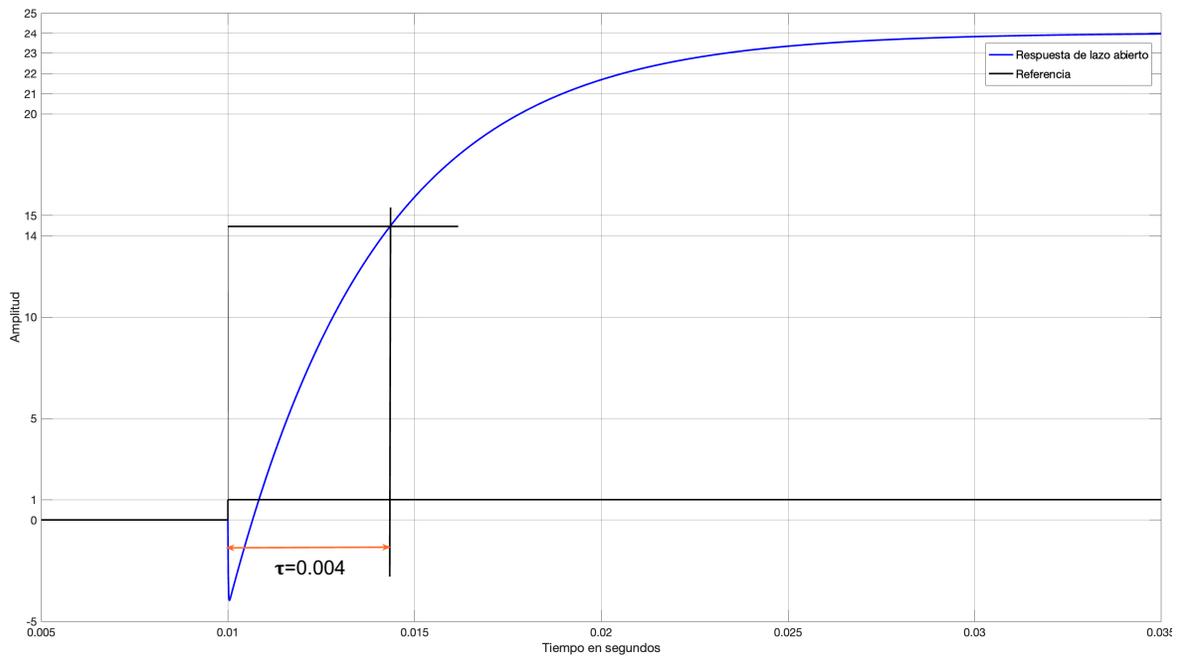


Figura 5.8 Respuesta en lazo abierto del convertidor CD-CD tipo Boost.

Usando el modelo de primer orden del convertidor tipo Buck un control PI es sintonizado de forma manual, ver figura 5.7. Las respuestas a diferentes parámetros K y K_I , son mostrados en la figura 5.9.

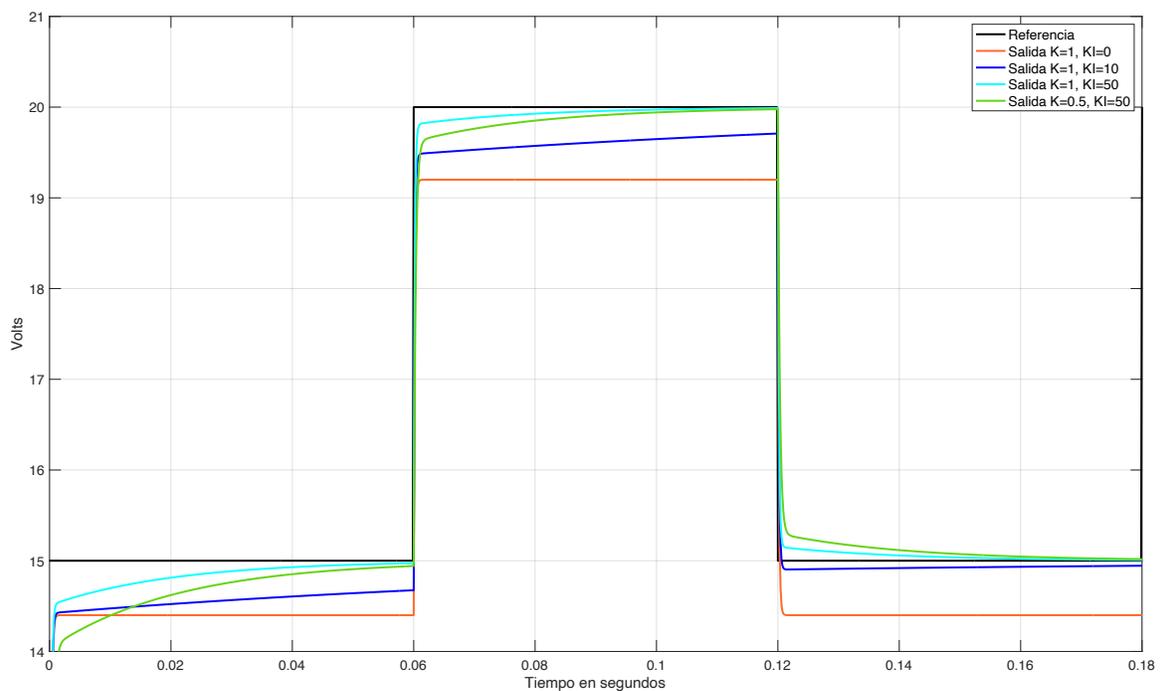


Figura 5.9 Respuesta de lazo cerrado del modelo de primer orden del convertidor CD-CD tipo Boost.

Una vez seleccionados los parámetros del controlador estos son empleados para simular el comportamiento del circuito convertidor tipo Boost, mostrado en la figura 5.5. Las respuestas de voltaje y de corriente son mostradas en la figura 5.10. Como puede apreciarse hay un sobretiro de un 40% de la respuesta final, aunque puede parecer un valor grande para este tipo de sistemas se considera aceptable. Sin embargo, si se desea disminuir dicho sobretiro se pueden recalcular los parámetros del control. Aunque debe tomarse en cuenta que al reducir el sobretiro la respuesta del sistema se hace más lenta.

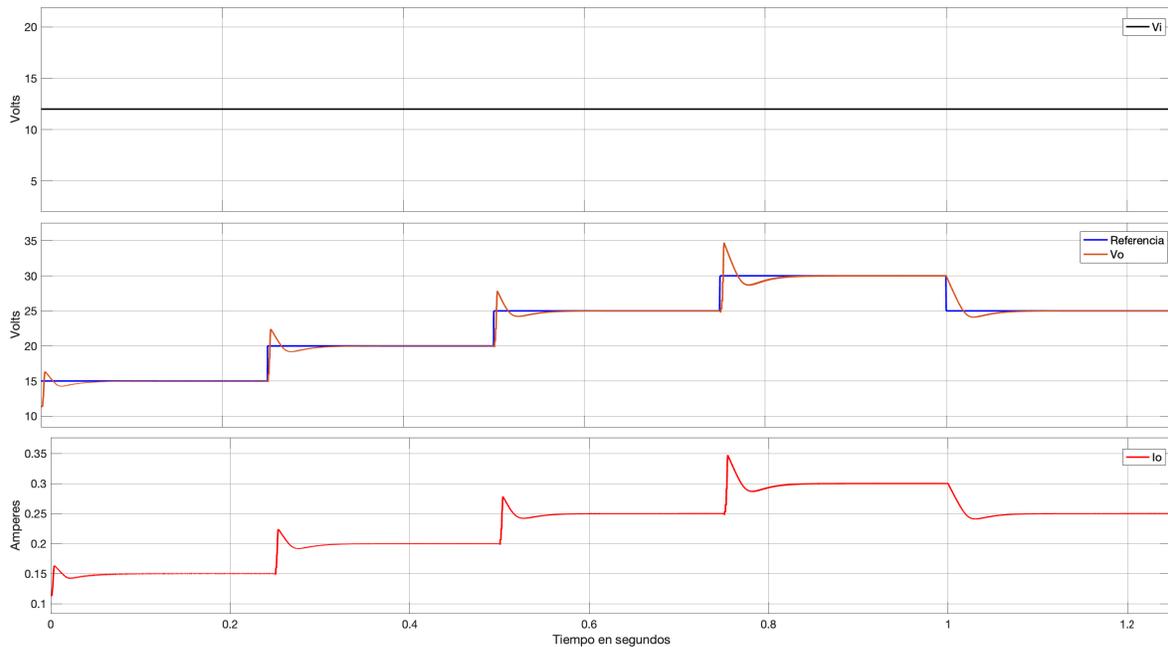


Figura 5.10 Respuesta de lazo cerrado del convertidor CD-CD tipo Boost.

5.4 Control de convertidores tipo Buck

La figura 5.11 muestra un esquema general de un convertidor tipo Buck regulado mediante un control PID. El controlador PID está programado en una función S dentro del archivo L_C5_11_prog_Buck.m. El elemento que se emplea para la conmutación es un transistor JFET canal N. La señal de entrada es una señal de CD de 12 V, el inductor tiene un valor de 0.1 mH, la carga aplicada, R_o , es de 100Ω , la cual está en serie con un capacitor de $0.1\mu\text{Fd}$.

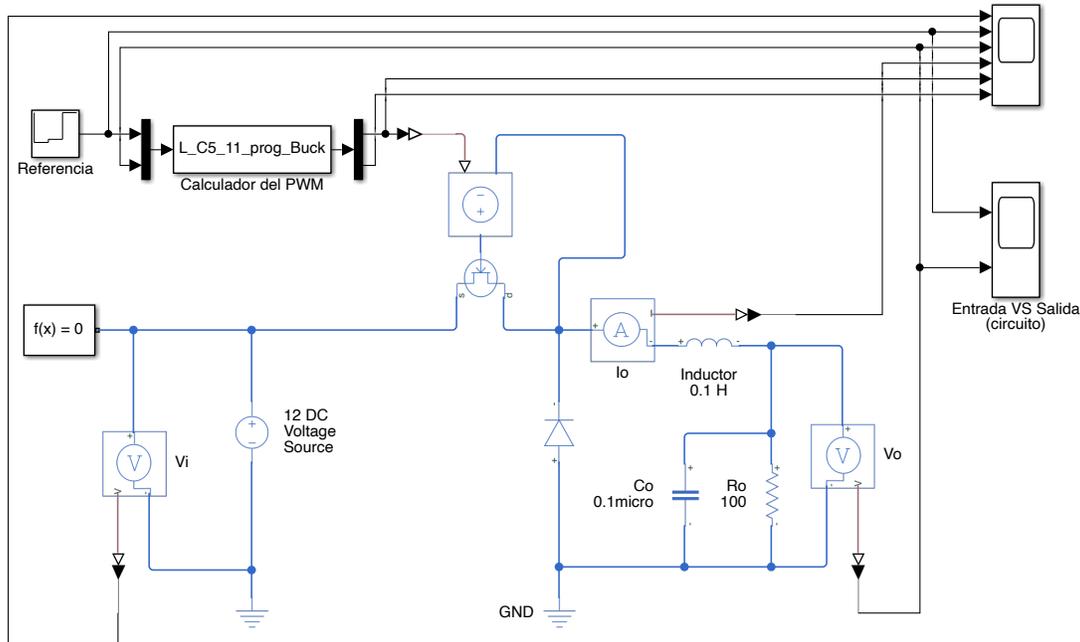


Figura 5.11 Arreglo del convertidor CD-CD tipo Buck (de bajada) controlado mediante una función S que contiene un control PID.

Empleando las ecuaciones vistas en el capítulo 4 se obtiene el modelo promedio, segundo orden, del convertidor, ver figura 5.12. Este modelo del convertidor tipo Buck es evaluado tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. La figura 5.13 muestra la respuesta, en lazo abierto, al escalón del modelo promedio del convertidor. De esta gráfica, figura 5.13, se obtienen los tiempos T_1 y T_2 , donde [22]:

$$\begin{aligned} T_1 &= 0.632 * V_{\max} \\ T_2 &= 0.283 * V_{\max} \end{aligned} \quad (5.1)$$

V_{\max} es la diferencia de voltaje entre el voltaje inicial y final de la salida del convertidor.

Dadas los tiempos T_1 y T_2 , se procede a calcular T_p y T_d :

$$\begin{aligned} T_p &= 1.5(T_2 - T_1) \\ T_d &= T_2 - T_p \end{aligned} \quad (5.2)$$

Con T_p y T_d se puede ahora calcular:

$$\begin{aligned} K_p &= 1.2 (T_p / T_d) \\ K_I &= 0.3 / T_d \end{aligned} \quad (5.3)$$

Con los valores obtenidos para K_p y K_I se simula el sistema en lazo cerrado, figura 5.12, empleando el modelo promedio del convertidor, realizando un ajuste manual dependiendo del tipo de respuesta buscado para el convertidor. Una vez elegidos los parámetros K_p y K_I , estos son probador en el modelo del circuito, figura 5.12. La figura 5.14 muestra la respuesta obtenida por el modelo del circuito convertidor tipo Buck, bajada. Como puede observarse existe un sobretiro en dicha respuesta. Sin embargo, el sobretiro es de aproximadamente el

25% de la respuesta final, lo que normalmente se considera aceptable. Aun así si se requiere un sobretiro menor, los parámetros K_p y K_I pueden ser ajustados para obtener la respuesta deseada.

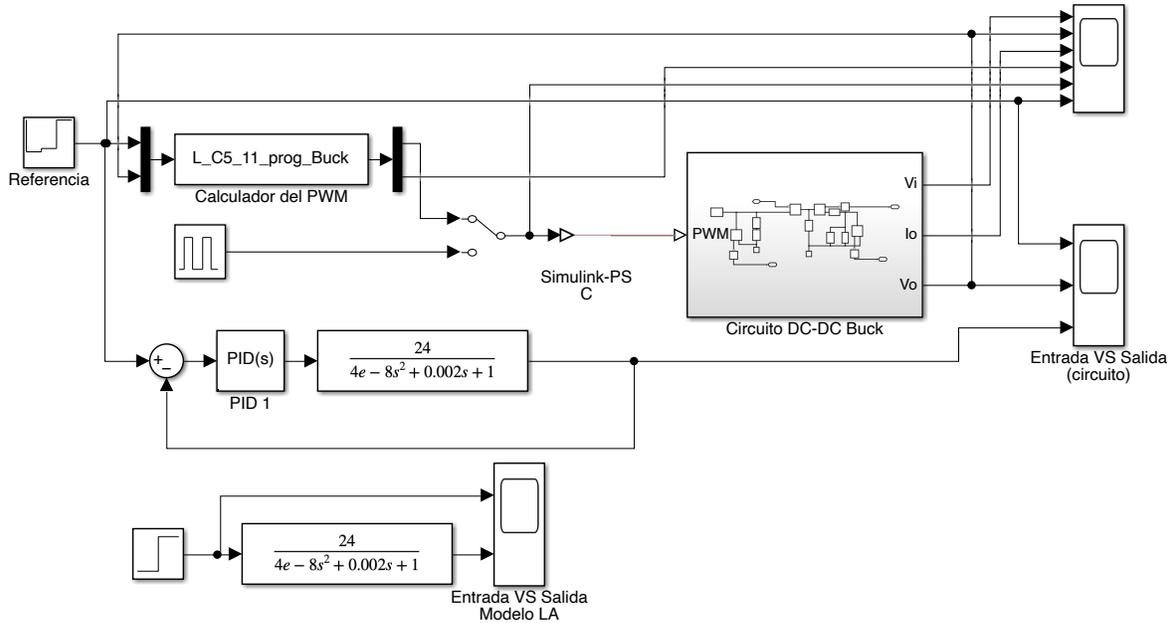


Figura 5.12 Modelo de segundo orden del convertidor CD-CD tipo Buck (de bajada).

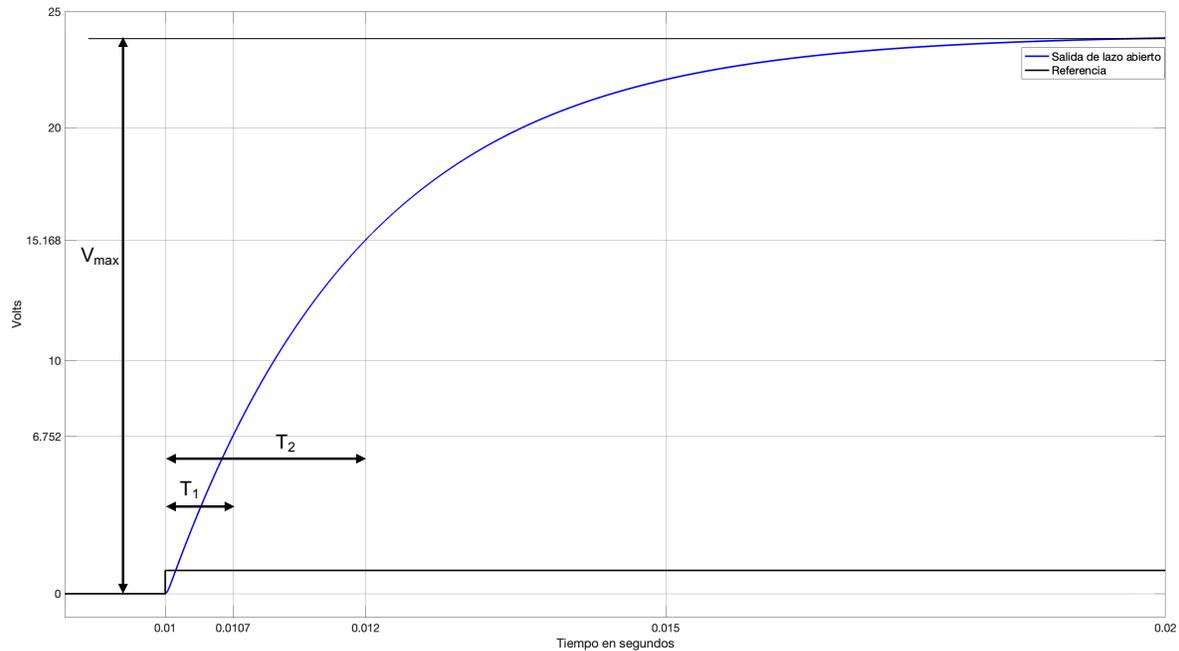
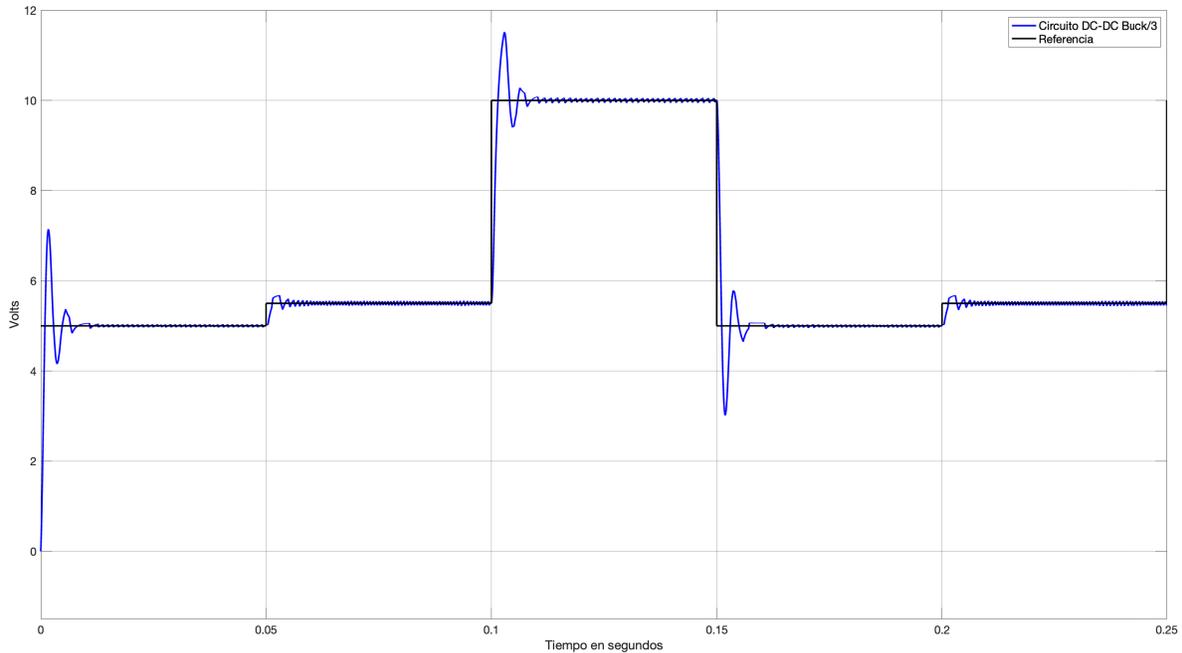


Figura 5.13 Respuesta en lazo abierto del modelo del convertidor CD-CD tipo Buck.



Las figuras 5.11 y 5.12 emplean una función S para el cálculo de la señal de control, el Algoritmo 5.2 muestra cómo se programó dicho control.

Algoritmo 5.2: Cálculo de las señales de control usando un PID para el convertidor tipo Buck.

```
function sys=mdlUpdate(t,x,u,s_time,frecuencia_pulso,Kp,Ki)
persistent muestreo T_pulso periodo ancho_pulso pulso KP KI KD Integral error_ant;
% Las variables que guardan su valor entre pasos de declaran como "persistent"
%
% Aqui inicia propiamente el programa
%
%t==0
ift==0
    x(1)=0;
    x(2)=0;
    pulso=50; % Esta en porcentaje
    Integral=0;
    error_ant=0;
    KP=str2num(Kp);
    KI=str2num(Ki);
    KD=0;
    muestreo=str2num(s_time);
    periodo=1/str2num(frecuencia_pulso);
    ancho_pulso=(pulso/100)*periodo/2;
    T_pulso=periodo/2;
end
% La condicion anterior la podemos usar para inicializar las variables
% persistentes y para inicializar el sistema en el tiempo cero.
%
% las variables que no son persistentes se declaran como la anterior,
% esto es, solo se nombran.
%
% En este caso el vector de variables de entrada u se define como:
% u(1), la referencia de voltaje
```

Sistemas Electrónicos de Potencia: Modelado y Control mediante Matlab

```
% u(2), el voltaje de salida
%
ancho_pulso=(pulso/100)*periodo/2;
if T_pulso>=ancho_pulso
    x(1)=0;
end
if T_pulso>=periodo
    T_pulso=0;
    x(1)=1;
    error=u(1)-u(2);
    Integral=Integral+error*muestreo;
    pulso=pulso+KP*error+KI*Integral; %+KD*(error-error_ant)/muestreo;%control mediante delta de
control
    error_ant=error;
end
x(2)=pulso;
T_pulso=T_pulso+muestreo;
%
sys = x;

%
% end mdlUpdate
```


Capítulo 6.- Inversores

En este Capítulo se presenta el funcionamiento de los convertidores de potencia eléctrica del tipo CD a CA, mostrando algunas topologías simples.

6.1 Introducción

Los convertidores CD-CA, los cuales convierten una señal de corriente directa a una de corriente alterna, comúnmente llamados inversores, son ampliamente usados en diversas áreas tanto industriales como domésticas. En sistemas de generación de energía, basados en paneles solares se emplean para que la energía generada en dichos paneles, que es de corriente directa, pueda ser suministrada a la red eléctrica, la cual es de corriente alterna.

En el área automotriz son empleados para alimentar los motores dado que es común que estos sean de CA, mientras que la energía del auto se almacena en baterías que suministran CD. En el control de motores de corriente alterna los inversores son de suma importancia dado que estos son capaces de suministrar la energía eléctrica a diferentes valores de frecuencia.

6.2 Inversores monofásicos

Los inversores monofásicos son muy empleados tanto en el área industrial como doméstica. Existen diferentes topologías, las más comunes se dividen en inversores monofásicos de medio puente y de puente completo. El nombre se debe a la cantidad de dispositivos que se emplean para generar la onda de salida [1], así como por la forma en la cual la señal de entrada es tratada dentro del circuito.

La figura 6.1 muestra un arreglo de inversor de medio puente, como puede verse sólo se emplean dos interruptores (S_1 y S_2) así como dos diodos (D_1 y D_2). Los interruptores se activarán de forma alterna mediante una señal de disparo que es tomada de una señal periódica. La frecuencia de esta señal, llamada de disparo, es la que determina la frecuencia de la señal de salida. Los diodos permiten que la energía de la fuente, que fluye a través del interruptor, vaya hacia la carga, en este caso un resistor. Los Capacitores fijan un voltaje y permiten un punto neutro o común a la carga.

En la figura 6.2 se muestran las señales de entrada de energía 6.2.a, la cual es una fuente fija de 120 V. Las figuras 6.2.b y 6.2.d muestran las señales de control que activarán los interruptores para que la corriente fluya de forma alterna en la carga. La señal de salida se muestra en la figura 6.2.c, como puede observarse ésta es una señal alterna tipo cuadrada. Si se desea una señal tipo senoidal se pueden emplear filtros RC. Incluso muchas veces las propias características inductivas de las cargas, por ejemplo, motores, ayudan a que la señal de salida del inversor presente características senoidales.

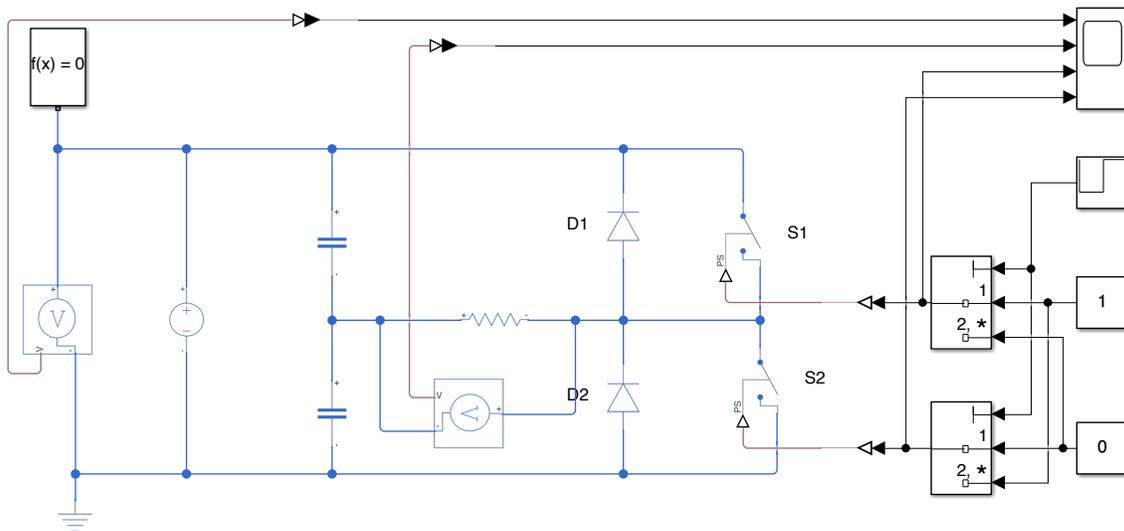


Figura 6.1 Inversor monofásico de medio puente.

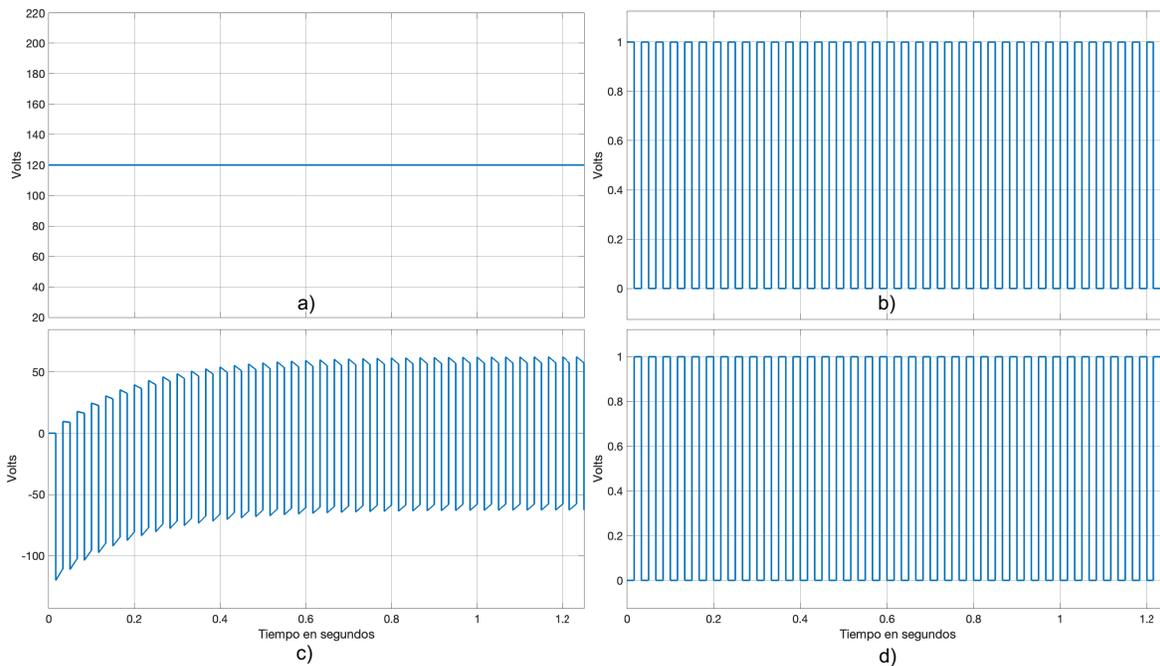


Figura 6.2 Señales de salida, de entrada y control para el Inversor monofásico de medio puente.

La figura 6.3 muestra un inversor de puente completo, como puede verse ahora se emplean cuatro diodos, así como cuatro interruptores. Al igual que en el arreglo de medio puente, los diodos permiten que la señal de entrada, que fluye a través del interruptor, vaya hacia el resistor. Los interruptores con controlados por pares S_1-S_2 y S_3-S_4 , formando precisamente un puente completo. Al igual que con el arreglo de medio puente los interruptores se activan de forma alternada, empleando una señal de disparo que es tomada de una señal periódica. En este caso esa señal es generada mediante un programa, Función S, llamado prog_Freq.m, ver algoritmo 6.1.

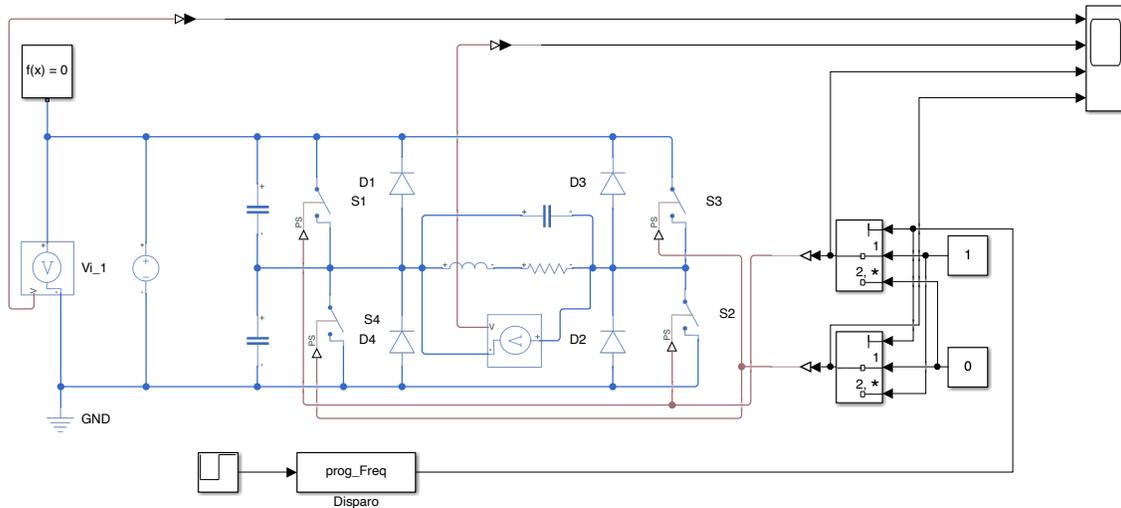


Figura 6.3 Inversor monofásico de puente completo.

Algoritmo 6.1: Generación de una señal periódica.

```
function sys=mdlUpdate(t,x,u,Sample_Time)
persistent contador freq_ant periodo T_m salida;
%
if t==0 %Se da el valor inicial a las variables persistentes (persitent)
    contador=0;
    periodo=1/10;
    T_m=Sample_Time;
    freq_ant=0;
    flag=0;
    salida=0;
end
if u(1)~=freq_ant
    periodo=1/u(1);
    %display(contador);
    contador=0;
end
%
if contador>=(periodo/2)
    salida=not(salida);
    contador=0;
end
%
contador=contador+T_m;
freq_ant=u(1);
x(1)=salida;
sys = x;
%
% end mdlUpdate
```

La figura 6.4 muestran las señales de entrada de energía 6.4.a, la cual es una fuente fija de 120 V. Las figuras 6.4.b y 6.4.d muestran los disparos, señales de control, que activarán los interruptores para que la corriente fluya de forma alterna en la carga. La señal de salida se muestra en la figura 6.2.c, como puede observarse ésta es una señal alterna tipo cuadrada. Empleando el algoritmo 6.1 se genera una señal periódica de diferente frecuencia, como

puede verse en el segundo 0.25 de simulación la frecuencia de la señal periódica se incrementa. Por lo tanto, los disparos a los interruptores también modifican su periodo de trabajo, lo que se ve reflejado en un cambio en la frecuencia de salida del inversor.

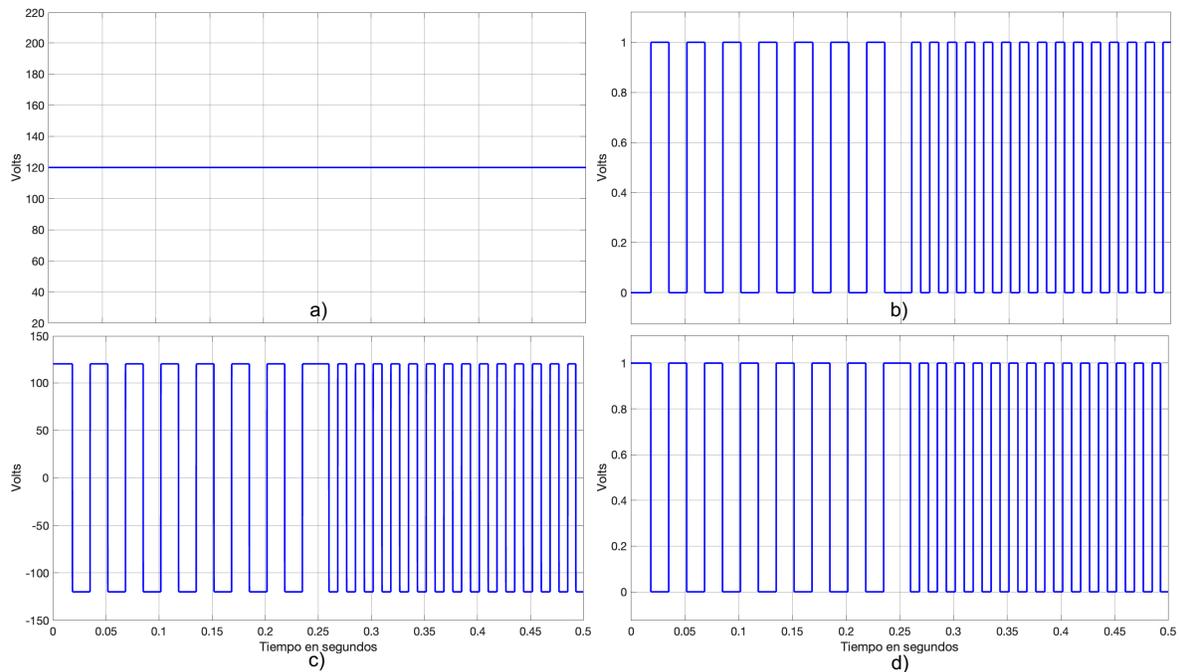


Figura 6.4 Señales de salida, de entrada y control para el Inversor monofásico de puente completo.

6.3 Inversores trifásicos

Como se ha comentado un inversor convierte señales de CC en señales de CA. Se emplea un inversor trifásico para cambiar el voltaje de CC a suministro de CA precisamente trifásico, esto es, la salida tendrá tres fases. Por lo tanto, la función principal de este tipo de inversor es cambiar la entrada de CC a la salida de CA trifásica. Es común que estos convertidores se empleen en aplicaciones de accionamiento de frecuencia variable y de alta potencia. En una fase trifásica, la energía se puede transmitir a través de la red con la ayuda de tres corrientes diferentes que están desfasadas entre sí, mientras que, en el inversor monofásico, la potencia puede transmitirse a través de una sola fase. Por ejemplo, si se tiene una conexión trifásica para uso doméstico, el inversor se conectará a una de las fases.

El principio de funcionamiento del inversor trifásico es que incluye tres interruptores inversores monofásicos donde cada interruptor se puede conectar a la terminal de carga. Para el sistema de control básico, la operación de los tres interruptores se puede sincronizar para que sólo un interruptor funcione cada 60 grados de forma de onda básica para crear una forma de onda de línea a línea que incluye seis pasos. Esta forma de onda incluye una etapa de voltaje cero entre las dos secciones, como positivo y negativo de la onda cuadrada. Una vez que se aplican técnicas PWM basadas en la portadora a estas formas de onda, se puede tomar la forma básica de la forma de onda para cancelar armónicos. Lo anterior se realiza mediante

filtros, que pueden ser pasivos (LC) como en este caso o activos, empleando por ejemplo transistores de potencia.

La figura 6.5 muestra el diagrama de circuito de un inversor trifásico, conectado a una carga resistiva en forma de estrella. Para que la señal tenga forma senoidal se ha incluido un Filtro LC entre el convertidor y la carga. Los pulsos PWM empleados para disparar los interruptores del convertidor son generados en un subsistema denominado “PWM (disparos)”, ver figura 6.6.

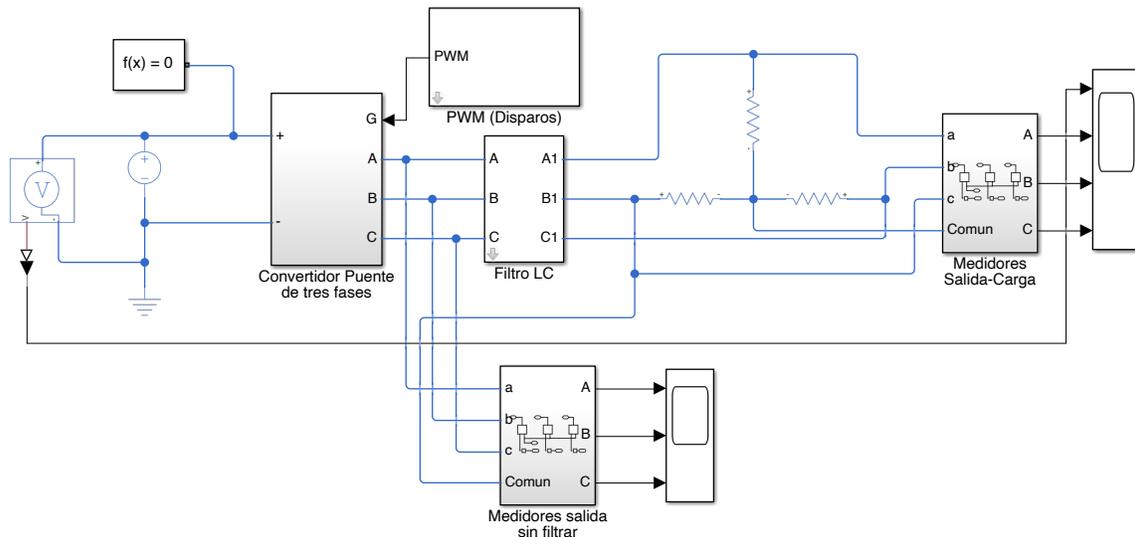


Figura 6.5 Arreglo de Inversor trifásico con carga resistiva en estrella.

En la figura 6.6 se muestra el subsistema “PWM (disparos)”, la generación de los pulsos de disparo se puede realizar de dos formas, considerando sólo la señal fundamental o considerando el tercer armónico. Los bloques, subsistemas, “3rd Harmonic” y “Fundamental Control” se muestran en las figuras 6.7.a y 6.7.b, respectivamente. Mientras que el subsistema “PWM Generator” se muestra en la figura 6.7.c. Como puede verse los subsistemas “3rd Harmonic” y “Fundamental Control” se construyen con la suma de señales senoidales. Por su parte el subsistema “PWM Generator” toma una señal triangular para crear las señales de disparo, tal como se discutió en el capítulo 4.

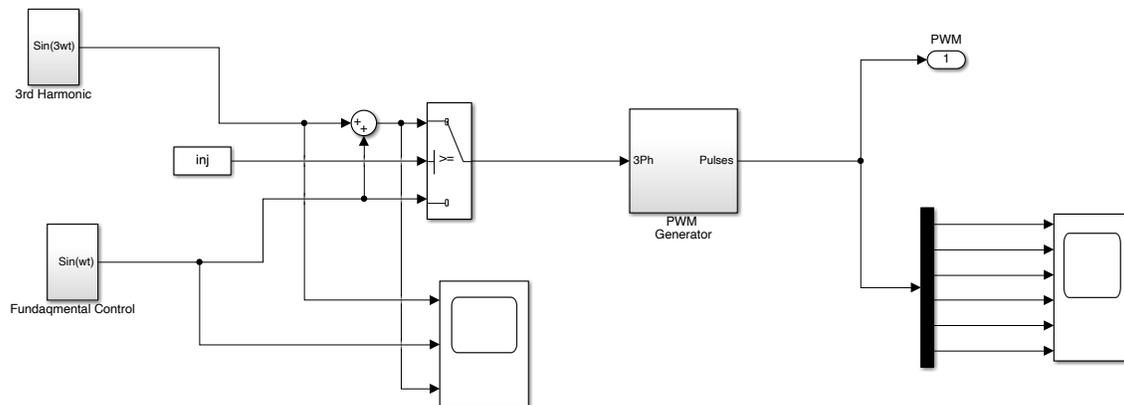


Figura 6.6 Subsistema “PWM (disparos)” del inversor trifásico.

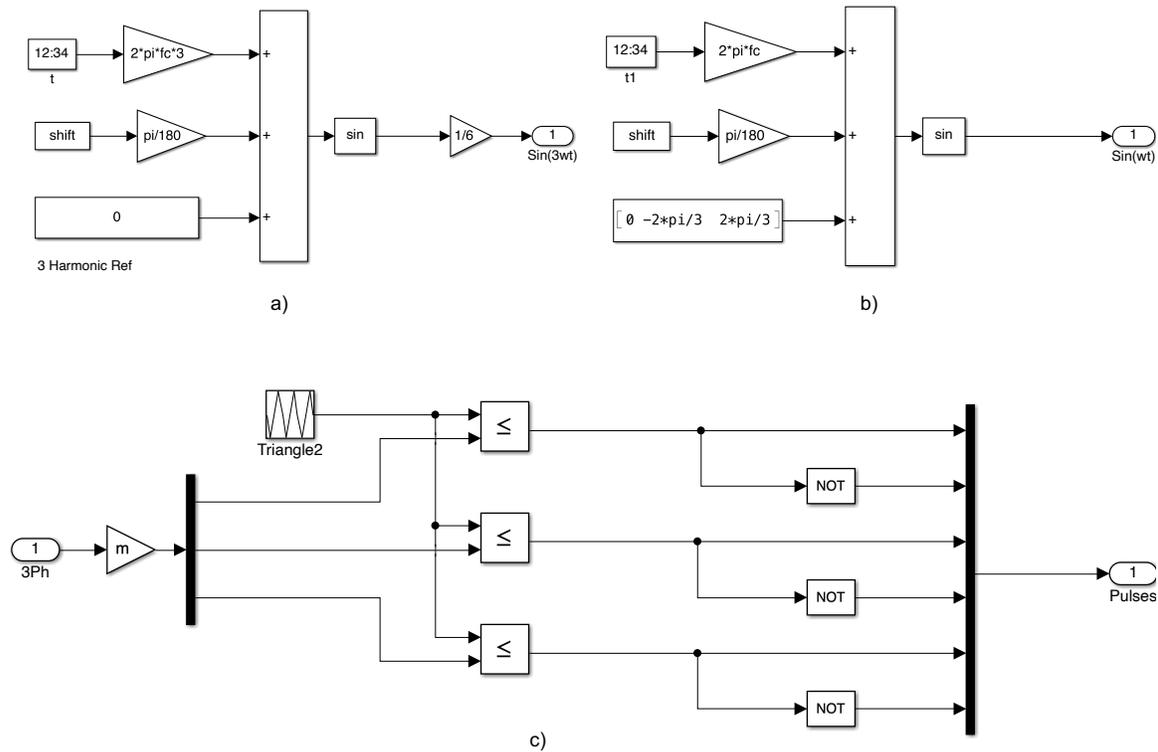


Figura 6.7 Subsistemas que componen el bloque “PWM (disparos)” del inversor trifásico. 6.7.a “3rd Harmonic”. 6.7.b “Fundamental Control”. 6.7.c “PWM Generator”.

La figura 6.8 muestra otros subsistemas del arreglo de Inversor trifásico con carga resistiva en estrella. La figura 6.8.a muestra el filtro LC empleado como puede verse el inductor (L) está en serie con la carga, mientras que el capacitor (C) está en paralelo con la misma. La figura 6.8.b muestra el arreglo de Medidores de voltaje empleados para conocer los voltajes antes y después del filtrado de la señal de salida del inversor. La figura 6.8.c muestra el “Convertidor Puentes de tres fases”. Este inversor trifásico básico incluye 3 interruptores inversores monofásicos donde cada interruptor se puede conectar a uno de los 3 terminales de carga. Generalmente, los tres brazos de este inversor se retrasarán con un ángulo de 120 grados para generar un suministro de CA trifásico. Los interruptores utilizados en el inversor tienen un 50% de relación y la conmutación se puede realizar después de cada ángulo de 60 grados. Los interruptores como S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 y S_6 se complementarán entre sí. En este caso, se colocan tres inversores monofásicos en una fuente de CC similar. Las tensiones de los polos dentro del inversor trifásico son equivalentes a las tensiones de los polos dentro del inversor de medio puente con una sola fase.

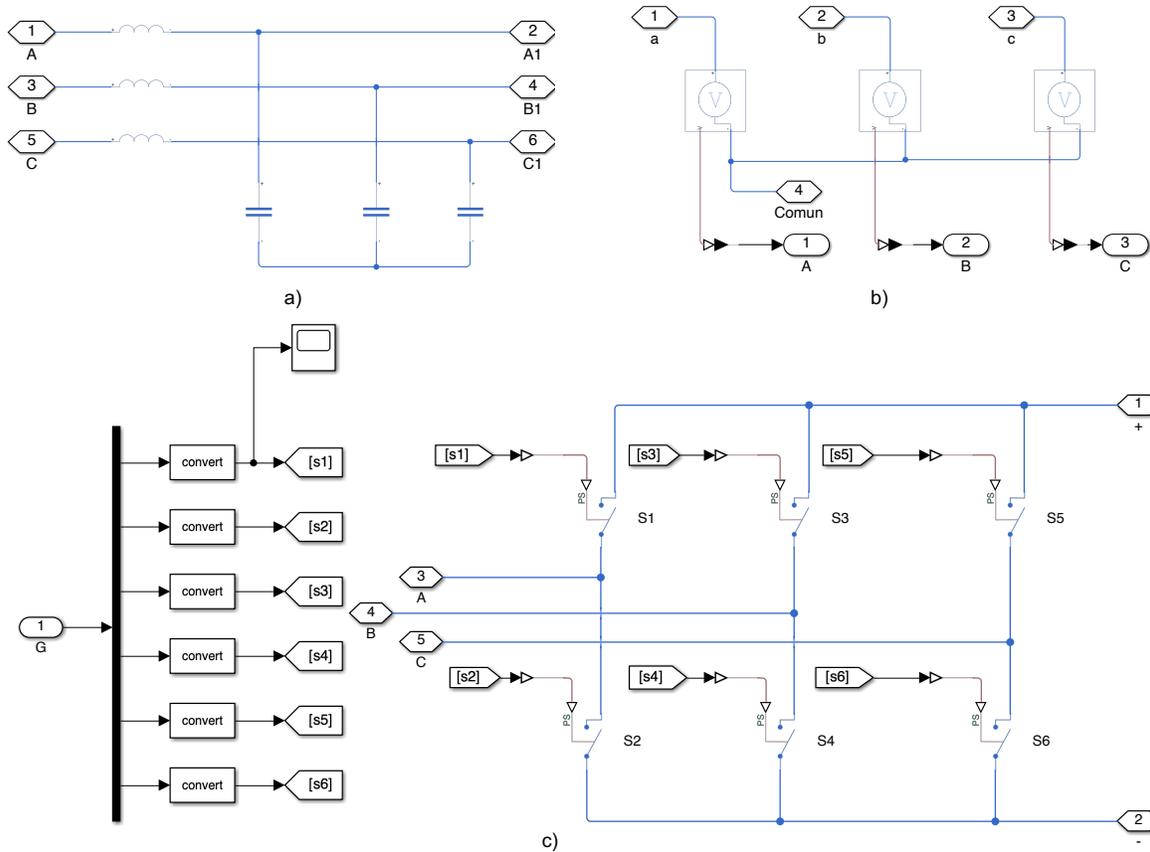


Figura 6.8 Subistemas del arreglo de Inversor trifásico con carga resistiva en estrella. 6.8.a “Filtro LC”. 6.8.b “Medidores”. 6.8.c “Convertidor Puente de tres fases”.

La figura 6.9 muestra las señales de salida del inversor trifásico antes de que éstas sean filtradas. Como puede verse la cantidad de armónicos es muy basta, incluso hacen que la amplitud de la señal de salida sea excesivamente grande. Es por eso por lo que los filtros son fundamentales en este tipo de convertidores.

La figura 6.10 muestra la señal voltaje de entrada de CD, así como las señales de voltaje en la carga, dado que dichas señales ya han sido filtradas, puede verse la reducción de los armónicos, aun así, existe cierto ruido en las señales de salida. Si se emplea la opción de la reducción del tercer armónico, subsistema “PWM (disparos)”, en las señales de salida se aprecia una reducción en el ruido, precisamente por la disminución de los armónicos, figura 6.11.

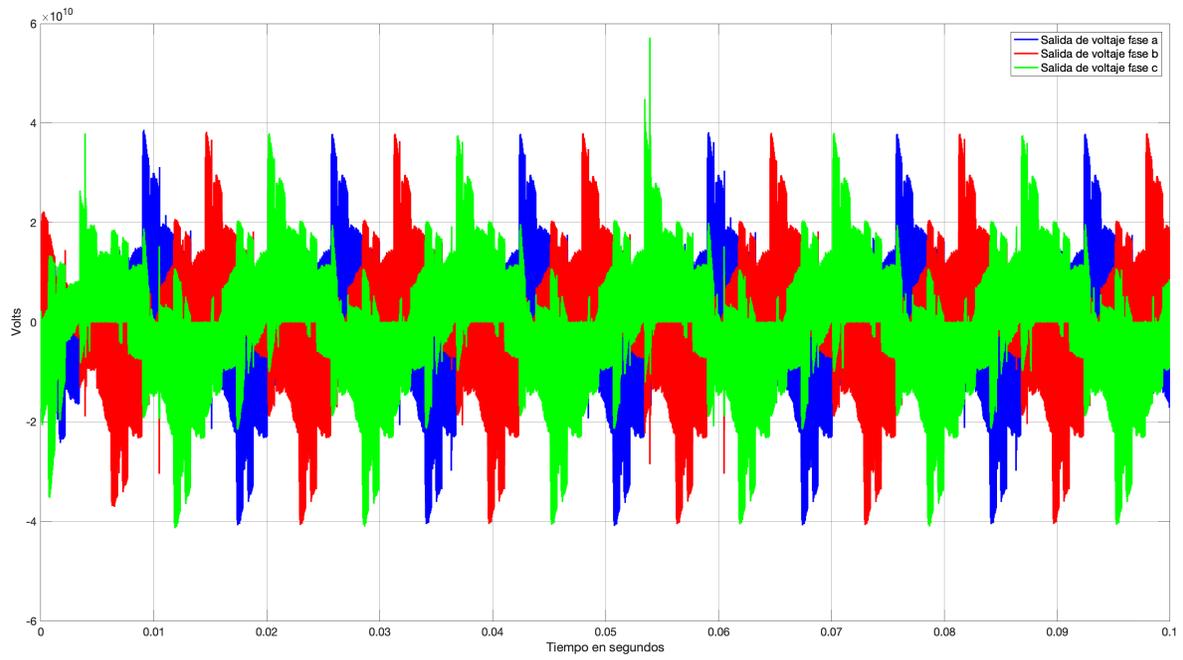


Figura 6.9 Señales de salida del Inversor trifásico antes del filtro.

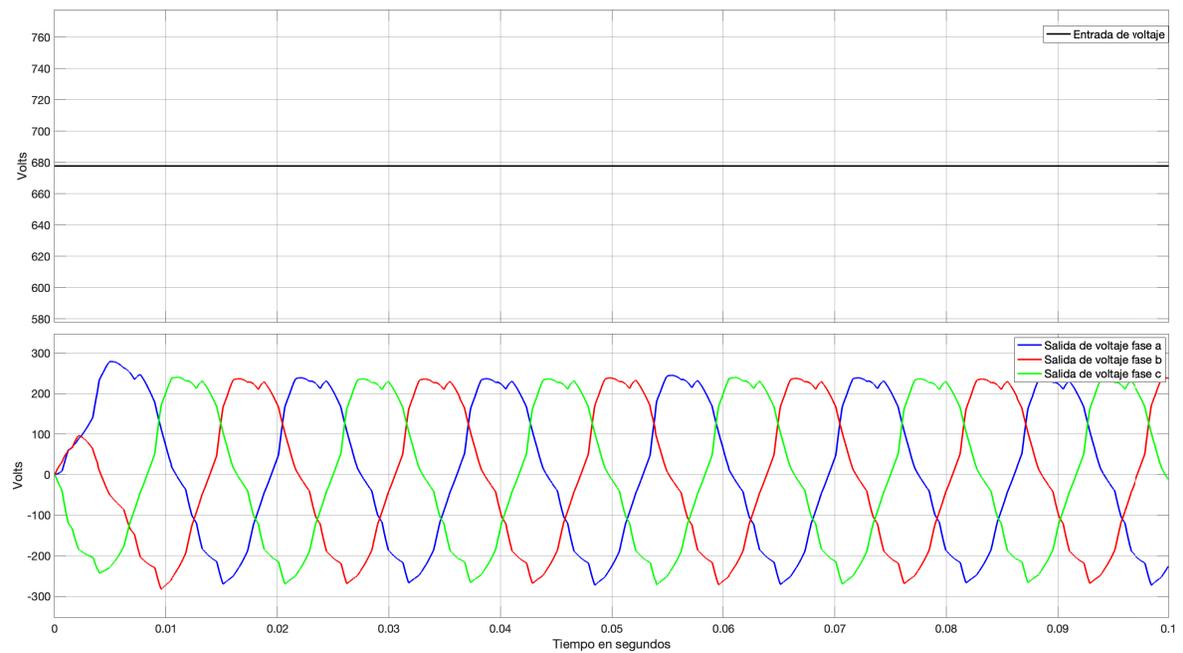


Figura 6.10 Señales de salida del Inversor trifásico en la carga, señal ya filtrada.

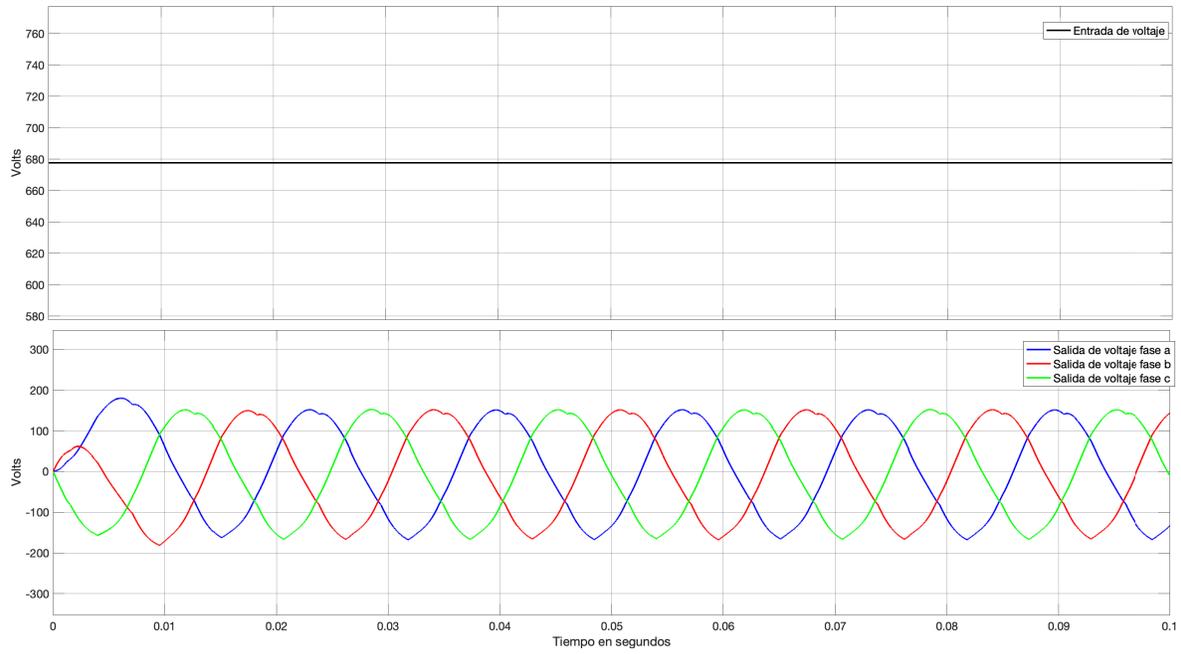


Figura 6.11 Señales de salida del Inversor trifásico en la carga considerando la supresión del tercer armónico, señal ya filtrada.

Capítulo 7.- Control de Convertidores CD/CA

7.1 Introducción

Los inversores comúnmente contienen una red de transistores de potencia, la cual es la encargada de realizar la conmutación que permite generar la señal de corriente alterna. Como se ha visto en capítulos anteriores, el método de control para la conmutación de los interruptores (por ejemplo, transistores) se conoce como PWM por “Modulación de ancho de pulso”. Una onda sinusoidal de corriente, que es enviada a un motor, está formada por una serie de pulsos de CC donde el primero tiene un período de "encendido" muy corto, seguido de un período de encendido más largo, luego más largo hasta que el pulso más ancho aparece en el centro de la onda sinusoidal positiva, luego más pequeño hasta que la CC se invierte y el mismo patrón de pulsos genera la parte negativa de la onda sinusoidal.

Dado que los interruptores pueden controlarse en cualquier base de tiempo, si son necesarias más fases, éstas están controladas por más interruptores, desplazados por el tiempo necesario para espaciar las fases por igual a 120 grados, en el caso de sistemas trifásicos. La frecuencia de los pulsos que se activan se conoce como "Frecuencia de conmutación".

Como ejemplo, tomemos una frecuencia de conmutación en el rango de 3 kHz, los pulsos que se deben generar para 60 Hz serán $3000/60$ o 50 pulsos por una onda sinusoidal completa. Cuando los pulsos de voltaje fijo, que componen la señal senoidal, se presentan en la inductancia del motor, el resultado es el control tanto del voltaje por el ancho de los pulsos de voltaje fijo. Así también la frecuencia es controlada al distribuir la progresión y regresión de los anchos de pulso sobre la base de frecuencia de conmutación.

A partir de lo anterior, se puede ver que el arreglo de interruptores del convertidor de frecuencia controlará el voltaje y la frecuencia en prácticamente cualquier rango que indique la configuración de parámetros en el Inversor. Esto significa que cuando configuramos un Inversor, es posible hacer funcionar un motor pequeño desde un suministro monofásico de 230 V con una frecuencia base establecida en 60 Hz, un motor pequeño conectado de 400 V desde un suministro trifásico de 400 V o cualquier otro arreglo de voltaje y frecuencia queelijamos para el motor. El motor tendrá el flujo correcto cuando su curva de voltaje aumente desde su frecuencia más baja a la más alta de operación. La frecuencia base y el voltaje se muestran normalmente en la placa de identificación del motor.

7.2 Control de convertidores CD/CA

El control de inversores (convertidores CD/CA) es necesario en diferentes tipos de conversión de energía. Por ejemplo, un control de motor (energía eléctrica a fuerza motriz) para un sistema de aire acondicionado o lavadoras, etc., máquinas de cocina IH (electricidad a calefacción) y acondicionadores de energía que convierten la energía eléctrica generada por energía solar en fuente de alimentación de CA doméstica (eléctrica a eléctrica). Dado que

todos los casos mencionados la carga varía y por lo tanto la forma de operación del inversor también debe ser modificada.

El sistema de control del inversor puede constar de dos circuitos. Uno de ellos el "Generador de señal de origen" para voltaje de CA, y otro el "Generador de CA" que produce la señal de voltaje de CA buscada, ver figura 7.1. El generador de ondas de origen realiza una serie de pulsos cuyas alturas son idénticas pero los anchos son seleccionados por el generador; la serie de los pulsos es "Señal de origen" para la señal de CA objetivo. La anchura de cada pulso se decide mediante un cálculo, normalmente realizado en un "bloque" especial. El generador de CA modifica la señal de origen a la señal de CA. Este circuito tiene varios pares de interruptores en su interior. Por simplicidad, considere el caso con un par interruptores en el circuito de Generador de CA. Una de las terminales de un interruptor está conectado a la fuente de voltaje de CC ($V+$) y el otro interruptor, a nivel de tierra. Las otras terminales de ambos interruptores están conectadas entre sí. Cada interruptor está controlado por señales de modificación de la señal de Origen. Esta configuración puede producir tres niveles de voltaje como el nivel de voltaje de CC ($V+$), el nivel de tierra y un nivel intermedio entre $V+$ y tierra. Este caso emplea solo dos interruptores, pero es claro que más interruptores y un control de interruptor sofisticado crearán señales de CA más complejas a partir de los niveles de CC y GND. A manera de ejemplo en esta sección se discutirán dos casos, un inversor monofásico controlado por corriente y un inversor trifásico controlado por voltaje. Ambos ejemplos forman parte de los archivos de apoyo que ofrece Matlab[®] Simulink[®].

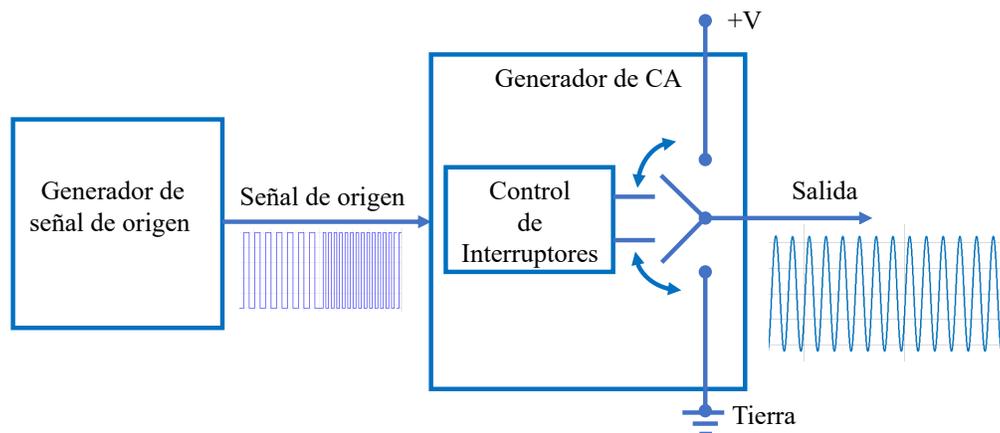


Figura 7.1 Esquemático del control de inversores.

Inversor monofásico controlado por corriente

La figura 7.2 muestra el circuito de un sistema inversor monofásico con control de corriente en la carga. El inversor monofásico utiliza interruptores promediados alimentados por señales tipo PWM. La salida del bloque "Inversor Monofásico" está conectada a la carga a través de un filtro pasivo LC, tanto la corriente como el voltaje de la carga son medidos para poder ser observados en un osciloscopio. La entrada al "Inversor Monofásico" en una fuente de CD de 24 Volts. La corriente de referencia, así como la corriente RMS de la carga también son mostradas en un osciloscopio.

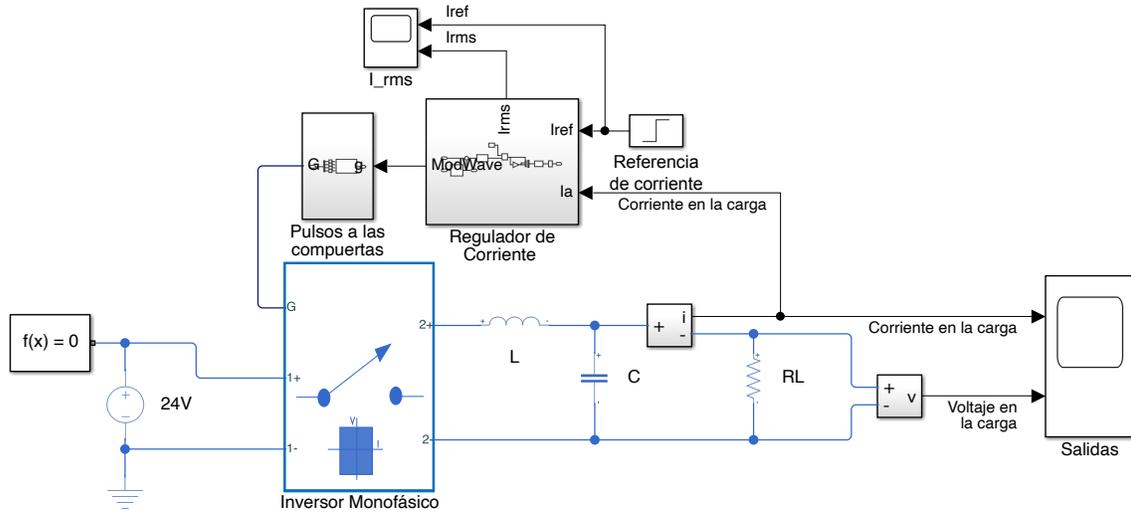


Figura 7.2 Inversor monofásico controlado por corriente.

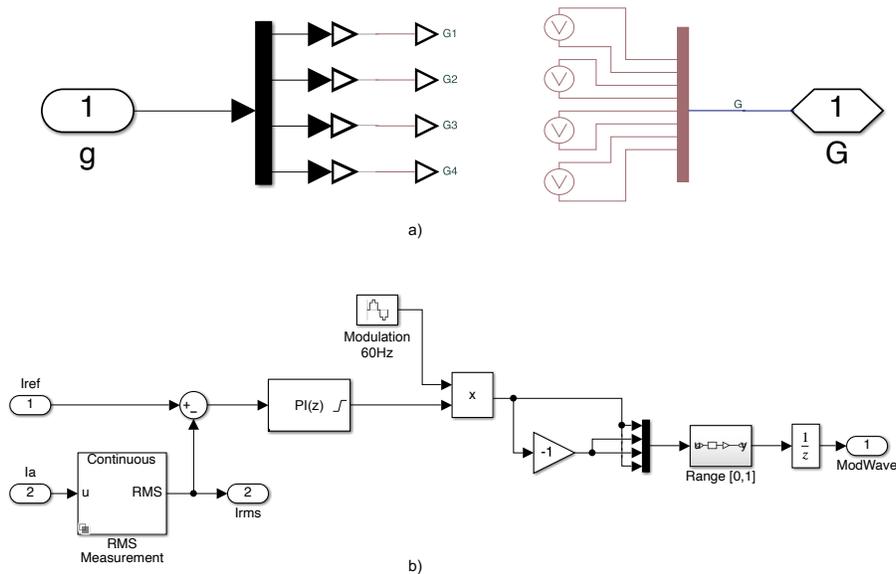


Figura 7.3 Subsistemas de la figura 7.1. (a) Pulsos a las compuertas. (b) Regulador de corriente.

La figura 7.3 muestra los subsistemas “Pulsos a las compuertas” (7.3.a) y el “Regulador de corriente” (7.3.b). El bloque “Pulsos a las compuertas” está compuesto por conectores y señales de voltaje, aquí las señales de Simulink[®] que entran por “g” serán “convertidas” a señales de voltajes y enviadas al Inversor Monofásico mediante “G”. El bloque “Regulador de corriente” está compuesto por un bloque que convierte la señal de corriente del circuito a RMS, esta señal servirá para que mediante un sumador se compare ese valor con la referencia de corriente, obteniéndose así el error de corriente. La señal de error de corriente es la entrada al bloque PID, donde se calcula la señal de control. Esta será modulada a través de un multiplicador, usando una señal senoidal de 60 Hz. como señal de modulación. Posteriormente la señal de control ya modulada pasa por un bloque donde se limita su valor

de amplitud para que se mantenga en un rango adecuado. Finalmente, la señal pasa por un retardador de la señal, de un tiempo de muestreo. El tiempo de muestreo puede ser seleccionado por el usuario.

La figura 7.4 muestra la comparación entre la Referencia de corriente y Salida de corriente, en RMS, del Inversor monofásico. Como puede verse la señal de salida de corriente presenta un sobretiro. Sin embargo, cuando el cambio de referencia de corriente es de 0.2 amperes el sobretiro en la salida de corriente es mucho menor al 20%, por lo que se considera éste un comportamiento adecuado.

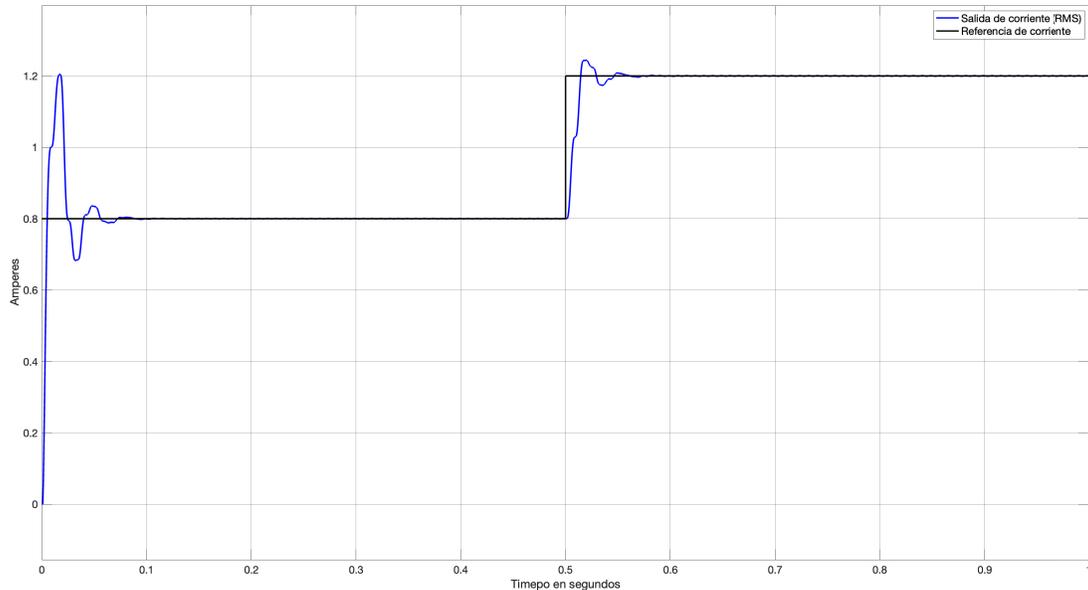


Figura 7.4 Referencia de corriente VS Salida de corriente (RMS).

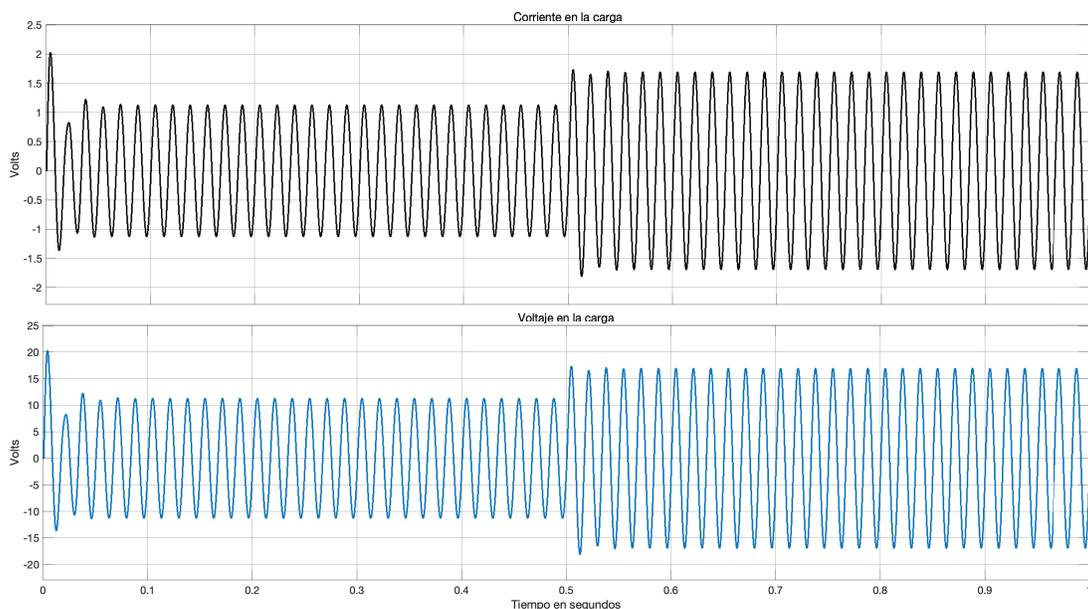


Figura 7.5 Salidas de corriente y voltaje del Inversor monofásico controlado por corriente.

La figura 7.5 muestra las señales de Salidas de corriente y de voltaje del Inversor monofásico controlado por corriente. Como puede observarse las señales tardan aproximadamente un periodo en alcanzar el valor requerido (referencia). Lo cual muestra un comportamiento adecuado, incluso para aplicaciones industriales.

Inversor trifásico controlado por voltaje

La figura 7.6 muestra una forma de controlar el voltaje en un sistema inversor trifásico. El inversor se implementa mediante el bloque que Simulink[®] provee. El Inversor es alimentado con una fuente simétrica de 500 V, ésta está constituida por dos fuentes de DC conectadas en serie y tomando como neutro el nodo de unión entre ellas. A la salida del inversor trifásico son medidos los voltajes entre fases. La señal de salida conectada a una carga trifásica resistiva conectada en estrella. Esta señal es filtrada mediante un filtro LC. Posteriormente las señales de corriente y voltaje de salida son medidas empleando el sistema de por unidad (p.u.). Así también, los voltajes de salida entre fases ya filtrados son medidos. Los voltajes de salida de las fases son retroalimentados al bloque “Regulador de voltaje”. Este bloque calcula las señales de compuerta, éstas pueden promediarse durante un período específico o reemplazarse con formas de onda de modulación.

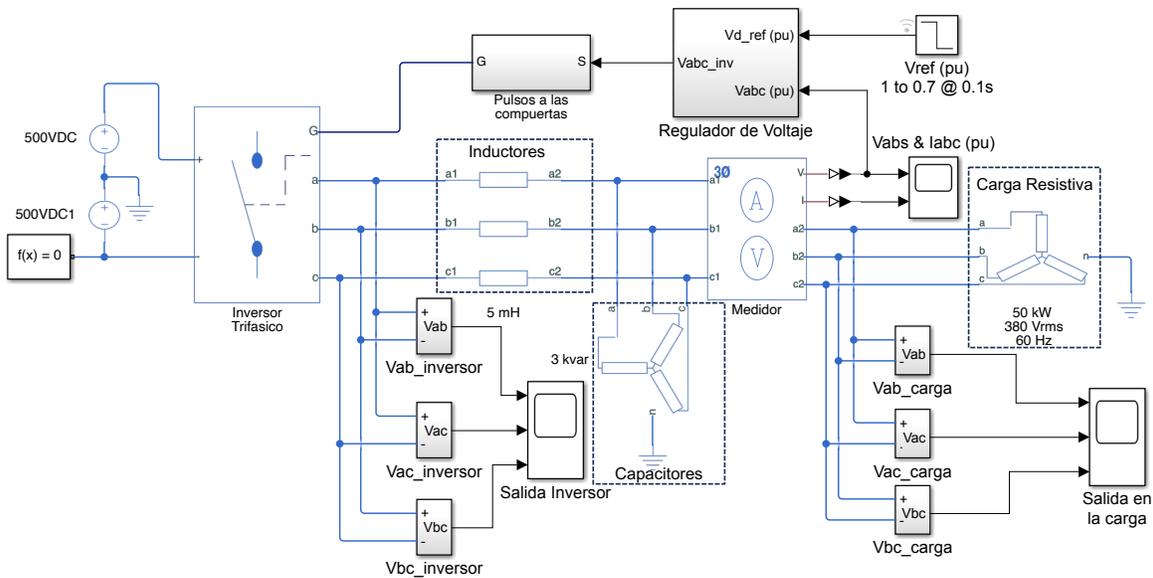


Figura 7.6 Inversor trifásico controlado por voltaje.

La figura 7.7 muestra el Subsistema “Regulador de voltaje” del Inversor trifásico. Está compuesto por diversos bloques. Un bloque “Sinusoidal Measurement (PLL, Three-Phase)”, que es empleado junto con las salidas de voltaje de fases para alimentar el bloque donde se calcula la “Transformada de Park”. Con esta transformación se tiene ahora un sistema bidimensional. Se toman las salidas de la Transforma de Park denominadas V_d y V_q para alimentar a dos PIDs. Las salidas de los PIDs alimentan a un bloque donde se realiza la “Transformada inversa de Park”. Este bloque alimenta al bloque donde se generan las señales PWM (*PWM Generator*). Por último, las señales PWM pasan por un elemento de retraso de un tiempo de muestreo.

El bloque “Sinusoidal Measurement (PLL, Three-Phase)” implementa un lazo de bloqueo de fase (PLL) para estimar las características de las señales trifásicas. El bloque emite la frecuencia (Hz), el ángulo (rad) y la magnitud de una señal de entrada trifásica. El ángulo de salida se relaciona con la primera fase de la entrada. La señal de entrada debe ser un vector con tres elementos. Por su parte el bloque “Transformada de Park” implementa una transformación de sistema de referencia giratorio. Mientras que el bloque “Transformada inversa de Park” implementa una transformación que permite regresar las señales a un sistema trifásico. Por último, el bloque “PWM Generator” implementa un generador trifásico de dos niveles, las señales de compuerta PWM y la forma de onda. Esta última señal no es usada en este ejemplo.

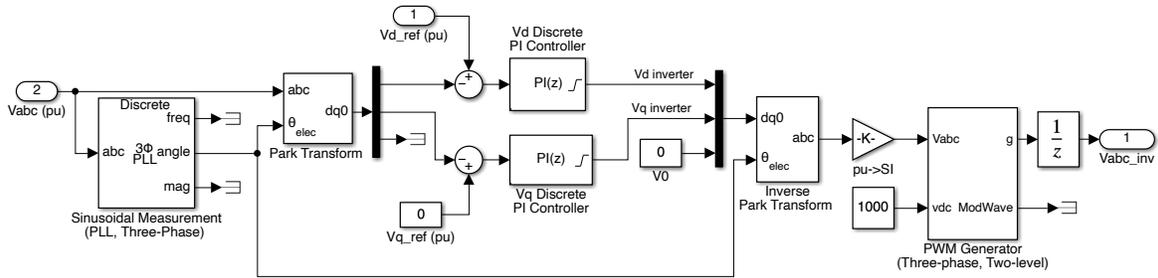


Figura 7.7 Subsistema “Regulador de voltaje” del Inversor trifásico.

La figura 7.8 muestra las salidas de voltaje de las tres fases del inversor, como puede apreciarse las señales tienen una gran cantidad de armónicos. La figura 7.9 muestra las salidas ya filtradas de voltaje entre fases. Se puede apreciar la gran disminución de las armónicas y que la forma de las señales ya es senoidal. Por último, la figura 7.10 muestra las señales de voltaje y corriente en la carga, los voltajes de las fases son referidos a tierra. Los valores de las señales son expresados por unidad, tomando como base 20,000 VA y un voltaje nominal de 380 V. En esta simulación el voltaje de referencia se cambia en el segundo 0.1 de simulación de 1 a 0.7.

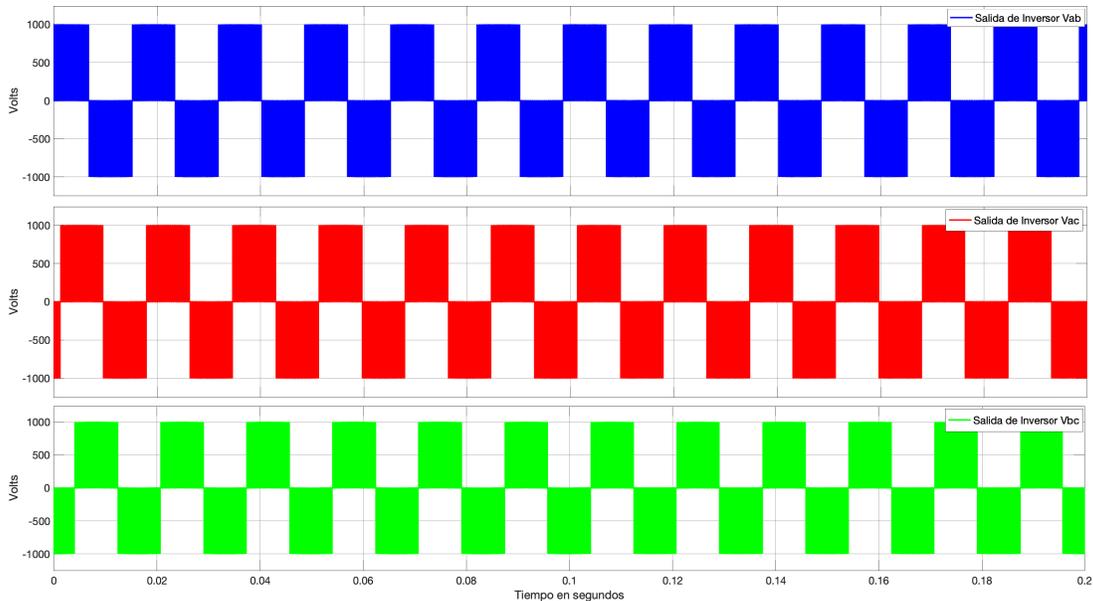


Figura 7.8 Salidas de voltaje del Inversor trifásico.

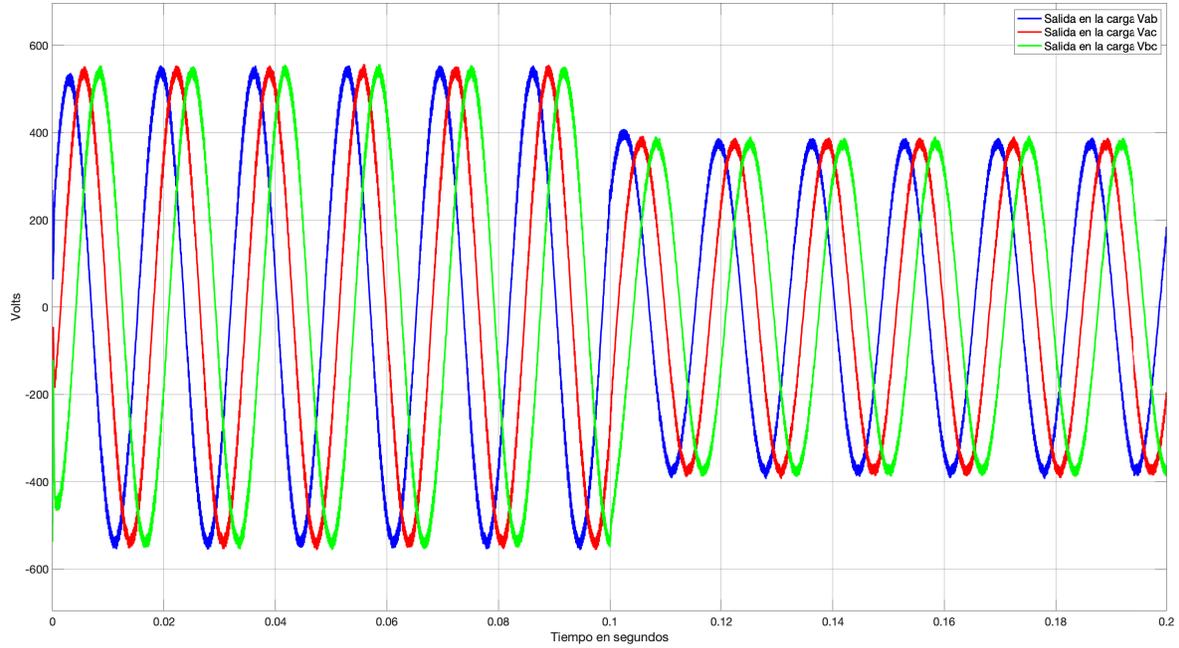


Figura 7.9 Salidas de voltaje, ya filtradas, entre fases del Inversor trifásico.

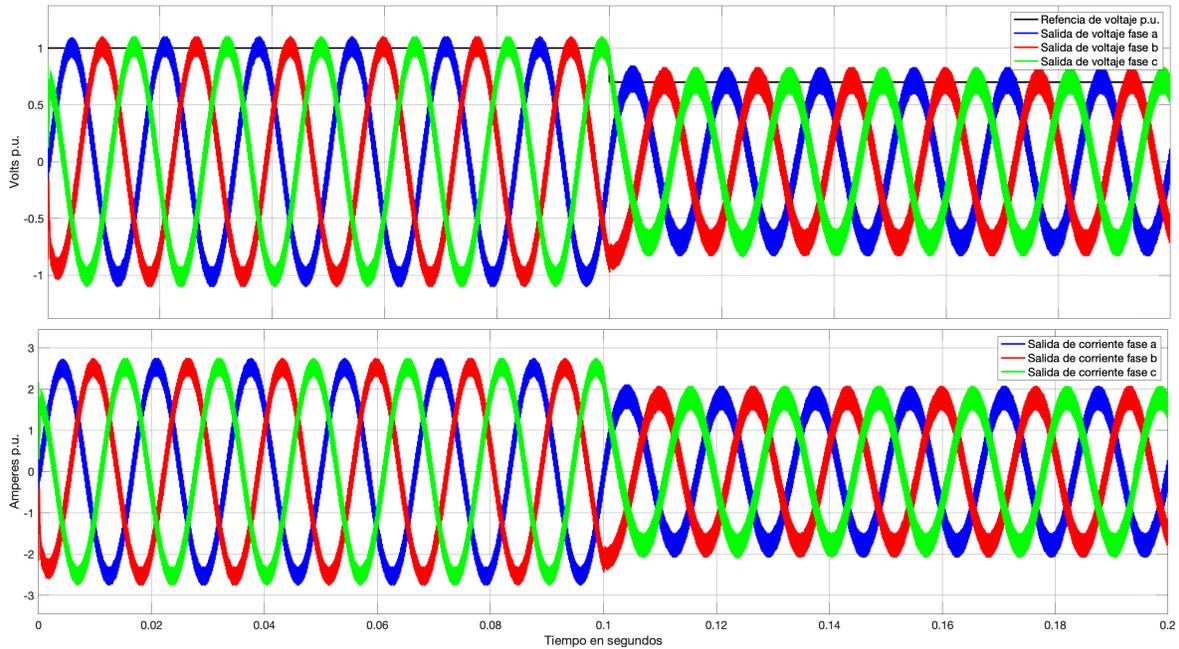


Figura 7.10 Salidas de voltaje y corriente, ya filtradas, de fases del Inversor trifásico, expresadas por unidad (p.u.).

Apéndices

I.- Introducción al Matlab.

Matlab[®] es un programa interactivo de computación numérica y visualización de datos; éste es usado extensivamente por ingenieros de control para análisis y diseño. Existen diferentes “toolboxes” disponibles las cuales extienden las funciones básicas de Matlab dentro de diferentes áreas de aplicación; en estos tutoriales, se hará uso extensivo del “toolbox” de Sistemas de Control. Matlab es soportado por sistemas Unix, Macintosh, y Windows. Existe una versión estudiantil disponible para computadoras personales. Para más información contacte a la compañía Mathworks[®] [23].

Vectores

Iniciemos por crear algo simple, como un vector. Cada elemento del vector debe ser introducido (separados por un espacio) entre corchetes y se iguala a una variable. Por ejemplo, para crear el vector a, introduzca en la ventana de comandos de Matlab[®]:

```
a = [1 2 3 4 5 6 9 8 7]
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
a = 1 2 3 4 5 6 9 8 7
```

Para crear un vector con elementos del 0 al 20, separados en incrementos de 2 (esto es usado frecuentemente para crear un vector de tiempo):

```
t = 0:2:20
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
t = 0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20
```

Manipular el vector es tan fácil como crearlo. Primero, suponga que se quiere sumar dos a cada uno de los elementos del vector ‘a’. La ecuación será la siguiente:

```
b = a + 2
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
b = 3 4 5 6 7 8 11 10 9
```

Ahora suponga que se quieren sumar los dos vectores ‘a’ y ‘b’. Como los dos vectores son del mismo tamaño, la ecuación es simplemente:

```
c = a + b
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
c = 4 6 8 10 12 14 20 18 16
```

Para restar vectores del mismo tamaño se procede de la misma forma.

Funciones

Matlab[®] incluye funciones estándar que facilitan el uso de éste. Cada función es un bloque de código que realiza una tarea específica. Las funciones estándar de Matlab[®] incluyen entre otras: sin, cos, log, exp y sqrt. Así mismo, se emplean también constantes de uso común tales como π (pi), e o j (raíz cuadrada de -1), también son incorporadas en Matlab[®].

Por ejemplo, si en la ventana de comando se escribe: `sin(pi/4)`, la respuesta que dará Matlab[®] será:
`ans = 0.7071`

Para conocer el uso de cualquier función, escriba `help [function name]` en la ventana de comandos de Matlab[®].

Matlab[®] también permite que el usuario escriba sus propias funciones mediante el comando “`function`”.

Graficando

Es fácil crear gráficas en Matlab[®]. Suponga que se quiere graficar una función senoidal con respecto del tiempo. Primero se tendrá que crear un vector de tiempo (el punto y como ‘;’ después de cada sentencia o línea de programa hace que Matlab[®] no muestre los valores de ésta) y entonces calcule el valor del seno en cada tiempo.

```
t=0:0.25:7;  
y = sin(t);  
plot(t,y)
```

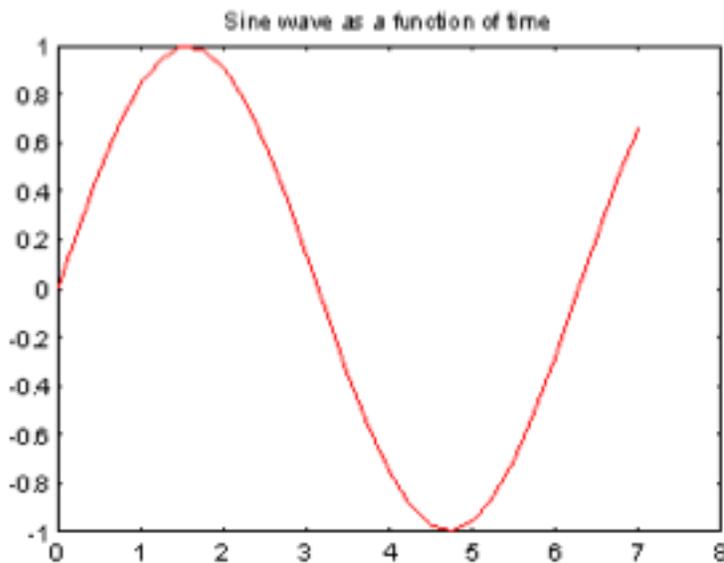


Figura I.1 Gráfica obtenida en Matlab.

La gráfica, figura A.1, contiene aproximadamente un período de la onda senoidal. Gráficas básicas son muy fáciles de realizar en Matlab, pero el comando “plot” tiene muchas otras capacidades. Es recomendable que se revise con mayor cuidado este comando.

Polinomios

En Matlab[®] un polinomio es representado como un vector. Para crear un polinomio en Matlab[®], simplemente introduzca cada coeficiente del polinomio dentro de un vector en orden descendente. Por ejemplo, si se tiene el polinomio:

$$s^4 + 3s^3 - 15s^2 - 2s + 9$$

Para introducir éste en Matlab[®], solamente escriba éste como un vector de la manera siguiente:

```
x = [1 3 -15 -2 9]
x = 1 3 -15 -2 9
```

Matlab[®] interpreta un vector de largo n+1 como un polinomio de orden n. Por lo tanto, si un polinomio no tiene ciertos coeficientes, se deberán usar ceros en el lugar correspondiente a estos coeficientes en el vector que representa al polinomio. Por ejemplo:

$$s^4 + 1$$

deberá representarse en Matlab[®] como:

```
y = [1 0 0 0 1]
```

Se puede evaluar el polinomio usando la función ‘polyval’. Por ejemplo, para evaluar el polinomio cuando s=2:

```
z = polyval([1 0 0 0 1],2)
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
z = 17
```

Es posible también encontrar las raíces de un polinomio. Esto es particularmente útil cuando se tienen polinomios de orden superior como:

$$s^4 + 3s^3 - 15s^2 - 2s + 9$$

Para encontrar las raíces de este polinomio se usa el comando siguiente:

```
roots([1 3 -15 -2 9])
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
ans = -5.5745
      2.5836
      -0.7951
      0.7860
```

El producto de dos polinomios es encontrado mediante la convolución de los mismos, usando el comando “conv”.

```
x = [1 2];
y = [1 4 8];
z = conv(x,y)
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
z = 1 6 16 16
```

La división de polinomios también puede realizarse fácilmente. La función “deconv” calcula el resultado y el remanente. Si se divide ‘z’ por ‘y’ viendo el resultado en ‘xx’, se tiene:

```
[xx, R] = deconv(z,y)
```

Matlab[®] deberá regresar:

```
xx = 1 2
```

```
R = 0 0 0 0
```

Como puede ser visto, el resultado es solamente el polinomio-vector ‘x’ anterior. Si ‘y’ no pudiera dividir exactamente a ‘z’, el vector remanente ‘R’ no sería cero.

Si se quieren sumar dos polinomios del mismo orden, la ecuación $z=x+y$ será suficiente (los vectores ‘x’ e ‘y’ deberán ser del mismo largo). En el caso general, la función definida por el usuario “polyadd” puede ser usada. Para emplear *polyadd*, copie esta función dentro de un *m-file* y entonces use la misma como cualquier otra función de Matlab. Asumiendo que se tiene la función *polyadd* guardada como una función mediante un archivo *m-file*, si se quieren sumar polinomios, ‘x’ e ‘y’, que no sean del mismo orden se puede completar esta operación de la manera siguiente:

```
z = polyadd(x,y)
```

```
x = 1 2
```

```
y = 1 4 8
```

```
z = 1 5 10
```

```
-----  
function[poly]=polyadd(poly1,poly2)  
%Copyright 1996 Justin Shriver  
%polyadd(poly1,poly2) adds two polynomials possibly of uneven length  
if length(poly1)<length(poly2)  
    short=poly1;  
    long=poly2;  
else  
    short=poly2;  
    long=poly1;  
end  
mz=length(long)-length(short);  
if mz>0  
    poly=[zeros(1,mz),short]+long;  
else  
    poly=long+short;  
end  
-----
```

Matrices

Definir matrices en Matlab[®] es tan fácil como definir vectores, cada renglón de elementos deberá ser separado por un punto y como (;) o un 'return':

```
B = [1 2 3 4;5 6 7 8;9 10 11 12]
```

```
B = 1 2 3 4
     5 6 7 8
     9 10 11 12
```

```
B = [ 1 2 3 4
      5 6 7 8
      9 10 11 12]
```

```
B = 1 2 3 4
     5 6 7 8
     9 10 11 12
```

Las matrices de Matlab[®] pueden ser manipuladas en diferentes formas. Por ejemplo, la transpuesta de una matriz se calcula agregando un apostrofe a la variable de la matriz:

```
C = B'
```

```
C = 1 5 9
     2 6 10
     3 7 11
     4 8 12
```

Note que si 'B' fuera compleja, el uso del apostrofe daría como resultado la transpuesta compleja conjugada en la variable 'C'.

La multiplicación de dos matrices se realiza de la manera siguiente:

```
D = B * C
```

```
D = 30 70 110
     70 174 278
     110 278 446
```

```
D = C * B
```

```
D = 107 122 137 152
     122 140 158 176
     137 158 179 200
     152 176 200 224
```

Recuerde que el orden es importante cuando se multiplican matrices.

Otra opción para la manipulación de las matrices es que se pueden multiplicar los elementos correspondientes de cada matriz usando el operador '.', las matrices deberán ser del mismo tamaño.

```
E = [1 2;3 4]
```

```
F = [2 3;4 5]
```

```
G = E .* F
```

```
E = 1 2
```

```
3 4
```

```
F = 2 3
```

```
G =   4  5
      2  6
      12 20
```

Si se tiene una matriz cuadrada, como 'E', ésta puede ser multiplicada por si misma las veces que se desee, esto es, una matriz cuadrada puede ser elevada a una potencia mediante el operador '^'.

```
E^3
ans =   37  54
       81 118
```

Si se quiere elevar a una cierta potencia cada elemento de la matriz se usa el comando '.^'.

```
E.^3
ans =   1  8
       27 64
```

La inversa de una matriz puede calcularse de la manera siguiente:

```
X = inv(E)
X =  -2.0000  1.0000
      1.5000 -0.5000
```

o sus eigenvalores:

```
eig(E)
ans =  -0.3723
        5.3723
```

Existe una función para encontrar los elementos del polinomio característico de una matriz, dicha función es "poly".

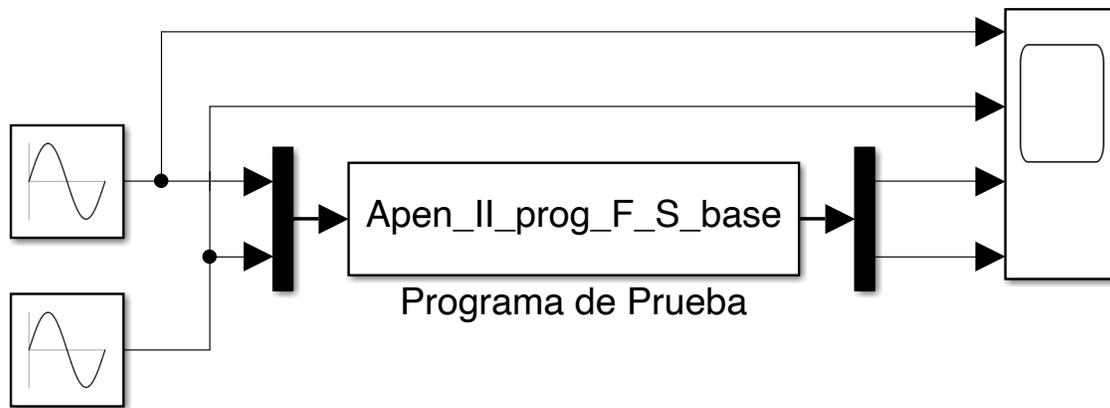
```
p = poly(E)
p =  1.0000 -5.0000 -2.0000
```

Recuerde que los eigenvalores de una matriz son los mismos que las raíces del polinomio característico:

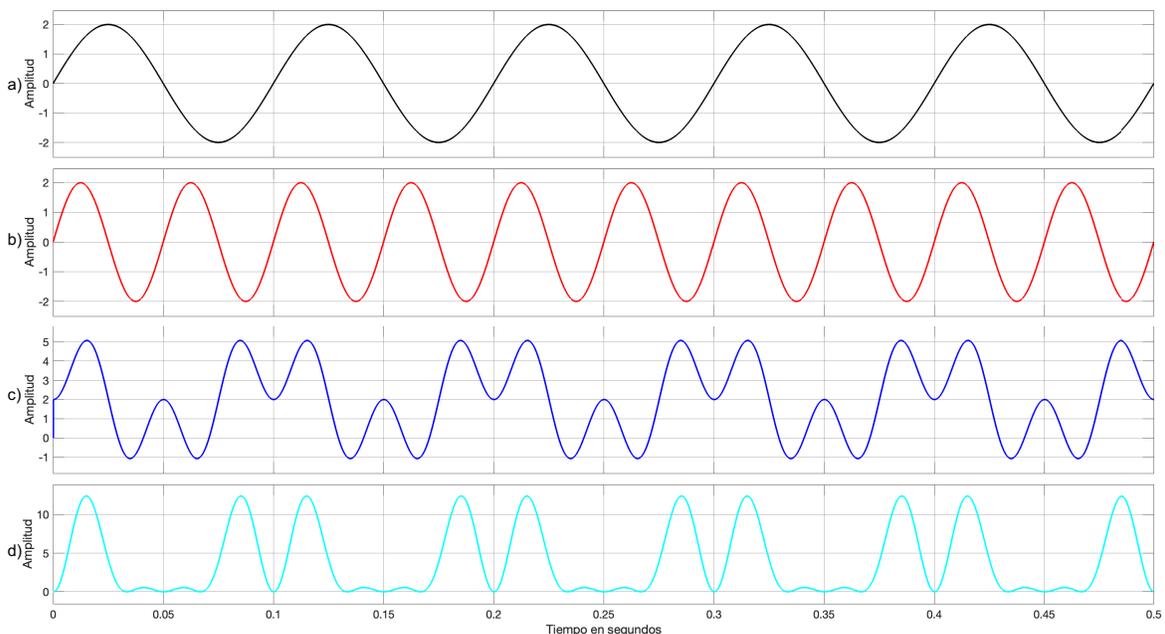
```
roots(p)
ans =  5.3723
       -0.3723
```


II.- Función S de Matlab

En este apéndice se presenta una Función S simple de Simulink con el objetivo que sirva de base para que el lector pueda construir sus propias funciones. La figura II.1 muestra un programa de Simulink[®] que emplea la Función S “Apen_II_prog_F_S_base.m, este programa recibe dos señales senoidales de diferente frecuencia y realiza dos operaciones con ellas, presentando las respuestas en la salida del bloque de la Función S. Como puede verse se emplea un Multiplexor para unir las dos señales de entrada al bloque de la Función S y un Demultiplexor para separar las dos señales de salida proporcionadas por el bloque de dicha función. La figura II.2.a y la figura II.2.b muestran las señales de entrada de la Función S. La figura II.2.c muestra la salida que es calculada como la multiplicación de las señales de entrada más un factor proporcionado por el usuario mediante la caja de diálogo. Por otro lado, la figura II.2.d muestra la salida calculada mediante la suma de las señales de entrada multiplicada por un factor que es la suma de las señales de entrada anteriores.



II.1 Programa de Simulink[®] que llama a la Función S “Apen_II_prog_F_S_base.m”



II.2 Señales de entrada y salida del bloque de la Función S “Apen_II_prog_F_S_base.m”

Sistemas Electrónicos de Potencia: Modelado y Control mediante Matlab

```

sys=mdlTerminate(t,x,u);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Banderas no esperadas %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
otherwise
    error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end % end sfuntmpl

%
%=====
% mdlInitializeSizes
% Regresa los tamanos, condiciones iniciales y tiempos de muestreo para la
% funcion-S (S-function).
%=====
%
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(Sample_Time)

%
% se llama simsizes para el tamaño de la estructura, se calcula y se
% convierte en un tamaño de arreglo
%
%
sizes = simsizes;
%
sizes.NumContStates = 0;% Numero de estados continuos
%           en este ejemplo NO usamos estados continuos
sizes.NumDiscStates = 2;% Numero de estados discretos, debe ser igual al numero de salidas
sizes.NumOutputs    = 2;% Numero de salidas "x"
sizes.NumInputs     = 2;% Numero de entradas "u"
sizes.DirFeedthrough = 1;% Dejar en 1
sizes.NumSampleTimes = 1;% al menos un muestreo es necesario
%
sys = simsizes(sizes);
%
% Inicializa las condiciones iniciales
%
x0 = [0];
%
% str debe ser una arreglo vacio
%
str = [];
%
% inicializa el arreglo de tiempo de muestreo
ts = [-2 0];
% al ser ts = [-2 0], estamos indicando que el tiempo de muestreo se
% eligira de forma externa

% end mdlInitializeSizes

%
%=====
% mdlDerivatives
% Regresa las derivadas de los estados continuos.
%=====

```

```

%
function sys=mdlDerivatives(t,x,u)
%
sys = [];
% como no estamos usando estados continuos la parte de derivadas se deja
% asi con una salida de sys en arreglo vacio.
%
% end mdlDerivatives

%
%=====
% mdlUpdate
% Maneja la actualizacion de los estados discretos, entradas en el tiempo de
% muestreo y los requerimientos de mayores paso de tiempo.
%
% *****
% * Aqui es donde hacemos realmente el programa *
% *****
%
%=====
%
function sys=mdlUpdate(t,x,u,Sample_Time,factor)
persistent F_ant;
%"persistent" Se usa si se necesitan variables estaticas
% Las variables que guardan su valor entre pasos de declaran como
% "persistent"
%
% Aqui inicia propiamente el programa
% t==0
% Esta condicion la podemos usar para inicializar las variables
% persistentes y para inicializar el sistema en el tiempo cero.
if t==0
    T_muestreo=Sample_Time;
    F_ant=0;
end
%
% Programa
x(1)=u(1)*u(2)+factor;
x(2)=(u(1)+u(2))*F_ant;
F_ant=u(1)+u(2);
%
sys = x;
%
% end mdlUpdate
%
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====
%
function sys=mdlOutputs(t,x,u)
sys = x;
%
% Asignamos la salida "x" a sys.
%
% end mdlOutputs

```

Sistemas Electrónicos de Potencia: Modelado y Control mediante Matlab

```
%
%=====
% mdlGetTimeOfNextVarHit
% Regresa el tiempo para la proxima entrada a este bloque "S-Function".
% Note que el resultado es un tiempo absoluto.
% Note tambien que esta funcion solo sera usada cuando se haya especificado
% un tiempo de muestreo para variables de tiempo discreto igual a [-2 0]
% en el arreglo de tiempo de muestreo en mdlInitializeSizes.
%=====
%
function sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u,Sample_Time)

sampleTime = str2num(Sample_Time);
% Example, set the next hit to be one second later.
sys = t + sampleTime;
% end mdlGetTimeOfNextVarHit

%
%=====
% mdlTerminate
% Realiza cualquier actividad a la salida.
%=====
%
function sys=mdlTerminate(t,x,u)

sys = [];
%
% En este caso no realizamos ninguna acccion o actividad a la salida
%
% end mdlTerminate
```


Referencias

- [1] M. H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices and Applications, Boca Raton, FL, USA: Prentice Hall, 2002.
- [2] R. P. Eduard Ballester, Electrónica de Potencia Principios Fundamentales y Estructuras Básicas, Primera ed., México D.F.: Alfaomega, 2012.
- [3] R. W. Erickson y D. Maksimovic, Fundamental of power electronics, N.J, USA: Secaucus, 2000.
- [4] R. Shaffer, Fundamentals of Power Electronics with Matlab, Boston, USA.: Charles River Media, 2007.
- [5] R. C. Dorf y J. A. Svoboda, Circuitos Eléctricos, Cd. de México, Cd. de México: Alfaomega, 2015, p. 920.
- [6] T. P. McGarty, Stochastic Systems and State Estimation, New York, USA.: Wiley, 1974.
- [7] K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna. 5ta Edición, Madrid, España: Pearson Educación, 2010.
- [8] K. J. Astrom y T. Hägglund, PID Controllers: Theory, Design and Tuning, USA: ISA, 1995.
- [9] B. C. Kuo, Sistemas de Control Automático, Cd. de México, México: Prentice Hall, 1996.
- [10] A. Creus-Sole, Instrumentación industrial, Barcelona, Cataluña: Marcombo, S.A., 2011, p. 785.
- [11] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, Electronica de potencia convertidores, aplicaciones y diseño, McGraw Hill.
- [12] Alternative Energy Institute y K. K. Smith, Power Our Future: An Energy Sourcebook for Sustainable Living., iUniverse, Inc., 2005.
- [13] G. Vacheva y N. Hinov, «MATLAB Optimization of Boost DC-DC Converter,» de *III International Conference on High Technology for Sustainable Development (HiTech)*, Sofia, Bulgaria, 2020.
- [14] V. K. Ingle y J. G. Proakis, Digital Signal Processing Using Matlab, Stamford, USA: Cengage Learning, 2012.
- [15] R. H. G. Tan y L. Y. H. Hoo, «DC-DC converter modeling and simulation using state space approach,» de *IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Johor Bahru, Malaysia, 2015.
- [16] W. Yu, H. Qian y J.-S. Lai, «Design of High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter and High-Precision Efficiency,» *IEEE*.
- [17] M. Pavlovsky, Y. Tsuruta y A. Kwamura, «Bi-directional Buck/Boost Dc-Dc Converter with Ultra High Efficiency Based on Improved SAZZ Topology,» de *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, California. USA., 2009.

- [18] B. Laan, P. Das, S. A. Mosavi y G. Moschopoulos, «A Novel Bidirectional PWM DC-DC Converter,» de *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Niagara Falls, ON, Canada, 2008.
- [19] B. T. Lynch, «Under the Hood of a DC/DC Boost Converter,» de *Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1800. Topic 3, SLUP284.*
- [20] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Madrid, España: Prentice-Hall, 2001.
- [21] F. L. Luo y H. Ye, *Advanced DC/DC Converters*, Boca Raton, Florida. USA: CRC Press, 2004.
- [22] M. Veronesi y A. Visioli, «On the selection of Lambda in Lambda Tuning for PI(D) Controllers,» *IFAC Papers On Line*, vol. 53, nº 2, p. 4599–4604, 2020.
- [23] The Mathworks Inc., *Matlab Primer*, Natick, MA. USA.: Mathworks, 2023.