



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

SIMULACIÓN EN PSIM Y SIMULINK DE UN CONJUNTO RECTIFICADOR CON CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN LA SALIDA

Autor:

Domingo Cagigal, Josué

Tutor:

**Martín Miranda, Alfredo
Tecnología Electrónica**

Valladolid, Junio 2017.



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**



1. RESUMEN:

El trabajo de fin de grado trata de observar, analizar e investigar un conjunto rectificador con un convertidor Buck Boost (Elevador Reductor) mediante un software de simulación para la extracción de conclusiones.

La idea es conseguir un convertidor AC/CC con un convertidor CC/CC Buck Boost en la salida, de forma que consigamos más rapidez en la regulación de la tensión continua de salida que si empleamos simplemente un rectificador.

En un rectificador la frecuencia es la de red, 50 Hz, por lo que al modificar el ángulo de disparo la variación de la tensión de salida no es inminente porque existe un cierto retraso debido a parámetros eléctricos del rectificador.

Como la frecuencia a la que trabaja el convertidor Buck Boost es más elevada, del orden de KHz, se puede conseguir una mayor velocidad en el ajuste de la tensión de salida.

2. PALABRAS CLAVE:

Aceleración, Estabilidad, Tensión, Continua, Salida.



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**



INDICE

1.	RESUMEN:.....	3
2.	PALABRAS CLAVE:.....	3
3.	INTRODUCCIÓN.....	7
3.1.	MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS.....	7
3.2.	ESTRUCTURA DE LA MEMORIA	8
4.	DESARROLLO DEL TRABAJO	9
4.1.	CAPÍTULO 1: CONSIDERACIONES TEÓRICAS GENERALES	9
4.1.1.	POLOS DE POTENCIA.....	9
4.1.2.	TEORÍA GENERAL DE CONVERTIDORES AC/DC	15
4.1.3.	TEORÍA GENERAL DE LOS CONVERTIDORES CC/CC.....	18
4.2.	CAPÍTULO 2: CONSIDERACIONES TEÓRICAS ESPECÍFICAS	23
4.2.1.	CONVERTIDORES AC/CC NO CONTROLADOS Y CONTROLADOS	23
4.2.2.	CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR (BUCK-BOOST).....	32
4.2.3.	APLICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CA/CC Y CC/CC	35
4.3.	CAPÍTULO 3: DISEÑO, MONTAJE Y ANÁLISIS DEL CONJUNTO	36
4.3.1.	DISEÑO, MONTAJE Y ANÁLISIS DE UN RECTIFICADOR CONTROLADO	36
4.3.2.	DISEÑO, MONTAJE Y ANÁLISIS DE UN RECTIFICADOR NO CONTROLADO CON UN BUCK-BOOST EN LA SALIDA	48
4.4.	CAPÍTULO 4: MONTAJE EN SIMULINK, SIMULACIONES Y CONTRASTE DE RESULTADOS	62
4.4.1.	MONTAJE Y SIMULACIONES DEL RECTIFICADOR CONTROLADO	64
4.4.2.	MONTAJE Y SIMULACIONES DEL CONJUNTO RECTIFICADOR CON BUCK-BOOST EN LA SALIDA	74
4.4.3.	CONTRASTE EN LOS RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES.....	79
5.	CONCLUSIONES Y POSIBLES MEJORAS.....	85
6.	APLICACIÓN: CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DC	89
7.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	93
	ANEXO A: EL CONDENSADOR COMO FILTRO.....	95
	ANEXO B: MODELO DE IMPLEMENTACIÓN DEL TIRISTOR EN SIMULINK.....	97
	ANEXO C: MODELO DE IMPLEMENTACIÓN DEL IGBT EN SIMULINK.....	101



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



3. INTRODUCCIÓN

El presente proyecto de investigación consistirá en el diseño de un circuito rectificador con un convertidor elevador reductor en la etapa de salida.

Para el diseño del circuito se deberá tener en cuenta los valores y número de componentes que lo forman.

Mientras se va conformando el circuito base, se realizarán pruebas mediante PowerSim y Simulink, dos software potentes de simulación electrónica, para poder estudiar e interpretar resultados en los parámetros eléctricos comunes, aunque el centro de estudio fundamental se centre en la tensión continua de salida que ofrecerá el conjunto.

Se dará un razonamiento correspondiente a cada variación en los resultados que se produzca por un cambio en el diseño del circuito, por variaciones en parámetros eléctricos de entrada, o por variación de parámetros internos de los componentes.

Se contrastarán resultados visualizando el comportamiento de la evolución de la tensión de salida de un conjunto rectificador simple y del conjunto rectificador acompañado del convertidor Buck-Boost en la salida.

3.1. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

En un mundo, cada vez más automatizado, uno de los objetivos fundamentales que se pretenden, es la mejora del tiempo de respuesta de los sistemas, sin provocar una pérdida de estabilidad causada por la creación de perturbaciones.

El objetivo fundamental de este trabajo de fin de grado es la obtención de un conjunto rectificador con un convertidor Buck Boost en la salida que permita obtener unos resultados demostrables de forma gráfica y analítica.



La meta a conseguir es poder evidenciar que el convertidor Buck Boost permite acelerar la estabilización de la tensión continua de salida, ya que con un rectificador que trabaja a frecuencia de red, la variación de la tensión no se produce de forma instantánea al modificar el ángulo de disparo, sino que depende del número de fases de la tensión alterna con la que trabaja el rectificador, y del momento dentro del ciclo de tensión en el que variamos el ángulo de disparo.

3.2. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

La memoria del desarrollo del trabajo de fin de grado estará compuesta y estructurada por capítulos ordenados. El orden de los capítulos no es significativo, pero se pretenderá seguir una lógica, lo más generalizada posible, para que el planteamiento del mismo sea entendido de manera continua y progresista.

- El capítulo 1 contendrá explicaciones teóricas de los distintos componentes que van a formar el circuito, teoría general de convertidores AC/CC y CC/CC, teoría básica de sistemas de control.
- El capítulo 2 abordará en su plenitud los rectificadores, y en concreto, de los convertidores CC/CC, el reductor elevador (BUCK-BOOST), así como diferentes aplicaciones. Estará compuesto de gráficas y razonamientos sobre el funcionamiento de dichos sistemas para poder encaminar el capítulo siguiente.
- El capítulo 3 consistirá en el diseño, o diferentes diseños que formarán nuestro circuito base, montaje en los software de simulación, parametrización de componentes y observación gráfica y analítica de las magnitudes eléctricas.
- El capítulo 4 estará formado por las diferentes simulaciones que se harán al circuito, centrándose en la etapa de salida, pudiendo conseguir unas explicaciones lógicas gracias a la información contenida en los capítulos anteriores.



4. DESARROLLO DEL TRABAJO

4.1. CAPÍTULO 1: CONSIDERACIONES TEÓRICAS GENERALES

En este capítulo se reflejará la teoría básica necesaria para poder preparar la elaboración del trabajo, los principales conceptos vistos a lo largo del grado, junto con información complementaria, necesaria para poder empezar a abordar el supuesto.

La electrónica de potencia es la disciplina principal en la que se puede catalogar el trabajo, por lo que la mayor parte de este capítulo contendrá teoría de la misma, centrándose en polos de potencia, convertidores AC/DC y convertidores CC/CC.

Además incluirá teoría básica de regulación de sistemas de control, la que ayudará a comprender desde otro punto de vista el objetivo del trabajo y diferentes consideraciones.

4.1.1. POLOS DE POTENCIA

Es necesario tener conocimientos básicos de conductores de potencia, ya que son un elemento fundamental que utilizan los diferentes convertidores.

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente las referencias [2] y [3].

Existen tres tipos de semiconductores de potencia: No controlados (diodos), semicontrolados y controlados. El TIRISTOR es el semicontrolado más utilizado. Los tres tipos de semiconductores controlados de potencia más utilizados son el MOSFET, IGBT, TRANSISTOR BIPOLAR.

El tipo de semiconductor depende fundamentalmente de tres factores, tensión, corriente y frecuencia de aplicación. De esta forma encontramos que el MOSFET trabaja a menor potencia que el IGBT y TIRISTOR, pero a mayor frecuencia. El IGBT trabaja a potencias y frecuencias medias y el TIRISTOR trabaja a gran potencia y a baja frecuencia.

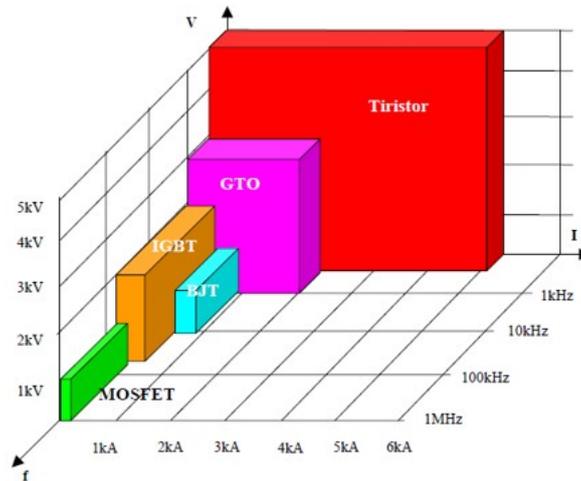


Figura 1: Comparativa de semiconductores de potencia

Los semiconductores de potencia funcionan como interruptores, es decir, en dos estados, encendido “ON” (interruptor cerrado) y apagado “OFF” (interruptor abierto).

El estado encendido apagado puede ser controlado por tensión en MOSFET e IGBT y por corriente en TIRISTOR.

Estos elementos presentan unas pérdidas de potencia en conducción (depende de la caída de potencial en conducción) y conmutación (depende del tiempo de conmutación).

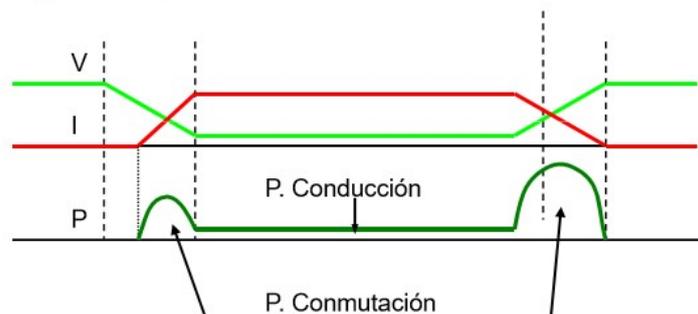


Figura 2: Pérdidas de semiconductores de potencia



- DIODOS:

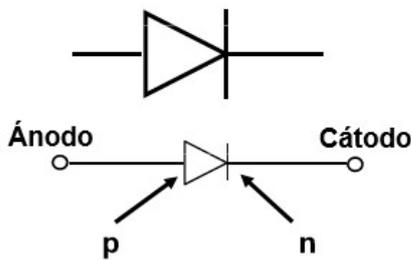


Figura 3: Nomenclatura del Diodo

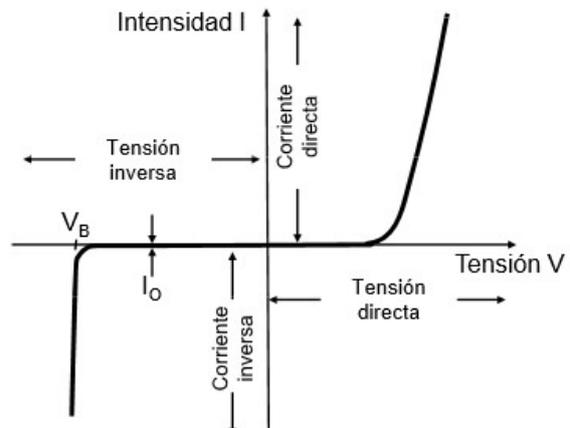


Figura 4: Característica estática del diodo

Si el tiempo que tarda el diodo en conmutar no es despreciable, se limita la frecuencia de funcionamiento, es decir, no se puede conmutar hasta después de la recuperación. Además se produce una disipación de potencia durante el tiempo de recuperación en inversa por convivencia de tensión e intensidad.

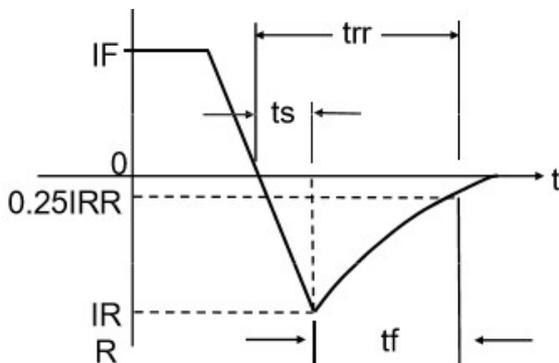


Figura 5: Característica dinámica del diodo

ttr: Tiempo de recuperación en inversa.

ts: Tiempo de almacenamiento.

tf: Tiempo de caída.

S: Factor de Suavizado

$$S = t_f / t_s$$

- TIRISTOR

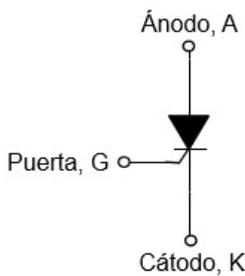


Figura 6: Nomenclatura del Tiristor

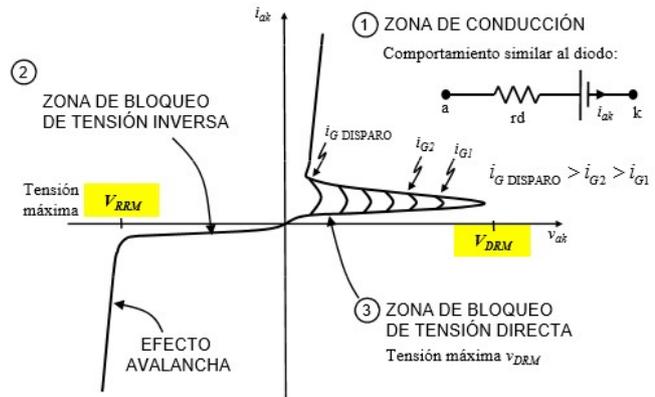


Figura 7: Característica estática del Tiristor

Requisitos de disparo: Tensión ánodo-cátodo > 0 (Polarizado en directa), Corriente de puerta $>$ Corriente de disparo, Corriente ánodo-cátodo $>$ Corriente de enclavamiento.

Requisitos de apagado: Corriente ánodo-cátodo < 0 . Se puede apagar de forma natural o forzada por fuente inversa de tensión o fuente inversa de intensidad.

Hay que mantener el pulso en corriente de puerta hasta que la corriente de en ánodo-cátodo llegue a la corriente de enclavamiento.

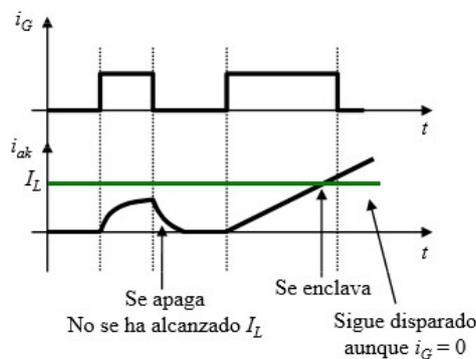


Figura 8: Corriente de enclavamiento.



MOSFET

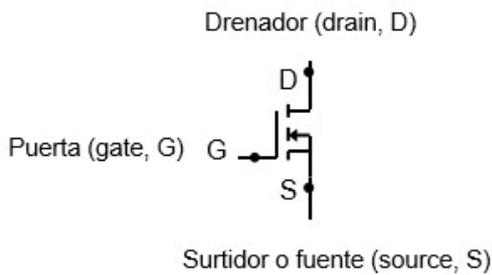


Figura 9: Nomenclatura del Mosfet

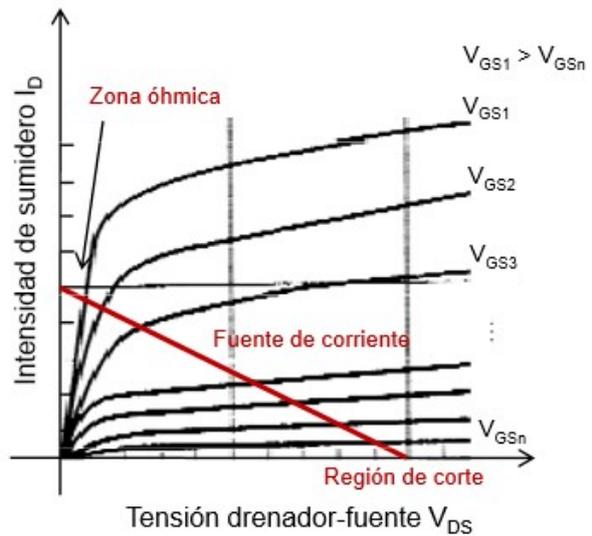


Figura 10: Característica estática del Mosfet

Se controla aplicando una tensión entre puerta y surtidor. El correcto manejo de la puerta es fundamental para utilizar el MOSFET.

Tensión umbral: Tensión mínima entre puerta y surtidor para la conducción.
Tensión máxima: El MOSFET se rompe si se aplica una tensión superior entre puerta y surtidor. Interesa trabajar con la mayor tensión posible entre puerta y surtidor porque la resistencia entre drenador y surtidor será menor.

La carga y descarga de capacidades parásitas afecta de forma significativa al comportamiento en la conmutación, limitando la frecuencia.

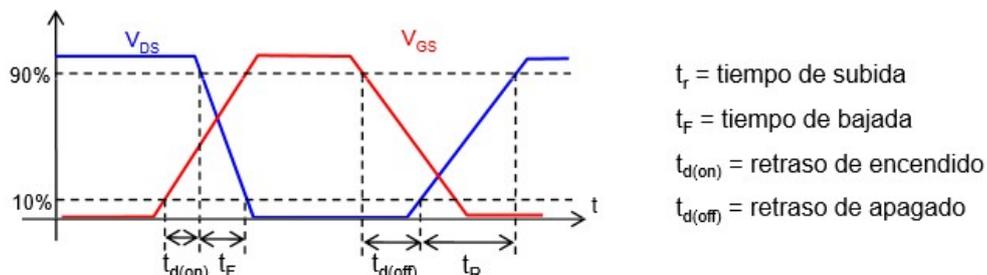


Figura 11: Característica dinámica del Mosfet

- **IGBT**

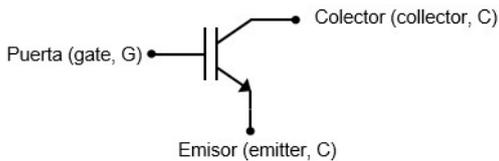


Figura 12: Nomenclatura del IGBT

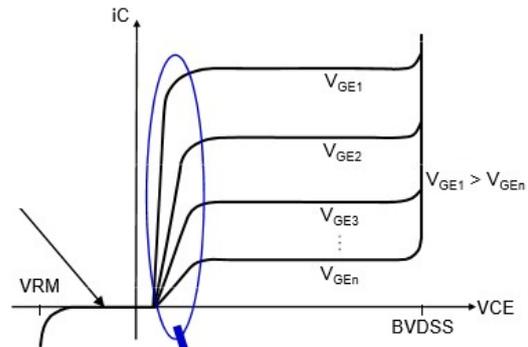


Figura 13: Característica estática del IGBT

Estructura formada por transistores MOSFET y Bipolares.

Se controla con tensión de puerta como un MOSFET.

Es capaz de bloquear tensión de colector emisor negativa, al contrario que el MOSFET.

El MOSFET controla la corriente de base del transistor bipolar.

Presenta las ventajas de los MOSFET y los bipolares por separado.

Totalmente controlado por tensión de puerta (MOSFET), rapidez en la conmutación (MOSFET), corriente de conducción (BIPOLAR), pérdidas en conducción (BIPOLAR).

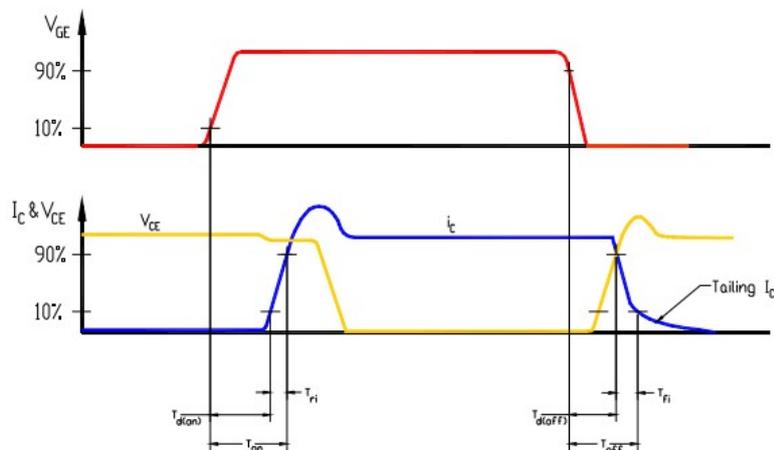


Figura 14: Característica dinámica del IGBT



4.1.2. TEORÍA GENERAL DE CONVERTIDORES AC/DC

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente las referencias [4] y [5].

Los convertidores CA/CC, denominados también rectificadores, son aquellos equipos o sistemas electrónicos dedicados a convertir una tensión alterna sinusoidal de frecuencia y amplitud constante en una tensión continua de salida.

La estructura básica de este tipo de convertidores es la siguiente:

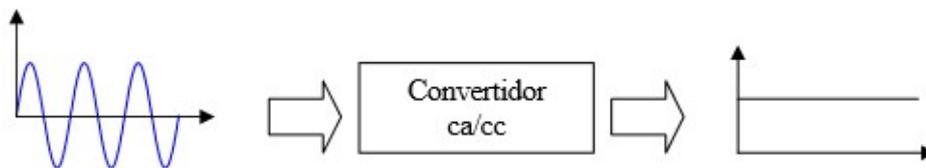


Figura 15: Funcionamiento general de los rectificadores

Deben tenerse en cuenta aspectos laterales al problema que son importantes para poder seleccionar y utilizar correctamente estos equipos.

En primer lugar debe considerarse el rendimiento del convertidor, que no es más que una medida de las pérdidas generadas internamente durante el proceso de conversión. Si P_e es la potencia activa consumida por el convertidor y P_s es la potencia activa cedida a la carga, se define la potencia de pérdidas de convertidor P_p como:

$$P_p = P_e - P_s$$

El rendimiento del convertidor η puede calcularse como:

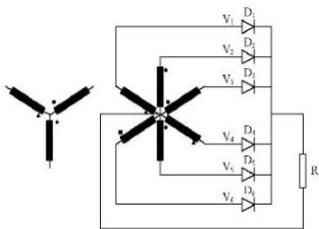
$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_e - P_p}{P_e} = 1 - \frac{P_p}{P_e}$$



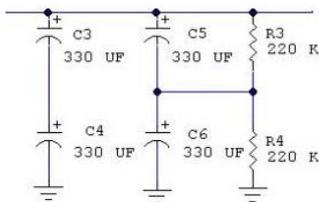
Podemos hacer una clasificación de estos convertidores atendiendo a diferentes aspectos:

1. Según el número de fases: Monofásicos, trifásicos, N-fásicos.
2. En función del polo de potencia utilizado: No controlados (diodos), totalmente controlados (tiristores), Semicontrolados (diodos y tiristores).
3. Dependiendo de la topología o del aprovechamiento de la senoide de entrada: Rectificadores en matriz de conversión, rectificadores simples, rectificadores polifásicos en puente.

Partes que constituyen un rectificador:



- Transformador de adaptación.
- Convertidor CA/CC



- Circuito de filtrado
- Circuito de carga

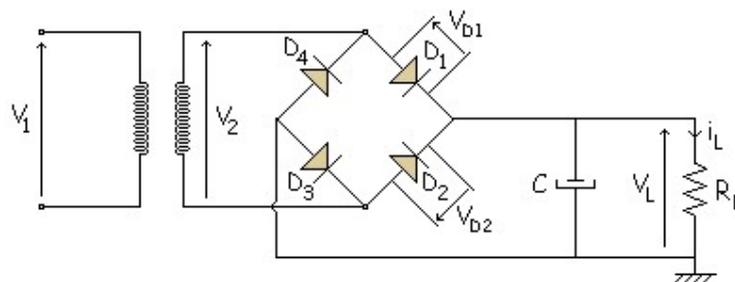


Figura 16: Estructura de un rectificador



El concepto de cuadrantes de funcionamiento de un convertidor hace referencia a la capacidad del mismo para ceder y absorber energía. Se trata de un aspecto muy importante en el diseño de los accionamientos, ya que aunque un motor realiza una transformación de energía eléctrica en mecánica, absorbiendo energía del convertidor, es posible que durante las maniobras de frenado se comporte como un generador, por lo que es necesario que el convertidor sea bidireccional, transformando energía desde y hacia la red.

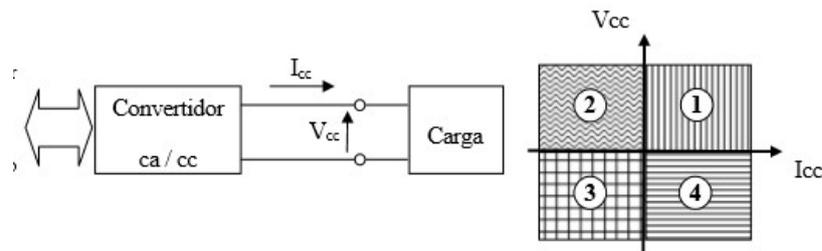


Figura 17: Concepto de cuadrante

Si el convertidor de la figura es capaz de generar una tensión V_{cc} e intensidad I_{cc} , se definen los cuadrantes de funcionamiento según los signos de V_{cc} e I_{cc} :

- Cuadrante 1. $V_{cc} > 0$, $I_{cc} > 0$. Esta condición establece que el flujo de energía se produce desde el convertidor hacia la máquina. Dado que tanto la tensión como la intensidad sólo pueden tener signo positivo, no es posible utilizar este convertidor en un flujo bidireccional de energía desde la máquina hacia la red.
- Cuadrante 2. $V_{cc} > 0$, $I_{cc} < 0$. Esta condición establece que el flujo de energía se produce desde la máquina hacia el convertidor. De forma similar a lo que ocurre con el primer cuadrante, un convertidor que sólo opere en el segundo, sólo podrá ser utilizado para conectar un generador a la red.
- Cuadrante 3. $V_{cc} < 0$, $I_{cc} < 0$. Esta condición es similar a la que se establece en el primer cuadrante, con la diferencia de que al invertir el signo de la tensión e intensidad, se invierte también el sentido de giro del motor.
- Cuadrante 4. $V_{cc} < 0$, $I_{cc} > 0$. Esta condición es similar a la que se establece en el segundo cuadrante, con la diferencia de que la máquina gira en sentido opuesto.



4.1.3. TEORÍA GENERAL DE LOS CONVERTIDORES CC/CC

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente las referencias [6], [7], [8] y [9].

Los convertidores CC/CC sirven para transformar una tensión de entrada continua, generalmente de valor fijo, en una tensión de salida también de corriente continua, con un valor distinto. De forma simplificada se puede pensar que realizan la misma transformación que los transformadores, pero con corriente continua. Su rango de aplicación es el mismo que el de los convertidores ca/cc, con la única diferencia de que la energía primaria de alimentación no es corriente alterna, sino continua.

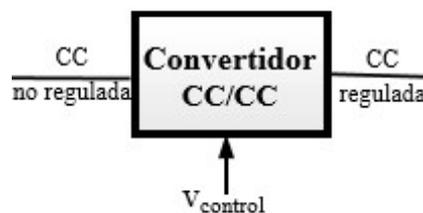


Figura 18: Esquema general de los convertidores CC/CC

Desde el punto de vista puramente técnico, este tipo de convertidores presentan algunas ventajas sobre otras formas de regulación cuando se aplican al control de accionamientos de cc:

- Pueden proporcionar una variación continua de salida, lo que se traduce también en una aceleración constante del accionamiento.
- Presentan una respuesta dinámica muy rápida.
- Tienen una elevada eficiencia.

Desde el punto de vista de su arquitectura interna, este tipo de convertidores se agrupan según su capacidad para realizar transformaciones en las que la tensión de entrada se reduce, se eleva, o se reduce o eleva indistintamente.

Los convertidores CC/CC se pueden clasificar en:

1. Reguladores lineales: transistor trabaja en zona lineal.
2. Convertidores conmutados: transistor trabaja en corte y saturación (con y sin aislamiento galvánico).
3. Convertidores resonantes: conmutación natural del transistor.



- **REGULADORES LINEALES**

El transistor trabaja en zona activa, en esta zona de trabajo el rendimiento es de un 30% a un 60% aproximadamente.

La tensión de salida es inferior a la de entrada.

La polaridad de salida es igual a la polaridad de entrada.

Los circuitos suelen ser simples.

No se produce interferencias electromagnéticas.

- **CONVERTIDORES CONMUTADOS**

El transistor trabaja en zona de corte y saturación, en esta zona de trabajo el rendimiento es prácticamente el 100%, ya que no se producen pérdidas.

La tensión de salida puede ser inferior, igual, o superior a la tensión de entrada.

La polaridad de salida puede ser igual o contraria a la de entrada.

Los circuitos suelen ser complejos.

Pueden producirse interferencias electromagnéticas.

- **CONVERTIDORES RESONANTES**

Presentan una frecuencia de conmutación muy elevada.

Se eliminan pérdidas en conmutación de los semiconductores.

Se puede aumentar la frecuencia de conmutación.

Se reduce el tamaño del convertidor al eliminar los componentes reactivos empleados como filtro (condensadores e inductancias).

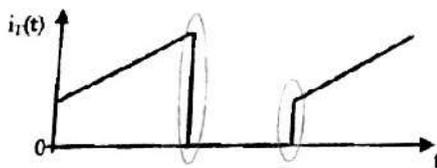


Figura 19: Conmutación forzada

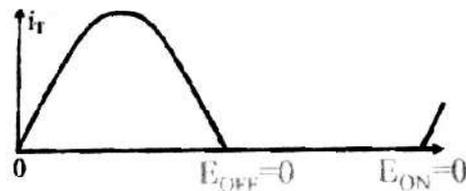


Figura 20: Conmutación natural

CONTROL DE LOS CONVERTIDORES CC/CC

Los convertidores CC/CC conmutados utilizan uno o más interruptores para transformar un nivel continuo en otro. En un convertidor CC/CC con un nivel de tensión de entrada, el valor medio de la tensión de salida se ajusta controlando la duración del estado abierto (OFF) o cerrado (ON) del interruptor.

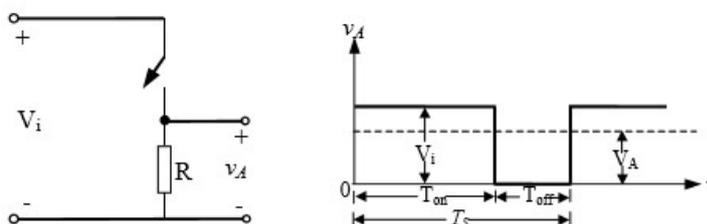


Figura 21: Conversión CC/CC en modo conmutado

En este método, llamado modulación por ancho de pulso (PWM), se varía el ciclo de servicio del interruptor D , que se define como siendo la relación entre el tiempo que el interruptor permanece cerrado (ON) respecto al período de conmutación.

Los dos parámetros que determinan la forma de onda de la figura 4.21 son el ciclo de servicio D (que se acaba de mencionar) y la frecuencia de conmutación f_s .

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \qquad f_s = \frac{1}{T_s}$$

Los convertidores continua-continua presentan un filtro paso bajo para obtener el valor medio de la tensión rectangular.

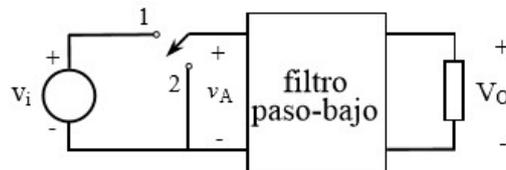


Figura 22: Diagrama de bloques de un convertidor CC/CC

La tensión de entrada v_i se supone continua, es decir, unidireccional, pero no tiene por qué ser una tensión regulada, en general tendrá un rizado no nulo. El conmutador funciona a una frecuencia superior que la correspondiente al rizado de v_i . Por lo tanto la forma de onda de v_A es como la que se presenta en la figura 23.

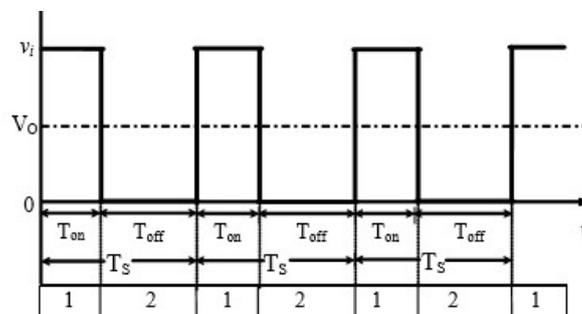


Figura 23: Forma de onda a la entrada del filtro del convertidor CC/CC

El filtro paso-bajo (de potencia) que aparece en la etapa de salida sirve para obtener el valor medio de la forma de onda de v_A a la salida, eliminando tanto la componente fundamental, como todos los armónicos de su desarrollo en serie de Fourier.

Trabajando con este método (PWM), habitualmente, la frecuencia de conmutación es constante y la señal que controla el transistor (estado abierto o cerrado), se genera comparando una tensión de control $v_{control}$ con una forma de onda repetitiva triangular.

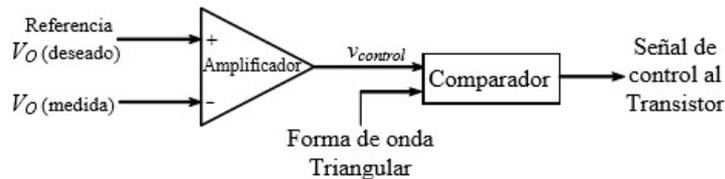


Figura 24: Diagrama de bloques de modulación por ancho de pulso

La forma de onda de la tensión triangular (diente de sierra) tiene un valor de pico ($V_{t\text{máx}}$) constante y su frecuencia es la que establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y suele estar en el rango de los kilohertz hasta algunos cientos de kilohertz.

De la comparación entre la tensión triangular y la señal amplificada del error v_{control} , que varía muy lentamente en el tiempo, comparado con la frecuencia de conmutación, la señal resultante presenta una forma de onda rectangular y es la que controla el transistor.

De la comparación entre la tensión triangular y la señal amplificada del error v_{control} , que varía muy lentamente en el tiempo, comparado con la frecuencia de conmutación, la señal resultante presenta una forma de onda rectangular y es la que controla el transistor. Cuando $v_{\text{control}} > v_t$, el transistor de potencia se cierra (ON) y en caso contrario el transistor se abre (OFF).

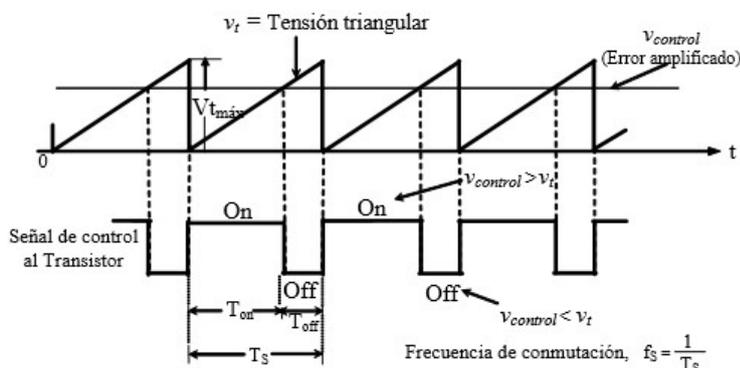


Figura 25: Señales del comparador de modulación por ancho de pulso



4.2. CAPÍTULO 2: CONSIDERACIONES TEÓRICAS ESPECÍFICAS

4.2.1. CONVERTIDORES AC/CC NO CONTROLADOS Y CONTROLADOS

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente las referencias [4], [5] y [11].

RECTIFICADORES NO CONTROLADOS

Se presentan, a continuación, algunas estructuras básicas de rectificación monofásica no controlada. Por su configuración, estos circuitos tienen su aplicación en fuentes de alimentación sencillas de bajo coste, para alimentación de pequeños circuitos, con la condición de que éstos no sean muy sensibles a la presencia de una componente de rizado sumada a la componente continua.

Puente simple de media onda: La estructura más sencilla de rectificador, útil en algunas aplicaciones de pequeña potencia, puede construirse con un único diodo. La tensión de entrada $v_e(t)$ es sinusoidal de frecuencia y valor eficaz constantes.

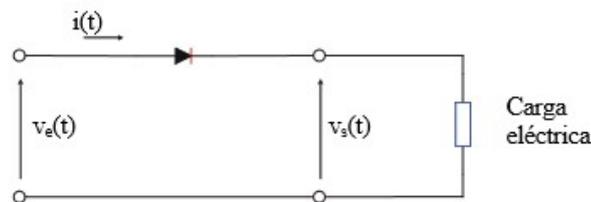


Figura 26: Rectificador monofásico de media onda con carga resistiva

$$V_e(t) = V_{em} \times \sin (wt);$$

Donde:

$$V_{em} = V_{e,rms} \times \sqrt{2}$$

Siendo $V_{e,rms}$ el valor eficaz de la tensión de entrada.

$$w = 2\pi f$$

Siendo f la frecuencia.



El diodo se comporta como un cortocircuito cuando la intensidad es positiva en el sentido ánodo a cátodo. Dado que la carga es resistiva pura, la intensidad $i(t)$ y la tensión $v_e(t)$ se encuentran en fase.

La relación entre la tensión continua de salida y el valor eficaz de la tensión de entrada es:

$$V_{s,dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{em} \sin \alpha d\alpha = \frac{-V_{em}}{2\pi} \cos \alpha \Big|_0^\pi = \frac{V_{em}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} V_{e,rms}}{\pi}$$

El valor eficaz de la tensión de salida está definido por la ecuación siguiente:

$$V_{s,rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{em}^2 \sin^2 \alpha d\alpha} = \frac{V_{em}}{2} = \frac{\sqrt{2} V_{e,rms}}{2}$$

La componente ondulatoria de la tensión de salida se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$V_{s,ondulatoria} = \sqrt{V_{s,rms}^2 - V_{s,dc}^2} = \sqrt{\frac{V_{e,rms}^2}{2} - \frac{2V_{e,rms}^2}{\pi^2}} = 0,54V_{e,rms}$$

La componente ondulatoria de la tensión de salida supone un 54% de la tensión eficaz de entrada. Como es lógico, el objetivo ideal de un rectificador es conseguir que dicha componente sea lo más reducida posible.

Puente simple sobre transformador con toma intermedia de onda completa: Una forma de reducir la componente ondulatoria de la tensión continua de salida del puente simple es añadir un segundo diodo y conectar el conjunto a un transformador con toma intermedia.

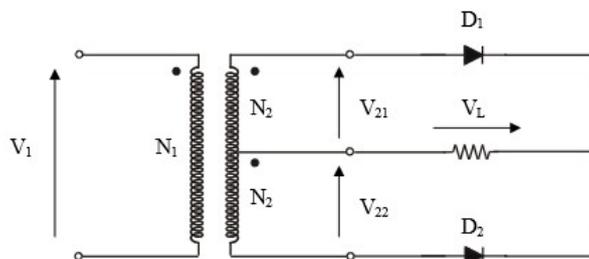


Figura 27: Rectificador de onda completa con toma intermedia



El diodo D1 conduce durante el semiciclo positivo de la tensión V_1 mientras que el diodo D2 lo hace durante el semiciclo negativo.

De esta forma se consiguen las siguientes formas de onda:

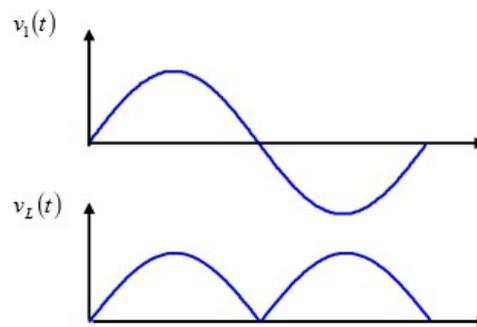


Figura 28: Formas de onda a la entrada y a la salida del convertidor

Si la tensión de entrada es:

$$V_1(t) = V_{1,max} \times \sin(wt)$$

La tensión de salida será:

$$V_L(t) = V_{1,max} \times \text{abs}[\sin(wt)]$$

Utilizando el mismo procedimiento que el rectificador de media onda:

$$V_{L,cc}(t) = \text{Valor medio}[V_L(t)] = \frac{2V_{1,max}N}{N1\pi}$$



Puente de onda completa:

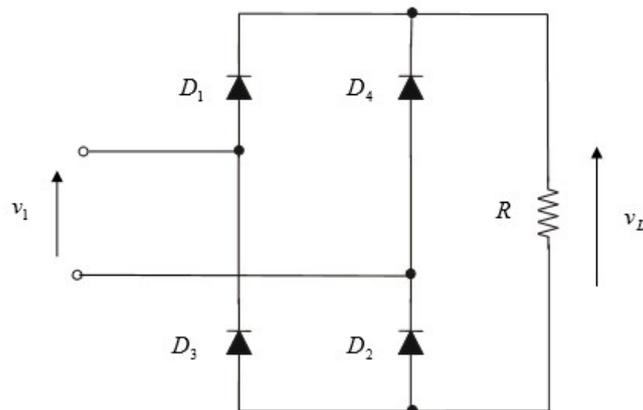


Figura 29: Rectificador Monofásico de onda completa

El funcionamiento es el siguiente: durante el semiciclo positivo de V_1 , conducen los diodos D_1 y D_2 , mientras que en el negativo lo hacen D_3 y D_4 .

Las formas de onda de entrada y salida del convertidor son similares a las del caso anterior.

Si la tensión de entrada es:

$$V_1(t) = V_{1,max} \times \sin(wt)$$

Entonces:

$$V_L(t) = V_{1,max} \times \text{abs}[\sin(wt)]$$

Utilizando el mismo procedimiento que en casos anteriores:

$$V_{L,cc}(t) = \text{Valor medio}[V_L(t)] = \frac{2V_{1,max}}{\pi}$$



En los casos anteriores se trabajaba con una sola fase, pero los rectificadores se utilizan con N-número de fases. Los rectificadores trifásicos son los más utilizados en industria. A continuación se representa el comportamiento de un rectificador trifásico.

Rectificador trifásico en puente:

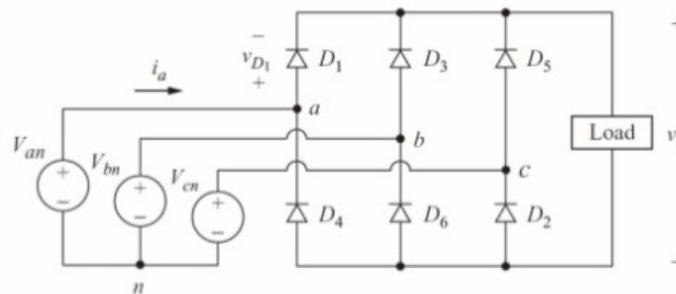


Figura 30: Rectificador trifásico en puente

Para las tensiones aplicadas al circuito solo puede conducir un diodo en la parte superior del puente (D1,D3,D5). El diodo en conducción tendrá su ánodo conectado a la tensión de fase mayor en ese instante. De la misma forma para las tensiones aplicadas solo puede conducir un diodo en la parte inferior del puente (D2,D4,D6). El diodo en fase de conducción tendrá su cátodo conectado a la tensión de fase mayor en ese instante. De esta manera D1 Y D4 no podrán conducir al mismo tiempo, tampoco D3 y D6 ni D2 y D5.

Existen seis combinaciones de tensiones línea a línea (tres fases combinadas en dos). Si consideramos que el período del generador es de 360° , la tensión de mayor valor deberá intercambiarse cada 60° . Se dice que es un rectificador de seis pulsos debido a las seis transiciones que se producen en cada periodo de la tensión del generador.

En la figura 31 se muestran las tensiones de fase y combinaciones de tensiones de línea resultantes de un generador trifásico equilibrado.

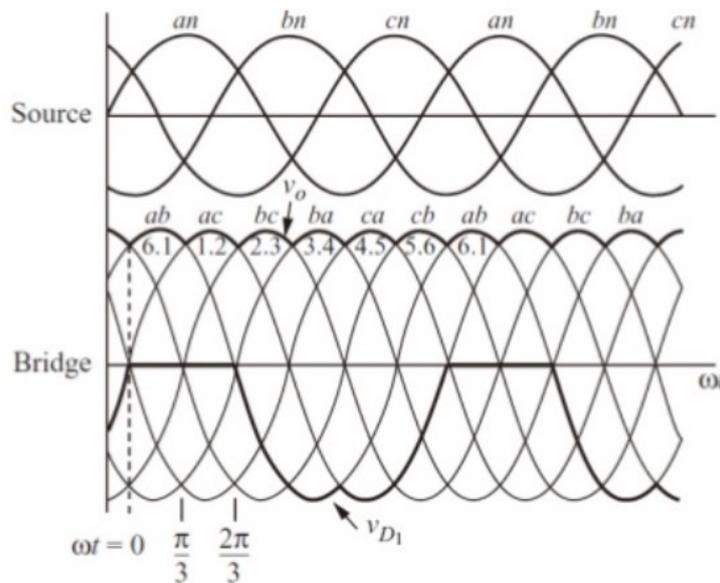


Figura 31: Formas de onda de rectificador trifásico en puente

RECTIFICADORES CONTROLADOS

Los rectificadores no controlados se caracterizan por tener una relación rígida entre la salida y la entrada. Esta rigidez puede ser superada utilizando a la entrada un transformador con tomas o un autotransformador regulable, de forma que controlando el valor eficaz de la entrada se consigue controlar también el valor eficaz de la salida. Sin embargo, la utilización de un transformador o un autotransformador supone un incremento sustancial en el tamaño, volumen y peso del convertidor. Además la incorporación de elementos electromecánicos, sujetos a desgaste, incrementa el mantenimiento a la par que reduce la velocidad de variación de salida.

Una posible solución al problema anterior consiste en utilizar semiconductores con algún grado de control en el proceso de conmutación.



Puente simple de media onda: El puente simple de media onda semicontrolado presenta un circuito idéntico al analizado anteriormente, con la diferencia de sustituir el diodo por un tiristor. El tiristor admite un control de conducción relativamente sencillo.

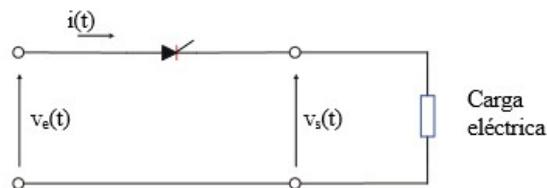


Figura 32: Rectificador monofásico controlado de media onda

La figura 33 muestra las formas de onda de la tensión de entrada y de salida para un ángulo de disparo de 90° y suponiendo una carga resistiva.

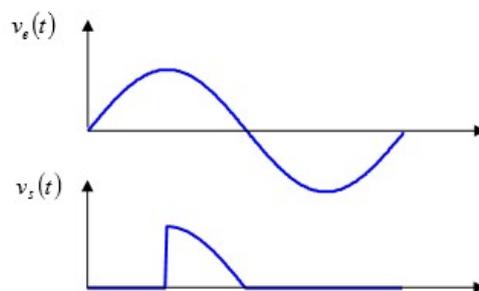


Figura 33: Formas de onda de las tensiones de entrada y salida del rectificador controlado de media onda

Si la tensión de entrada es:

$$V1(t) = V1,ma \times \sin (wt)$$

La tensión en la carga será:

$$VLcc(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V1, \max \sin(\beta) d\beta = \frac{V1\max}{2\pi} (1 + \cos\alpha)$$

Donde α puede variar entre 0° y 180° .



Puente controlado de onda completa: Al igual que se hizo con el rectificador controlado de media onda, un método adecuado para controlar la salida de un rectificador de onda completa consiste en sustituir los diodos por tiristores. De esta forma, el valor de continua de la salida se ajusta variando el ángulo de encendido.

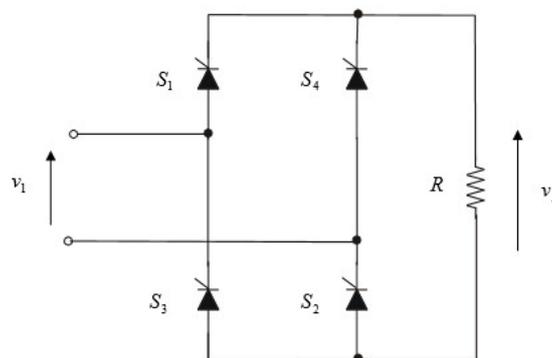


Figura 34: Rectificador monofásico controlado de onda completa

Los tiristores S1 y S2 conducen durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada, pero sólo a partir del momento en que se aplique una señal de control a sus terminales de puerta. De la misma forma, S3 y S4 conducirán durante el semiciclo negativo de la tensión de entrada, pero sólo a partir del momento en que se aplique una señal de control a sus terminales de puerta.

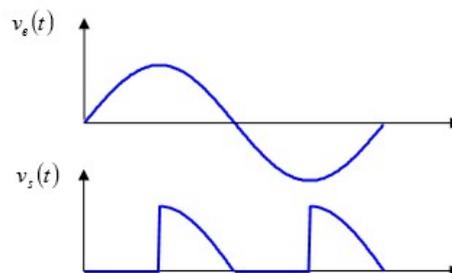


Figura 35: Formas de onda de las tensiones de entrada y salida del rectificador controlado de onda completa



Si la tensión de entrada es:

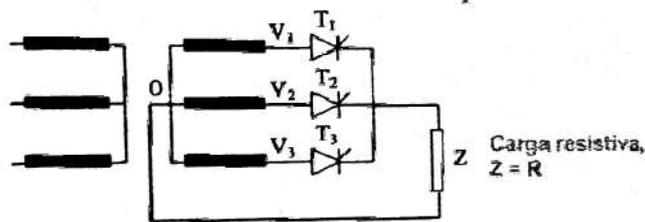
$$V_1(t) = V_{1,max} \times \sin(\omega t)$$

La tensión continua en la carga será:

$$V_{Lcc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{1,max} \sin(\beta) d\beta = \frac{V_{1,max}}{\pi} (1 + \cos\alpha)$$

Donde α puede variar entre 0° y 180° .

Rectificador Trifásico Simple:



Sustituyendo los diodos por tiristores en un rectificador trifásico simple podemos obtener un control en la tensión de salida de una red trifásica

Figura 36: Rectificador trifásico simple

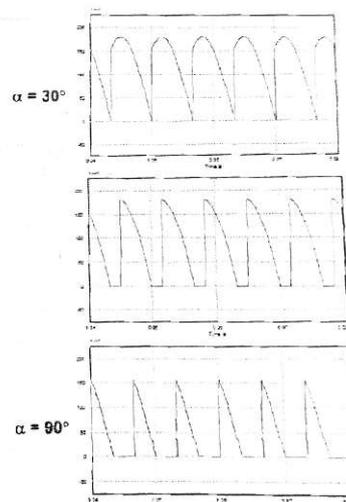
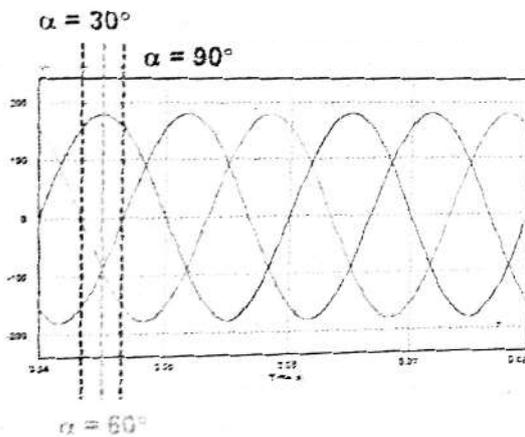


Figura 37: Salidas de tensión para ángulos de disparo de $30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$

4.2.2. CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR (BUCK-BOOST)

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente la referencia [12].

El convertidor Buck-Boost es un tipo de convertidor CC/CC que puede presentar una tensión mayor o menor en la salida con respecto a la tensión de entrada. La tensión de salida se controla modificando el ciclo de servicio del transistor. Presenta una inversión de polaridad en la tensión de salida frente a la tensión de entrada.

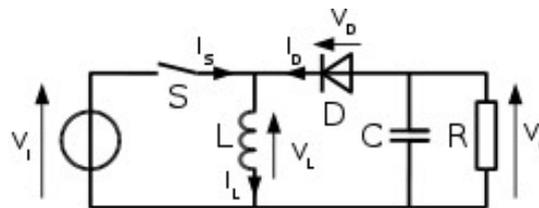


Figura 38: Esquema de un convertidor Buck-Boost

El principio de funcionamiento de este convertidor es el siguiente:

- Cuando el interruptor está cerrado (ON), la fuente de alimentación está conectada a la inductancia provocando un almacenamiento de energía en la misma. El condensador es el que transmite la intensidad a la carga de salida.
- Cuando el interruptor está abierto (OFF), la inductancia está directamente conectada con el condensador, por lo que la energía se transfiere desde la inductancia al condensador y desde el condensador a la carga.

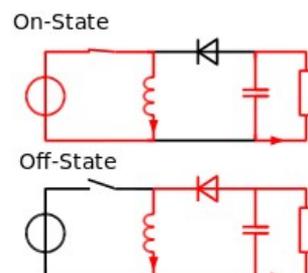


Figura 39: Estados del convertidor Buck-Boost



El trabajo en modo continuo consiste en que la corriente por la inductancia L nunca llegue a cero durante un ciclo de conmutación.

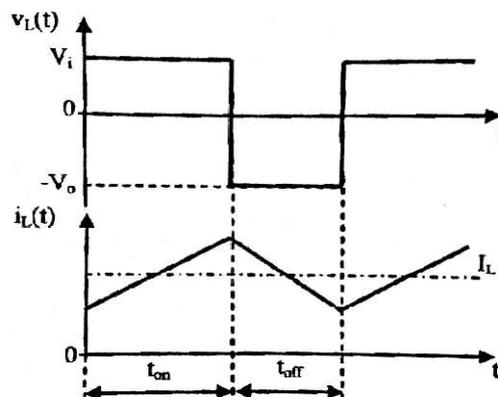


Figura 40: Formas de onda de la tensión y corriente de un convertidor Buck-Boost

El interruptor permanece cerrado en el intervalo de tiempo $t=0$ hasta $t=DT$, siendo $DT= t_{on}$.

En este intervalo de tiempo: $V_i = L \frac{dI_L}{dt} \Rightarrow \frac{V_i}{L} = \frac{dI_L}{dt}$

Durante t_{on} la variación de I_L será: $\Delta I_L t_{on} = \int_0^{DT} dI_L = \int_0^{DT} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i DT}{L}$

Donde D es el ciclo de servicio.

El interruptor permanece abierto en el intervalo de tiempo $t=DT$ hasta $t=T$, por lo que el intervalo será de $(1-D)T$.

En este intervalo de tiempo: $V_o = L \frac{dI_L}{dt} \Rightarrow \frac{V_o}{L} = \frac{dI_L}{dt}$

Durante t_{off} la variación de I_L será:

$$\Delta I_L t_{off} = \int_0^{(1-D)T} dI_L = \int_0^{(1-D)T} \frac{V_o}{L} dt = \frac{V_o(1-D)T}{L}$$



Al trabajar en régimen permanente, la cantidad de energía almacenada en los componentes debe ser igual al principio y al final de cada ciclo de conmutación.

$$E = \frac{1}{2} L I L^2$$

El único parámetro que depende del tiempo es IL , por lo que la Energía es directamente proporcional a IL . IL debe ser igual al principio y al final de cada ciclo de conmutación.

$$\Delta I L_{ton} + \Delta I L_{off} = 0 \Rightarrow \frac{V_i D T}{L} + \frac{V_o (1 - D) T}{L} = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{1 - D}$$

Se puede observar como la polaridad de la tensión de salida es siempre negativa. Además a en un rango de ciclos de servicio de 0 a 0.5 el convertidor se comporta como reductor, y de 0,5 a 1 el convertidor se comporta como elevador.

La expresión que mide de alguna manera el rizado de la tensión de salida del convertidor Buck-Boost es la siguiente:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

De la anterior expresión se puede deducir que a mayor frecuencia de trabajo, menor será el rizado de la tensión de salida. De igual manera, un valor de capacidad insuficiente puede provocar un rizado considerable. Por último se concluye que para una frecuencia de trabajo elevada necesitamos un valor menor de capacidad en el condensador para mantener un rizado aceptable en la tensión de salida del convertidor.



4.2.3. APLICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CA/CC Y CC/CC

APLICACIONES DE LOS RECTIFICADORES:

La corriente continua que se produce a la salida de los rectificadores se utiliza en procesos electroquímicos como deposición galvánica de metales, tratamiento superficial de metales, deposición electrolítica de pinturas, electro-obtención de metales...

Otra aplicación es el uso de los rectificadores para cargadores de baterías, los cuales generan corriente continua filtrada y estable y de alta calidad.

Una de las aplicaciones más importantes en la industria es la utilización de rectificadores para la regulación de velocidad en motores de corriente continua.

Los rectificadores para protección catódica se encargan de proporcionar los factores de tensión y corriente requeridos para prevenir la corrosión y la destrucción superficial.

APLICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CC/CC:

Nos podemos encontrar convertidores que tienen como función realizar aislamiento galvánico de equipos que estén conectados a la misma red.

Su principal uso es para transformar tensiones de corrientes continuas en otras tensiones, aptas para alimentar diferentes equipos electrónicos.

También se utilizan como estabilizadores de tensiones poco estables, con ruido o en baterías en las que varía el estado de la carga.

Junto con la transformación de tensiones para equipos electrónicos, el control de motores de tracción que se encuentran en carros eléctricos, elevadoras, tranvías, etc, es una de las aplicaciones fundamentales de estos convertidores, en definitiva, en sistemas de potencia de vehículos eléctricos.

Otro de los usos más cotidianos es en fuentes de alimentación de computadores.



4.3. CAPÍTULO 3: DISEÑO, MONTAJE Y ANÁLISIS DEL CONJUNTO

Como el objetivo del TFG es la contrastación del aumento de velocidad en la estabilización de la tensión de salida del conjunto rectificador con un Buck-Boost en la salida frente al uso de un rectificador cuando se modifica el ángulo de disparo, se realizarán dos diseños por separado.

El primer diseño será el de un convertidor CA/CC controlado por tiristores.

El segundo diseño será el de un convertidor CA/CC no controlado, en el que la rectificación se realiza mediante diodos con un convertidor Buck-Boost en la salida que utiliza un tiristor como polo de potencia.

4.3.1. DISEÑO, MONTAJE Y ANÁLISIS DE UN RECTIFICADOR CONTROLADO

Dentro de los tipos de rectificadores vistos en el capítulo 2, se decide elegir el rectificador monofásico en puente controlado de onda completa para contrastar hipótesis.

Para el diseño del rectificador es necesario elegir una tensión de entrada. En este caso se toma la decisión de elegir como tensión de entrada los valores de la tensión alterna normalizada de red en España (230Vef a 50Hz) en supuesto monofásico.

Para este caso podemos calcular la tensión de entrada en cualquier instante de tiempo con la siguiente ecuación:

$$V_e(t) = V_{e,max} \times \sin(wt)$$

Siendo:

$$w = 2\pi f$$



Por lo que :

$$Ve(t) = Ve, max \times \sin(2\pi ft)$$

$$Ve(t) = 230\sqrt{2} V \times \sin(2\pi 50t) = 325,27 \times \sin(314,16t)$$

Con esta expresión podemos calcular el valor de la tensión de entrada del rectificador en cualquier instante de tiempo.

Como se ha visto en teoría la tensión continua de salida para este rectificador viene dada por la expresión:

$$V_{scc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} Ve, max \sin(\beta) d\beta = \frac{Ve, max}{\pi} (1 + \cos\alpha)$$

Como se puede observar la tensión continua de salida depende totalmente del ángulo de disparo del tiristor.

Para una tensión de entrada alterna y monofásica de 230Vef a 50Hz nos quedaría la siguiente expresión:

$$V_{scc}(\alpha) = \frac{325,27}{\pi} (1 + \cos\alpha) = 103,54(1 + \cos\alpha)$$

Podemos calcular la tensión continua de salida para cualquier valor en el ángulo de disparo del tiristor.

Para realizar el correspondiente análisis de este rectificador, realizaremos el montaje en PSIM, una potente herramienta de simulación electrónica, y bastante utilizada en la rama de electrónica de potencia.

Para ello, abrimos PSIM y creamos un nuevo archivo desde la barra de herramientas principal como se muestra en la figura 41.

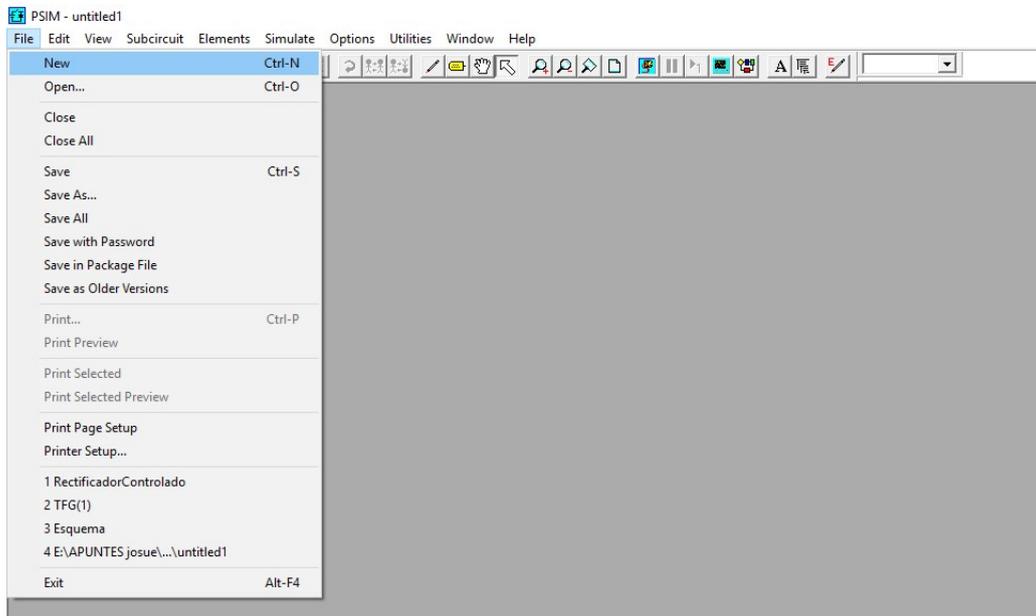


Figura 41: Creación de nuevo archivo en PSIM

Aparecerá un entorno en el que, eligiendo los correspondientes componentes y uniéndolos mediante cableado se pueden realizar montajes de circuitos eléctricos/electrónicos (Ver Figura 42).

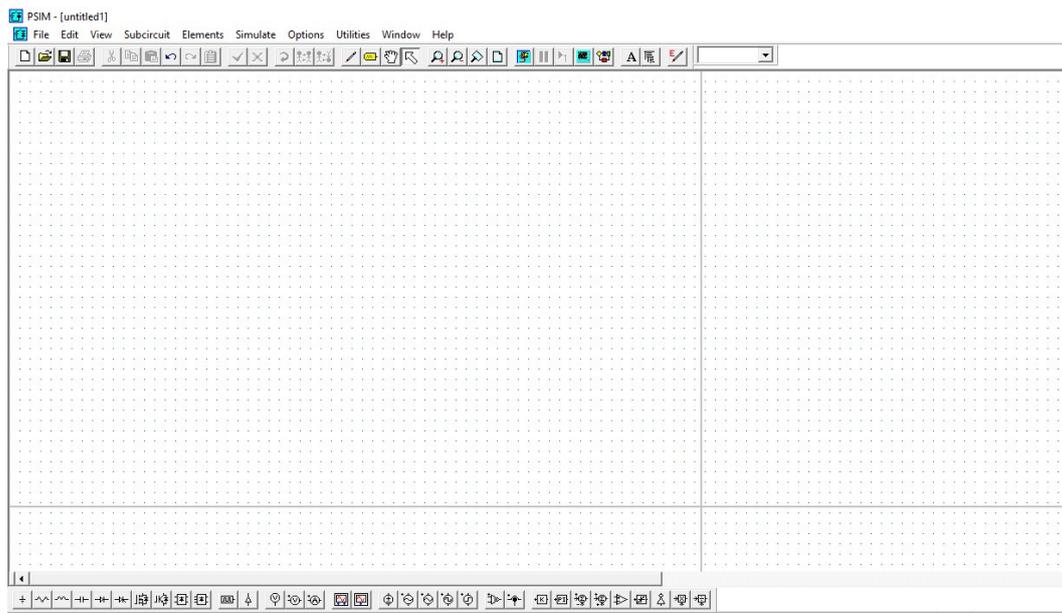


Figura 42: Entorno de montaje y simulación de PSIM



El montaje correspondiente a un rectificador controlado por tiristores con una fuente de alimentación sinusoidal de 230Vef a 50Hz es el siguiente:

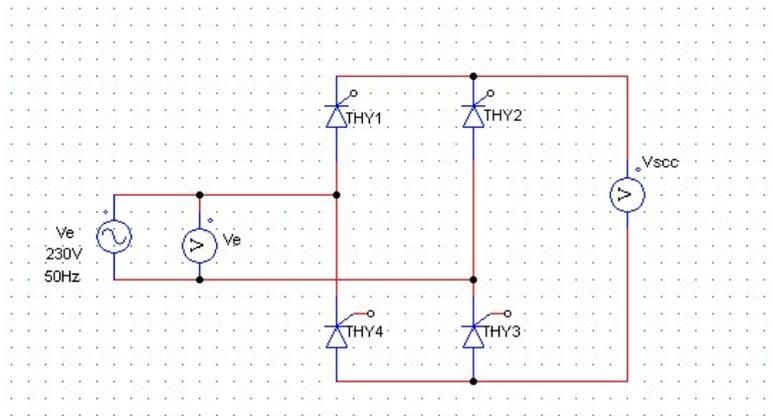


Figura 43: Montaje incompleto de un rectificador monofásico en puente controlado en PSIM

En el circuito anterior, el único elemento que hay que parametrizar es la tensión alterna de entrada, para una tensión de entrada de 230V eficaces a una frecuencia de 50Hz hay que rellenar los siguientes campos del bloque “fuente de tensión sinusoidal”:

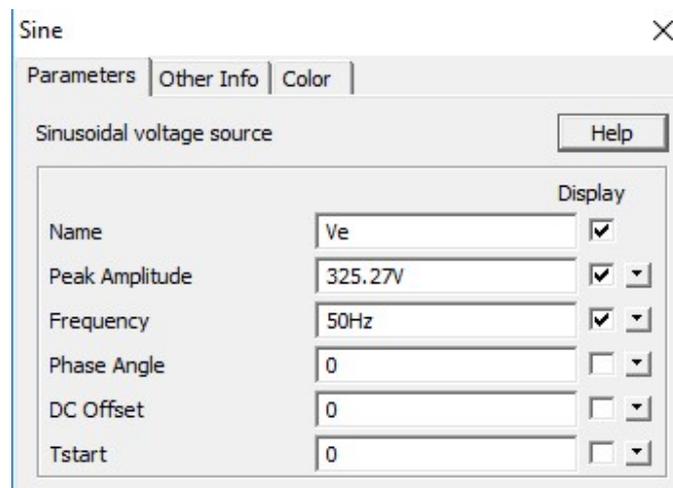


Figura 44: Parametrización del bloque fuente de tensión sinusoidal de PSIM



A parte de los elementos del circuito, para poder realizar la simulación es necesario incluir un controlador de la misma. En PSIM este controlador se ubica en la pestaña simulación de la barra de herramientas principal:

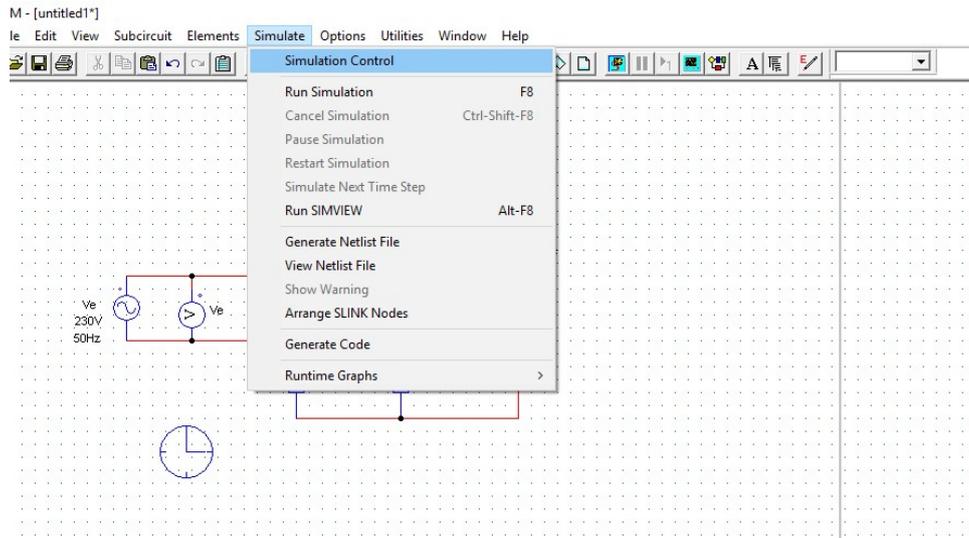


Figura 45: Bloque de control de simulación de PSIM

Configuraremos la simulación, de tal forma que podamos visualizar el comportamiento de la variable de interés en una décima de segundo y con un tiempo de paso de 10 millonésimas de segundo.

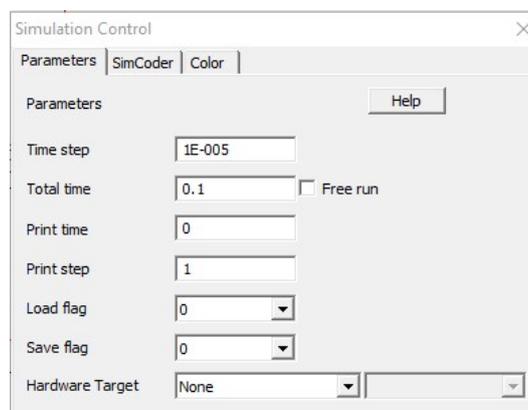


Figura 46: Parámetros del bloque de control de simulación de PSIM



Con el voltímetro colocado entre los dos terminales de la fuente de alimentación, pulsando el botón de empezar simulación desde la barra de tareas, y eligiendo como parámetro a visualizar V_e de la siguiente forma:

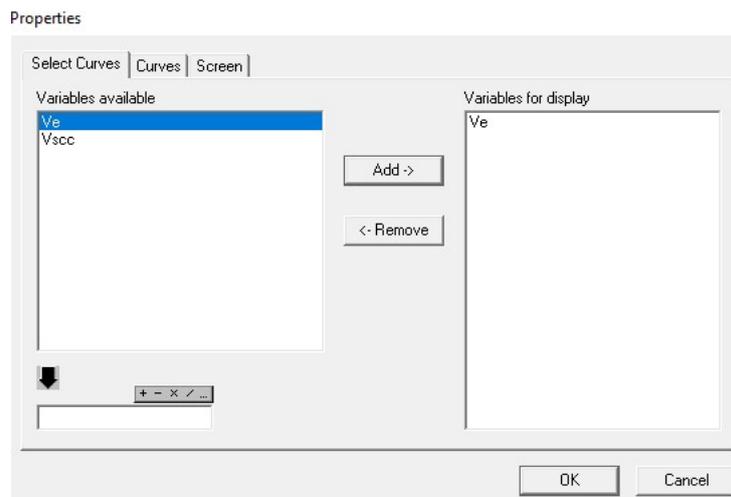
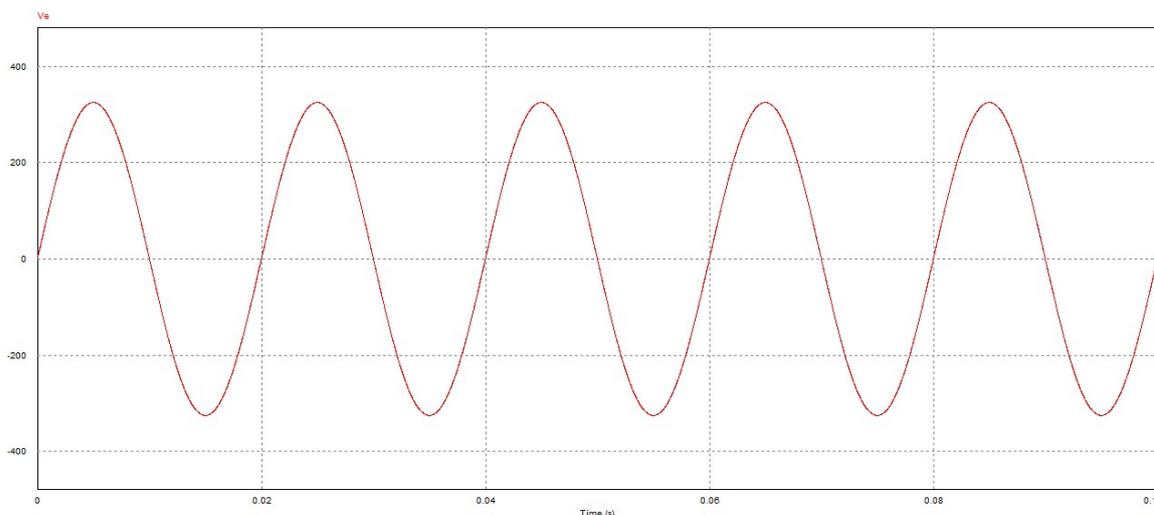


Figura 47: Elección de variable a visualizar

Podemos observar la evolución temporal de la tensión de alimentación, la cual, presenta el siguiente comportamiento:



Simulación PSIM 1: Tensión alterna de 230Vef a 50Hz



Para comprobar que el montaje que simula el modelo de fuente de alimentación es correcto, vamos a contrastar el valor de la tensión proporcionado en 0.042 segundos de forma analítica y gráfica.

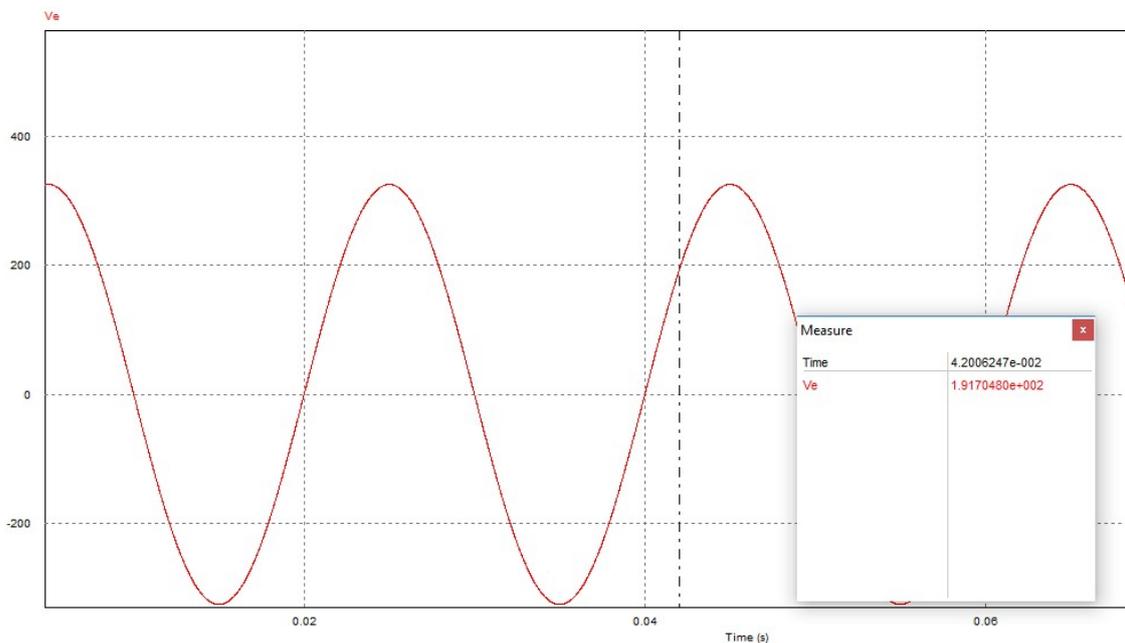
Anteriormente se obtuvo la siguiente expresión para calcular el valor de la tensión de entrada para cualquier instante de tiempo:

$$Ve(t) = 230\sqrt{2} V \times \sin(2\pi 50t) = 325,27 \times \sin(314,16t)$$

Para 0.42 segundos:

$$Ve(t) = 230\sqrt{2} V \times \sin(2\pi 50t) = 325,27 \times \sin(314,16 * 0.042)$$

$$Ve(t) = 191,2V$$



Simulación PSIM 1.1: Valor en 0.042 segundos de tensión alterna de 230Vef a 50Hz

Verificamos que el resultado analítico coincide con el resultado ofrecido por la simulación.



El objetivo es visualizar la tensión continua de salida que el circuito ofrecerá a una determinada carga. Podremos visualizar el comportamiento de la tensión rectificadora de salida colocando un voltímetro entre terminales extremos en la etapa de salida.

El problema que surge en la simulación del circuito es que da error ya que los terminales de los tiristores que controlan el ángulo de disparo están sin conexión.

PSIM contiene un bloque que permite controlar de una determinada forma el ángulo de disparo denominado “Alpha Controller”.

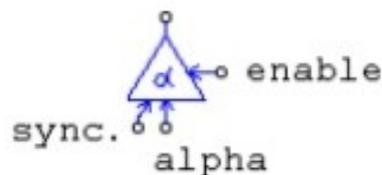


Figura 48: Alpha Controller PSIM

Como se observa en la figura 48, es necesario realizar tres conexiones de entrada para el funcionamiento de este bloque.

- El terminal “sync” realiza la función de sincronizar el funcionamiento del bloque con una onda de entrada.
- El terminal “alpha” recibe un valor que utiliza como ángulo de disparo.
- El terminal “enable” habilita el funcionamiento del bloque cuando su valor sea distinto a 0.

Además es necesario rellenar los parámetros internos del bloque “Alpha Controller” de tal forma que la frecuencia coincida con la frecuencia de la fuente de alimentación para poder cuadrar los disparos.

El montaje del circuito final que nos permite visualizar la tensión de salida de un rectificador controlado dependiente del ángulo de disparo es el siguiente:

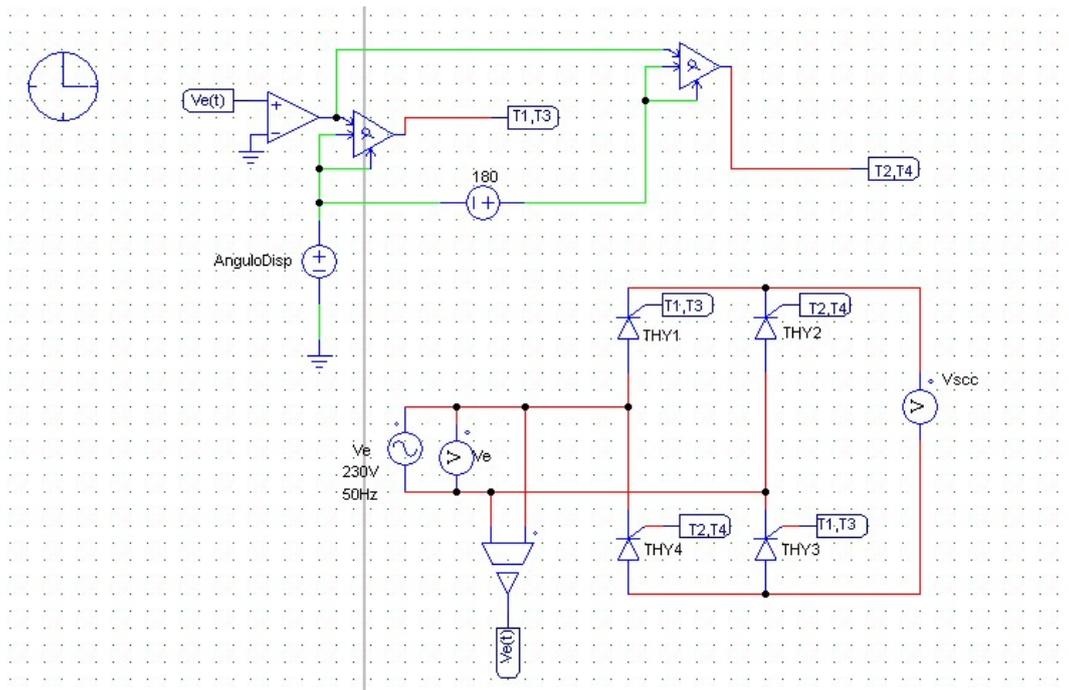


Figura 49: Montaje completo de un rectificador monofásico controlado en PSIM

Todos los bloques con forma de etiqueta, a los que PSIM denomina “label” permiten realizar conexiones imaginarias con solo nombrarlas de la misma forma para facilitar la lectura del circuito y ahorrar cableado.

En el circuito se ha añadido un sensor de tensión en la etapa de entrada que permitirá sincronizar el Alpha controller a la fuente de alimentación mediante un comparador. El sincronismo se obtiene comparando la señal de la fuente de la alimentación con cero.

Para controlar el ángulo de disparo y la habilitación del bloque se ha propuesto un bloque sumador. Como los tiristores conducen de dos en dos, unos en el ciclo positivo y otros en el negativo, hay que generar un desfase de 180° en el disparo de los tiristores.



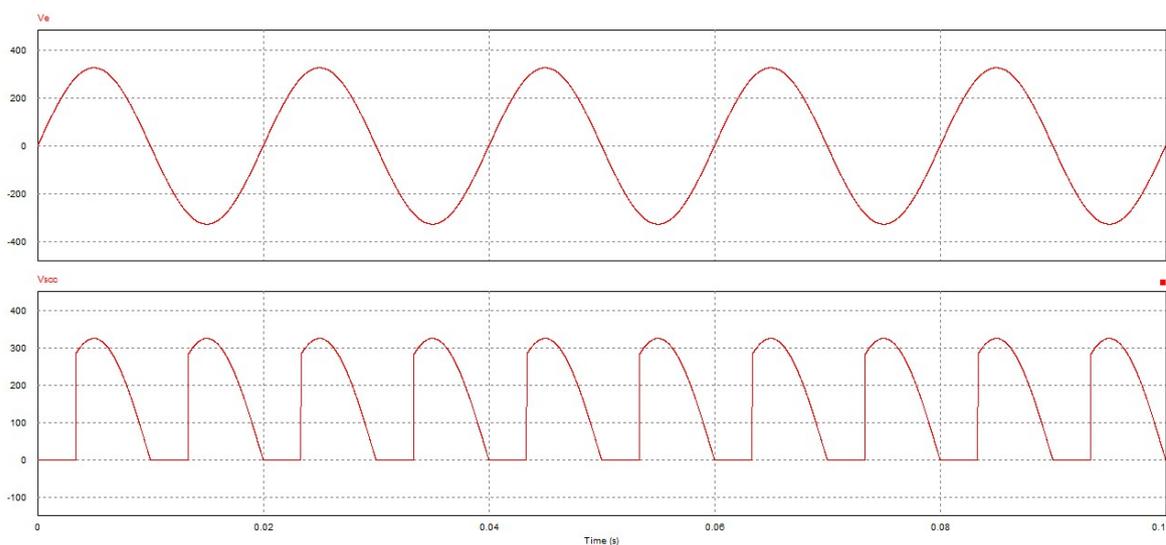
Listos para simular vamos a escoger dos ángulos de disparo para visualizar la salida del rectificador.

PSIM nos permite visualizar el comportamiento de dos variables en una misma ventana, solapadas, si añadimos las dos variables en variables a visualizar, o dos variables en ventanas diferentes desde la opción “añadir ventana” en la barra de herramientas propia de la simulación:



Figura 50: Añadir ventana de simulación en PSIM

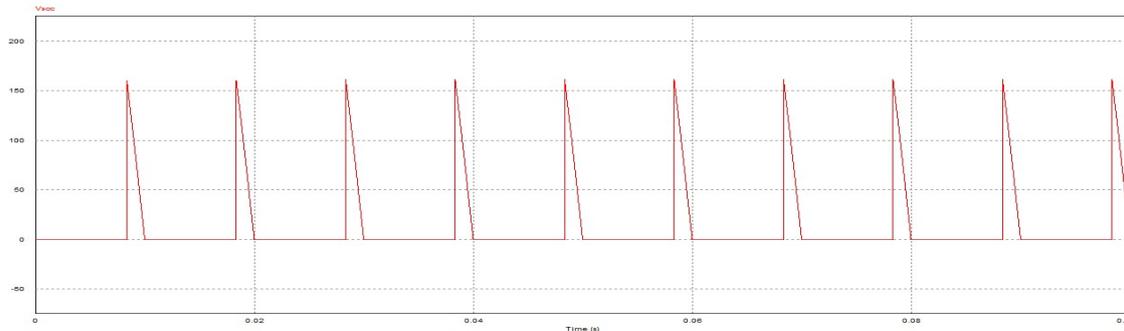
De esta forma para $\alpha=60^\circ$:



Simulación PSIM 2: Rectificado con ángulo de 60° de tensión alterna 230Vef a 50Hz



Para $\alpha=150^\circ$



Simulación PSIM 3: Rectificado con ángulo de 150° de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Para comprobar que el montaje que simula el modelo del rectificador monofásico en puente controlado es correcto, vamos a contrastar el valor medio de la tensión continua de salida proporcionado para los dos α anteriores de forma analítica y gráfica.

Anteriormente se obtuvo la siguiente expresión para calcular la tensión continua de salida para cualquier valor en el ángulo de disparo del tiristor:

$$V_{scc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{e, \max} \sin(\beta) d\beta = \frac{V_{e, \max}}{\pi} (1 + \cos\alpha)$$

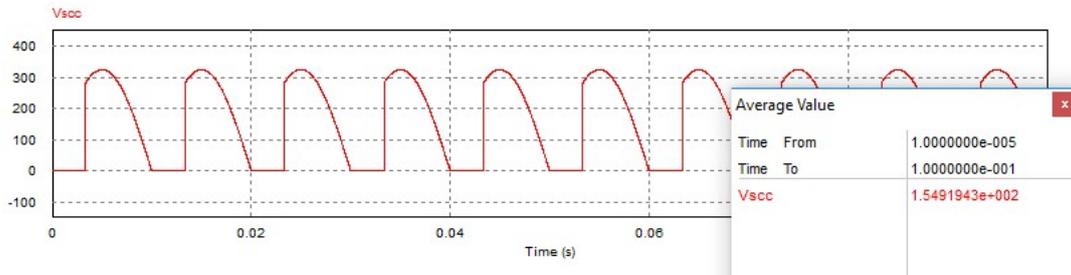
Para una tensión eficaz sinusoidal de 230V y un ángulo de disparo de 60° :

$$V_{scc}(60^\circ) = \frac{325,27}{\pi} (1 + \cos 60^\circ) = 155,3V$$

En la barra de herramientas de simulación podemos encontrar la opción de calcular el valor medio de la tensión de salida en este caso:



Figura 51: Cálculo del valor medio de una onda en PSIM

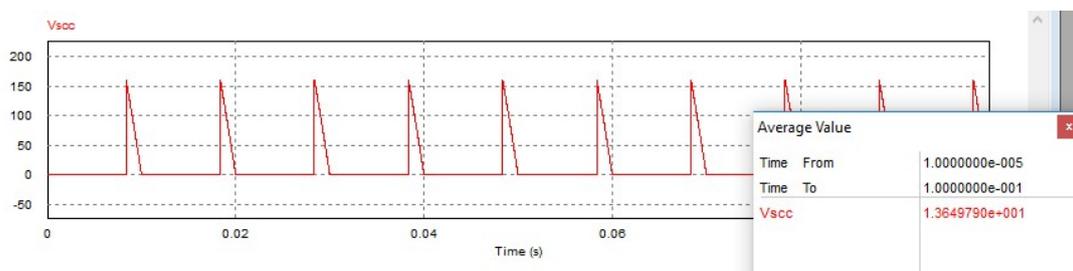


Simulación PSIM 2.1: Valor medio de rectificado con ángulo de 60° de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Verificamos que la tensión continua de salida tiene aproximadamente el mismo valor para un ángulo de disparo de 60° de forma gráfica y analítica.

Para una tensión eficaz sinusoidal de 230V y un ángulo de disparo de 150°:

$$V_{sc}(150^\circ) = \frac{325,27}{\pi} (1 + \cos 150^\circ) = 13,87V$$



Simulación PSIM 3.1: Valor medio de rectificado con ángulo de 150° de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Verificamos que la tensión continua de salida tiene el mismo valor para un ángulo de disparo de 150° de forma gráfica y analítica.



4.3.2. DISEÑO, MONTAJE Y ANÁLISIS DE UN RECTIFICADOR NO CONTROLADO CON UN BUCK-BOOST EN LA SALIDA

Ya que en el apartado anterior se decidió escoger un rectificador monofásico, controlado, en puente, para este apartado consideramos que la elección adecuada para, posteriormente, poder abordar el objetivo principal del presente trabajo es la de escoger un rectificador monofásico, no controlado, en puente con un convertidor Buck-Boost en la salida.

Como en el caso anterior, para el diseño del rectificador es necesario elegir una tensión de entrada. Se toma la decisión de elegir como tensión de entrada los valores de la tensión alterna normalizada de red en España (230Vef a 50Hz) en supuesto monofásico.

Para calcular el valor de la tensión de entrada en cualquier instante de tiempo, la ecuación coincide con la de caso anterior:

$$Ve(t) = Ve,max \times \sin(wt)$$

Siendo:

$$w = 2\pi f$$

Por lo que :

$$Ve(t) = Ve,max \times \sin(2\pi ft)$$

$$Ve(t) = 230\sqrt{2}V \times \sin(2\pi 50t) = 325,27 \times \sin(314,16t)$$

Con esta expresión podemos calcular el valor de la tensión de entrada del rectificador en cualquier instante de tiempo.

Como se ha visto en teoría la tensión continua de salida para este rectificador viene dada por la expresión:

$$VL,cc(t) = Valor\ medio[VL(t)] = \frac{2V1,max}{\pi}$$

Con la que se puede calcular el valor de la tensión continua de salida en cualquier instante de tiempo.



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

Para nuestro caso:

$$V_{L,cc}(t) = \text{Valor medio}[V_L(t)] = \frac{2 * 325,27}{\pi} = 207,07V$$

Sin embargo, como la tensión continua que sale del rectificador tiene mucho rizado, y queremos que el Buck-Boost trabaje lo mejor posible, se decide poner un condensador de alta capacidad (100000uF) a la salida del rectificador, que hará que la tensión se asemeje más a una tensión continua de 325,27V, con poco rizado.

Para el diseño del convertidor Buck-Boost, es necesario elegir los valores de la capacidad del condensador, la inductancia de la bobina, y el polo de potencia que actuará como interruptor, teniendo en cuenta que a cuanto mayor frecuencia de trabajo, se necesitan menores valores de L y C para mantener un rizado aceptable en la tensión de salida, y con ello menor será el coste de dichos componentes.

Para visualizar los resultados correctamente se decide escoger un IGBT que actuará como polo de potencia a 60KHz, los valores normalizados de 47uF para el condensador, 100uH para la bobina, y una carga en la salida de 12Ω.

De la teoría del convertidor Buck-Boost se obtuvieron las siguientes fórmulas:

$$\Delta I_{Lton} = \int_0^{DT} dIL = \int_0^{DT} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i DT}{L}$$

$$\Delta I_{Ltoff} = \int_0^{(1-D)T} dIL = \int_0^{(1-D)T} \frac{V_o}{L} dt = \frac{V_o(1-D)T}{L}$$

Siendo:

$$T = \frac{1}{f}$$

En régimen permanente:

$$\Delta I_{Lton} + \Delta I_{Loff} = 0 \Rightarrow \frac{V_i DT}{L} + \frac{V_o(1-D)T}{L} = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{1-D}$$

De esta forma, sustituyendo los valores seleccionados de frecuencia e inductancia, y escogiendo un ciclo de servicio en el IGBT, podemos obtener una tensión de salida proporcional a la de entrada y una variación en la corriente por la bobina.



El montaje del conjunto se realizará paso a paso, comprobando que cada una de las etapas funciona según lo esperado.

La primera etapa corresponde al rectificado de la tensión de entrada sinusoidal de 230Vef, para ello, como se ha mencionado anteriormente, utilizaremos un rectificador monofásico no controlado en puente.

El montaje realizado en PSIM es el siguiente:

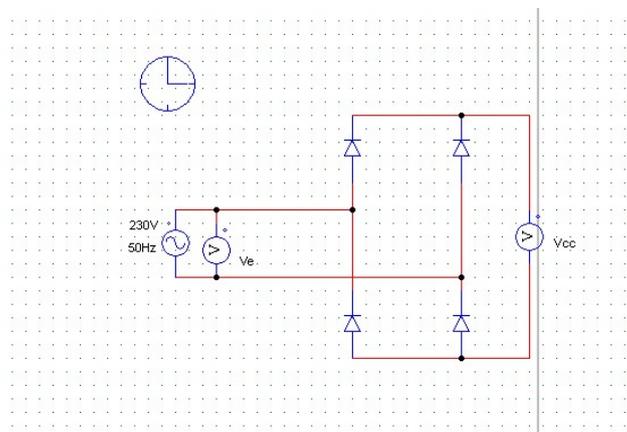
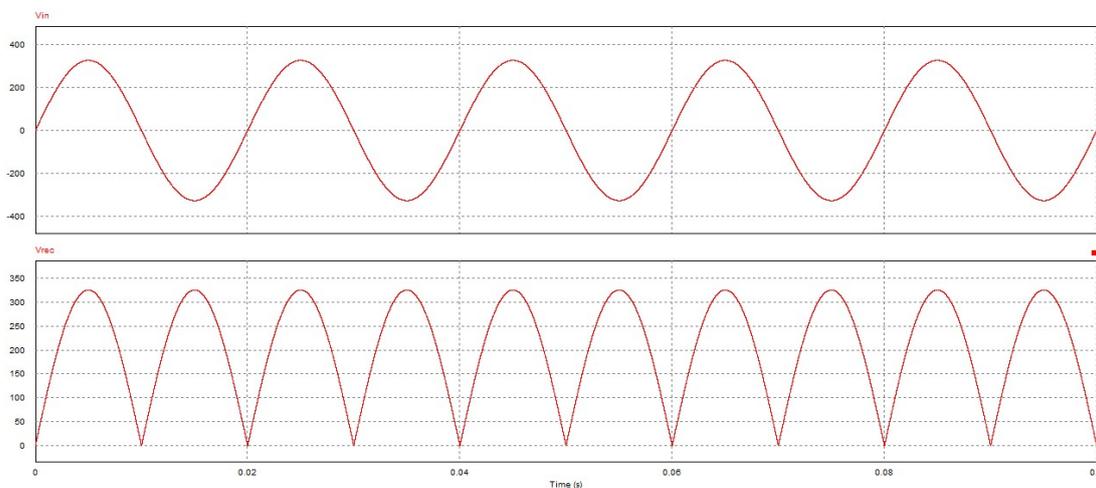


Figura 52: Montaje de un rectificador monofásico en puente no controlado en PSIM

Simulando y centrándonos en la tensión de entrada y de salida del circuito visualizamos lo siguiente:



Simulación PSIM 4: Rectificado de onda completa de tensión alterna 230Vef a 50Hz

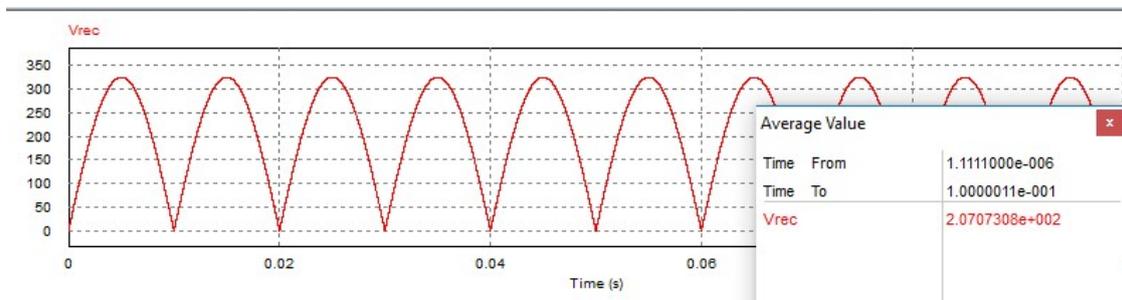


Para comprobar la coherencia de la simulación comprobamos el valor de la tensión continua de salida del rectificador de forma analítica y gráfica.

De forma analítica obtuvimos:

$$V_{L,cc}(t) = \text{Valor medio}[V_L(t)] = \frac{2 * 325,27}{\pi} = 207,07V$$

Comprobando el valor medio en la simulación se observa:



Simulación PSIM 4.1: Valor medio de rectificado de onda completa de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Verificamos que el valor medio de la tensión continua de salida tiene el mismo valor de forma gráfica y analítica.

Como se ha descrito anteriormente, con propósito de obtener una señal adecuada para el trabajo del convertidor Buck-Boost añadiremos un condensador en la etapa de salida de la siguiente forma:

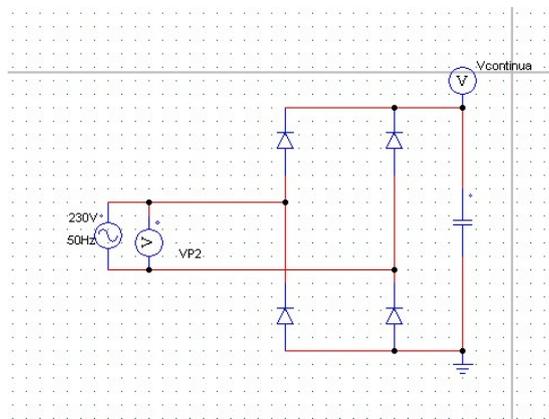
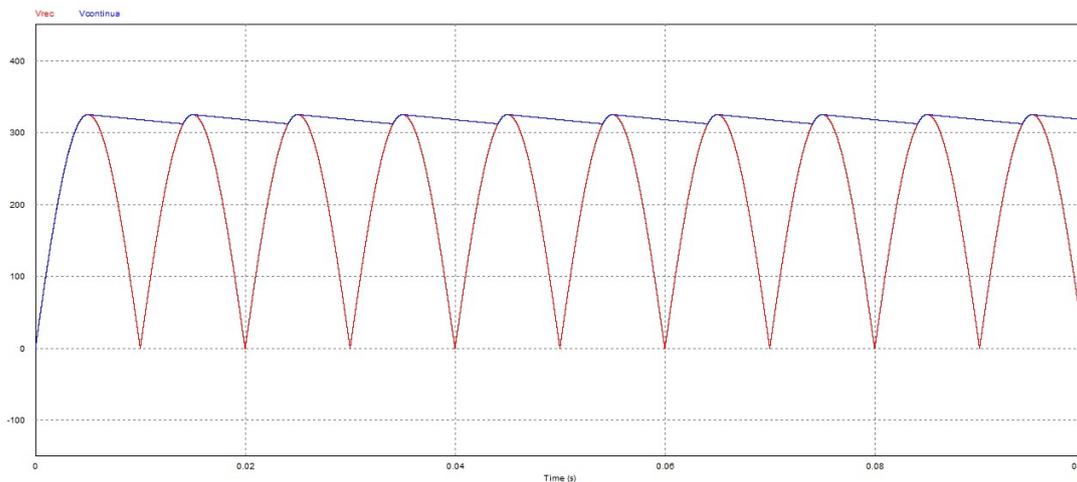


Figura 53: Montaje de un rectificador monofásico en puente no controlado con condensador en PSIM



Simulamos para observar el efecto que ha tenido la adición del condensador en la salida:



Simulación PSIM 5: Rectificado de onda completa de tensión alterna 230Vef a 50Hz con condensador en la salida

Podemos observar que el condensador tiene un efecto de limpieza en la señal, disminuye el rizado de tal forma que hace que la señal se asemeje más a una señal continua pura.

Por último, situamos el convertidor Buck-Boost a la salida de este conjunto, de manera que la señal de entrada del convertidor sea la apreciada en la Simulación 5.

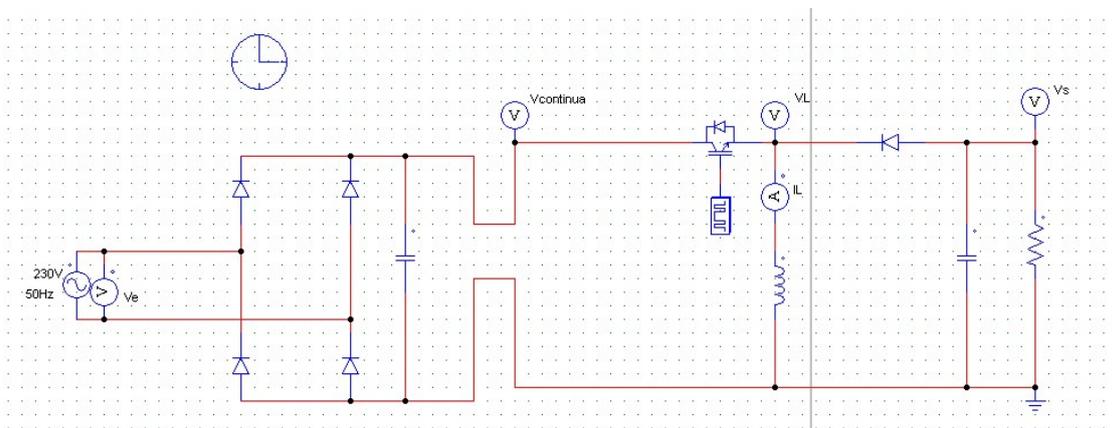


Figura 54: Montaje de un conjunto rectificador con un BUCK-BOOST a la salida en PSIM



Para un correcto funcionamiento del convertidor Buck-Boost, es necesario dar al IGBT una frecuencia en KHz y un ciclo de servicio, correspondiendo a 360° un ciclo completo.

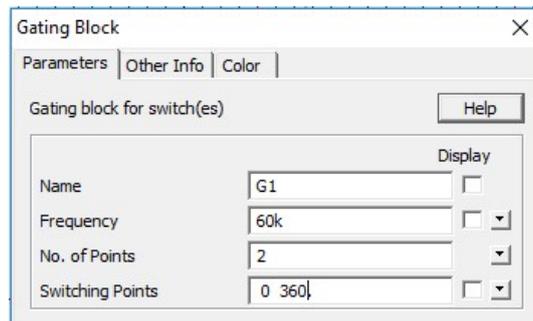


Figura 55: Parametrización de la entrada a IGBT en PSIM

Con el fin de comprobar que el montaje se ha realizado correctamente vamos a verificar que los resultados tengan coherencia y coincidan de forma analítica y gráfica para diferentes ciclos de servicio del IGBT.

Para un D=0,2:

$$\Delta IL_{ton} = \int_0^{DT} dIL = \int_0^{DT} \frac{Vi}{L} dt = \frac{ViDT}{L} = \frac{ViD}{Lf}$$

$$\Delta IL_{ton} = \frac{325,27 * 0,2}{100\mu * 60K} = 10,84A$$

En régimen permanente:

$$\Delta IL_{ton} = \Delta IL_{toff} = 10,84A$$

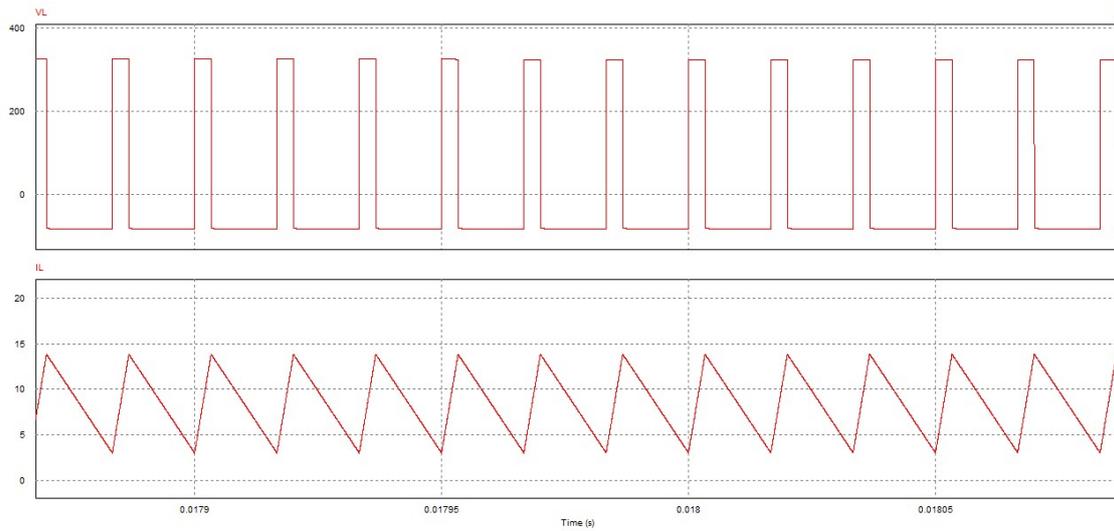
$$\frac{Vo}{Vi} = -\frac{D}{1-D} \Rightarrow Vo = -\frac{D}{1-D} Vi$$

$$Vo = -0,25 * 325,27V = -81,32V$$

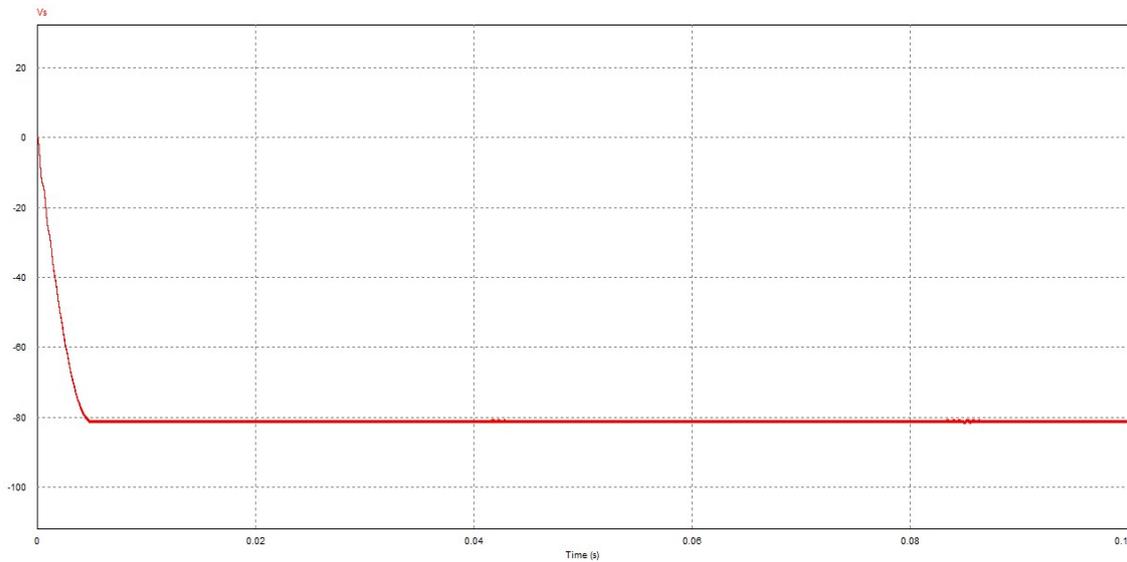
Para simular con un ciclo de servicio de 0,2, debemos parametrizar la entrada del IGBT con 360*0,2=72 en el campo "Switching Points" de la forma 0 72.



Obtenemos las siguientes gráficas:



Simulación PSIM 6: Tensión y corriente en la bobina del convertidor BUCK-BOOST para un ciclo de 0.2



Simulación PSIM 7: Tensión a la salida del Buck-Boost para un ciclo de 0.2



La simulación 6 muestra cómo en la bobina se produce la conmutación de tensión entre V_i y V_o vista en la teoría de este convertidor y correspondiente a los valores de tensión de entrada y salida de este caso.

Examinando la gráfica podemos ver cómo, con un cierto margen de tolerancia, la variación de la corriente por la bobina se ajusta a lo esperado en la forma analítica.

Como podemos observar en la simulación 7 la tensión a la salida del Buck Boost coincide con la esperada por la forma analítica, existiendo un cambio de polaridad debida a este tipo de convertidor.

Para este ciclo de servicio el convertidor Buck-Boost actúa como reductor de la tensión de entrada y de la tensión de rizado de la entrada.

Para un $D=0,5$:

$$\Delta IL_{ton} = \int_0^{DT} dIL = \int_0^{DT} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i DT}{L} = \frac{V_i D}{Lf}$$
$$\Delta IL_{ton} = \frac{325,27 * 0,5}{100\mu * 60K} = 27,2A$$

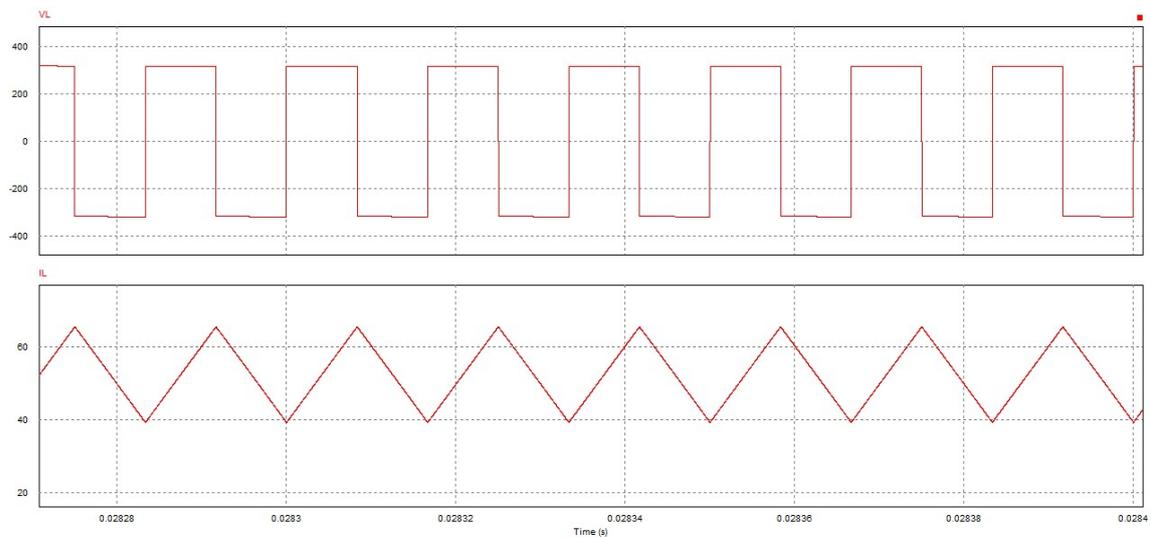
En régimen permanente:

$$\Delta IL_{ton} = \Delta IL_{toff} = 27,2A$$
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{1-D} \Rightarrow V_o = -\frac{D}{1-D} V_i$$
$$V_o = -1 * 325,27V = -325,27V$$

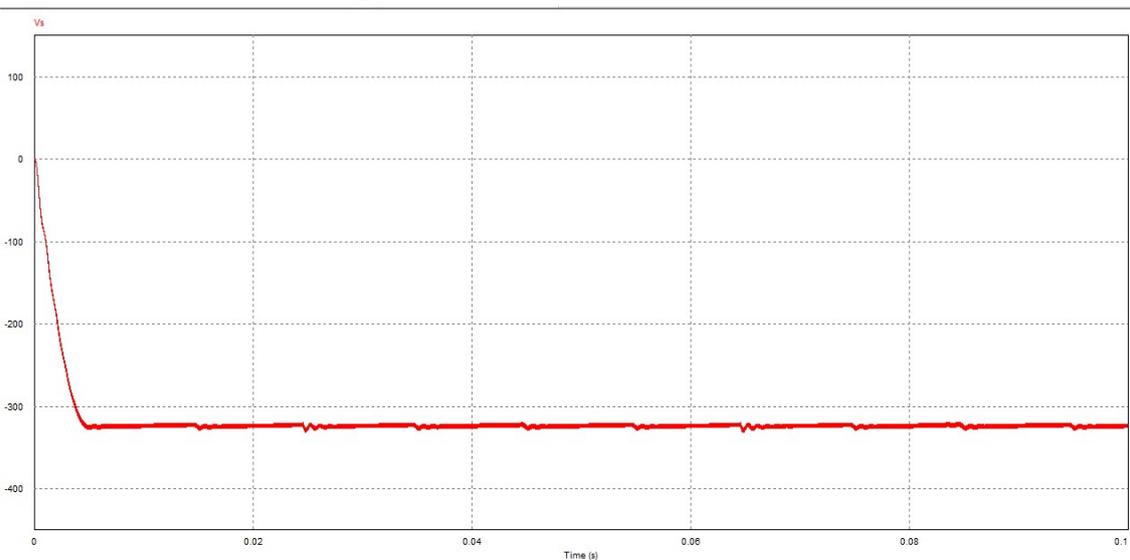
Para simular con un ciclo de servicio de 0,5, debemos parametrizar la entrada del IGBT con $360 * 0,5 = 180$ en el campo "Switching Points" de la forma 0 180.



Obtenemos las siguientes gráficas:



Simulación PSIM 8: Tensión y corriente en la bobina del convertidor BUCK-BOOST para un ciclo de 0.5



Simulación PSIM 9: Tensión a la salida del Buck-Boost para un ciclo de 0.5



La simulación 8 muestra cómo en la bobina se produce la conmutación de tensión entre V_i y V_o vista en la teoría de este convertidor y correspondiente a los valores de tensión de entrada y salida de este caso.

Examinando la gráfica podemos ver cómo, con un cierto margen de tolerancia, la variación de la corriente por la bobina se ajusta a lo esperado en la forma analítica.

Como podemos observar en la simulación 9 la tensión a la salida del Buck Boost coincide con la esperada por la forma analítica, existiendo un cambio de polaridad debida a este tipo de convertidor.

Para este ciclo de servicio el convertidor Buck-Boost solamente invierte la polaridad de la tensión de entrada al mismo y de la tensión de rizado de entrada.

Para un $D=0,7$:

$$\Delta IL_{ton} = \int_0^{DT} dIL = \int_0^{DT} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i DT}{L} = \frac{V_i D}{L_f}$$

$$\Delta IL_{ton} = \frac{325,27 * 0,7}{100\mu * 60K} = 37,95A$$

En régimen permanente:

$$\Delta IL_{ton} = \Delta IL_{toff} = 37,95A$$

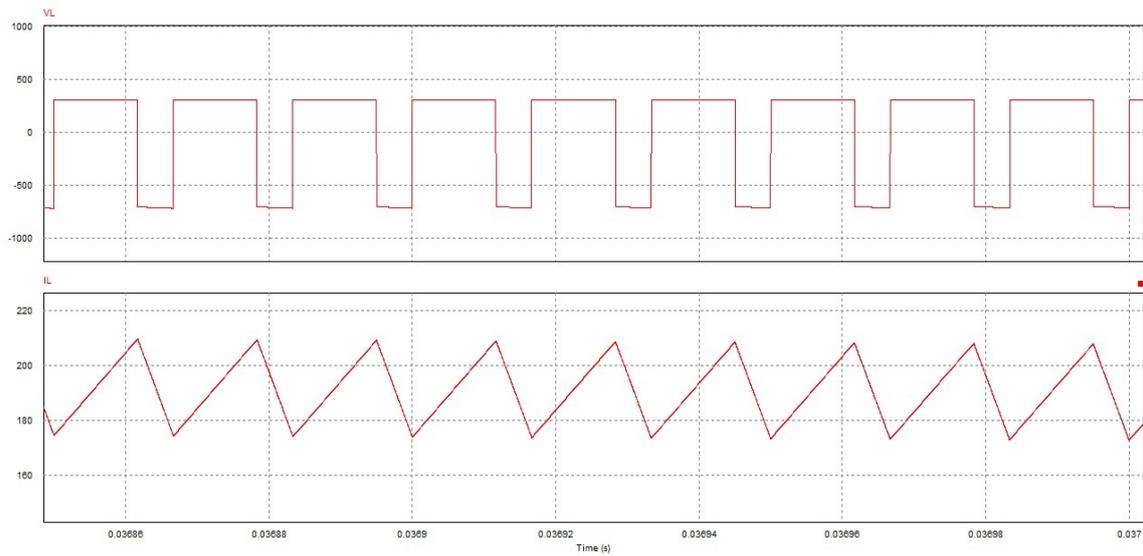
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{1-D} \Rightarrow V_o = -\frac{D}{1-D} V_i$$

$$V_o = -2,33 * 325,27V = -758,96V$$

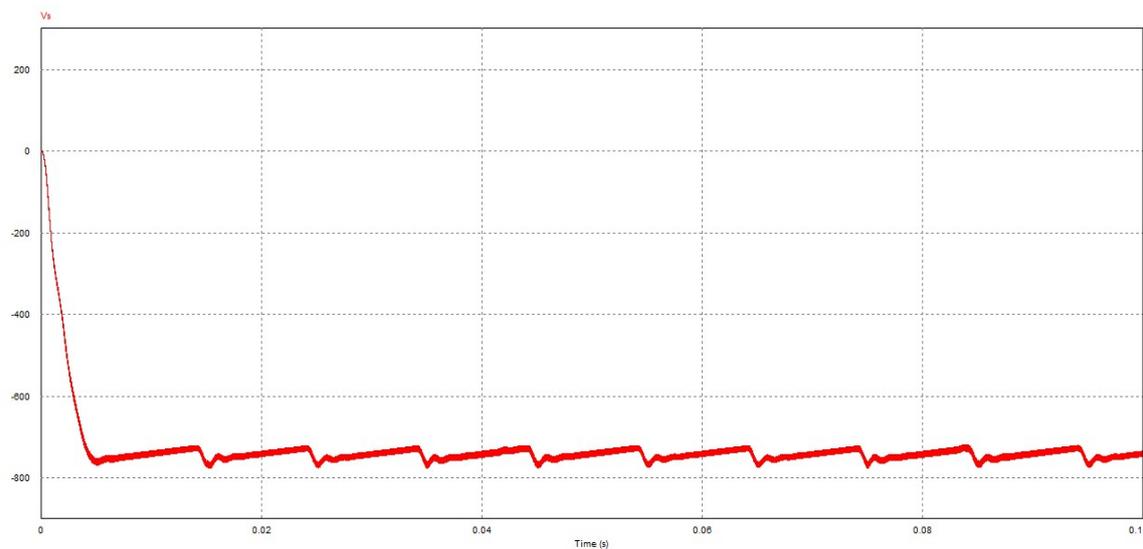
Para simular con un ciclo de servicio de 0,7, debemos parametrizar la entrada del IGBT con $360 * 0,7 = 252$ en el campo "Switching Points" de la forma 0 252.



Obtenemos las siguientes gráficas:



Simulación PSIM 10: Tensión y corriente en la bobina del convertidor BUCK-BOOST para un ciclo de 0.7



Simulación PSIM 11: Tensión a la salida del Buck-Boost para un ciclo de 0.7



La simulación 10 muestra cómo en la bobina se produce la conmutación de tensión entre V_i y V_o vista en la teoría de este convertidor y correspondiente a los valores de tensión de entrada y salida de este caso.

Examinando la gráfica podemos ver cómo, con un cierto margen de tolerancia, la variación de la corriente por la bobina se ajusta a lo esperado en la forma analítica.

Como podemos observar en la simulación 11 la tensión a la salida del Buck Boost coincide con la esperada por la forma analítica, existiendo un cambio de polaridad debida a este tipo de convertidor.

Para este ciclo de servicio el convertidor Buck-Boost actúa como elevador de la tensión de entrada y de la tensión de rizado de entrada.

Vemos como al trabajar con una señal continua con un determinado rizado, el convertidor Buck-Boost también repercute en este rizado disminuyéndolo o aumentándolo en función de si actúa como reductor o elevador respectivamente.

En un supuesto ideal, es decir, con una tensión continua con rizado nulo, el convertidor trabajará también de forma ideal, y solamente repercutirá en la tensión de salida, la cual alcanzará un valor constante que no dependerá del tiempo una vez superado el transitorio.

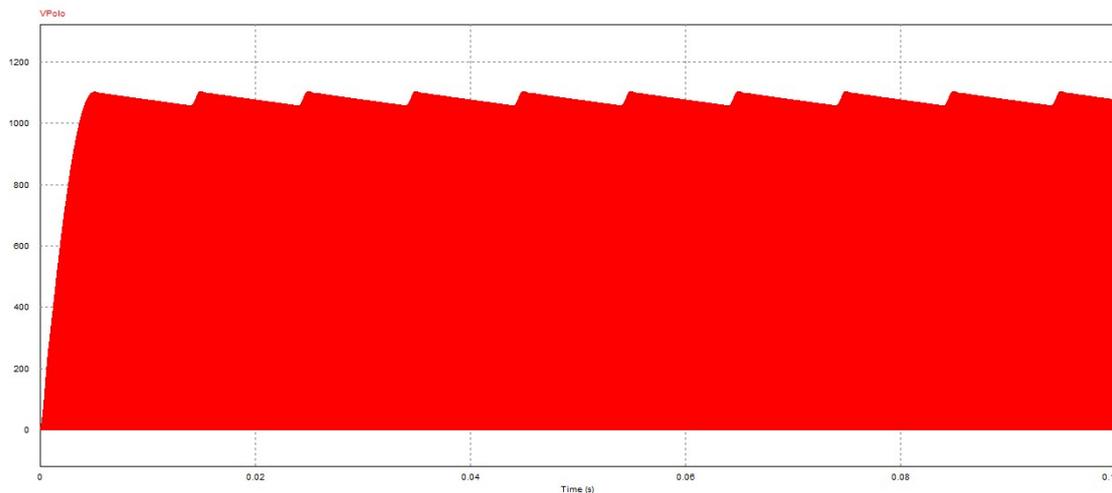
Para tener una señal lo más aproximada a una señal continua pura, sin tensión de rizado, se puede sustituir el condensador de filtrado por otro de mayor capacidad, o añadir condensadores en paralelo para obtener como resultante la suma de las capacidades.

Para el condensador de 100mF, escogido para filtrar la señal de salida del rectificador, hemos observado que para un ciclo de servicio del IGBT de 0,7, el rizado de la tensión de salida es apreciable. Si queremos obtener un rizado aceptable (menor al 8%) en la tensión de salida, nos vemos obligados a limitar el ciclo de servicio del IGBT a 0,7 como máximo.

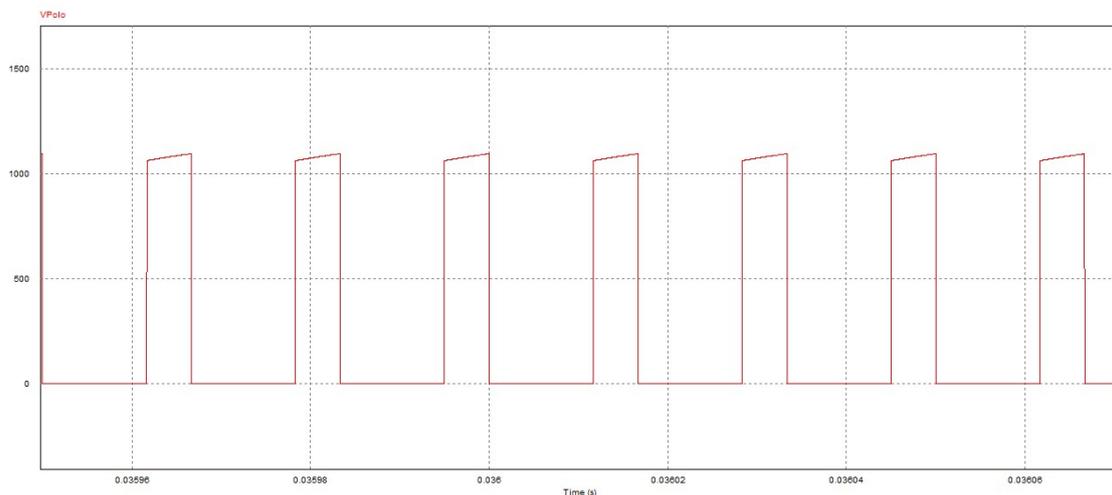
Esta limitación en el ciclo de servicio del IGBT hace que la tensión de salida que es capaz de proporcionar nuestro sistema se encuentre en un rango de 0V a 760V, y por lo tanto, para una carga resistiva de 12Ω , la potencia disipada en la salida del sistema se encuentra entre 0W y 48KW.



Simulando la tensión que soporta el IGBT para el peor caso, es decir, para el límite establecido del ciclo de servicio en 0,7, obtenemos lo siguiente:



Simulación PSIM 12: Tensión que soporta el IGBT para un ciclo de 0.7

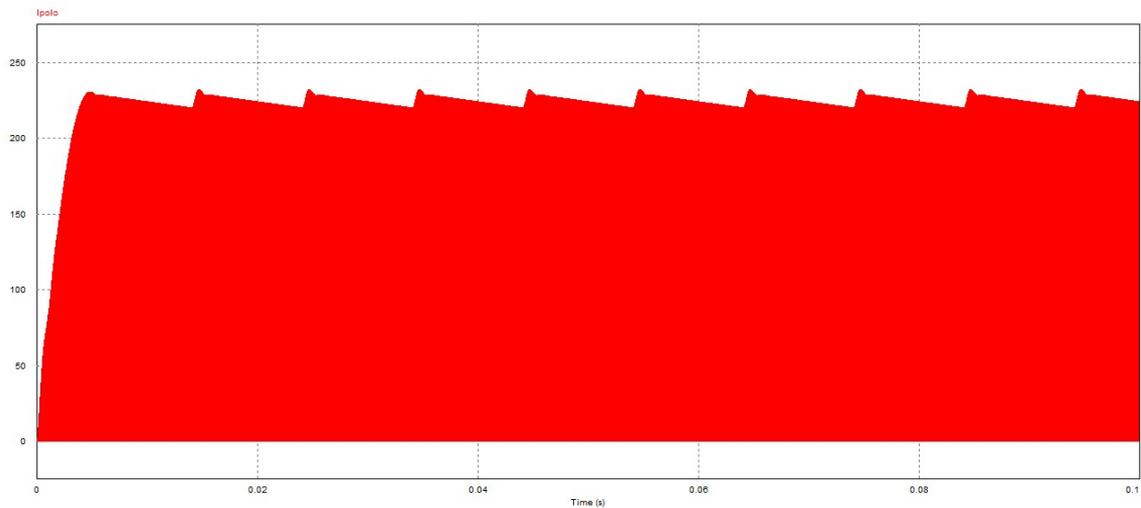


Simulación PSIM 12.1: Zoom de tensión que soporta el IGBT para un ciclo de 0.7

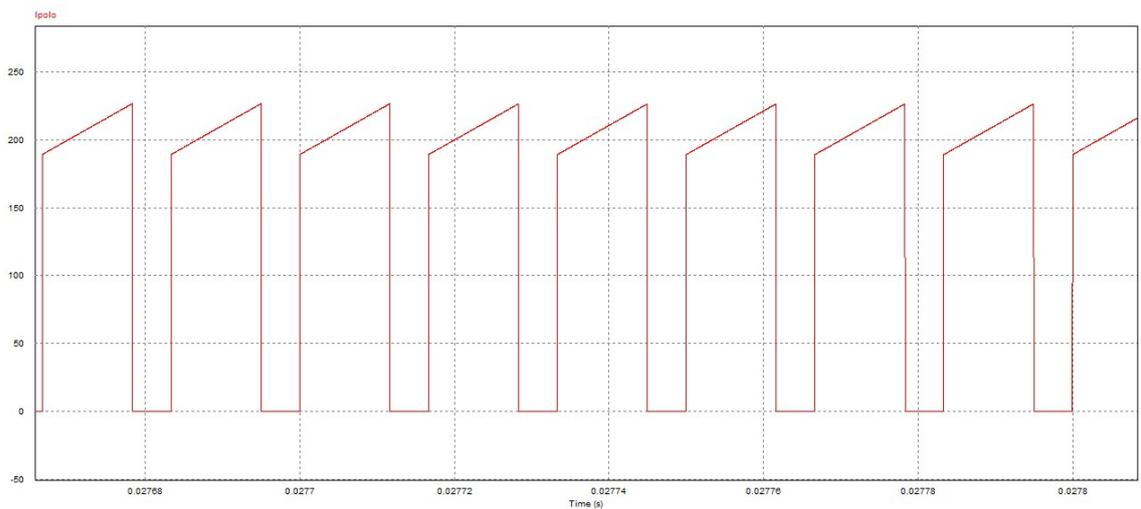
Se muestra que la tensión soportada por el IGBT en ningún caso supera los 1,2KV, tensión aceptable, ya que los IGBTs pueden trabajar en un rango de tensión de 0V a 2KV como hemos visto en teoría de polos de potencia.



Simulando la corriente que pasa por el IGBT para el peor caso, es decir, para el límite establecido del ciclo de servicio en 0,7, obtenemos lo siguiente:



Simulación PSIM 13: Corriente que pasa por el IGBT para un ciclo de 0.7



Simulación PSIM 13.1: Zoom de corriente que pasa por el IGBT para un ciclo de 0.7

Se muestra que la corriente que pasa por el IGBT en ningún caso supera los 250A, corriente aceptable, ya que los IGBTs pueden trabajar en un rango de corriente de 0A a 500A como hemos visto en teoría de polos de potencia.



4.4. CAPÍTULO 4: MONTAJE EN SIMULINK, SIMULACIONES Y CONTRASTE DE RESULTADOS

Para este capítulo, cuya finalidad es comparar los resultados obtenidos en la tensión de salida cuando empleamos un rectificador controlado al variar el ángulo de disparo frente a un con junto rectificador no controlado con convertidor Buck-Boost en la salida cuando variamos el ciclo de servicio del polo de potencia en el Buck-Boost, vamos a emplear vamos a emplear el software SIMULINK, una potente herramienta para el modelaje, análisis y simulación de una amplia variedad de sistemas físicos y matemáticos, inclusive aquellos con elementos no lineales y aquellos que hacen uso de tiempos continuos y discretos. Como una extensión de MatLab, Simulink adiciona muchas características específicas a los sistemas dinámicos, mientras conserva toda la funcionalidad de propósito general de MatLab.

La versión de Matlab con la que se va a trabajar corresponde con la R2014a.

Para poder realizar el montaje es necesario abrir el programa MatLab y desde la barra de herramientas principal abrir la librería de SIMULINK como muestra la figura 56.

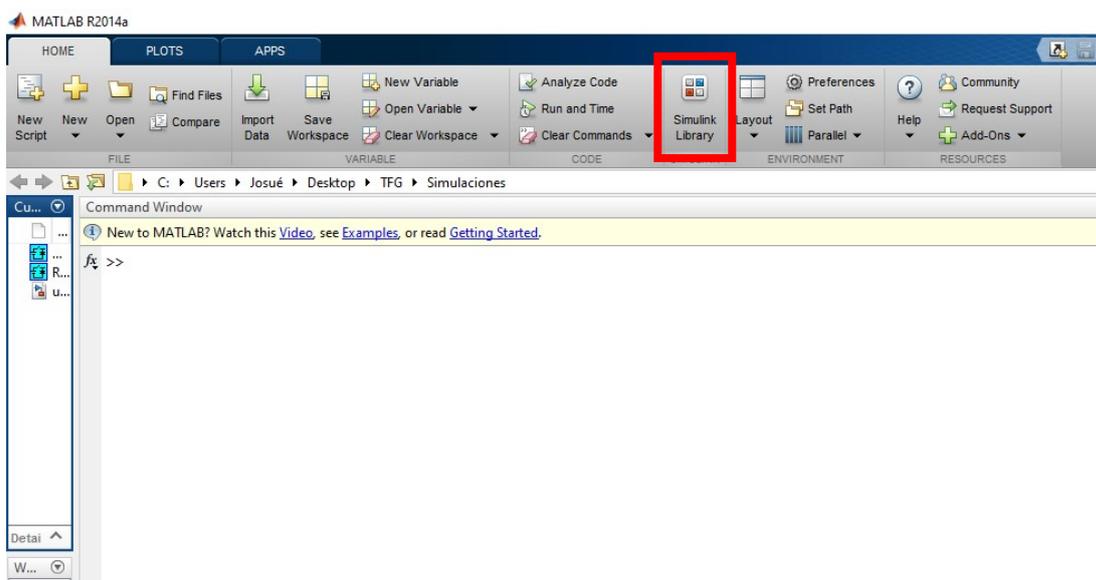


Figura 56: Ejecución de SIMULINK desde MatLab



Una vez abierta la librería crearemos un nuevo modelo para realizar nuestro montaje de la siguiente forma:

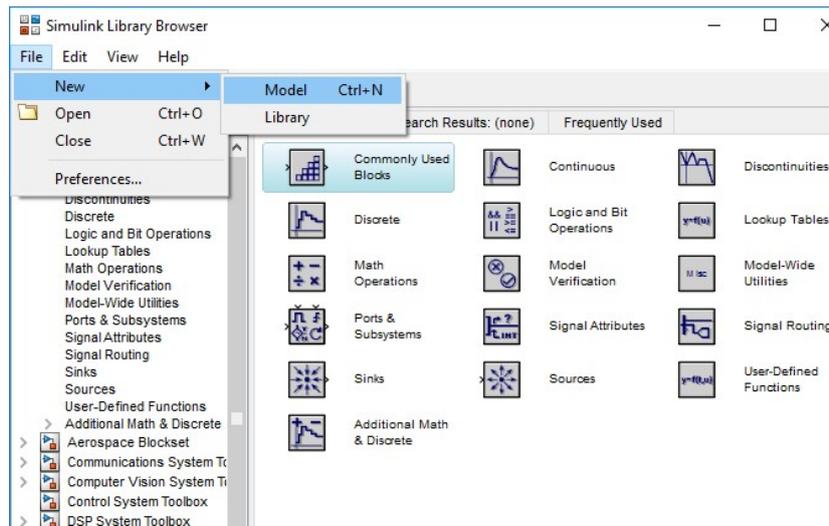


Figura 57: Creación de modelo en SIMULINK

El entorno gráfico que se presentará será el que muestra la figura 58, en el que los elementos son arrastrados desde la librería hasta el entorno del nuevo modelo para conformar un montaje determinado.

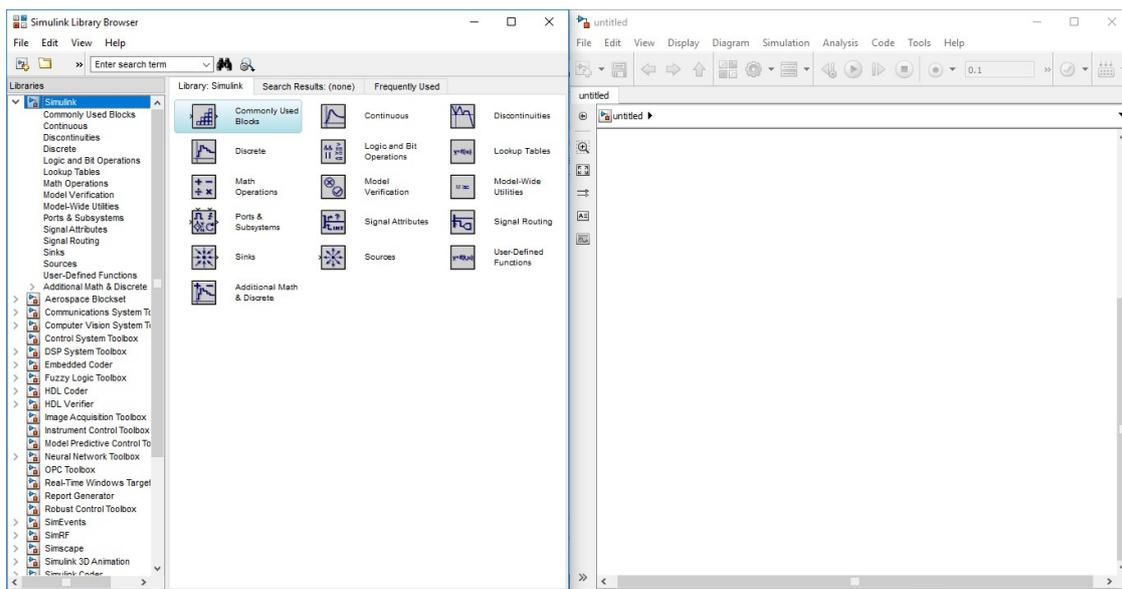


Figura 58: Entorno gráfico de SIMULINK

4.4.1. MONTAJE Y SIMULACIONES DEL RECTIFICADOR CONTROLADO

El montaje en SIMULINK correspondiente al mismo rectificador controlado ilustrado en el capítulo 3 con carga resistiva en salida PSIM es el siguiente:

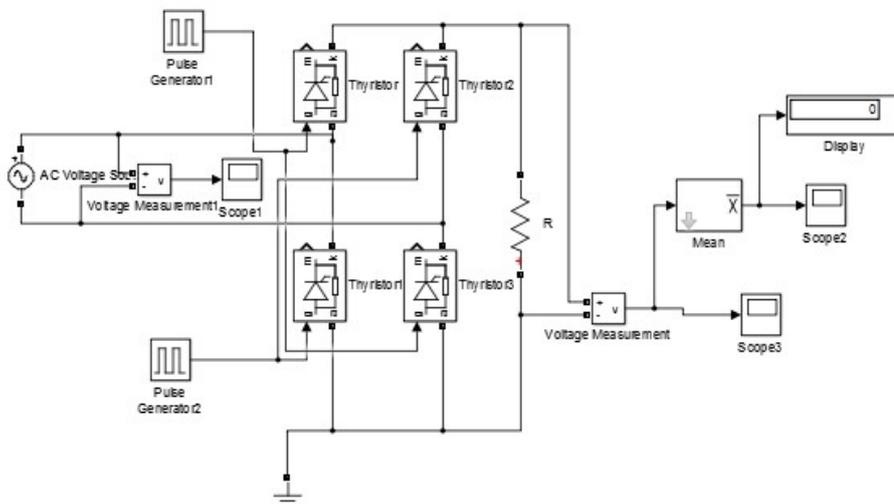


Figura 59: Montaje de un rectificador controlado en SIMULINK

La mayoría de los elementos que conforman el circuito han sido escogidos de las librerías “Simscape”, “Simelectronics”, “Simpowersystems”, “Simulink-Commonly used blocks”.

La fuente de alimentación y los voltímetros funcionan de forma similar que en PSIM, la visualización de la evolución gráfica en la simulación de la variable de interés se consigue colocando un elemento denominado “Scope”. El valor instantáneo de una variable lo muestra el elemento denominado “Display”.

La principal salvedad con PSIM se presenta en la forma de controlar los ángulos de disparo de los tiristores. En PSIM utilizábamos el elemento Alpha controller, en SIMULINK generamos dos trenes de pulsos separados 180° que irán a la entrada de los tiristores. Uno para los tiristores 1 y 3 y el otro para los tiristores 2 y 4.

La forma de parametrizar los trenes de pulsos para 50 Hz de frecuencia y un ángulo de disparo de 60 grados es la siguiente:

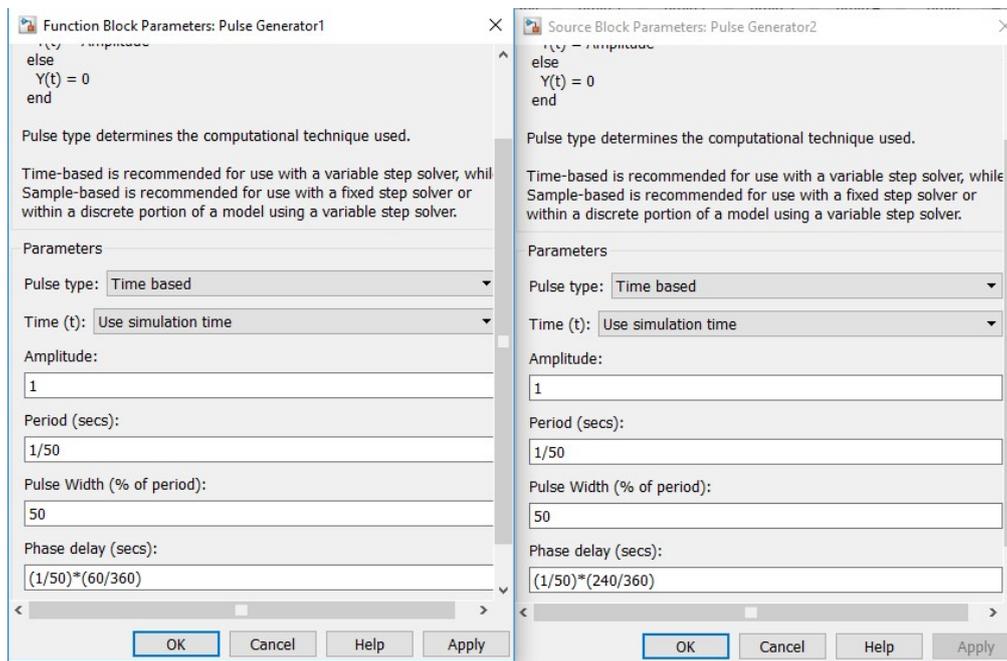


Figura 60: Parametrización de pulsos de entrada a tiristores para un ángulo de 60° en SIMULINK

Como se puede apreciar en la figura 60 los dos trenes de pulsos están desfasados 180 grados para controlar correctamente el funcionamiento de los tiristores.

Otra diferencia se presenta en la parametrización interna de los tiristores, que por defecto viene configurada con un filtro Snubber, el cual, se compone de una resistencia y un condensador conectados en paralelo del tiristor que amortiguarán la tensión en el mismo evitando sobretensiones.

Para evitar el filtro Snubber podemos poner un gran valor en la capacidad de los condensadores internos del filtro, consiguiendo así un comportamiento puramente resistivo o poner un valor de resistencia snubber infinito para que quede circuito abierto.

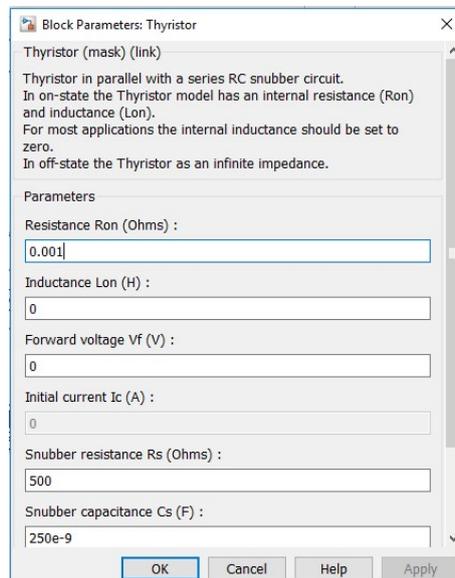


Figura 61: Parametrización del bloque tiristor en SIMULINK

La configuración de la simulación en SIMULINK se realiza desde la opción “Model Configuration Parametres” en la pestaña “Simulation” de la barra de herramientas, que para 0.1 segundos de simulación y un resolvidor de ecuaciones diferenciales ordinarias trapezoidal sería la siguiente:

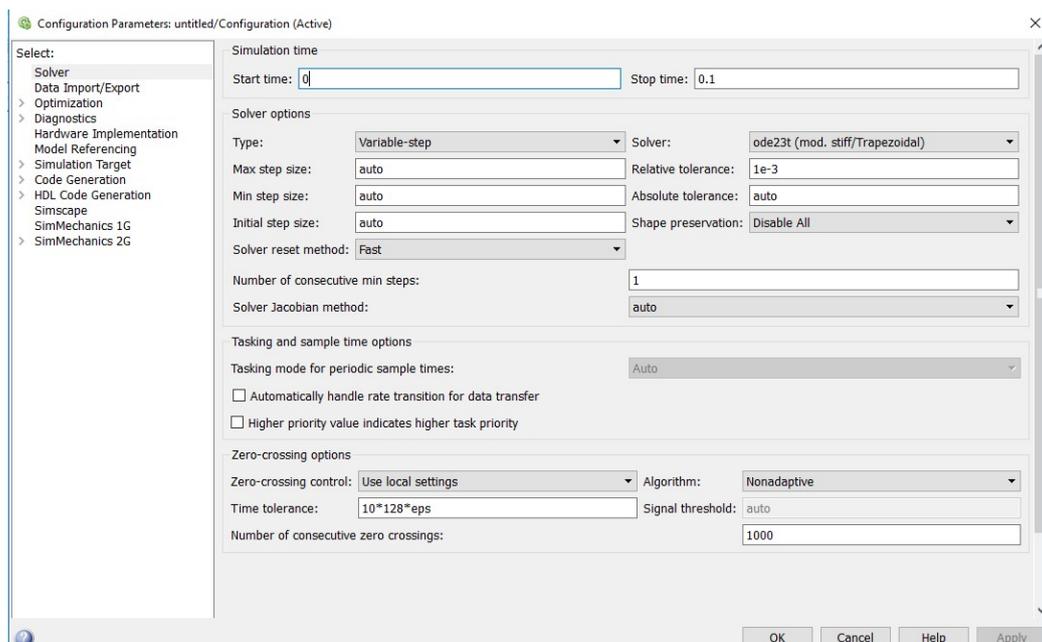
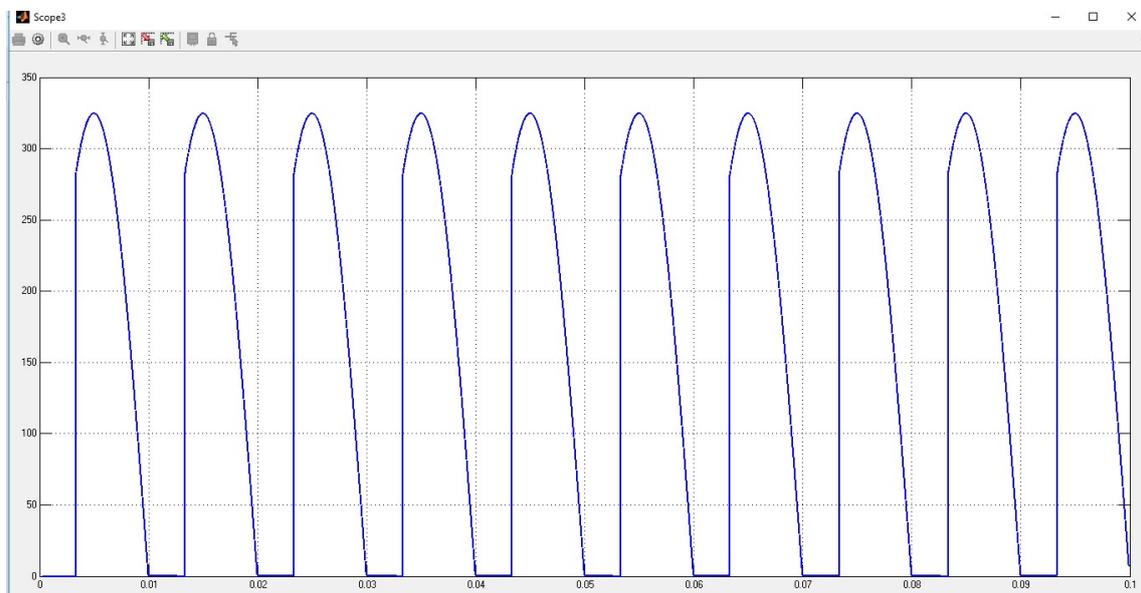


Figura 62: Configuración de la simulación en SIMULINK



Antes de comenzar la simulación, para que no aparezca un error al simular modelos de electrónica de potencia, es necesario añadir un bloque denominado “Powergui”, encontrado en la librería “Specializez Technology” dentro de la librería “Simpowersystems”

Simulando con los trenes de pulsos configurados en la figura 60, con los parámetros de simulación mostrados en la figura 62, y visualizando el “scope” de la tensión de salida, obtenemos la siguiente gráfica:



Simulación SIMULINK 1: Rectificado con ángulo de 60° de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Como podemos observar, y es lógico, el resultado de la simulación coincide con el de la Simulación PSIM 2.

La librería de SIMULINK contiene un bloque denominado “Mean” que permite mostrar la evolución a lo largo del tiempo del valor medio de una determinada variable.

En el montaje realizado en la figura 59 se ha colocado este bloque en la tensión de salida para poder visualizar el valor medio de tensión que proporciona el ángulo de disparo correspondiente, configurado en los trenes de pulsos.

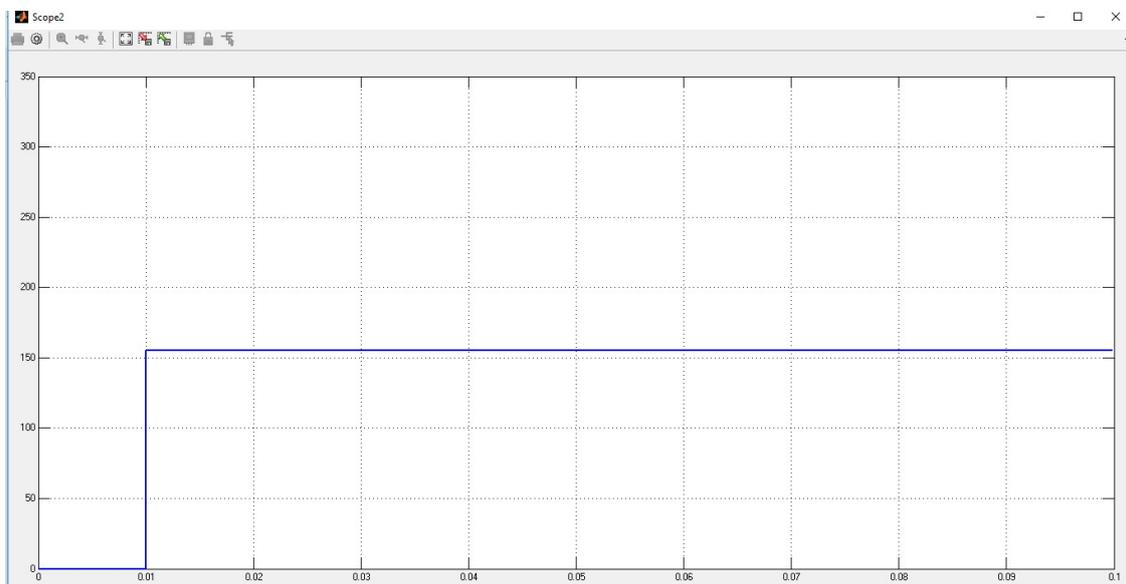
El valor medio es medido al finalizar cada periodo, por lo que la velocidad de respuesta está totalmente sujeta a la frecuencia de la señal.



Como hay dos cúpulas por periodo de la señal inicial, la señal rectificadora tiene como periodo la mitad que la señal inicial.

El bloque “Mean” permite escoger la frecuencia del cálculo del valor medio, para este caso, en el que hay dos cúpulas por periodo de la señal inicial, escogemos una frecuencia de 100Hz para el cálculo del valor medio.

Seleccionando el “scope” situado en la salida del bloque “mean” de la figura 59 visualizamos el valor medio de la tensión alterna de 230Vef a 50Hz rectificadora con un ángulo de 60 grados.



Simulación SIMULINK 2: Valor medio de rectificadora con ángulo de 60° de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Vemos que el valor medio presenta un salto en 0.01 segundos, pasando de 0V a 155V. Esto es debido a lo comentado anteriormente. Como el bloque “mean” está configurado con valor inicial nulo, la señal comienza en 0 hasta que alcanza el primer periodo, que coincide con 0,01 segundos para 100Hz de frecuencia, aquí es donde puede calcular el valor medio y representarlo a lo largo del tiempo.

Para visualizar la velocidad de respuesta del sistema en la tensión de salida del convertidor frente a una variación en el ángulo de disparo de los tiristores, se decide emplear un bloque “Switch” con dos trenes de pulsos de entrada que estará controlado por una entrada salto configurada anteriormente a la simulación.

El montaje queda de la siguiente forma:

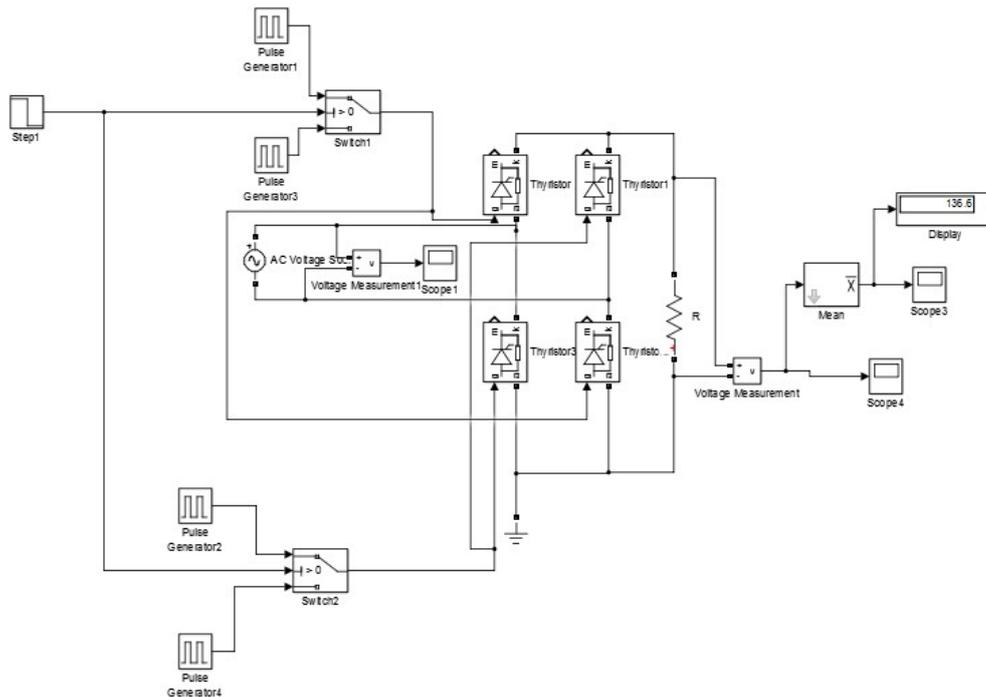


Figura 63: Montaje de un rectificador controlado dinámico en SIMULINK

Configuramos el bloque “step” para que valga 1 desde 0 a 0.05 segundos, y valga 0 desde 0.05 hasta 0.1 segundos en los parámetros internos del bloque como muestra la siguiente figura:

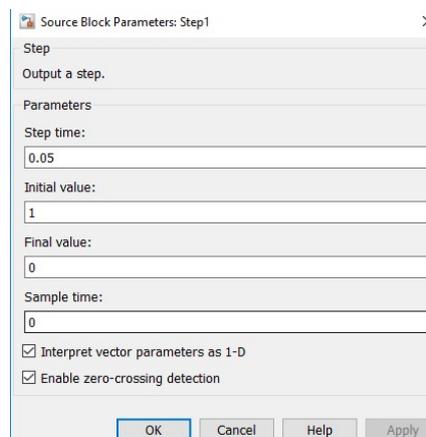
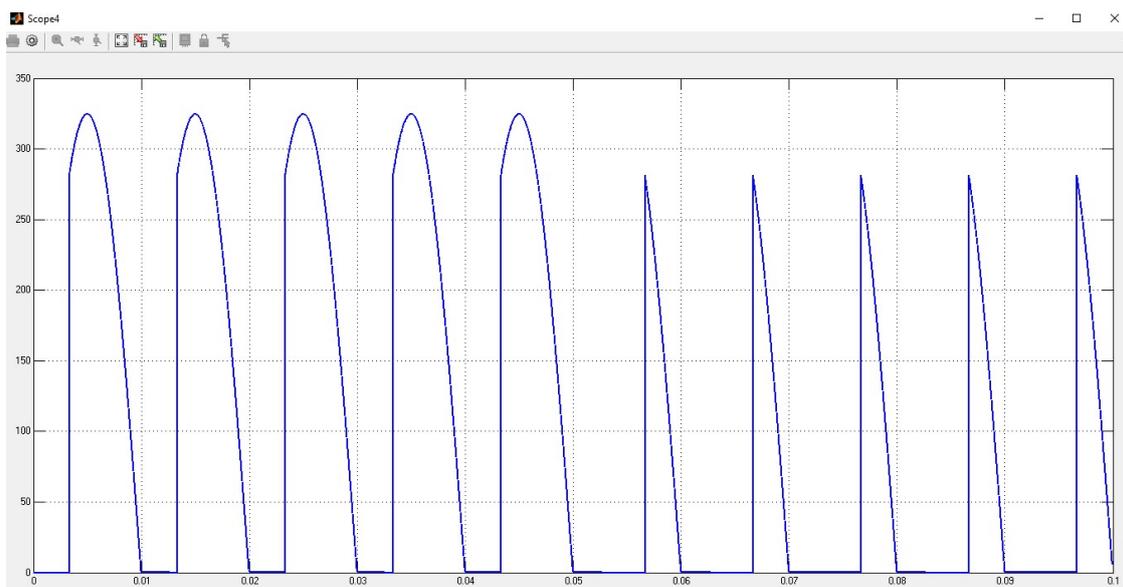


Figura 64: Parametrización del bloque salto



De esta forma el bloque “Switch” conectará a la entrada de los tiristores el primer bloque de tren de pulsos de 0 a 0.05 segundos, y conmutará en 0.05 segundos conectando el segundo bloque de tren de pulsos desde 0.05 segundos hasta 0.1 segundos. Así, y configurando los trenes de pulsos, podremos simular un cambio en el ángulo de disparo de los tiristores en la mitad de la simulación y observaremos de algún modo el tiempo que tarda en estabilizarse la señal de la tensión de salida frente a dicho cambio.

Configuramos los trenes de pulsos para que pase el ángulo de disparo de 60 a 120 grados en la mitad de la simulación.



Simulación SIMULINK 3: Rectificado de 60° a 120° en ángulo de disparo de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Para poder observar el tiempo en el que se estabiliza la señal al variar el ángulo de disparo nos centraremos en la visualización del valor medio a lo largo de la simulación.



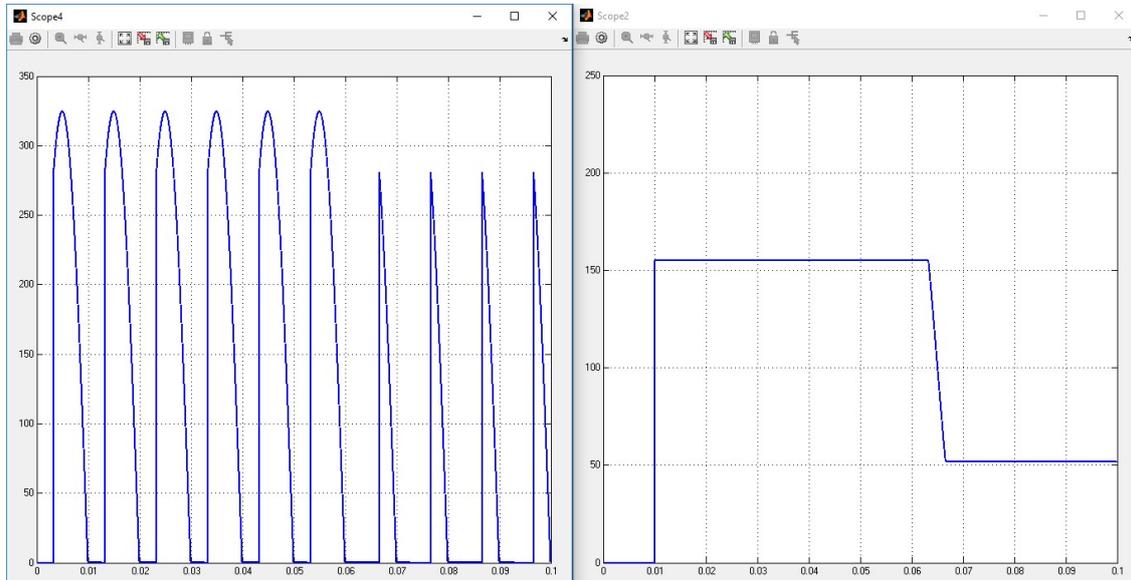
Simulación SIMULINK 4: Valor medio de rectificado con ángulo de 60° a 120° de tensión alterna 230Vef a 50Hz

Como se observa en la simulación anterior, el valor medio de la tensión de salida no cambia instantáneamente al variar el ángulo de disparo de los tiristores. Para este caso observamos que tarda, aproximadamente, unos 0.0066 segundos en estabilizarse.

En el ejemplo anterior hemos decidido variar el ángulo de disparo en 0.05 segundos, tiempo en el que la simulación cumple un periodo de onda rectificada con un determinado ángulo de disparo.

Al variar el ángulo de disparo al finalizar un periodo de la onda rectificada, el nuevo ángulo de disparo entra justamente en el siguiente periodo, sin que exista un retraso producido por el momento en el que se modifica dicho ángulo.

Ahora configuraremos el bloque “Step” para que el “Switch” conmute en 0.055 segundos, y simulando:



Simulación SIMULINK 5: Modificación del ángulo de disparo en el transcurso de un periodo

Para este caso observamos que el valor medio de la tensión de salida tarda, aproximadamente, unos 0.0116 segundos en estabilizarse.

Podemos ver como al cambiar el ángulo de disparo en el transcurso de un periodo y cuando la onda ya se ha visto afectada por el primer ángulo de disparo, el cambio no se produce hasta la finalización del periodo donde se ha activado, existiendo un retraso por el momento en el que se modifica el ángulo de disparo.

Podemos concluir que la velocidad de respuesta es mayor si modificamos el ángulo de disparo justo en el momento que finaliza el periodo de la onda rectificada.

Para comprobar el efecto que provoca un aumento de las fases en el valor medio de la tensión de salida, y en la velocidad de respuesta de la misma, realizamos el montaje de un rectificador trifásico simple con una variación en los ángulos de disparo de los tiristores de 60 a 120 grados en 0,05 segundos, sincronizando los disparos de los mismos con 120 grados de desfase.

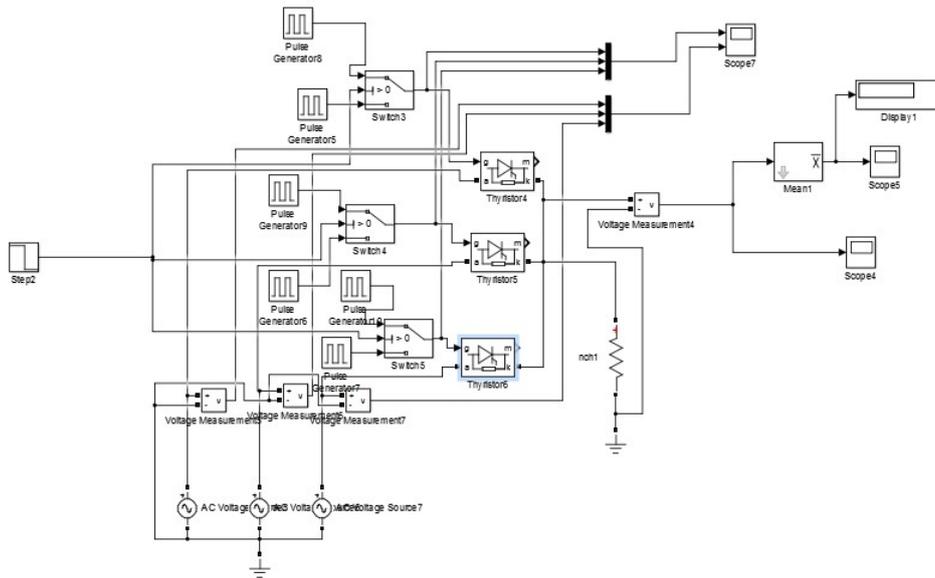
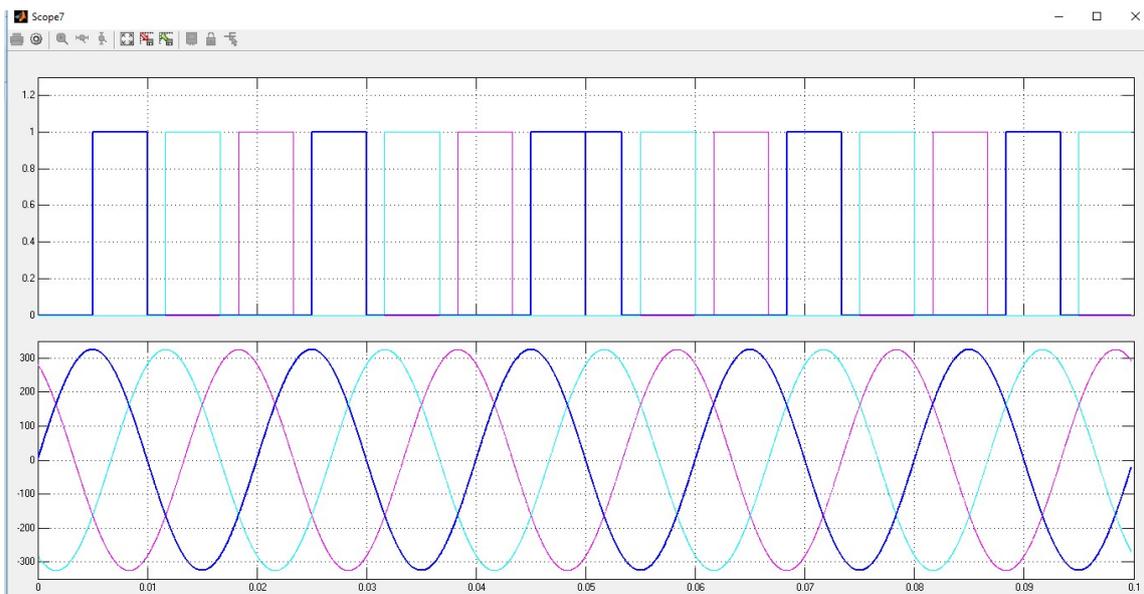


Figura 65: Montaje de un rectificador trifásico simple controlado y dinámico en SIMULINK

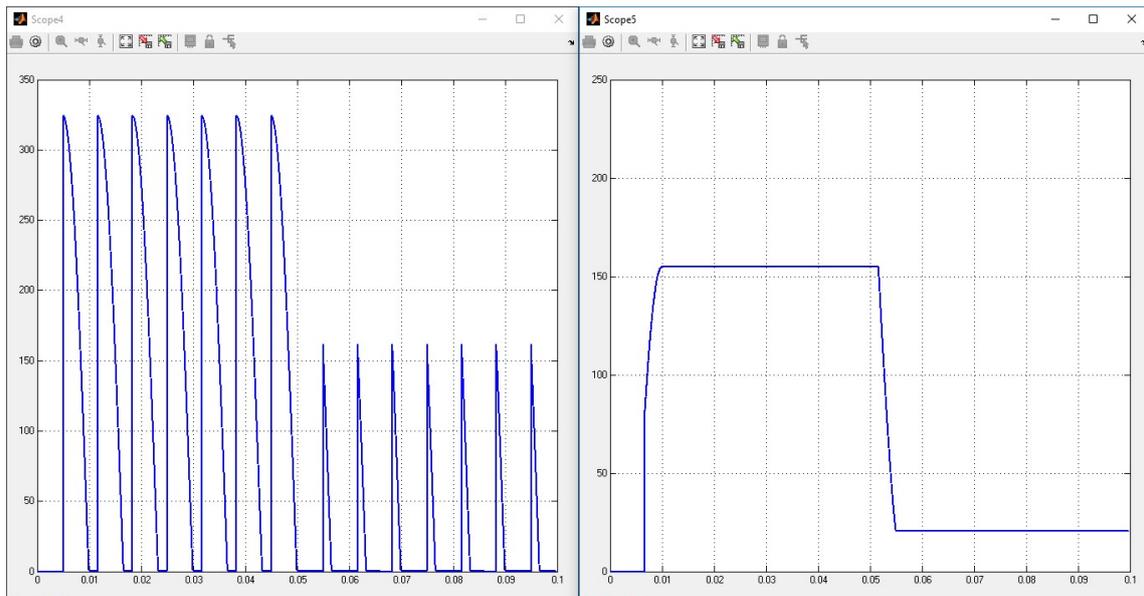
Observamos el momento en el que se han de disparar los tiristores para conseguir el rectificado de 60, y posteriormente de 120 grados en un rectificador trifásico simple:



Simulación SIMULINK 6: Disparos de 60 y 120 grados de los tiristores de un rectificador trifásico simple



Centrándonos en la tensión de salida del rectificador y en su valor medio, obtenemos lo siguiente:



Simulación SIMULINK 7: Valor medio de rectificado trifásico simple con ángulo de 60° a 120° de tensión alterna $230V_{ef}$ a 50Hz

Para este caso observamos que el valor medio de la tensión de salida tarda, aproximadamente, unos 0.004 segundos en estabilizarse. Lo que ha ocurrido es que en la rectificación trifásica tenemos un mayor de cúpulas por periodo, en este caso tres cúpulas por periodo, lo que hace que el cambio del ángulo de disparo se produzca en menor intervalo de tiempo, ya que el tiempo que separa las cúpulas es menor que en supuestos monofásicos.

4.4.2. MONTAJE Y SIMULACIONES DEL CONJUNTO RECTIFICADOR CON BUCK-BOOST EN LA SALIDA

El montaje en SIMULINK correspondiente al mismo conjunto rectificador con Buck-Boost en la salida, con los mismos parámetros en la inductancia, capacidad, resistencia, y el mismo valor en el condensador de filtrado, ilustrado en el capítulo 3 en PSIM es el siguiente:

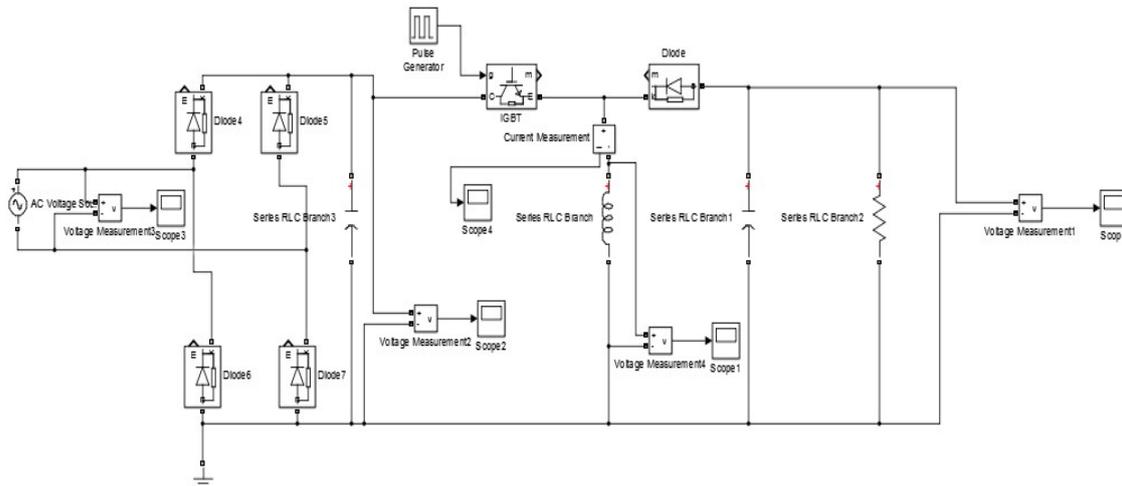


Figura 66: Montaje de un conjunto rectificador con un BUCK-BOOST a la salida en SIMULINK

Para que el convertidor Buck-Boost funcione correctamente se ha introducido un condensador de filtrado a la salida del rectificador, haciendo que la señal de salida del mismo tenga un comportamiento más parecido a una señal continua pura.

Al igual que ocurría con los tiristores del rectificador controlado del apartado anterior, los diodos del rectificador no controlado y el IGBT del convertidor Buck-Boost de salida tienen un filtro Snubber interno, del cual podemos eliminar el componente capacitivo parametrizando el valor de la capacidad a infinito.

Para la elección de inductancias, condensadores y resistencias en simulink hay un bloque denominado “Series RLC branch”, el cual se comporta como una carga compuesta por una resistencia, una inductancia y un condensador. Para quedarnos solo con una de las tres partes parametrizaremos el bloque con valor nulo en las dos restantes.

La forma de controlar el ciclo de servicio del IGBT también se hace mediante un tren de pulsos. Para este caso SIMULINK es más cómodo que PSIM, ya que permite decidir el valor de la frecuencia de operación en forma de periodo e introducir directamente el valor del ciclo de servicio, sin tener que hacer un cálculo en grados que corresponda a un determinado ciclo de servicio como ocurría en PSIM.



La figura 67 muestra una parametrización para el tren de pulsos de entrada del IGBT que corresponde a un ciclo de servicio de 0.5 y una frecuencia de 60KHz.

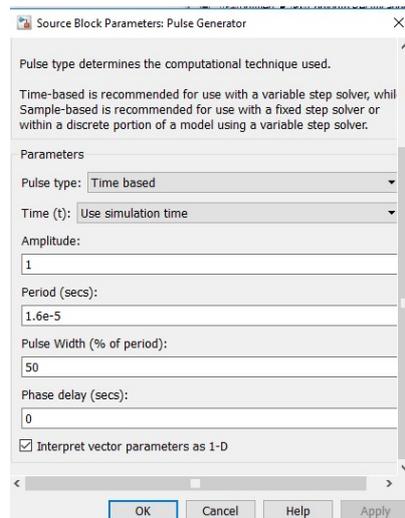
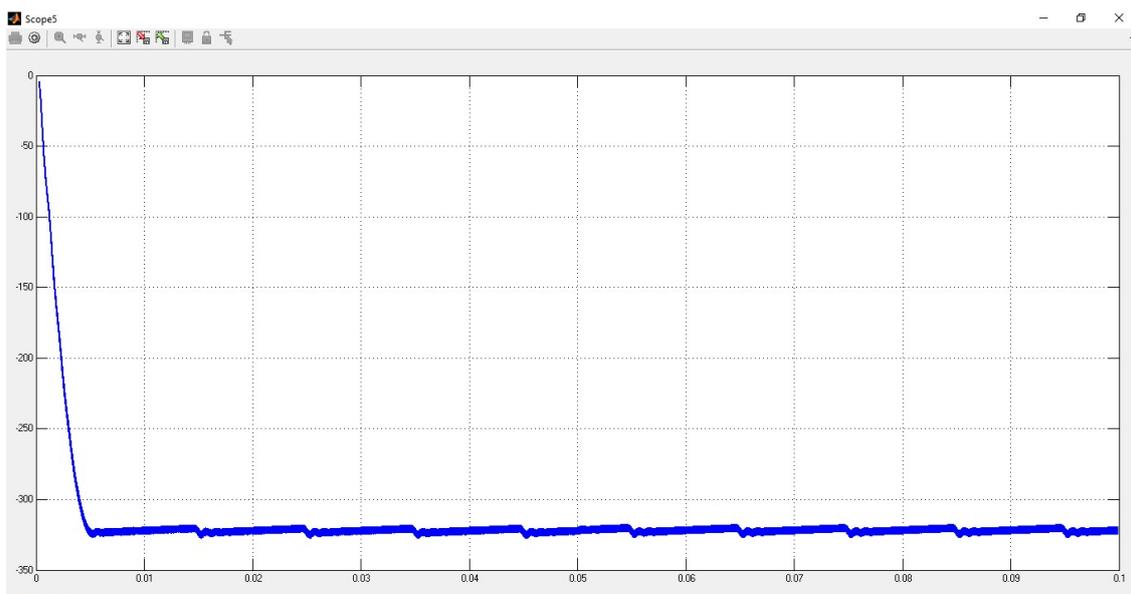


Figura 67: Parametrización de la entrada de IGBT para un ciclo de servicio de 0.5

Simulando 0.1 segundo con un resolverdor de ecuaciones diferenciales ordinarias trapezoidal para un ciclo de servicio de 0.5 obtenemos:



Simulación SIMULINK 8: Tensión a la salida del Buck-Boost para un ciclo de 0.5

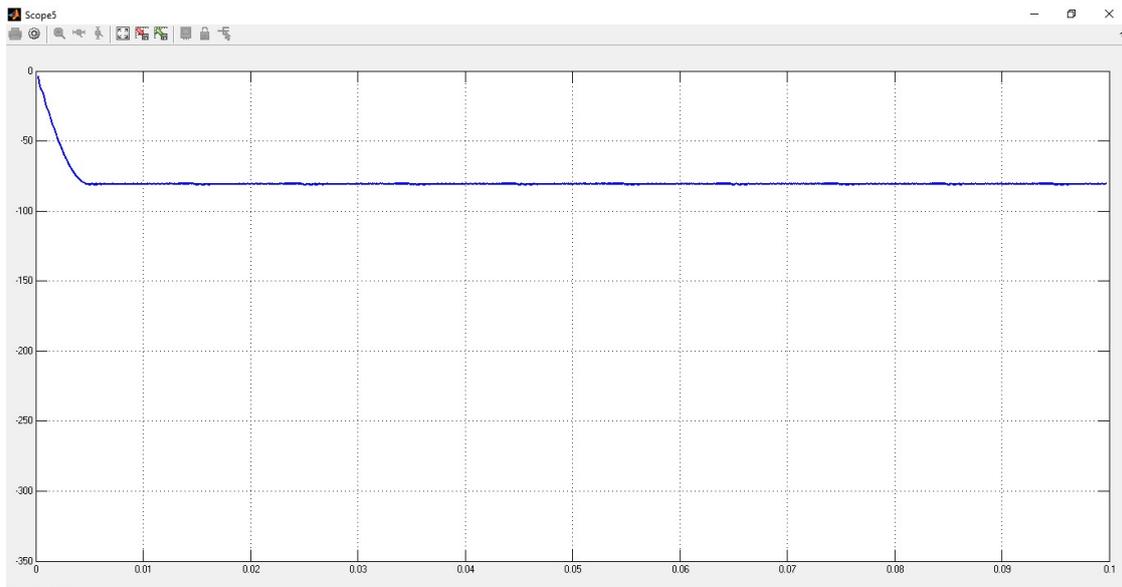


Universidad de Valladolid



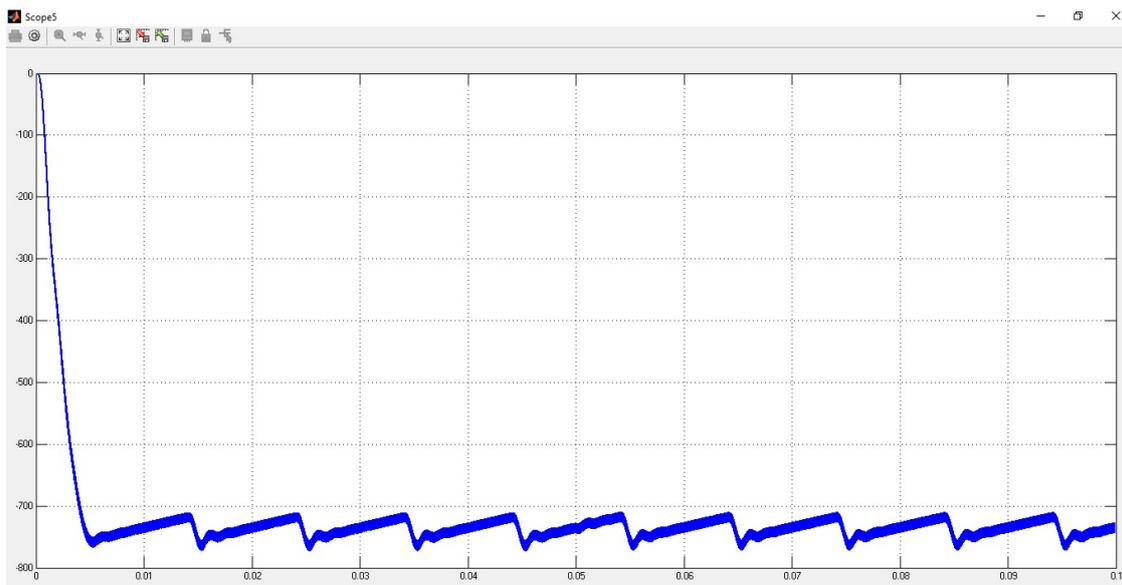
ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

Simulando 0.1 segundo con un resolvidor de ecuaciones diferenciales ordinarias trapezoidal para un ciclo de servicio de 0.2 obtenemos:



Simulación SIMULINK 9: Tensión a la salida del Buck-Boost para un ciclo de 0.2

Simulando 0.1 segundo con un resolvidor de ecuaciones diferenciales ordinarias trapezoidal para un ciclo de servicio de 0.7 obtenemos:



Simulación SIMULINK 10: Tensión a la salida del Buck-Boost para un ciclo de 0.7

Como podemos observar, y es lógico, el resultado de las simulaciones coincide con el de las simulaciones Simulación PSIM 7, Simulación PSIM 9, Simulación PSIM 11.

Ahora, al igual que se hizo con el rectificador controlado, podemos introducir un bloque "Switch", con dos trenes de pulsos de entrada, que estará controlado por una entrada salto.

De esta forma el bloque "Switch" conectará a la entrada del IGBT el primer bloque de tren de pulsos de 0 a 0.05 segundos, y conmutará en 0.05 segundos, conectando el segundo bloque de tren de pulsos desde 0.05 segundos hasta 0.1 segundos. Así, y configurando los trenes de pulsos, podremos simular un cambio en el ciclo de servicio del IGBT en la mitad de la simulación y observaremos de algún modo el tiempo que tarda en estabilizarse la señal de la tensión de salida frente a dicho cambio.

El montaje correspondiente sería el siguiente:

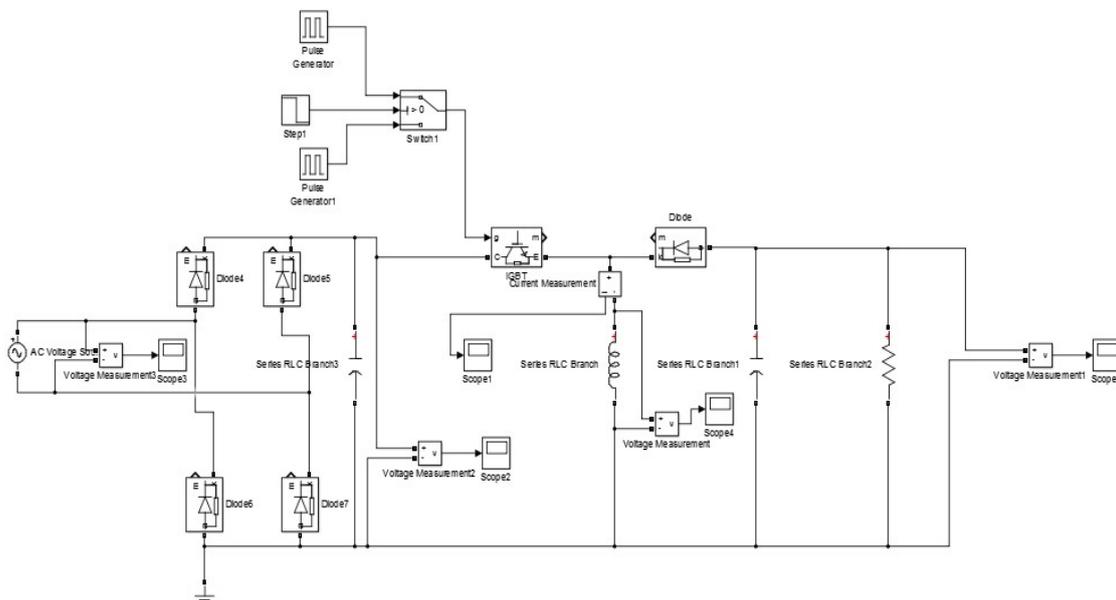
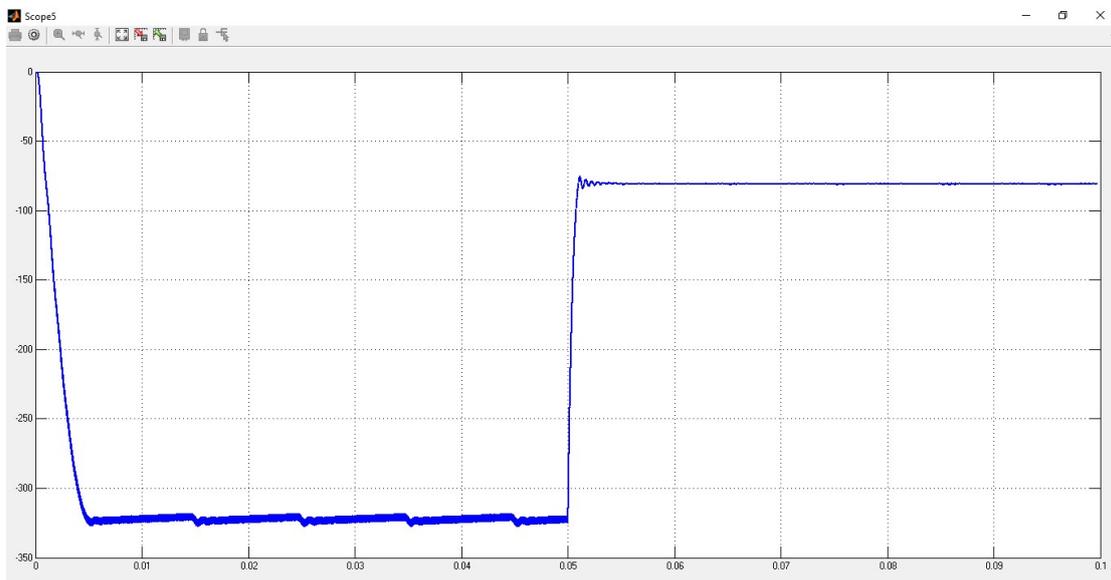


Figura 68: Montaje de un conjunto rectificador con un BUCK-BOOST dinámico a la salida en SIMULINK



Configuramos los trenes de pulsos para que el ciclo de servicio varíe desde 0.5 a 0.2, y el bloque “Step” para que el cambio se produzca en 0.05 segundos, tal y como se hizo anteriormente. De esta forma el Buck-Boost se comportará de forma reductora.

Simulamos con los parámetros mencionados anteriormente y obtenemos:



Simulación SIMULINK 11: Tensión a la salida del Buck-Boost para unos ciclos de servicio de 0.5 y 0.2

Como se observa en la simulación anterior, la tensión de salida no cambia instantáneamente al variar el ciclo de servicio del IGBT. Para este caso observamos un comportamiento subamortiguado en la estabilización de la señal. El tiempo de la estabilización considerando que el error en estacionario sea menor al 4% es menor a 0.0025 segundos.

4.4.3. CONTRASTE EN LOS RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

Este apartado tiene como objetivo comparar directamente el tiempo de respuesta de la variación de la tensión de salida al emplear un rectificador controlado mediante tiristores cuando variamos el ángulo de disparo frente al conjunto rectificador no controlado con un Buck-Boost en la salida al variar el ciclo de servicio del IGBT.



Aunque en los apartados anteriores de este capítulo ya se ha podido observar, para unos valores aleatorios e indiferentes, que el tiempo en la estabilización de la tensión de salida en el empleo del conjunto rectificador con Buck-Boost en la salida es menor que en el empleo de un simple rectificador controlado, para verificar totalmente este hecho vamos a elegir unos valores en los ángulos de disparo de los tiristores del rectificador controlado, y mediremos, como se ha hecho anteriormente, el valor medio de la tensión de salida. Una vez obtenidos los dos valores medios de la tensión de salida, calcularemos los ciclos de servicio correspondientes en el IGBT para que el conjunto rectificador con Buck-Boost proporcione las mismas tensiones de salida que el rectificador controlado.

Como en el capítulo 3 comprobamos que la simulación se corresponde totalmente a los resultados obtenidos con las fórmulas teóricas, vamos a utilizar la fórmula para calcular el valor medio de la tensión de salida para unos ángulos de disparo de los tiristores.

Anteriormente se obtuvo la siguiente expresión para calcular la tensión continua de salida para cualquier valor en el ángulo de disparo del tiristor:

$$V_{scc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{e, \max} \sin(\beta) d\beta = \frac{V_{e, \max}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Para variar un poco el comportamiento, esta vez elegiremos una variación en los ángulos de disparo desde 140 hasta 80 grados. Así observaremos un comportamiento elevador de tensión.

Para $\alpha = 140^\circ$:

$$V_{scc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{e, \max} \sin(\beta) d\beta = \frac{325.27V}{\pi} (1 + \cos 140^\circ) = 24,22V$$

Para $\alpha = 80^\circ$:

$$V_{scc}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{e, \max} \sin(\beta) d\beta = \frac{325.27V}{\pi} (1 + \cos 80^\circ) = 121,52V$$



Una vez obtenidos los valores medios de las dos tensiones de salida que van a ofrecer los ángulos de disparo seleccionados, procedemos a calcular los ciclos de servicio correspondientes en el IGBT que proporcione las mismas tensiones de salida.

Para ello utilizaremos la expresión vista anteriormente de la relación de la tensión de entrada y de salida de un convertidor Buck-Boost en función del ciclo de servicio, pero sin considerar el cambio de polaridad:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \Rightarrow V_o = \frac{D}{1-D} V_i$$

$$(1-D)V_o = DV_i \Rightarrow V_o - DV_o = DV_i$$

$$V_o = DV_i + DV_o \Rightarrow V_o = D(V_i + V_o) \Rightarrow D = \frac{V_o}{V_i + V_o}$$

Con esta expresión, para una tensión de entrada de 230Vef y conociendo las tensiones de salida que va a ofrecer el conjunto podemos calcular los ciclos de servicio correspondientes.

Para $V_o=24,22V$

$$D = \frac{24,22}{325,27 + 24,22} = 0,069 = 6,9\%$$

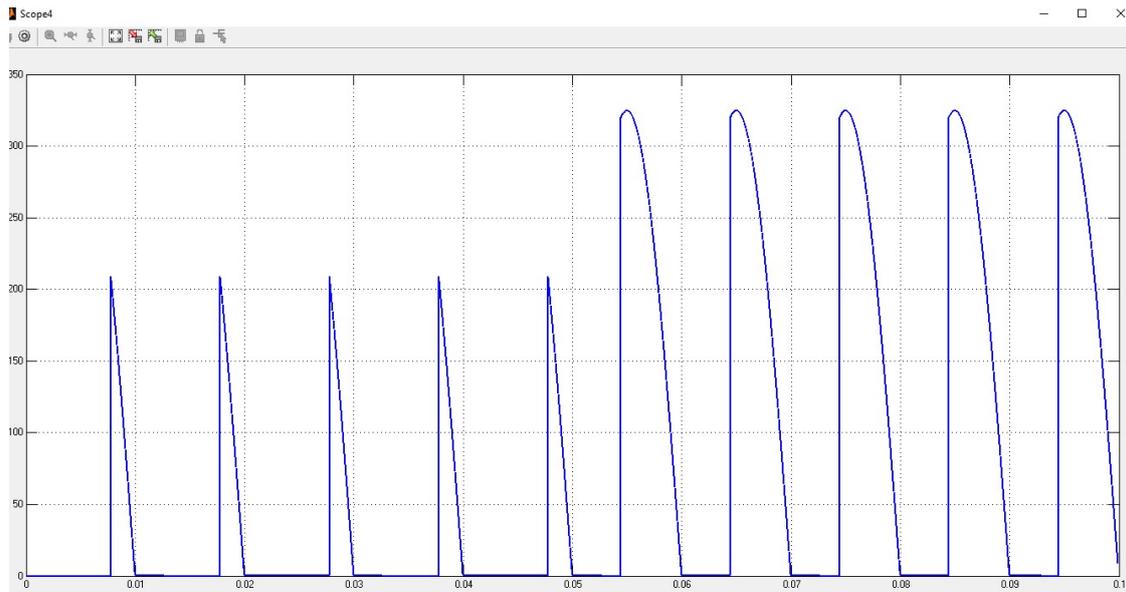
Para $V_o=121,52V$

$$D = \frac{121,52}{325,27 + 121,52} = 0,272 = 27,2\%$$

Una vez obtenidos los ciclos de servicio del IGBT que proporcionan la misma tensión de salida que los ángulos de disparo seleccionados en los tiristores del rectificador controlado, solo queda introducir todos estos valores en los trenes de pulsos de entrada a los tiristores, y al IGBT para poder comparar directamente la velocidad de respuesta de cada sistema.

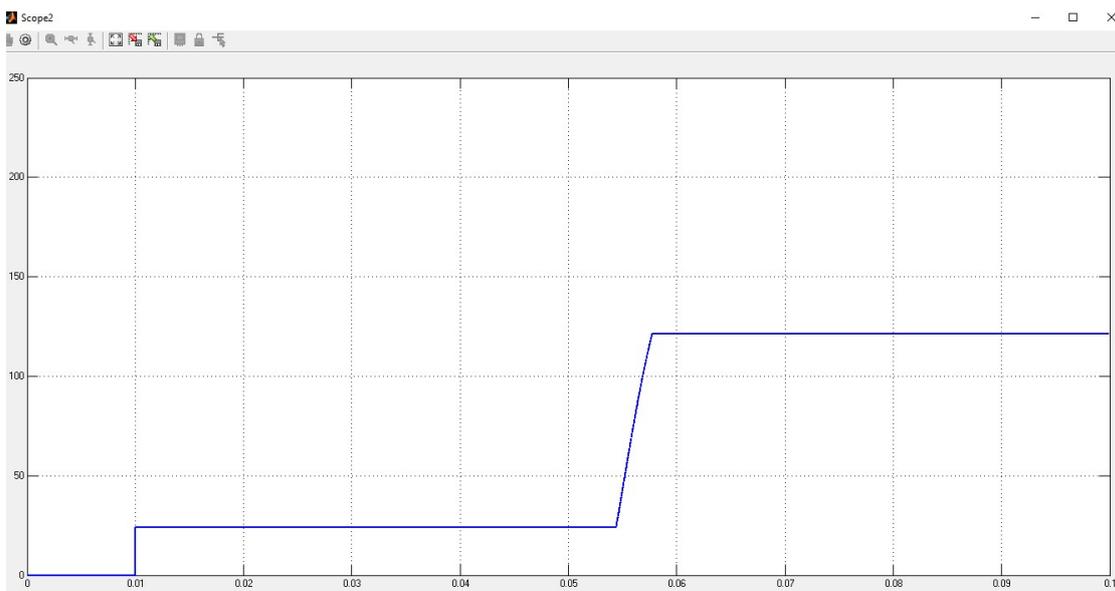


La tensión de salida que ofrece el rectificador controlado para la conmutación de los ángulos de disparo anteriores en 0.05 segundos es la siguiente:



Simulación SIMULINK 12: Rectificado de 140° a 80° en ángulo de disparo de tensión alterna 230Vef a 50Hz

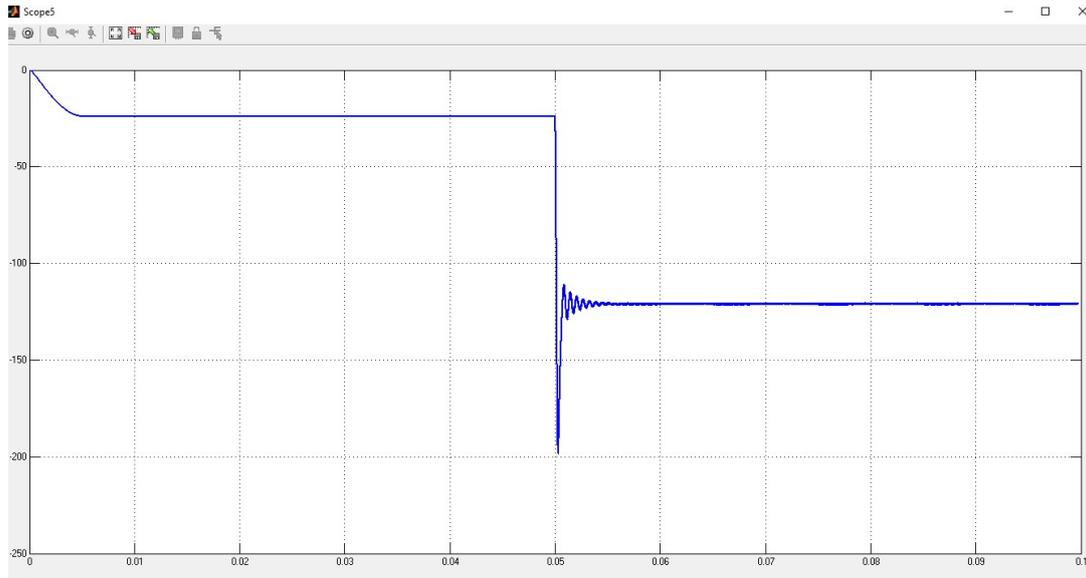
Centrándonos en el valor medio de la tensión de salida:



Simulación SIMULINK 13: Valor medio de rectificado con ángulo de 140° a 80° de tensión alterna 230Vef a 50Hz



La tensión de salida que ofrece el conjunto rectificador con Buck-Boost para la conmutación de los ciclos de servicio anteriores en 0.05 segundos es la siguiente:



Simulación SIMULINK 14: Tensión a la salida del Buck-Boost para unos ciclos de servicio de 0.069 y 0.272

Para poder observar a la vez las dos señales, vamos a obviar el cambio de polaridad restando a 0 la señal de salida de nuestro conjunto.

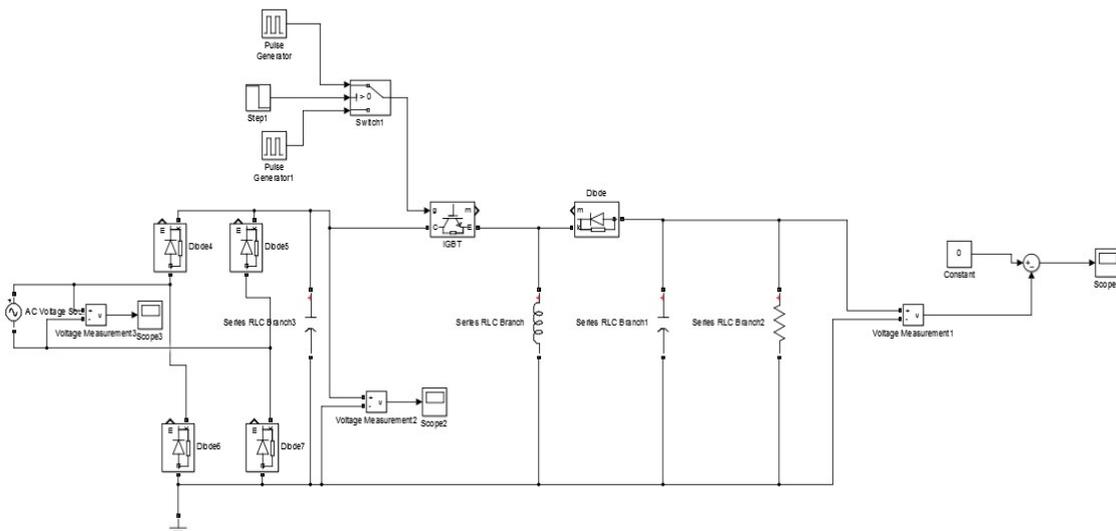
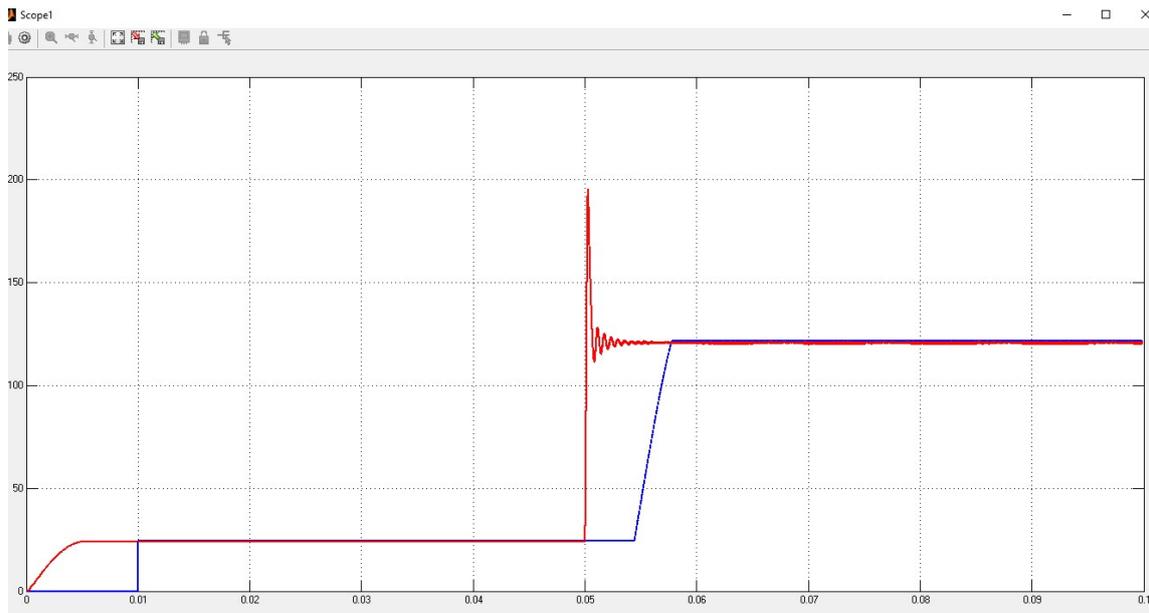


Figura 69: Montaje de un conjunto rectificador con un BUCK-BOOST dinámico y con valor absoluto en la salida en SIMULINK



Introduciendo un “Scope” que reciba las señales de salida de los dos conjuntos, podemos ver las tensiones de salida solapadas en una misma gráfica:



Simulación SIMULINK 15: Comparativa en la utilización de los dos sistemas

Perteneciendo la línea azul a la simulación de la tensión de salida el rectificador controlado, y la línea roja a la tensión de salida del conjunto rectificador con un Buck-Boost, se puede observar que, aunque tenga un comportamiento subamortiguado con una considerable sobreelongación, la utilización del conjunto rectificador con un convertidor Buck-Boost en la salida presenta una mayor velocidad en la estabilización en la tensión de salida que el empleo de un simple rectificador controlado.



5. CONCLUSIONES Y POSIBLES MEJORAS

La gran mayoría de los dispositivos electrónicos utilizan convertidores de potencia, en concreto, los más utilizados son los rectificadores, ya que muchos de estos dispositivos funcionan con corriente continua y se alimentan de la tensión alterna de red.

La meta particular de este trabajo de fin de grado era verificar, mediante simulación, que utilizando un convertidor AC/CC con un Buck-Boost en la salida conseguimos una mayor rapidez en la regulación de la tensión continua de salida frente al empleo de un rectificador.

Como se ha apreciado en las simulaciones finales, al utilizar el conjunto rectificador con el Buck-Boost hemos conseguido una mejora de la velocidad de estabilización de la tensión de salida de un (60-70)% frente a la utilización de un rectificador variando el ángulo de disparo en el momento óptimo. Si el ángulo de disparo del rectificador se varía en un momento de tal forma que produzca un retraso producido por el mismo, hemos visto que la mejora de la velocidad de estabilización de la tensión de salida puede encontrarse entre un (70-80)%.

Al trabajar con un rectificador de un número de fases mayor, la velocidad de estabilización de la tensión de salida mejora, sin embargo, nunca llega a alcanzar la velocidad de estabilización con la que trabaja el Buck-Boost.

Como ocurre habitualmente en esta rama de la ciencia, nos encontramos con dos relaciones de compromiso.

La primera relación de compromiso, el número de componentes utilizados frente a la velocidad de estabilización del sistema, siendo mayor el número de componentes utilizados, y con ello el coste del producto para la mejora de la rapidez de respuesta.

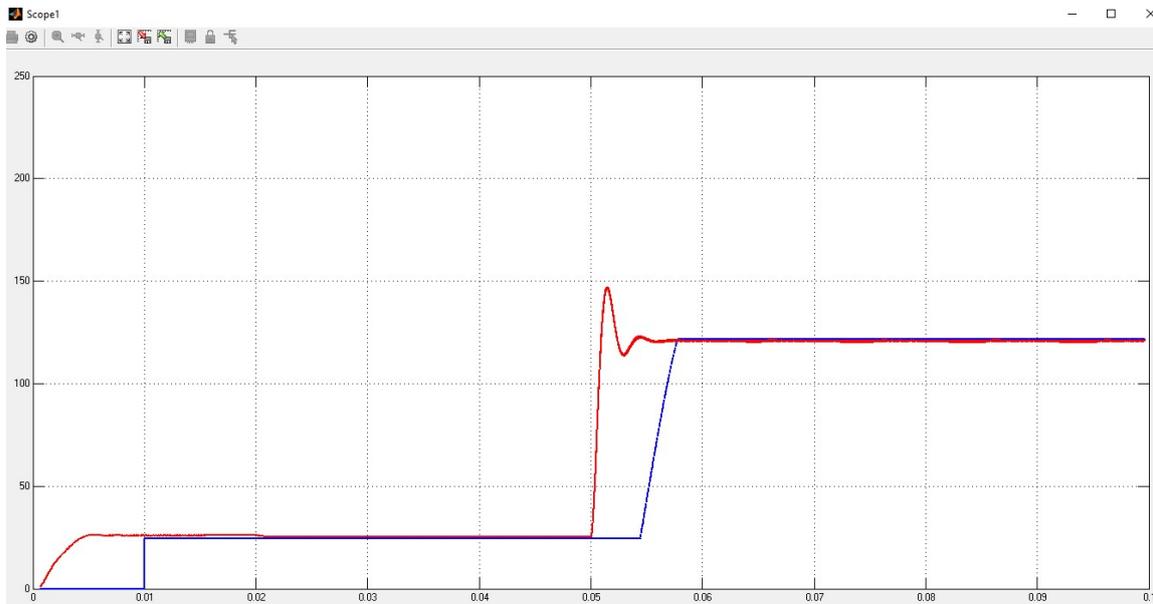
La segunda relación de compromiso, a mayor velocidad de respuesta del sistema menor estabilidad. Hemos visto que al realizar un gran aumento de la tensión de salida en el conjunto rectificador con el Buck-Boost se ha producido una gran sobreelongación en la respuesta subamortiguada, con un pico de tensión que puede ocasionar problemas en el circuito si no dispone de dispositivos de protección adecuados.



La dinámica del transitorio que se produce al variar el ciclo de servicio del IGBT está marcada por la inductancia y la capacidad del convertidor Buck-Boost.

Con el fin de eliminar la considerable sobreelongación que se produce en el transitorio del sistema cuando funciona como elevador de tensión, y sin perder velocidad en la respuesta, es necesario jugar con el valor de la inductancia y de la capacidad, observando las consecuencias que se producen con la variación de las mismas.

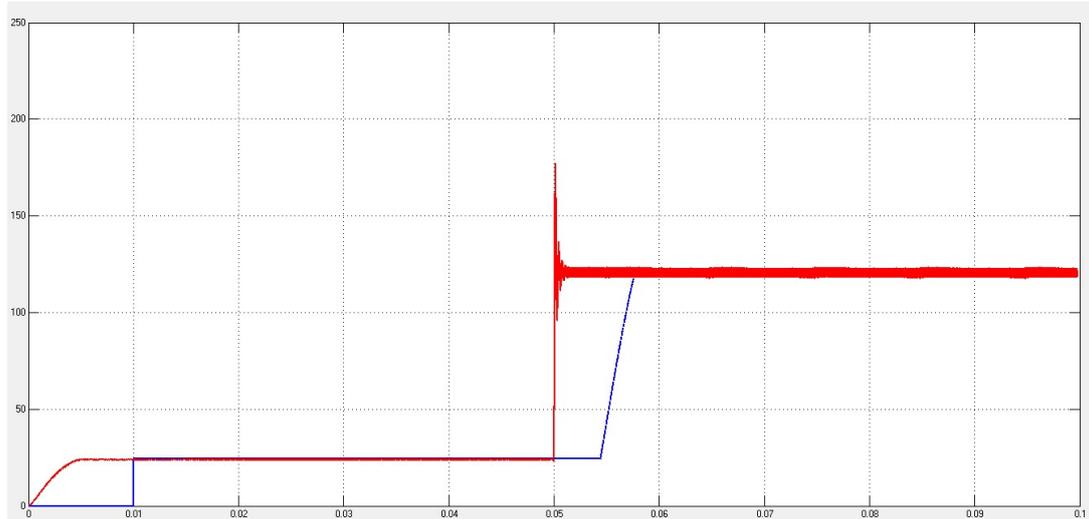
Si aumentamos el valor de la inductancia de 100uH a 2mH y simulamos observamos lo siguiente:



Simulación SIMULINK 16: Efecto de aumento de inductancia

Observamos que el aumento de la inductancia produce una amortiguación en el transitorio disminuyendo considerablemente la sobreelongación, pero también disminuye la velocidad de respuesta del sistema.

Si disminuimos el valor de la capacidad del condensador de 47uF a 10uF y simulamos, observamos lo siguiente:



Simulación SIMULINK 17: Efecto de disminución de capacidad del condensador

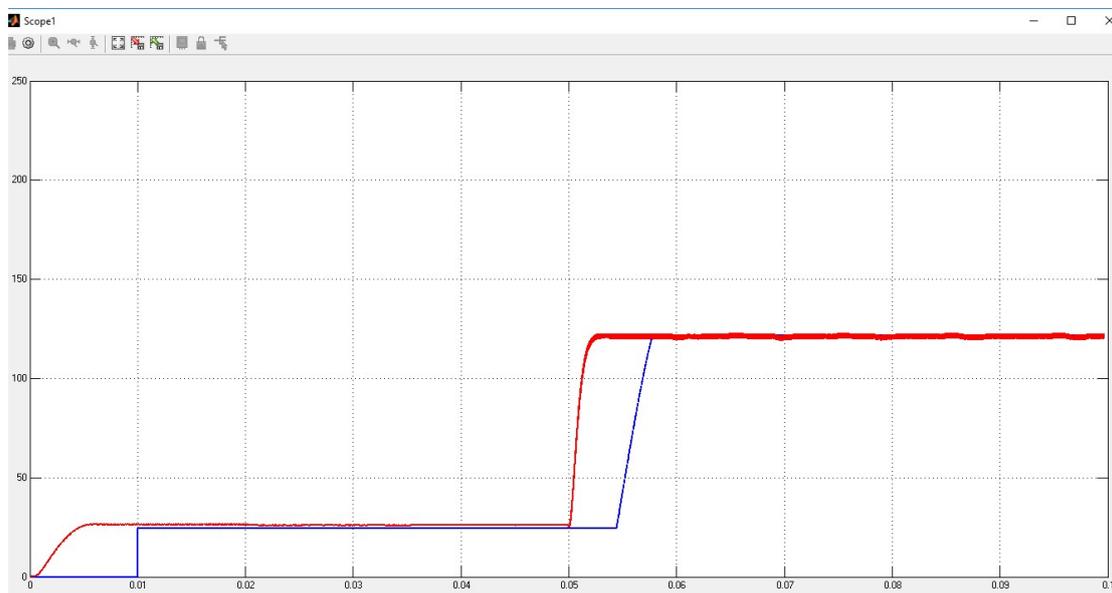
Se contempla que una disminución en la capacidad del condensador hace que aumente la velocidad de respuesta del sistema, aunque una capacidad insuficiente provoca un aumento de rizado en la tensión de salida, el cual, aumenta en grandes elevaciones de tensión.

Por lo tanto, para mejorar la respuesta del sistema ante una variación en el ciclo de servicio del IGBT cuando el Buck-Boost funciona como elevador de tensión, será necesario aumentar la inductancia para disminuir la sobreelongación y amortiguar el transitorio, y disminuir el valor de la capacidad para recuperar la velocidad de respuesta perdida al aumentar la inductancia. Sin embargo, no se puede abusar de un valor pequeño de capacidad, ya que el rizado que podemos obtener en la salida puede ser inaceptable.

En definitiva, con la combinación de los dos factores, disminuimos la sobreelongación del transitorio y aumentamos el rizado en el estacionario.



Si aumentamos el valor de la inductancia de 100uH a 5mH, y disminuimos el valor de la capacidad del condensador de 47uF a 22uF y simulamos obtenemos lo siguiente:



Simulación SIMULINK 18: Combinación de aumento de inductancia y disminución de capacidad del condensador

Para estos valores de la inductancia y de la capacidad del condensador del convertidor Buck-Boost encontramos una respuesta con una sobreelongación mínima en el transitorio sin perder velocidad de respuesta en el sistema. La tensión de rizado en la salida ha aumentado, pero puede contemplarse como un rizado aceptable.

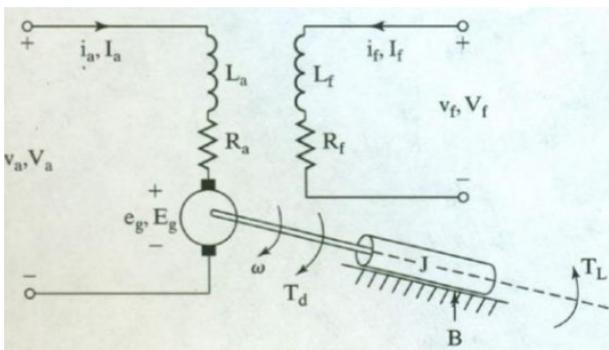


6. APLICACIÓN: CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DC

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente la referencia [16].

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC CON EXCITACIÓN INDEPENDIENTE:

Siendo la tensión de salida de nuestro sistema, la tensión de entrada aplicada a la armadura del motor de corriente continua con excitación independiente, circulará una corriente por la armadura del motor, que junto a una corriente de campo el motor es excitado y desarrolla una fem inducida y un par de torsión para vencer el par de carga a una determinada velocidad.



Donde:

L_a = Inductancia de armadura [H]

R_a = Resistencia de armadura [Ω]

e_g = fem inducida

L_f = Inductancia de campo [H]

R_f = Resistencia de campo [Ω]

w = Velocidad angular: [rad/s]

Figura 70: Modelo de motor DC con excitación independiente

La fuerza electromotriz inducida por el motor se puede expresar como:

$$E_g = K_v w I_f$$

Siendo K_v una constante de tensión.

La ecuación matemática en régimen instantáneo correspondiente a la malla de la armadura será la siguiente:

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_g$$



En régimen permanente el valor medio será:

$$V_a = R_a I_a + E_g$$

Sustituyendo el valor de E_g :

$$V_a = R_a I_a + K_v \omega I_f$$

La velocidad del motor con excitación independiente es:

$$\omega = \frac{V_a - R_a I_a}{K_v I_f}$$

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC CON EXCITACIÓN SERIE:

Siendo la tensión de salida de nuestro sistema, la tensión de entrada aplicada a la armadura del motor de corriente continua con excitación serie, circulará una corriente por la armadura del motor, la cual provoca la excitación del mismo, y este, desarrolla una fem inducida y un par de torsión para vencer el par de carga a una determinada velocidad.

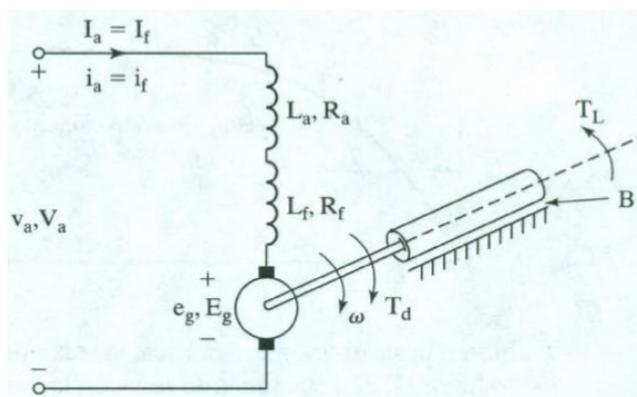


Figura 71: Modelo de motor DC con excitación serie

La ecuación matemática en régimen instantáneo correspondiente a la malla de la armadura será la siguiente:

$$V_a = (R_a + R_f)I_a + (L_a + L_f) \frac{dI_a}{dt} + E_g$$



En régimen permanente el valor medio será:

$$V_a = (R_a + R_f)I_a + E_g$$

Sustituyendo el valor de E_g :

$$V_a = (R_a + R_f) I_a + K_v w I_f$$

La velocidad del motor con excitación independiente es:

$$w = \frac{V_a - (R_a + R_f) I_a}{K_v I_f}$$

En ambos casos vemos que podemos controlar la velocidad del motor mediante la tensión aplicada a la armadura.

Por lo tanto, si la tensión continua que se aplica a la armadura corresponde a una tensión continua ofrecida por un conjunto rectificador de corriente alterna con un Buck Boost en la salida, al controlar el ciclo de servicio del IGBT, la regulación de la velocidad del motor se hará de forma más rápida que si empleamos una tensión continua ofrecida por un rectificador que controla dicha tensión mediante el ángulo de disparo de tiristores.



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**



7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Victor Manuel García López (2014), "Diseño y creación de un convertidor elevador con las etapas de potencia, actuación y sensado". Trabajo de fin de grado. Recuperado de la escuela politécnica superior de Madrid:
https://repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/662857/Garcia_Lopez_VictorManuel_tfg.pdf?sequence=1 [Consulta: 09 marzo 2017].
- [2] Dispositivos semiconductores para la Electrónica de Potencia. Material de clase de Electrónica de Potencia. Recuperado del sitio web de la Universidad Carlos III de Madrid:
<http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronicadepotencia/material-de-clase-1/MC-F-002.pdf> [Consulta: 14 marzo 2017].
- [3] Semiconductores de Potencia. Apuntes de la asignatura de Electrónica de Potencia del tercer curso correspondiente al grado en ingeniería en electrónica industrial y automática de la universidad de Valladolid (Curso 2013-2014).
- [4] Convertidores CA/CC. . Apuntes de la asignatura: Regulación, Control y Protección de Máquinas Eléctricas. Recuperado del sitio web de la Escuela Técnica superior de Ingenieros Industriales de la Universidad de Cantabria:
<http://ocw.unican.es/enseanzastecnicas/maquinaselectricas/materiales/convertidores.pdf> [Consulta: 20 marzo 2017].
- [5] Convertidores CA/CC. Apuntes de la asignatura de Electrónica de Potencia del tercer curso correspondiente al grado en ingeniería en electrónica industrial y automática de la universidad de Valladolid (Curso 2013-2014).
- [6] Convertidores CC/CC directos. Mantenimiento Ingeniería Electrónica. Recuperado de concursos de documentos de Ancap:
[http://www.ancap.com.uy/docs_concursos/ARCHIVOS/2%20LLAMADOS%20FINALIZADOS/2013/REF%2040_2013%20%20%20T%C3%89CNICO%20AYUDANTE%20MANTENIMIENTO%20E%20INGENIER%3%8DA%20\(ELECTROELECTR%C3%93NICO\)/MATERIAL%20DE%20ESTUDIO/CONOCIMIENTOS%20ESPEC%3%8DFICOS/CONVERTIDORES%20CC-CC%20DIRECTOS.PDF](http://www.ancap.com.uy/docs_concursos/ARCHIVOS/2%20LLAMADOS%20FINALIZADOS/2013/REF%2040_2013%20%20%20T%C3%89CNICO%20AYUDANTE%20MANTENIMIENTO%20E%20INGENIER%3%8DA%20(ELECTROELECTR%C3%93NICO)/MATERIAL%20DE%20ESTUDIO/CONOCIMIENTOS%20ESPEC%3%8DFICOS/CONVERTIDORES%20CC-CC%20DIRECTOS.PDF) [Consulta: 20 marzo 2017].
- [7] F. Martínez, L.C. Herrero y S. de Pablo (2008), "Convertidores Continua-Continua", Secretariado de Publicaciones, Universidad de Valladolid.



[8] Convertidores CC/CC. . Apuntes de la asignatura: Regulación, Control y Protección de Máquinas Eléctricas. Recuperado del sitio web de la Escuela Técnica superior de Ingenieros Industriales de la Universidad de Cantabria:
<http://ocw.unican.es/ensenanzastecnicas/maquinaselectricas/materiales/convertidores.pdf> [Consulta: 20 marzo 2017].

[9] Convertidores CC/CC. Apuntes de la asignatura de Electrónica de Potencia del tercer curso correspondiente al grado en ingeniería en electrónica industrial y automática de la universidad de Valladolid (Curso 2013-2014).

[10] Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Editorial: John Wiley & Sons, (1995) Power Electronics. Converters, Applications, and Design (2ª edición).

[11] Rectificadores trifásicos. Recuperado de:
<https://es.slideshare.net/Tensor/clase-4-rectificadores-trifsicos> [Consulta: 4 abril 2017]

[12] Convertidor Buck-Boost. Recuperado de wikipedia, enciclopedia libre:
https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck-Boost [Consulta: 4 abril 2017]

[13] El Condensador como filtro. Apuntes de Electrónica. Recuperado de archivos de Wordpress:
<https://apuntesdeelectronica.files.wordpress.com/2011/10/4-el-condensador-como-filtro.pdf> [Consulta: 19 abril 2017]

[14] Modelo de implementación del tiristor en SIMULINK. Documentación de ayuda de Simulink. Recuperado de:
<https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/thyristor.html>
[Consulta: 25 abril 2017]

[15] Modelo de implementación del IGBT en SIMULINK. Documentación de ayuda de Simulink. Recuperado de:
<https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/igbt.html>
[Consulta: 25 abril 2017]

[16] Modelo del Motor DC. Apuntes de la asignatura de Electrónica Industrial del cuarto curso correspondiente al grado en ingeniería en electrónica industrial y automática de la universidad de Valladolid (Curso 2015-2016).



ANEXO A: EL CONDENSADOR COMO FILTRO

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente la referencia [13].

Una vez conocidas las propiedades del condensador, el objeto de estudio se centra en conocer los efectos del mismo a la salida de un rectificador como muestra la Figura A1.

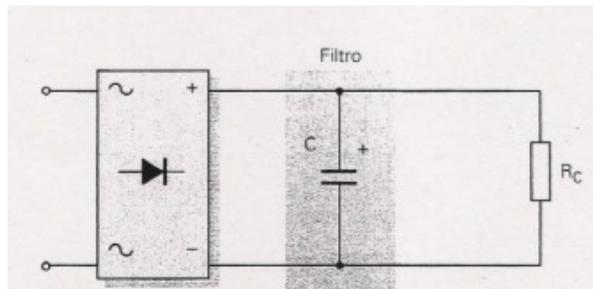


Figura A1: Condensador de filtrado

El filtrado de la señal proporcionada por el rectificador de media onda se realiza según los siguientes períodos;

1. De 0 a $T/4$, el condensador se carga con la misma tensión que la proporcionada por el rectificador. En $T/4$ la señal del rectificador empieza a bajar.
2. De $T/4$ a $T/2$, la señal proporcionada por el rectificador disminuye progresivamente hasta cero y el condensador se descarga a través de la resistencia conectada en paralelo con él. Sin embargo el tiempo que tarda la tensión del rectificador en llegar a 0 es muchísimo menor que el de descarga del condensador, por lo que éste no lo hace totalmente.
3. De $T/2$ a T , el rectificador no proporciona señal y por tanto el condensador sigue su descarga por la resistencia.
4. A partir de T , la señal del rectificador comienza a subir hasta que su valor coincide con la tensión que tiene almacenada el condensador (puesto que todavía no ha terminado de descargarse). Desde este momento vuelve a repetirse el proceso, con la diferencia de que el condensador no empieza a cargarse desde cero, sino desde el potencial que ya tenía.

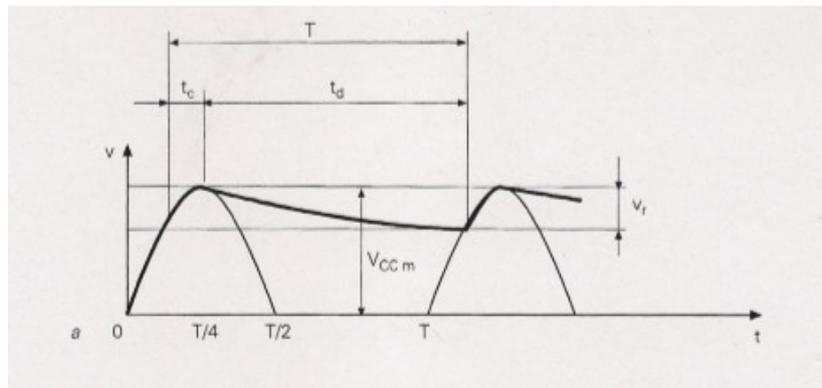


Figura A2: Filtrado de una señal rectificadora de media onda

En el rectificador de onda completa, el proceso es muy similar.

1. De 0 a $T/2$, el condensador comienza a cargarse y su tensión coincide en todo momento con la proporcionada por el rectificador.
2. De $T/2$ a T , la señal del rectificador disminuye hasta 0V y el condensador comienza a descargarse a través de la resistencia de carga, pero sin hacerlo totalmente.
3. A partir de T , la señal de salida del rectificador aumenta hasta que se hace igual a la del condensador, con lo que se repite el proceso.

La diferencia entre un caso y otro estriba en la amplitud de la señal de rizado.

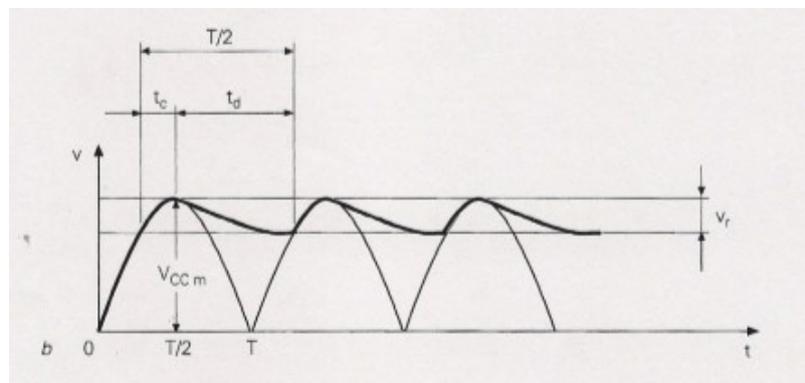


Figura A3: filtrado de una señal rectificadora de onda completa



ANEXO B: MODELO DE IMPLEMENTACIÓN DEL TIRISTOR EN SIMULINK

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente la referencia [14].

BIBLIOTECA

BIBLIOTECA → Bloques fundamentales/electrónica → Tiristor

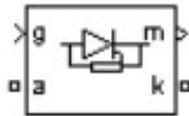


Figura B1: Bloque Tiristor de SIMULINK

DESCRIPCIÓN

El tiristor es un dispositivo semiconductor que puede activarse mediante una señal de puerta. El modelo del tiristor se simula como una resistencia R_{on} , una inductancia L_{on} y una fuente de tensión DC que representa la tensión V_f , todo ello conectado en serie con un interruptor. El conmutador es controlado por una señal lógica dependiendo de la tensión V_{ak} , I_{ak} actual y la señal de puerta g .

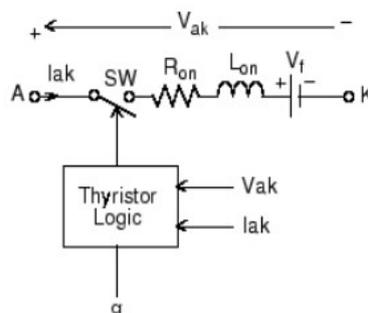


Figura B2: Modelo del bloque Tiristor de SIMULINK



El bloque de tiristor también contiene un circuito snubber compuesto por una resistencia R_s y capacidad C_s que pueden conectarse en paralelo con el dispositivo.

La característica estática VI del modelo es la siguiente:

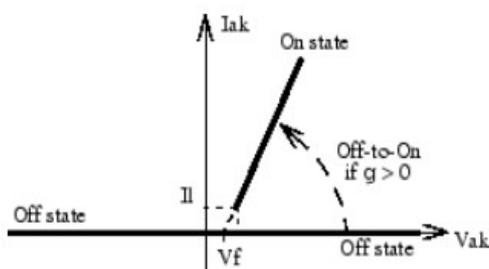


Figura B3: Característica estática del bloque Tiristor de SIMULINK

Cuando se enciende el dispositivo, la tensión V_{ak} es superior a V_f y se aplica una señal positiva en la entrada de la puerta ($g > 0$). La altura del pulso debe ser mayor que 0 y durar lo suficiente para permitir que I_{ak} del tiristor supere a la corriente de enclavamiento.

El dispositivo se apaga cuando la corriente que pasa por el tiristor vale 0 ($I_{ak} = 0$) y aparece una tensión negativa entre el ánodo y el cátodo durante un período de tiempo igual al tiempo de apagado T_q . Si la tensión en el dispositivo se convierte en positiva dentro de un periodo de tiempo menor a T_q , el dispositivo se enciende automáticamente aunque la señal de la puerta sea baja ($g = 0$) y la corriente I_{ak} sea menor que la de bloqueo. Además, durante el encendido, si la amplitud del dispositivo permanece por debajo del nivel de enclavamiento especificado en el cuadro de diálogo, el dispositivo se apaga en el momento que la señal de puerta valga 0 ($g = 0$).

El tiempo de apagado T_q representa el tiempo de recuperación: es el intervalo de tiempo entre el instante en el que la I_{ak} se hace 0 y el instante en el que el tiristor es capaz de soportar el tensión positiva V_{ak} sin volver a encenderse.



PARÁMETROS

Ron resistencia:

La resistencia interna del tiristor R_{on} , en ohms (Ω). Por defecto es 0.001. El parámetro Resistencia R_{on} no se puede establecer a 0 cuando el parámetro Inductancia L_{on} vale 0.

L_{on} de inductancia:

La inductancia interna del tiristor L_{on} , en Henrios (H). Por defecto es 0 para el bloque tiristor y $1e-3$ para el bloque tiristor detallado. El parámetro Inductancia L_{on} normalmente se establece en 0 excepto cuando el parámetro de Resistencia R_{on} vale 0.

Tensión directa V_f :

La tensión de paso de los tiristores, en voltios (V). Por defecto es de 0.8.

I_c corriente inicial:

Cuando el parámetro de L_{on} de la inductancia es mayor que 0, se puede especificar una corriente inicial que pasa en el tiristor. Generalmente se establece en 0 para comenzar la simulación con el tiristor bloqueado. Por defecto es 0.

Se puede especificar un valor de I_c inicial correspondiente a un estado particular del circuito. En tal caso todos los estados del circuito lineal deben ajustarse de forma acorde. La inicialización de todos los estados de un convertidor electrónico es una tarea compleja. Por lo tanto, esta opción es útil solamente con circuitos simples.

Resistencia Snubber R_s :

La resistencia del filtro Snubber, en ohms (Ω). El valor predeterminado es 500. Establecer el parámetro de resistencia Snubber R_s a inf para eliminar el filtro del modelo.

Capacidad Snubber C_s :

La capacidad snubber en faradios (F). Por defecto es $250e-9$. Establecer el parámetro de capacitancia Snubber C_s 0 para eliminar al snubber o inf para conseguir un comportamiento puramente resistivo.

Enclavamiento de la corriente I_l :

La corriente de enclavamiento del modelo detallado del tiristor, en amperios (A). Por defecto es 0.1. Este parámetro es específico de bloque detallado del tiristor.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



ANEXO C: MODELO DE IMPLEMENTACIÓN DEL IGBT EN SIMULINK

Para el desarrollo de este apartado se han empleado fundamentalmente la referencia [15].

BIBLIOTECA

BIBLIOTECA → Bloques fundamentales/electrónica → IGBT

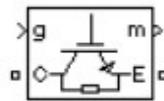


Figura C1: Bloque IGBT de SIMULINK

DESCRIPCIÓN

El bloque IGBT representa un dispositivo de un tipo de semiconductor controlable por la señal de puerta. Los IGBT se simulan como una combinación en serie de una resistencia R_{on} , inductancia L_{on} , y una fuente de tensión DC V_f y un interruptor controlado por una señal lógica ($g > 0$ o $g = 0$).

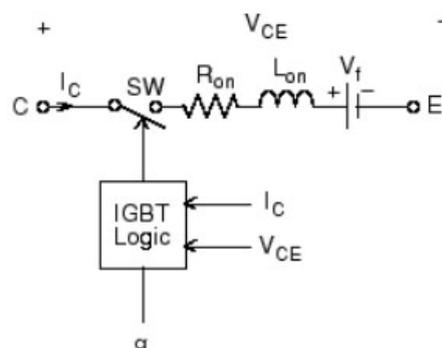


Figura C2: Modelo del bloque IGBT de SIMULINK

El bloque IGBT, al igual que el bloque tiristor, contiene un filtro snubber, compuesto de R_s C_s , que está conectado en paralelo con el dispositivo IGBT (entre los terminales C y E).

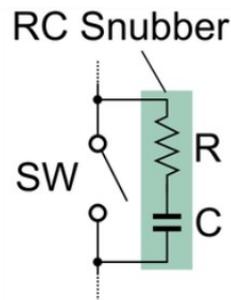


Figura C3: Filtro Snubber en polos de potencia

La característica estática VI del modelo es la siguiente:

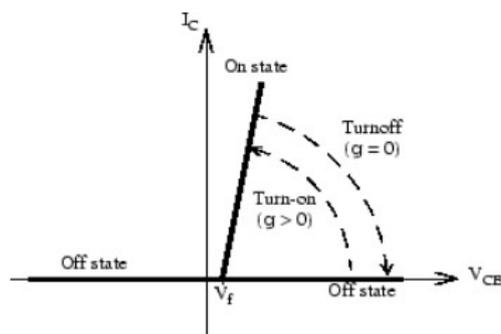


Figura C4: Característica estática del bloque IGBT de SIMULINK

Los IGBT se encienden cuando la tensión entre colector-emisor es positiva y mayor que V_f y se aplica una señal positiva en la entrada de la puerta ($g > 0$). Se apaga cuando la tensión de colector-emisor es positiva y se aplica una señal de 0 en la puerta de entrada ($g = 0$).

El dispositivo IGBT está en el estado apagado cuando la tensión entre colector-emisor es negativa. Hay que tener en cuenta que muchos IGBTs comerciales no tienen la capacidad de bloqueo en inversa. Por lo tanto, se utilizan generalmente con un diodo en antiparalelo.



PARÁMETROS

Ron resistencia:

La resistencia interna Ron, en ohms (Ω). Por defecto es 0.001. El parámetro Resistencia Ron no se puede establecer a 0 cuando el parámetro Inductancia Lon vale 0.

Lon de inductancia:

La inductancia interna Lon, en Henrios (H). Por defecto es 0. El parámetro Inductancia Lon normalmente se establece en 0 excepto cuando el parámetro de Resistencia Ron vale 0.

Tensión directa Vf:

La tensión de paso por el IGBT, en voltios (V). Por defecto es de 1.

Ic corriente inicial

Se puede especificar una corriente inicial en el IGBT. Valor predeterminado es 0. Generalmente se establece en 0 para comenzar la simulación con el dispositivo bloqueado.

Si el parámetro Inicial Ic se establece en un valor mayor que 0, considera que el estado inicial del IGBT es cerrado. La inicialización de todos los estados de un convertidor electrónico es una tarea compleja. Por lo tanto, esta opción es útil solamente con circuitos simples.

Resistencia Snubber Rs:

La resistencia del filtro Snubber, en ohms (Ω). El valor predeterminado es 500. Establecer el parámetro de resistencia Snubber Rs a inf para eliminar el filtro del modelo.

Capacidad Snubber Cs:

La capacidad snubber en faradios (F). Por defecto es 250e-9. Establecer el parámetro de capacitancia Snubber Cs 0 para eliminar al snubber o inf para conseguir un comportamiento puramente resistivo.