



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Eléctrica

**Análisis y diseño en Matlab de un
controlador de velocidad para un motor de
inducción**

Autor:

Arranz Regidor, Sergio

Tutor(es):

**Lobo Salgado, Juan Ignacio
Departamento Tecnología
Electrónica**

Valladolid, Mayo 2020.

AGRADECIMIENTOS

Antes de comenzar con el desarrollo del proyecto, me gustaría dedicar estas primeras líneas a la gente que siempre confió en mí, en especial a mis padres, a los que deseo expresar mi mayor gratitud por el apoyo incondicional que me han transmitido a lo largo de mi etapa universitaria, pues día tras día me han enseñado que el esfuerzo y la perseverancia son los valores que sirven de sustento para superar las adversidades y alcanzar los objetivos.

También quiero acordarme del tutor, Juan Ignacio, por depositar en mí la confianza para resolver el presente TFG, así como por supervisarme durante la realización del mismo.

RESUMEN

Como los motores de inducción cada vez están más presentes en los procesos industriales gracias al desarrollo tecnológico que ha experimentado la electrónica de potencia en los últimos años, en este proyecto se va a diseñar y analizar un controlador de velocidad que sea capaz de adaptar la velocidad del motor a las necesidades del sistema productivo. Para ello nos ayudaremos de la librería Simscape Electrical de la herramienta de software Simulink que proporciona MATLAB.

Primero se realiza una descripción del funcionamiento de los motores de inducción, se estudian los diferentes semiconductores de potencia y los tipos de convertidores CC/CA, y se analiza el programa de simulación empleado. Después se diseña el modelo del controlador de velocidad, que estará controlado mediante la estrategia de modulación de pulsos PWM sinusoidal, y por último se realizan las simulaciones para comprobar que el funcionamiento del modelo es correcto.

PALABRAS CLAVE

Motor de inducción, Transistor IGBT, Convertidor CC/CA, PWM sinusoidal, Simscape Electrical.

ABSTRAC

As induction motors are increasingly present in industrial processes thanks to the technological development of power electronics in recent years, this project will design and analyse a speed controller that is capable of adapting the speed of the motor to the needs of the production system. To do this we will use the Simscape Electrical library of the Simulink software tool provided by MATLAB.

First, a description of the operation of induction motors is made, the different power semiconductors and types of DC/AC converters are studied, and the simulation program used is analysed. Then the model of the speed controller is designed, which will be controlled by the sinusoidal PWM pulse modulation strategy, and finally the simulations are carried out to check that the model works correctly.

KEYWORDS

Induction motor, IGBT transistor, DC/AC converter, Sinusoidal PWM, Simscape Electrical.

ÍNDICE

1.- INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1.- JUSTIFICACIÓN	1
1.2.- OBJETIVOS	2
1.3.- ESTRUCTURA	3
2.- MOTORES DE INDUCCIÓN	7
2.1.- INTRODUCCIÓN	7
2.2.- PLACA DE BORNES Y CONEXIONADO	8
2.3.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	8
2.4.- CIRCUITO EQUIVALENTE	9
2.5.- ARRANQUE	10
2.5.1.- Arranque de los motores en jaula de ardilla	10
2.5.1.1.- Arranque directo	10
2.5.1.2.- Arranque por autotransformador	11
2.5.1.3.- Conmutación estrella triángulo	12
2.5.2.- Arranque de los motores de rotor bobinado	12
2.6.- REGULACIÓN DE VELOCIDAD	13
2.6.1.- Regulación por variación del número de polos	13
2.6.2.- Regulación por variación del deslizamiento	14
2.6.3.- Regulación por variación en la frecuencia	14
2.7.- SISTEMAS DE CONTROL	14
3.- SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	17
3.1.- INTRODUCCIÓN	17
3.1.1.- Dispositivos no controlados	17
3.1.2.- Dispositivos semicontrolados	17
3.1.3.- Dispositivos totalmente controlados	17
3.2.- TRANSISTOR BIPOLAR (BJT)	18
3.2.1.- Estructura	18
3.2.2.- Simbología	19

3.2.3.- Funcionamiento	20
3.3.- MOSFET	22
3.3.1.- Estructura	22
3.3.2.- Funcionamiento	23
3.3.3.- Ventajas e inconvenientes	25
3.4.- IGBT	26
3.4.1.- Estructura	27
3.4.2.- Funcionamiento	28
3.4.3.- Ventajas e inconvenientes	30
3.5.- PÉRDIDAS DE LOS SEMICONDUCTORES	30
4.- CONVERTIDORES CC/CA	31
4.1.- INTRODUCCIÓN	31
4.2.- CUADRANTES DE FUNCIONAMIENTO	32
4.3.- CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CC/CA	33
4.4.- PARÁMETROS DE RENDIMIENTO	34
4.5.- CONVERTIDOR CC/CA DE MEDIO PUENTE	35
4.6.- CONVERTIDOR CC/CA PUSH-PULL	36
4.7.- CONVERTIDOR CC/CA DE PUENTE COMPLETO	38
4.8.- ESTRATEGIAS DE CONTROL	40
4.8.1.- ONDA CUADRADA	40
4.8.1.1.- Control por variación de continua	40
4.8.1.2.- Control por desplazamiento de fase	42
4.8.2.- PWM SINUSOIDAL	44
4.8.2.1.- Conmutación bipolar	46
4.8.2.2.- Conmutación unipolar	47
4.9.- INVERSOR TRIFÁSICO	48
4.9.1.- ONDA CUADRADA	49
4.9.2.- PWM SINUSOIDAL	51
5.- SIMSCAPE ELECTRICAL DE SIMULINK	53
5.1.- MATLAB	53

5.2.- SIMULINK	53
5.3.- SIMSCAPE ELECTRICAL	55
5.3.1.- Biblioteca Electronics and Mechatronics	56
5.3.2.- Biblioteca Power Systems	57
5.3.3.- Biblioteca Specialiced Power Systems	59
6.- ESQUEMA DE LA INSTALACIÓN	63
6.1.- INTRODUCCIÓN	63
6.2.- ESQUEMA ELÉCTRICO	64
6.2.1.- Etapa de control	65
6.2.1.1.- Generador sinusoidal	66
6.2.1.2.- Generador PWM	68
6.2.1.3.- Controlador PI	70
6.2.2.- Etapa de potencia	72
6.2.2.1.- Fuente de tensión Vcc	72
6.2.2.2.- Puente trifásico con transistores IGBT	73
6.2.2.3.- Motor trifásico	74
6.2.3.- Dispositivos de medida	76
7.- SIMULACIONES	77
7.1.- VELOCIDAD Y PAR CONSTANTES	77
7.2.- INCREMENTO DE VELOCIDAD Y PAR	87
7.3.- ARRANQUES	91
7.3.1.- Arranque en vacío	91
7.3.2.- Arranque a plena carga	94
8.- CONCLUSIONES	97
9.- BIBLIOGRAFÍA	101
10.- ANEXOS	103
10.1.- Controlador_velocidad.slx	103

ÍNDICE DE FIGURAS

1.- INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
Figura 1.1. Planta del controlador de velocidad.	2
2.- MOTORES DE INDUCCIÓN	7
Figura 2.1. Motor de inducción.	7
Figura 2.2. Placa de bornes. Conexiones estrella y triángulo.	8
Figura 2.3. Circuito equivalente exacto.	9
Figura 2.4. Circuito equivalente aproximado.	9
Figura 2.5. Esquema eléctrico del arranque directo.	11
Figura 2.6. Esquema eléctrico del arranque con autotransformador.	11
Figura 2.7. Conmutación estrella-triángulo.	12
Figura 2.8. Esquema eléctrico del arranque con una resistencia adicional.	13
3.- SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	17
Figura 3.1. Esquemas transistores PNP y NPN.	19
Figura 3.2. Corrientes y tensiones en un transistor NPN y PNP.	19
Figura 3.3. Regiones de funcionamiento de los transistores bipolares.	21
Figura 3.4. Característica de transferencia de un transistor bipolar.	21
Figura 3.5. Representación MOSFET de canal N y P.	23
Figura 3.6. Estructura de un transistor MOSFET.	24
Figura 3.7. Regiones de funcionamiento del MOSFET.	25
Figura 3.8. Símbolos para representar el IGBT.	26
Figura 3.9. Puente trifásico IGBT, encapsulado y esquema.	27
Figura 3.10. Estructura del transistor IGBT.	28
Figura 3.11. Característica V-I del IGBT.	29
4.- CONVERTIDORES CC/CA	31

Figura 4.1. Símbolos de los inversores monofásicos y trifásicos. _____	31
Figura 4.2. Cuadrantes de funcionamiento del convertidor CC/CA. _____	32
Figura 4.3. Convertidor CC/CA de medio puente y formas de onda. _____	35
Figura 4.4. Convertidor CC/CA Push-Pull y formas de onda. _____	37
Figura 4.5. Convertidor CC/CA de puente completo y formas de onda. _____	39
Figura 4.6. Formas de onda de un inversor de onda cuadrada con carga R-L. _____	41
Figura 4.7. Inversor controlado por desplazamiento de fase. _____	42
Figura 4.8. Armónicos normalizados de V_0 . _____	43
Figura 4.9. Generación de una señal PWM. _____	45
Figura 4.10. PWM sinusoidal con conmutación bipolar. _____	46
Figura 4.11. Armónicos normalizados para PWM bipolar con $m_a=1$. _____	46
Figura 4.12. PWM sinusoidal con conmutación unipolar. a) señales moduladora y portadora, b) tensiones V_a y V_b del puente, c) tensión de salida. _____	47
Figura 4.13. Armónicos normalizados para PWM unipolar con $m_a=1$. _____	48
Figura 4.14. Inversor trifásico. _____	49
Figura 4.15. Inversor trifásico de onda cuadrada. _____	50
Figura 4.16. Armónicos de un inversor trifásico de onda cuadrada. _____	51
Figura 4.17. Inversor trifásico con PWM sinusoidal. _____	52
Figura 4.18. Armónicos de un inversor trifásico con PWM sinusoidal. _____	52
5.- SIMSCAPE ELECTRICAL DE SIMULINK _____	53
Figura 5.1. Bibliotecas de Simulink. _____	54
Figura 5.2. Bibliotecas principales del Simscape Electrical. _____	55
Figura 5.3. Bloques de la biblioteca Electronics and Mechatronics. _____	56
Figura 5.4. Bloques de la biblioteca Power Systems. _____	58
Figura 5.5. Bloques de la biblioteca Specialized Power Systems. _____	60
6.- ESQUEMA DE LA INSTALACIÓN _____	63

Figura 6.1. Esquema eléctrico del controlador de velocidad trifásico.	64
Figura 6.2. Elementos de medida.	65
Figura 6.3. Etapa de control.	66
Figura 6.4. Generador sinusoidal.	66
Figura 6.5. Valores del generador sinusoidal.	67
Figura 6.6. Generador PWM.	68
Figura 6.7. Valores del generador PWM.	69
Figura 6.8. Controlador PI.	70
Figura 6.9. Valores del controlador PI.	71
Figura 6.10. Etapa de potencia.	72
Figura 6.11. Fuente de tensión Vcc.	72
Figura 6.11. Puente trifásico.	73
Figura 6.12. Motor trifásico.	74
Figura 6.13. Parámetros del motor trifásico.	75
Figura 6.14. Dispositivos de medida.	76
Figura 6.15. Parámetros de los dispositivos de medida.	76
7.- SIMULACIONES	77
Figura 7.1. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor.	78
Figura 7.2. Señal de error.	78
Figura 7.3. Índice de modulación.	79
Figura 7.4. Señal trifásica sinusoidal.	79
Figura 7.5. Señal de alimentación del generador PWM.	80
Figura 7.6. Señal portadora y señales de referencia.	80
Figura 7.7. Frecuencia de la señal triangular portadora.	81
Figura 7.8. Frecuencia de las señales de referencia.	81
Figura 7.9. Señal de control de los transistores S_1 y S_2 .	82

Figura 7.10. Señales de control de los transistores S_3 y S_4 .	82
Figura 7.11. Señales de control de los transistores S_5 y S_6 .	83
Figura 7.12. Corrientes por los transistores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 y S_6 .	83
Figura 7.13. Tensiones por los transistores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 y S_6 .	84
Figura 7.14. Tensiones de línea.	85
Figura 7.15. Tensiones de fase.	85
Figura 7.17. Corrientes de línea y fase.	86
Figura 7.18. Par electromagnético Vs corriente del estator.	86
Figura 7.19. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor con entrada escalón.	88
Figura 7.20. Tensiones de línea.	89
Figura 7.21. Corrientes de línea y fase.	89
Figura 7.22. Par electromagnético Vs corriente del estator.	90
Figura 7.23. Par electromagnético en vacío.	91
Figura 7.24. Corrientes de línea y fase en vacío.	92
Figura 7.25. Par electromagnético Vs corriente en vacío.	92
Figura 7.26. Tensiones de línea en vacío.	93
Figura 7.27. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor en vacío.	93
Figura 7.28. Par electromagnético a plena carga.	94
Figura 7.29. Corrientes de línea y fase a plena carga.	95
Figura 7.30. Par electromagnético Vs corriente a plena carga.	95
Figura 7.31. Tensiones de línea a plena carga.	96
Figura 7.32. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor a plena carga.	96
8.- CONCLUSIONES	97
9.- BIBLIOGRAFÍA	101
10.- ANEXOS	103

1.- INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1.- JUSTIFICACIÓN

Los motores eléctricos de inducción trifásicos se encuentran presentes en la mayoría de los procesos industriales, como por ejemplo el accionamiento de cintas transportadoras, cadenas de montaje o bombas hidráulicas. Por este motivo, ser capaces de controlar la velocidad de rotación de estos de manera instantánea adaptándola a la capacidad del sistema productivo resulta de gran interés.

La forma de actuar sobre la velocidad de rotación del motor de inducción trifásico consiste en actuar sobre la corriente eléctrica de alimentación mediante un sistema de control electrónico constituido por transistores que actúan de manera coordinada, comportándose como interruptores abriendo o cerrando el paso de la corriente eléctrica.

Para desarrollar estos sistemas de control, tras realizar un diseño previo lo habitual era recurrir a la implementación física del dispositivo y realizar una serie de ensayos con los que evaluar su funcionamiento, lo que requiere de una gran inversión económica. Actualmente, gracias al desarrollo tecnológico estas primeras pruebas se sustituyen por programas informáticos de simulación, que permiten construir modelos matemáticos ajustados lo máximo posible a la realidad, con los que analizar su funcionamiento sin la necesidad de disponer de ellos físicamente, aunque los resultados proporcionados por el software estarán sujetos a un margen de error que dependerá de la precisión del modelo.

El hecho de poder analizar los algoritmos de control mediante un software capaz de realizar una simulación que se asemeje a la realidad proporciona una herramienta eficaz para determinar si el diseño del sistema de control del motor es adecuado, y en caso de no serlo se procedería a una modificación del diseño de manera sencilla. Por tanto, gracias a la simulación del modelo podemos desarrollar un sistema de control garantizando que funcionará correctamente antes de realizar las costosas pruebas de hardware, ya que se ha probado antes de su fabricación, con el consiguiente ahorro económico y de tiempo.

Los resultados obtenidos en la simulación serán los que determinen si el modelo es bueno, pues estos deben estar dentro de unos límites que puedan ser aceptados en función del modelo, así como de otros aspectos a considerar en el marco de la simulación.

1.2.- OBJETIVOS

El objetivo principal del proyecto será diseñar, modelar y simular un controlador de velocidad para un motor de inducción trifásico mediante la herramienta de software “MATLAB”, que proporciona la toolbox “Simulink” constituida a base de librerías, entre la que se puede destacar la librería “Simscape Electrical” de la que se obtienen los bloques de electrónica de potencia, sensores, accionamientos, motores y cargas.

Para desarrollar el controlador de velocidad será necesario realizar un estudio previo en el que se identifiquen y analicen los distintos elementos que lo constituyen, así como realizar una descripción del software de simulación empleado en la que se explique el funcionamiento de las principales librerías que lo componen.

El diseño de la estructura del controlador de velocidad consistirá en una planta de lazo cerrado, es decir, un sistema realimentado en el que se pueden distinguir dos etapas principales que serán la etapa de control y la etapa de potencia.

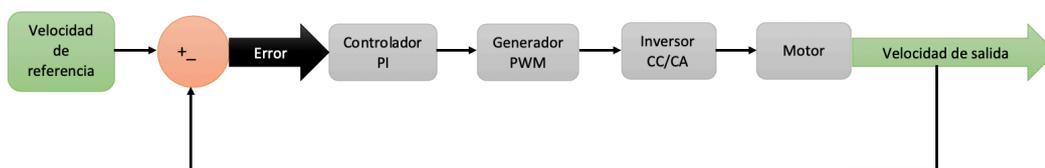


Figura 1.1. Planta del controlador de velocidad.

El funcionamiento del controlador de velocidad consiste en comparar la velocidad de salida del motor con una velocidad de referencia introducida por el usuario y el error generado se introducirá en la etapa de control, que basada en la estrategia PWM sinusoidal generará la señal de activación de los transistores que componen el inversor CC/CA. Este último, será el elemento principal de la etapa de potencia que estará constituido por seis transistores de tipo IGBT que permitirán el paso de la corriente al motor cuando reciban la orden del sistema de control, haciendo que este gire a la velocidad deseada.

Por último, para comprobar que el controlador de velocidad funciona correctamente se realizarán unas simulaciones aplicando al motor un par resistente diferente. Posteriormente se analizarán las formas de onda de los pulsos de control emitidos por el generador PWM, la tensión y la corriente que circulan por los transistores IGBT, así como la velocidad de salida del motor que se comparará gráficamente con la velocidad de referencia para poder visualizar el tiempo que tarda en estabilizarse el sistema.

1.3.- ESTRUCTURA

En este apartado se va a realizar una descripción de la estructura del proyecto, con el objetivo de orientar al lector sobre los contenidos de cada uno de los diez capítulos que lo componen, sin incluir el capítulo uno que corresponde a la introducción.

Capítulo 2: Motores de inducción

Contiene una descripción de los principales componentes estructurales de los motores de inducción, así como de la placa de bornes y los diferentes tipos de conexión que se pueden realizar.

Se explica el principio de funcionamiento desde el punto de vista del fenómeno físico que tiene lugar para que el motor pueda iniciar y mantener el movimiento de giro.

También se hablará del circuito equivalente del motor que permite modelarlo mediante un circuito eléctrico, y se describirán los distintos métodos de arranque de los motores, así como los métodos empleados para regular la velocidad de estos.

Capítulo 3: Semiconductores de potencia

Este capítulo comienza con una clasificación de los principales semiconductores de potencia, pero fundamentalmente está orientado al estudio de los dispositivos totalmente controlados más empleados por la industria. En concreto, se analizarán los transistores bipolares de puerta aislada BJT, los transistores de efecto de campo MOSFET y los transistores bipolares de puerta aislada IGBT, describiendo su estructura, funcionamiento, así como las principales ventajas e inconvenientes que presentan. Al final, se realiza una breve explicación de las principales pérdidas que se originan durante el funcionamiento de estos.

Capítulo 4: Convertidores CC/CA

Este capítulo está orientado al análisis de los convertidores CC/CA o inversores, en él se describen los cuatro posibles cuadrantes de funcionamiento en los que

pueden trabajar, se realiza una clasificación según diferentes criterios, y se explican los principales parámetros de rendimiento.

También se realiza un estudio de los tipos de convertidores CC/CA existentes, como son el de medio puente, el Push-Pull, el de puente completo y el inversor trifásico, explicando las diferentes estrategias de control que se aplican a estos dispositivos, que son la onda cuadrada y el PWM sinusoidal.

Capítulo 5: Simscape Electrical de Simulink

Comienza con una breve descripción del programa informático MATLAB, así como de la toolbox Simulink, pero fundamentalmente se centra en el análisis de la interface “Simscape Electrical”.

En concreto el capítulo describe las principales librerías que constituyen el “Simscape Electrical”, que son las encargadas de proporcionar los dispositivos necesarios para poder desarrollar el controlador de velocidad objeto de este proyecto.

Capítulo 6: Esquema de la instalación

El capítulo se centra en el diseño del controlador de velocidad para un motor de inducción trifásico mediante el software Simulink. Se llevará a cabo una descripción de cada uno de los componentes que integran el controlador, así como de sus parámetros de ajuste, indicando los valores adoptados.

En cuanto a la estructura del controlador de velocidad, se pueden distinguir dos etapas, siendo una de ellas la etapa de control, constituida por el generador sinusoidal, el generador PWM y el controlador PI y la otra será la etapa de potencia, formada por la fuente de tensión continua V_{CC} , el puente inversor trifásico con transistores IGBT y el motor de inducción.

Capítulo 7: Simulaciones

Una vez finalizado el diseño del controlador de velocidad se procederá a estudiar su funcionamiento. Para ello, se llevarán a cabo varias simulaciones ante diferentes situaciones, que consistirán en modificar el par resistente de entrada del motor y la velocidad de referencia, mediante entradas de valor constante, rampa y escalón.

Se mostrarán representaciones gráficas de la corriente y tensiones que circulan por los transistores y el motor, así como representaciones en las que se puede observar la formación de las señales de activación de los polos mediante el generador PWM, y la conmutación de los transistores.

Capítulo 8: Conclusiones

Una vez desarrollados todos los capítulos que componen el proyecto, es el momento de destacar los aspectos más importantes que han servido como hilo conductor para la redacción de este, así como de explicar las principales ideas y conclusiones que se pueden extraer.

Capítulo 9: Bibliografía

Contiene la documentación consultada para la redacción del proyecto.

Capítulo 10: Anexos

Contiene el modelo del controlador de velocidad implementado en Simulink con el que se han realizado las simulaciones.

2.- MOTORES DE INDUCCIÓN

2.1.- INTRODUCCIÓN

Un motor de inducción es una máquina que se encarga de convertir la energía eléctrica en energía mecánica de rotación, y está formado por dos armaduras con campos giratorios coaxiales, denominados estator y rotor. En el estator se coloca el inductor y en el rotor se encuentra el inducido, que es el encargado de conducir la corriente alterna producida por inducción desde el devanado del estator, conectado directamente a la fuente de alimentación trifásica. Dependiendo del tipo de rotor estas máquinas se clasifican en rotor en jaula de ardilla y rotor devanado, siendo el de jaula de ardilla el más comercial.

El estator está constituido por un apilamiento de chapas de acero al silicio apiladas y aisladas entre sí, que cuentan con unas ranuras distribuidas de manera uniforme en su periferia interior en las que se ubica un devanado trifásico, que alimentado por una corriente permite obtener un flujo giratorio de amplitud constante distribuido sinusoidalmente por el entrehierro. Alrededor del estator se sitúa la carcasa.

El rotor está formado por un conjunto de chapas apiladas, formando un cilindro, con unas ranuras en la circunferencia exterior, que es donde se sitúa el devanado. En la mayoría de los casos las ranuras del rotor están inclinadas para mejorar la forma de onda de la f.m.m. producida. Si el motor es del tipo en forma de jaula de ardilla se tienen una serie de conductores de cobre colocados en cortocircuito por dos anillos laterales. En el caso de rotor devanado, dispone de un arrollamiento trifásico similar al del estator, conectándose las tres fases por un lado en estrella y por el otro se envían a unos anillos aislados entre sí.

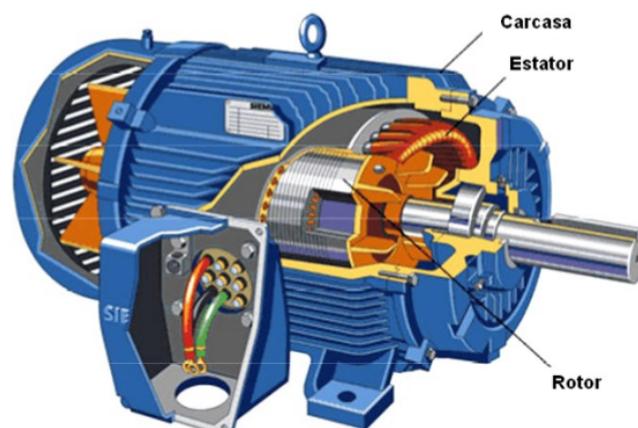


Figura 2.1. Motor de inducción.

2.2.- PLACA DE BORNES Y CONEXIONADO

La placa de bornes de un motor de inducción trifásico dispone normalmente de seis terminales accesibles del devanado del estator. A esta placa se llevan los extremos de los bobinados, según se muestra en la Figura 2.2.

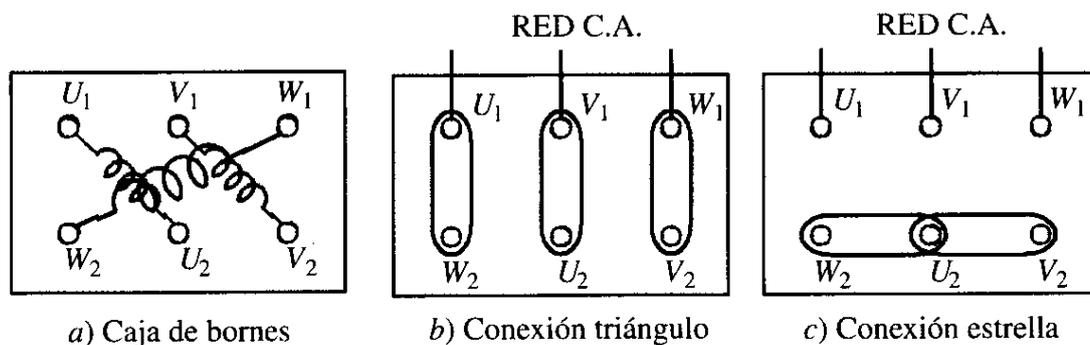


Figura 2.2. Placa de bornes. Conexiones estrella y triángulo.

De acuerdo con la norma UNE-EN 60034-8, los principios de los arrollamientos se denominan con las letras U_1 , V_1 y W_1 y los extremos finales con U_2 , V_2 y W_2 . Como podemos observar en las figuras 2.2.a, b y c, los terminales de la misma fase no se encuentran enfrentados. Gracias a esta disposición se facilita el conexionado de la máquina.

Cuando se realiza la conexión en triángulo se unen los terminales U_1 con W_2 , V_1 con U_2 y W_1 con V_2 , en cambio, si la conexión es en estrella se unen entre sí los terminales W_2 con U_2 y U_2 con V_2 . La conexión en estrella se utiliza para conectar la máquina a la tensión más elevada que figura en su placa de características, empleándose la conexión en triángulo para la tensión más baja.

2.3.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El funcionamiento de los motores de inducción se basa en la inyección de tres corrientes trifásicas distribuidas 120° en el tiempo, que circulan cada una por las tres fases del bobinado del estator, las cuales están distribuidas 120° geométricos. Estas corrientes hacen que se produzca un campo magnético estático en el espacio, cuya dirección es la del eje magnético de la bobina, variando en el tiempo de forma sinusoidal.

La combinación de los tres campos pulsantes producidos por las tres corrientes desfasadas temporalmente, circulando por las tres bobinas desfasadas geométricamente, da como resultado un campo magnético distribuido

sinusoidalmente en el espacio, rotando a la velocidad de variación de las corrientes en el tiempo.

2.4.- CIRCUITO EQUIVALENTE

El principal objetivo del circuito equivalente de un motor de inducción es obtener una red que permita explicar el comportamiento de la máquina, donde no aparezca la acción transformadora entre los circuitos primario y secundario, por ello hay que reducir las magnitudes de un devanado al otro, normalmente el rotor al estator.

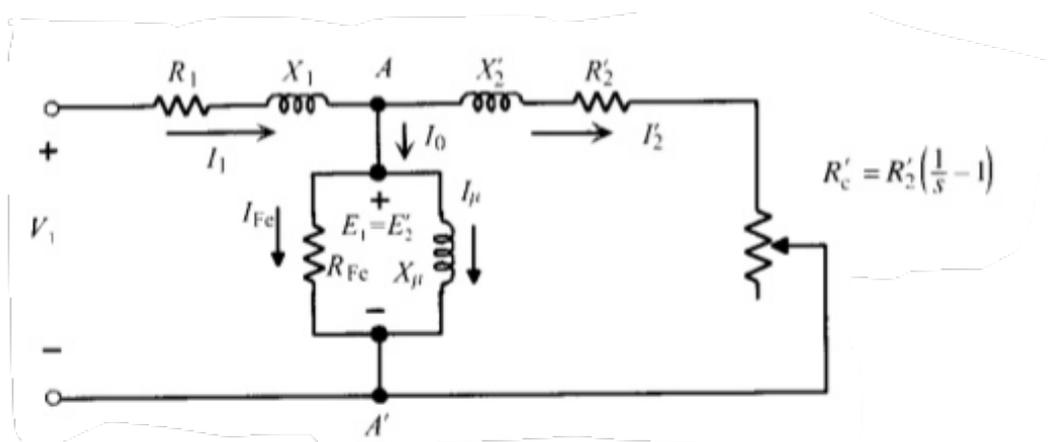


Figura 2.3. Circuito equivalente exacto.

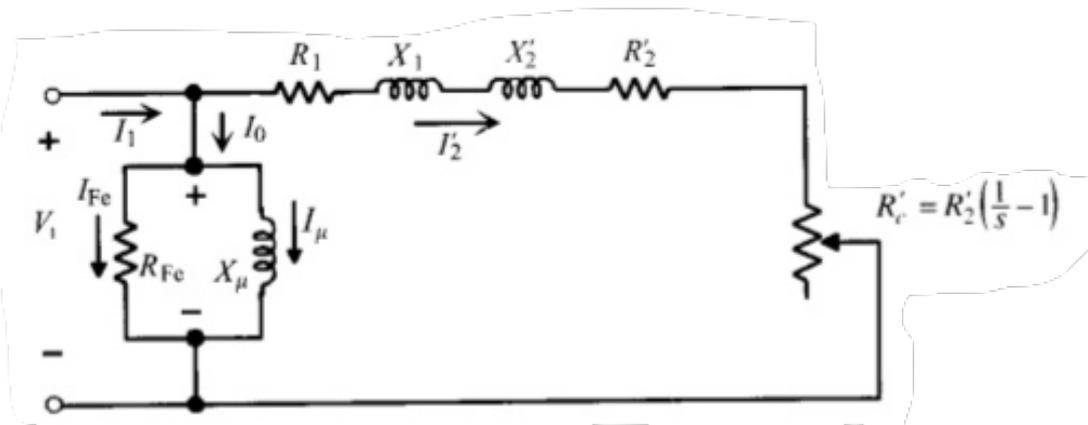


Figura 2.4. Circuito equivalente aproximado.

En la figura 2.3 se ha conectado la rama paralela entre el primario y secundario por la que derivará la corriente de vacío del motor, pero si dicha rama de vacío se conecta a los terminales de entrada como sucede en la figura 2.4 se obtiene

el circuito equivalente aproximado, el cual proporciona grandes ventajas desde el punto de vista analítico.

Las corrientes que se obtienen en el rotor con el circuito equivalente aproximado son más elevadas que los valores reales, aunque la aproximación realizada es válida para motores cuya potencia sea superior a los 10 KW.

La resistencia R'_c es la resistencia de carga reducida al primario, y representa el efecto equivalente a la carga mecánica que lleve el motor, es decir, la potencia que desarrolla el motor en el eje.

2.5.- ARRANQUE

El arranque es el proceso mediante el cual se pone en funcionamiento el motor de inducción, pero para poder ejecutar esta acción es necesario que el par de arranque sea superior al par resistente de la carga. Así se obtiene un momento de aceleración que hace girar el rotor aumentando su velocidad, de manera que cuando se igualan los pares motor y resistente se obtiene el régimen permanente.

El proceso de arranque de un motor de inducción implica un consumo elevado de corriente, porque como se puede observar en el circuito equivalente de la figura 2.4, la resistencia de carga R'_c es nula en el instante inicial porque el deslizamiento s tiene un valor de 1, por tanto, el motor ofrece una impedancia pequeña, pudiéndose considerar que se encuentra en cortocircuito.

Dependiendo del tipo de rotor que tiene la máquina en forma de jaula de ardilla o rotor bobinado se distinguen dos tipos de arranque.

2.5.1.- Arranque de los motores en jaula de ardilla

2.5.1.1.- Arranque directo

Se emplea en motores de pequeña potencia, inferior a 5 kW, cuando la instalación se encuentra conectada a la red urbana. El esquema de conexiones se indica en la siguiente imagen.

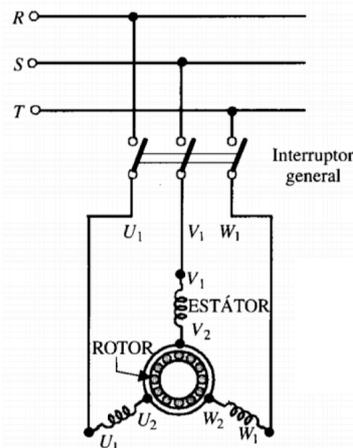


Figura 2.5. Esquema eléctrico del arranque directo.

2.5.1.2.- Arranque por autotransformador

Consiste en situar un autotransformador entre el motor y la red, con el objetivo de que la tensión que aplicamos durante el arranque sea solo una pequeña parte de la asignada. En la figura 2.6, se puede ver un arranque de este tipo, con dos etapas de tensión.

Cuando el conmutador se encuentra en la posición 1, el autotransformador se alimenta con la tensión de la red, de la cual solo se aplicará al motor un pequeño porcentaje. Una vez que la máquina ha aumentado su velocidad hasta un valor próximo al asignado, el conmutador pasa a la posición 2, por tanto, la tensión que alimenta el motor se eleva, continuando éste incrementando su velocidad. El proceso de arranque termina cuando el conmutador pasa a la posición 3, de tal forma que la tensión que ahora se aplica sobre el estator del motor es la tensión de la red.

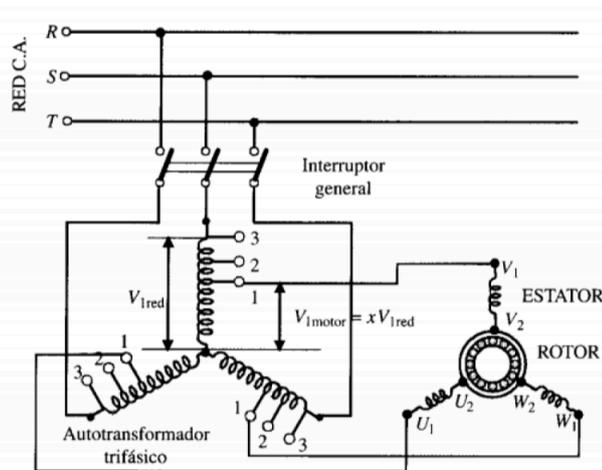


Figura 2.6. Esquema eléctrico del arranque con autotransformador.

2.5.1.3.- Conmutación estrella triángulo

Solo se puede aplicar en aquellos motores preparados para operar conectados en triángulo con la tensión de la red. En el arranque la máquina se conecta inicialmente en estrella y posteriormente se pasa a triángulo. Para poder realizar este arranque se precisa de un automatismo de contactores, con un circuito de fuerza y otro de mando.

Es necesario disponer de tres contactores. Uno de ellos será el principal, y su objetivo será alimentar los principios de la bobina de los devanados del motor. Un segundo contactor cuya finalidad será conectar el devanado en estrella, y por último un tercer contactor será el encargado de llevar a cabo la conexión en triángulo.

A continuación, se muestra el esquema de este tipo de arranque.

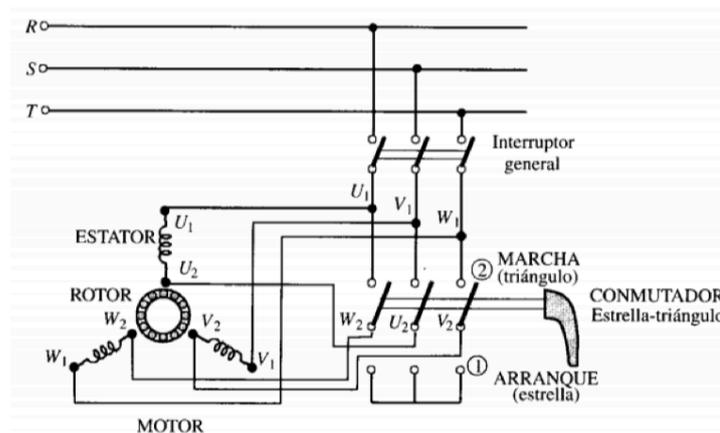


Figura 2.7. Conmutación estrella-triángulo.

2.5.2.- Arranque de los motores de rotor bobinado

En este tipo de motores, si se introduce una resistencia adicional en cada una de las fases del rotor se consigue reducir la corriente de arranque. Para poder ejecutarlo, es necesario disponer de un reóstato trifásico.

Cuando se inicia la operación de arranque se introduce toda la resistencia adicional (posición 1), de manera que la impedancia de la máquina aumenta consiguiendo reducir la corriente inicial.

Una vez que el motor comienza a girar, a medida que incrementa su velocidad de rotación se va reduciendo la resistencia del reóstato pasando el mando móvil a las posiciones 2, 3 y 4, que constituyen una serie de contactos.

Cuando el mando móvil ocupa la última posición el rotor queda cortocircuitado, finalizando así el proceso de arranque.

Actualmente la maniobra de arranque está automatizada, empleando para ello contactores y relés de tiempo que van eliminando secuencialmente las resistencias adicionales.

A continuación, se muestra el esquema correspondiente a este tipo de arranque.

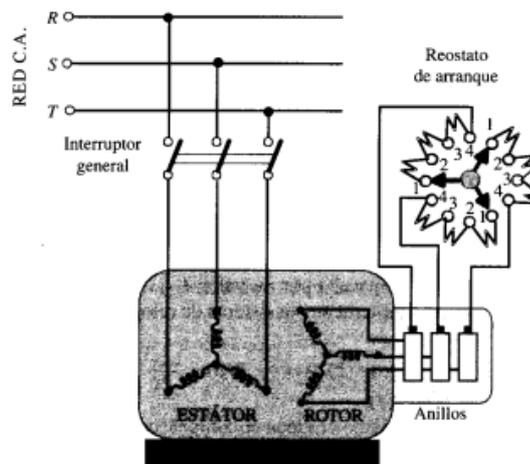


Figura 2.8. Esquema eléctrico del arranque con una resistencia adicional.

2.6.- REGULACIÓN DE VELOCIDAD

En la actualidad, la presencia de los motores de inducción en el ámbito industrial tiene especial importancia, ya que se emplean en la mayoría de los procesos industriales, debido a que presentan una gran eficiencia durante su funcionamiento. Dicha eficiencia se debe fundamentalmente a los métodos de control de velocidad empleados en los motores.

La regulación de la velocidad de un motor de inducción puede llevarse a cabo de tres formas distintas:

2.6.1.- Regulación por variación del número de polos

Si se varía el número de polos del estator de la máquina, se produce un cambio en la velocidad del campo giratorio dando lugar a una variación de la velocidad de rotación del motor.

En este procedimiento se emplean diversos devanados en el estator dependiendo de las velocidades que se pretendan obtener. Debido a la limitación de espacio en las ranuras se emplean dos combinaciones diferentes, que dan lugar a dos velocidades asíncronas distintas cercanas (3000, 1500, 1000, en r.p.m.).

Este tipo de regulación tiene la limitación de que solo se puede llevar a cabo en motores con rotor en jaula de ardilla, porque este tipo de rotor adapta de forma automática su número de polos al existente en el estator.

2.6.2.- Regulación por variación del deslizamiento

Este procedimiento puede realizarse controlando la tensión aplicada al motor, pero no es recomendable porque resulta afectado el par, ya que este varía con el cuadrado de la tensión.

Otro procedimiento para regular el deslizamiento consiste en variar la resistencia del rotor, pero ocasiona grandes pérdidas debidas al efecto Joule en el reóstato de regulación.

2.6.3.- Regulación por variación en la frecuencia

La variación de la frecuencia de alimentación se realiza estáticamente mediante rectificadores controlados de silicio. Para regular la velocidad actuando sobre la frecuencia es necesario mantener el flujo constante de manera que el par se conserve con el objetivo de que el motor disponga de una capacidad de sobrecarga suficiente.

2.7.- SISTEMAS DE CONTROL

Un sistema de control se define como el conjunto de componentes que pueden regular su propia conducta o la de otro sistema con el objetivo de lograr un funcionamiento predeterminado, de modo que se reduzcan las probabilidades de fallos y se obtengan los resultados esperados.

Estos sistemas se emplean para sustituir a un trabajador pasivo encargado de controlar un determinado sistema (eléctrico, mecánico...) con una posibilidad de error prácticamente nula y un nivel de eficiencia muy superior al de un operario.

Los sistemas de control de los motores eléctricos están diseñados para regular la velocidad o el par de la máquina, de manera que la respuesta ante posibles variaciones de carga sea lo más rápida posible. Esto se ha conseguido gracias al desarrollo tecnológico en el ámbito de la electrónica de potencia, que ha permitido sustituir los antiguos sistemas de control basados en elementos pasivos por las nuevas tecnologías.

Gracias al desarrollo de la electrónica de potencia los motores de inducción están sustituyendo a los de corriente continua en aquellas aplicaciones industriales en las que se precisa controlar la velocidad. Esto se debe principalmente a que los motores de inducción, en particular los de jaula de ardilla, presentan grandes ventajas frente a los motores de corriente continua, entre las que se pueden destacar la robustez, el mantenimiento reducido, una mayor fiabilidad, un menor coste económico, así como una reducción del peso por unidad de potencia.

Mediante la electrónica de potencia podemos controlar las tensiones o las corrientes de armadura y campo de la máquina mediante el encendido y apagado de interruptores, lo que nos permite controlar directamente el par y la velocidad de dicha máquina. Además, se pueden controlar las condiciones de arranque de los motores con el objetivo de evitar que este se produzca de forma brusca y en su lugar se lleve a cabo de una forma más progresiva, hecho que le proporcionará al motor una mayor vida útil a la vez que se consigue reducir el impacto sobre la red eléctrica al conectarlo.

Para entender el proceso de la regulación de velocidad de los motores de inducción se debe tener en cuenta que la velocidad de giro en estas máquinas viene dada por la expresión:

$$n = n_1 \cdot (1 - s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s)$$

Donde n es la velocidad de giro del motor, n_1 es la velocidad de sincronismo, s es el deslizamiento, f_1 es la frecuencia de la red trifásica de alimentación y p es el número de polos de la máquina.

El hecho de poder controlar automáticamente la velocidad de los motores de inducción proporciona numerosas ventajas que permiten emplear este tipo de motores en distintos ámbitos industriales.

El control de estos motores es complejo debido a la dificultad para acceder a las variables que controlan los parámetros que se desea regular. Se realiza de manera digital, para facilitar el manejo de señales.

Mediante un microcontrolador se desarrolla una técnica de modulación para formar las señales necesarias, cuya finalidad será disparar cada uno de los transistores que forman el puente inversor trifásico que permiten accionar el motor.

Como el motor funciona a su máxima potencia es necesario poder medir la velocidad, así como poder variarla de acuerdo con las necesidades demandadas en cada momento. Para medir la velocidad de giro, se dispone de un sensor que transforma la velocidad de giro del motor a una tensión.

La técnica que vamos a utilizar en este trabajo para controlar la velocidad de un motor de inducción es la de control de PWM. Mediante un microcontrolador que genera las señales PWM necesarias para controlar un puente inversor trifásico de transistores de tipo IGBT.

3.- SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

3.1.- INTRODUCCIÓN

Un semiconductor es un material que tiene la capacidad de comportarse como un conductor en determinadas condiciones y en otras lo hace como aislante. En la mayoría de los casos a altas temperaturas se comportan como conductores mientras que a bajas temperaturas lo hacen como aislantes. Los elementos semiconductores más empleados son el silicio y el germanio.

En electrónica de potencia, se emplean diversos dispositivos semiconductores, cuya clasificación viene determinada por el grado de controlabilidad que presentan dichos dispositivos. Atendiendo a este criterio se pueden distinguir tres grandes grupos.

3.1.1.- Dispositivos no controlados

A este primer grupo pertenecen los diodos. El circuito de potencia es el que determina los estados de conducción (ON) y bloqueo (OFF), motivo por el cuál no cuentan con un sistema de control externo.

3.1.2.- Dispositivos semicontrolados

Este segundo grupo está formado por tiristores, SCR y TRIAC. En estos dispositivos es posible controlar el inicio de la conducción, pero no el paso a bloqueo. Para que estos dispositivos puedan pasar de OFF a ON, es decir, empiecen a conducir, es necesario aplicar una señal externa al terminal del dispositivo denominado puerta. Por el contrario, para que el dispositivo entre en bloqueo (paso de ON a OFF) se lleva a cabo de la misma manera que en los diodos, es decir, es el propio circuito de potencia el que lo establece.

3.1.3.- Dispositivos totalmente controlados

El tercer grupo lo constituyen los transistores bipolares BJT, los transistores de efecto de campo MOSFET y los transistores bipolares de puerta aislada IGBT.

Cuando trabajamos en el campo de la electrónica de potencia, estos transistores se emplean como interruptores, pues están diseñados para trabajar con dos posibles estados: en la zona de saturación (conducción) o en

la zona de corte (bloqueo). Sin embargo, cuando los transistores se emplean para otras aplicaciones, como puede ser un circuito amplificador, el transistor trabajará en la zona activa o lineal.

Una de las mayores ventajas que presentan los transistores, es que son dispositivos totalmente controlados. El transistor más empleado en la construcción de inversores de corriente es el IGBT, aunque si el inversor va a trabajar con pequeñas potencias también se puede emplear el MOSFET.

3.2.- TRANSISTOR BIPOLAR (BJT)

El transistor es un dispositivo electrónico que puede trabajar tanto en conmutación como en amplificación. El transistor puede ser unipolar, si controla su intensidad mediante un campo eléctrico y bipolar, en el caso de que su conducción sea regulada mediante corriente.

En el desarrollo de este epígrafe nos vamos a centrar en explicar el transistor bipolar.

3.2.1.- Estructura

El transistor bipolar es un dispositivo electrónico formado por tres capas semiconductoras entre las que se forman unas uniones, llamadas uniones PN. A cada una de estas capas se conecta un terminal que se representa mediante tres letras mayúsculas, siendo E emisor, C colector y B base.

Cada una de las capas que lo componen recibirá un dopado diferente:

- **Emisor:** es una capa muy dopada, pues cuanto más dopaje tenga mayor será la cantidad de portadores que puede aportar a la corriente.
- **Base:** esta capa debe ser muy estrecha y estar poco dopada, para que la recombinación que se produce en ella sea pequeña y permita el paso de prácticamente toda la corriente procedente del emisor pase al colector.
- **Colector:** es la capa más ancha y recibe un menor dopado que el emisor.

Atendiendo a su estructura física, como está constituido por tres capas semiconductoras, siempre se tiene que cumplir que el dopaje de dichas capas

sea alterno, de manera que, si el emisor es de tipo P, la base será tipo N y el colector tipo P, dando como resultado un transistor bipolar de tipo PNP. Por el contrario, si el emisor es de tipo N, la base será de tipo P y el colector de tipo N, obteniendo así un transistor bipolar de tipo NPN.

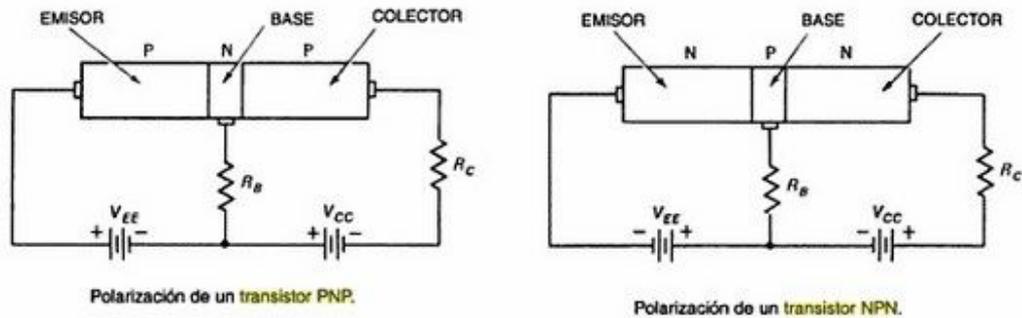


Figura 3.1. Esquemas transistores PNP y NPN.

La principal diferencia que podemos encontrar entre el transistor PNP y NPN, es que en el PNP la corriente de salida (la que circula entre el emisor y el colector) entra por el emisor y sale por el colector, mientras que en el transistor NPN, la corriente entra por el colector y sale por el emisor.

3.2.2.- Simbología

En cuanto a la simbología empleada para representar los transistores, en la figura 3.2, podemos ver que el transistor PNP se representa con una flecha apuntando hacia la base, dicho de otra forma, la flecha pica a la base. Por el contrario, para representar el transistor NPN, la flecha apunta en sentido contrario a la base, es decir, la flecha no pica a la base.

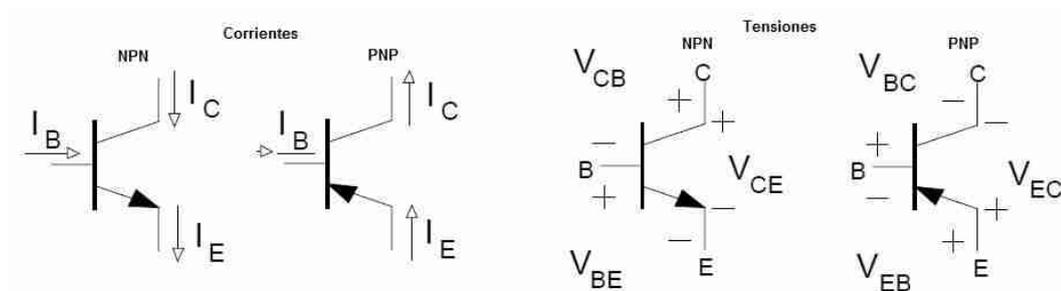


Figura 3.2. Corrientes y tensiones en un transistor NPN y PNP.

3.2.3.- Funcionamiento

En cuanto a su funcionamiento, el transistor es un dispositivo con el que podemos controlar una potencia elevada a partir de una más pequeña. La potencia que queremos controlar se aplica entre los terminales del colector (C) y del emisor (E), mientras que la señal de control, con la que controlamos la potencia, la aplicamos en el terminal de la base. Aplicando pequeñas variaciones de corriente al terminal de base, se obtienen grandes variaciones en los terminales colector y emisor.

En el transistor se distinguen 4 regiones distintas de funcionamiento, pero para que éste entre en una u otra región va a depender de las tensiones que se apliquen a cada uno de los terminales del transistor.

- **En saturación:** la unión base-emisor y la base-colector, se encuentran polarizadas en directa. El objetivo es lograr que el transistor se comporte como un interruptor. Para ello es necesario disminuir la caída de tensión V_{CE} , lo que se consigue inyectando suficiente corriente al terminal de base.
- **En corte:** la unión base-emisor y la unión base-colector, se encuentran polarizadas en inversa. En este modo de funcionamiento, no se aplica ninguna corriente al terminal de base, por lo que las corrientes I_C e I_E son prácticamente nulas, comportándose el transistor como un interruptor abierto entre el colector y el emisor, impidiendo la circulación de corriente. Entonces podemos decir que en esta región el transistor se encuentra desactivado, o que la corriente que llega al terminal de base no es lo suficientemente grande para conseguir activarlo.
- **En activa:** La unión base-emisor se encuentra polarizada en directa, mientras que la unión base-colector está polarizada en inversa. Ahora, se aplica una corriente al terminal de base, y además el transistor soporta una tensión entre el emisor y el colector. La corriente del emisor es proporcional a la corriente de base con una constante de proporcionalidad denominada ganancia del transistor. En esta región el transistor se comporta como un elemento amplificador, pues la corriente del colector es amplificada mediante la ganancia, disminuyendo la tensión V_{CE} con la corriente de base.
- **En activa inversa:** la unión base-emisor está polarizada en inversa y la unión base-colector se encuentra polarizada en directa. Esta es la configuración menos utilizada, donde el transistor actúa como amplificador de ganancia muy baja.

En la figura 3.3 podemos visualizar las diferentes regiones de funcionamiento del transistor bipolar a través de las curvas V-I.

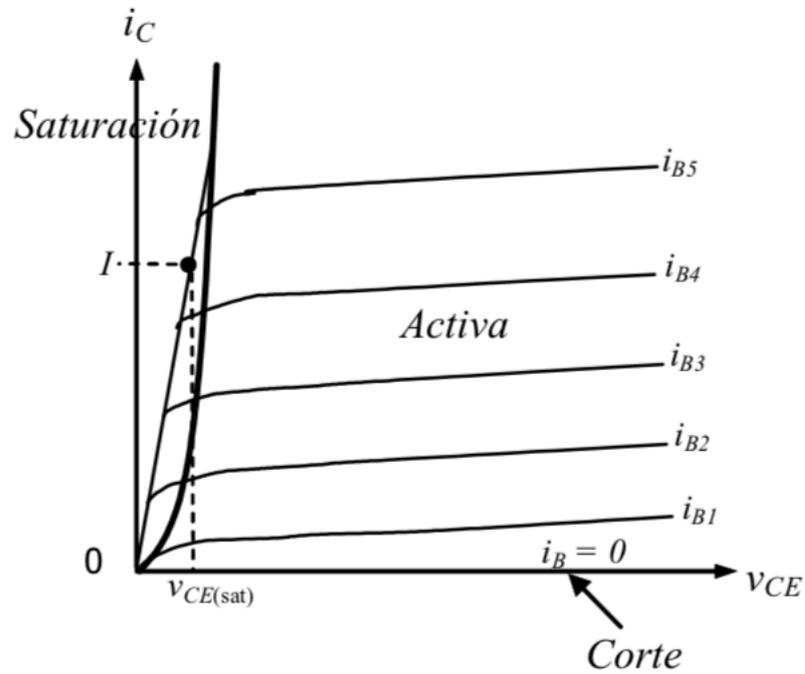


Figura 3.3. Regiones de funcionamiento de los transistores bipolares.

En el campo de la electrónica de potencia, es preferible que el transistor trabaje en las zonas de corte y saturación, ya que en el caso de hacerlo en activa la potencia disipada puede llegar a ser muy grande lo que supone una disminución del rendimiento.

En la figura 3.4 podemos observar la característica de transferencia del transistor bipolar.

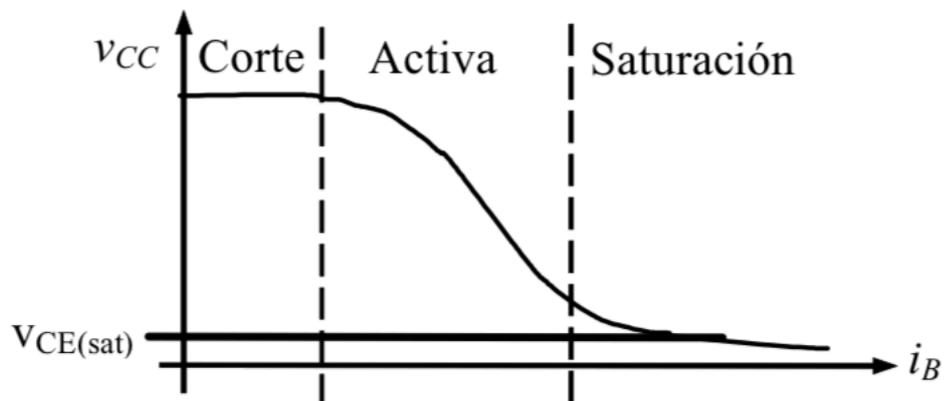


Figura 3.4. Característica de transferencia de un transistor bipolar.

3.3.- MOSFET

El transistor de efecto de campo metal de óxido semiconductor MOSFET, debe su nombre a sus siglas en inglés (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Se trata de un dispositivo constituido por tres terminales, denominados sumidero o fuente (S), drenaje (D) y puerta (G), capaz de controlar mediante uno de sus terminales la corriente que circula entre los otros dos.

A diferencia del transistor bipolar, cuyo control se lleva a cabo mediante corriente, el control del MOSFET se realiza por tensión. Esto se debe al aislamiento existente entre la puerta y el resto del dispositivo, constituido a base de óxido de silicio.

Podemos distinguir dos tipos distintos de MOSFET, los de enriquecimiento y los de empobrecimiento, pudiendo existir dos tipos distintos de cada uno de ellos, que son los de canal N y los de canal P.

La principal diferencia que existe entre ellos es que, en los MOSFET de enriquecimiento, al aplicar una tensión al terminal de puerta se crea un canal por el que circula la corriente, en cambio, en los MOSFET de empobrecimiento, la circulación de corriente tiene lugar aunque no se aplique ninguna tensión al terminal de puerta gracias a la existencia de un canal.

3.3.1.- Estructura

El MOSFET se constituye a partir de un material semiconductor de tipo N o P denominado sustrato, y en el se funden la fuente o sumidero y el drenaje, que también son un material semiconductor, pero en este caso de tipo contrario al empleado en el sustrato.

Entre la fuente y el drenaje, se sitúa una capa de óxido de silicio que actúa como aislante, y encima de ella se coloca una placa de metal conductor, dando lugar al terminal llamado puerta.

Aunque estructuralmente se distinguen cuatro partes, el MOSFET solo dispone de tres terminales debido a que el sustrato siempre se encuentra unido a la puerta, dando lugar a un único terminal.

En la figura 3.3 podemos observar la estructura física de los MOSFET de canal N y P, así como los símbolos empleados para representarlos. El MOSFET de canal N se representa con una flecha apuntando hacia la puerta, en cambio cuando es de canal P, la flecha apunta en sentido contrario a la puerta.

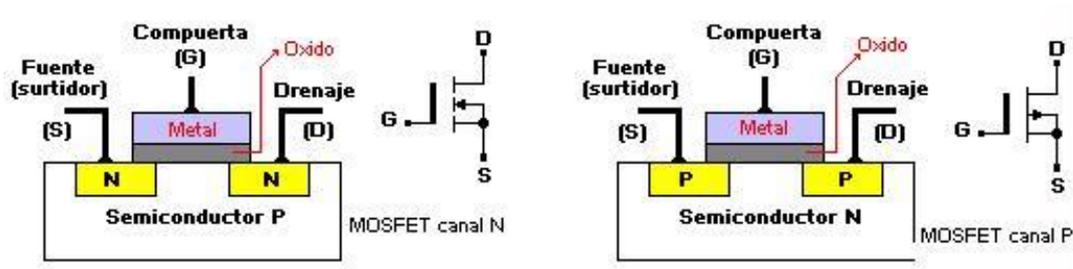


Figura 3.5. Representación MOSFET de canal N y P.

Los más empleados en electrónica de potencia son los MOSFET de enriquecimiento de canal N, debido a que la movilidad de los electrones con respecto a los agujeros es mayor, lo que proporciona un dispositivo con menores pérdidas y una velocidad de conmutación elevada.

3.3.2.- Funcionamiento

Como hemos mencionado anteriormente, el terminal de puerta (G) se encuentra aislado del semiconductor por óxido de silicio.

Entre la fuente (S) y el drenador (D) existe una unión PN, de manera que cuando la tensión $V_{DS} < 0$ se comportará como un diodo. Por el contrario, cuando $V_{DS} > 0$ funciona como transistor.

Si aplicamos al terminal de puerta (G) una tensión $V_{GS} > 0$, ésta tendría un potencial positivo, de tal forma que repele los agujeros en la región P, dejando una carga negativa sin portadores libres. Si se aumenta esta tensión hasta alcanzar un determinado valor umbral (V_T), los electrones libres que se encuentran en la región P son atraídos formando un canal N de la región P, estableciéndose un flujo de corriente entre el drenador (D) y la fuente (S).

Cuanto mayor sea el valor de la tensión V_{GS} , el número de portadores atraídos será más elevado, obteniendo como resultado un canal de mayor amplitud y con una resistencia (R_{DS}) menor, consiguiendo incrementar el valor de la corriente I_D .

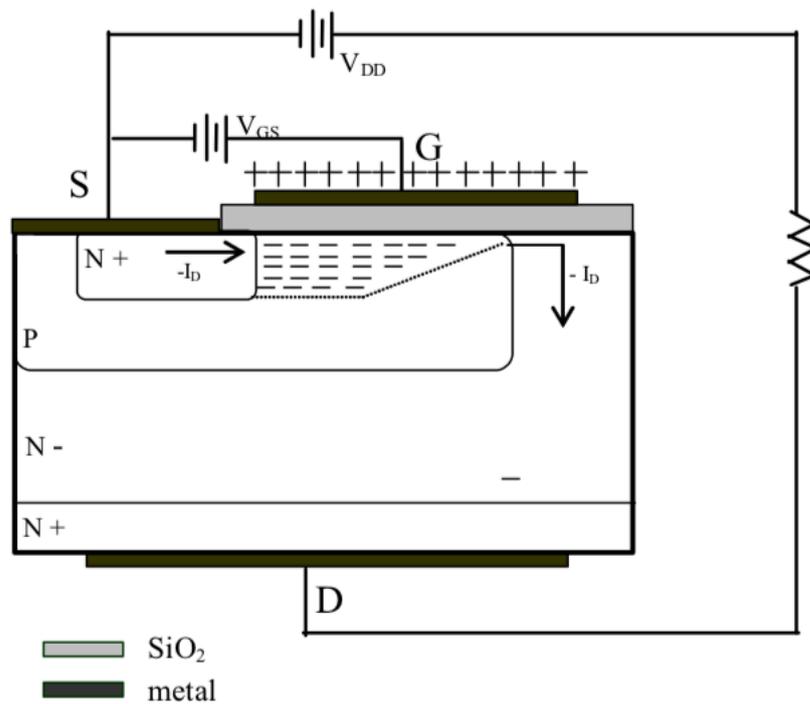


Figura 3.6. Estructura de un transistor MOSFET.

La circulación de la corriente I_D a través del canal origina una caída de tensión, dando lugar a un fenómeno conocido como efecto embudo. Dicho fenómeno consiste en que el canal es más ancho por el lado que conecta con la región N^+ y más estrecho por el lado que conecta con la región N^- . Cuando el valor de la corriente I_D aumenta, obtenemos una mayor caída de tensión en el canal, favoreciendo la aparición del efecto embudo que podría ocasionar un colapso en el canal de manera que la corriente dejaría de circular.

Del mismo modo que en los transistores bipolares, en los MOSFET también se pueden distinguir diferentes regiones de trabajo:

- **En corte:** El MOSFET trabajará en esta región si la tensión aplicada entre los terminales de puerta y fuente (V_{GS}) es inferior a una determinada tensión umbral (V_T). Ahora el dispositivo se comporta como un interruptor abierto, por lo tanto, la corriente que circula por el drenador I_D es prácticamente nula.
- **En óhmica:** tiene lugar cuando la caída de tensión entre la puerta y la fuente (V_{GS}) tiene un valor suficientemente grande y la caída de tensión entre el drenador y la fuente (V_{DS}) es pequeña. En esta región el dispositivo actúa como un interruptor cerrado.

- En saturación:** en esta zona la caída de tensión entre la puerta y la fuente (V_{GS}) tendrá un valor que debe ser como mínimo el de la tensión umbral (V_T). El control de la corriente que circula por el drenador I_D se lleva a cabo mediante la tensión aplicada entre la puerta y la fuente (V_{GS}). El dispositivo se comporta como amplificador, y el rendimiento puede ser pequeño debido a que la disipación de potencia puede ser elevada.

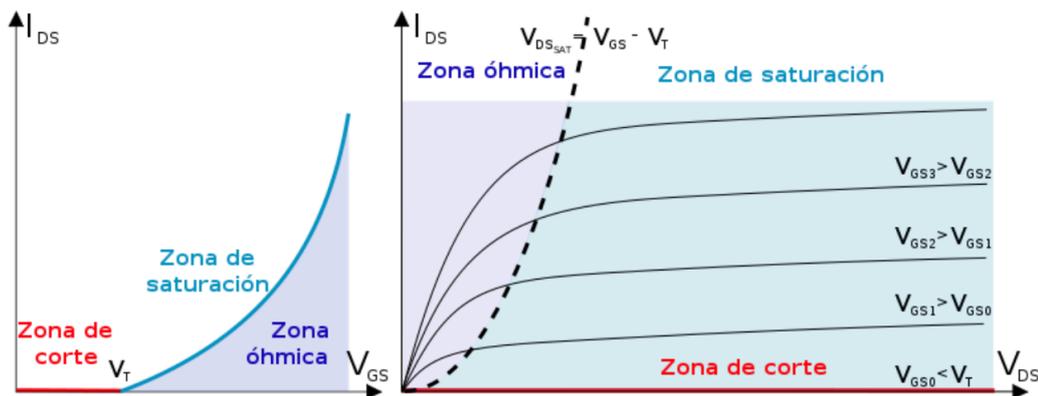


Figura 3.7. Regiones de funcionamiento del MOSFET.

Como en electrónica de potencia lo que se pretende es que el MOSFET se comporte como un interruptor abierto o cerrado, lo normal es que trabaje en corte o en óhmica.

Si observamos las gráficas en las que se representan las regiones de funcionamiento del MOSFET (figura 3.7) y las de transistor bipolar BJT (figura 3.3) podemos comprobar la diferencia que existe entre ellas, pues la zona de saturación del MOSFET se corresponde con la zona óhmica (activa) del BJT, y la zona de saturación del BJT con la óhmica del MOSFET.

3.3.3.- Ventajas e inconvenientes

En cuanto a las ventajas que presentan los MOSFET, destaca la facilidad con la que se lleva a cabo su control, gracias al aislamiento de la puerta. Además, el consumo de la corriente de puerta es pequeño.

Otra ventaja que ofrecen los MOSFET, es que la velocidad de conmutación es muy alta, y gracias a ello la disipación de potencia es pequeña, por lo que son unos dispositivos ideales para usarlos en convertidores de alta frecuencia.

Los principales inconvenientes que presentan los MOSFET es que cuando se encuentran en conducción, la resistencia puede variar fácilmente con la corriente que circula y con la temperatura, lo que dificulta que su comportamiento sea de interruptor ideal como sucede en los transistores bipolares.

Otro inconveniente es que solo pueden manejar potencias pequeñas, por lo que no son aptos en el caso de grandes potencias, debido a la limitación de la tensión.

3.4.- IGBT

El transistor bipolar de puerta aislada IGBT debe su nombre a sus siglas en inglés (Isolated Gate Bipolar Transistor). Es un dispositivo semiconductor híbrido, ya que combina las ventajas que ofrecen los transistores bipolares BJT y los MOSFET.

Su aparición es más reciente que el BJT y el MOSFET, y las ventajas que presenta frente a estos le han llevado a ser el componente más empleado en la construcción de los convertidores CC/CA.

El IGBT, presenta un rendimiento similar al del BJT, sin embargo, su aspecto físico se asemeja más al del MOSFET.

Los símbolos empleados para representar los IGBT son los que se muestran en la figura 3.8. Está constituido por tres terminales siendo uno de ellos el de puerta (G), que es con el que se realiza el control del dispositivo. Los otros dos, el emisor (E) y el colector (C) son los terminales de potencia, y a veces también se los conoce como surtidor (S) y drenador (D).

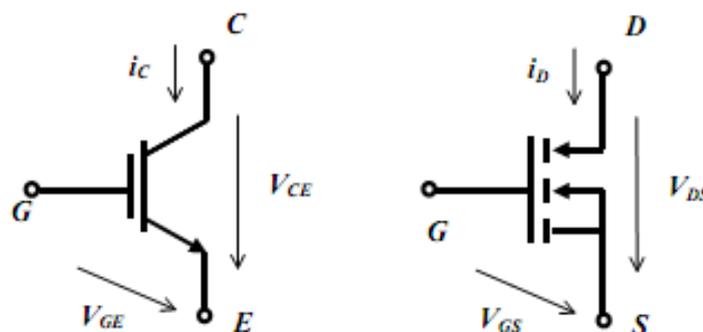


Figura 3.8. Símbolos para representar el IGBT.

El IGBT presenta pequeñas pérdidas de potencia cuando se encuentra en conducción como los BJT. Sin embargo, en el IGBT no tiene lugar el problema de la segunda ruptura que sucede en los BJT, lo que le permite trabajar con frecuencias mayores e intensidades más altas.

Al igual que el MOSFET, el IGBT presenta una gran facilidad de disparo y tiene una impedancia de entrada alta. El control también se lleva a cabo de la misma forma que en el MOSFET, mediante tensión, lo que le permite tener una mayor velocidad de conmutación que al BJT, pero inferior a la del MOSFET.

La forma más común en la que podemos encontrar los IGBT es encapsulados de manera individual o constituyendo un puente trifásico.

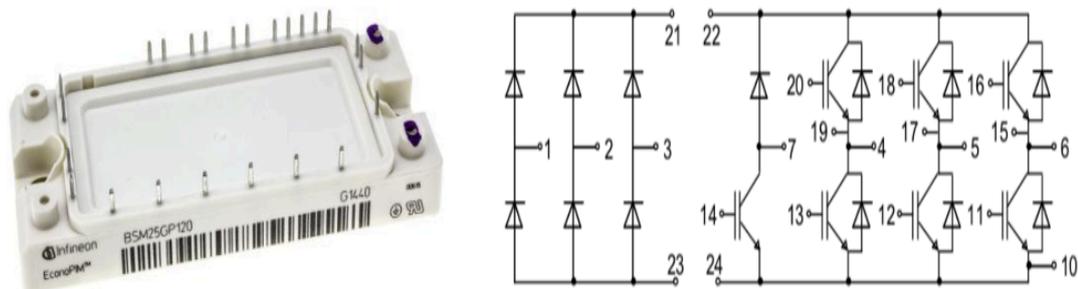


Figura 3.9. Puente trifásico IGBT, encapsulado y esquema.

3.4.1.- Estructura

El transistor IGBT presenta una estructura similar a la del MOSFET de canal N, con la diferencia de que en este dispositivo se añade una capa P⁺ que constituye el colector.

En el IGBT, el drenador se encuentra conectado a una capa de material semiconductor de tipo P⁺. Seguido se encuentran dos capas formadas por material semiconductor de tipo N, que son N⁺ y N⁻. A continuación, tenemos una región formada por material de tipo P, y por último existen dos capas de material de tipo N⁺, que se encargan de conectar la fuente y el aislante de la puerta.

La capa N⁺ ubicada entre la región P⁺ del drenador y la capa N⁻, no es imprescindible para el funcionamiento del IGBT, motivo por el cual algunos dispositivos se construyen sin dicha capa.

En la figura 3.10 se muestra la estructura del transistor IGBT con las capas mencionadas anteriormente y donde podemos distinguir tres uniones PN, que son J1, J2 y J3.

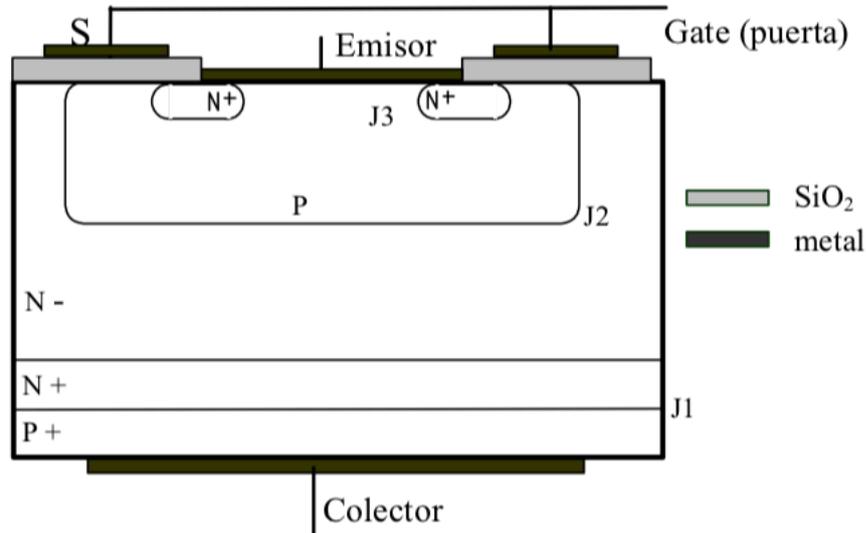


Figura 3.10. Estructura del transistor IGBT.

Podemos analizar el IGBT como un MOSFET en el que la conductividad de la región N^- está modulada por la inyección de portadores minoritarios (agujeros en el caso de un IGBT de canal N) desde la región P^+ cuando J1 está polarizada en directa. Como la conductividad es mayor la caída de tensión será menor si la comparamos con la de un MOSFET con características semejantes.

Anteriormente se ha mencionado que el IGBT se controla por tensión de manera similar al MOSFET. Entonces la unión J2 polarizada en directa y la unión J1 polarizada en inversa son las que establecen la máxima tensión que es capaz de soportar.

3.4.2.- Funcionamiento

Para explicar el funcionamiento del IGBT, en primer lugar, vamos a suponer que éste se encuentra en situación de bloqueo, por tanto, no hay ninguna tensión aplicada sobre el terminal de puerta (G).

La señal de encendido es una tensión positiva que se aplica a la puerta (G), por tanto, si ahora aplicamos sobre dicho terminal una tensión V_{GS} , el IGBT se encenderá, de manera que empieza a circular una corriente I_C .

Esta corriente se mantendrá durante el tiempo en el que el IGBT se encuentra encendido, es decir, mientras se mantiene aplicada la tensión sobre la puerta (G). Para apagar el IGBT basta con dejar de aplicar la tensión V_{GS} a la puerta.

Es importante tener en cuenta, que para poder llevar a cabo el encendido del IGBT, es necesario que el colector (C) se encuentre polarizado positivamente respecto del emisor (E).

En la figura 3.11, podemos ver la característica V-I de un IGBT en la que se representa la corriente del drenador (I_D) en función de la tensión drenador-surtidor (V_{DS}), y a la tensión puerta-surtidor (V_{GS}) se la trata como si fuera un parámetro.

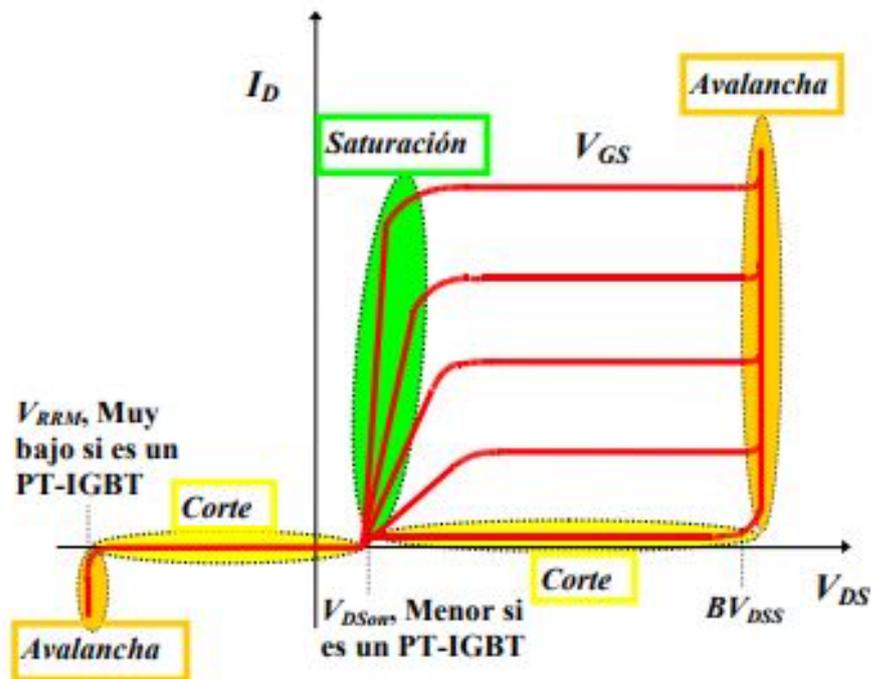


Figura 3.11. Característica V-I del IGBT.

Podemos comprobar que la corriente I_D aumenta cuando aumenta la tensión V_{GS} . Además, la corriente I_D aumenta de manera proporcional a la tensión V_{DS} cuando dicha tensión es muy pequeña, dando lugar a una zona de funcionamiento denominada zona de saturación.

A medida que aumenta el valor de la tensión V_{DS} , la corriente I_D permanece constante con respecto a esta tensión en la mayor parte del rango, pero cuando la tensión V_{DS} supera un determinado valor umbral tanto positivo como negativo el IGBT entrará en avalancha.

3.4.3.- Ventajas e inconvenientes

Una de las principales ventajas que ofrece el IGBT, es que es capaz de controlar grandes corrientes del colector mediante pequeñas variaciones de tensión en el terminal de puerta (G) gracias a la elevada transconductancia que presenta.

Otra ventaja que presenta es que la resistencia colector-emisor se controla para que se comporte como la de un transistor bipolar BJT. Además, este dispositivo no tiene el problema de la avalancha secundaria.

En cuanto a los inconvenientes que tiene el IGBT destaca el fenómeno del latching, que consiste en que el control de la puerta se pierde haciendo que el dispositivo se dispare sin depender del control.

Otro inconveniente es el de cola de corriente, que se debe a la aparición de un tiristor parásito.

En comparación con un MOSFET, el IGBT tiene la ventaja de tener unas pérdidas de conducción menores, por contra, las pérdidas de conmutación son más grandes.

3.5.- PÉRDIDAS DE LOS SEMICONDUCTORES

Existen dos mecanismos que causan la disipación de potencia de los semiconductores.

- **Pérdidas en conducción:** se producen cuando existe una circulación de corriente a través del dispositivo, es decir, cuando éste actúa como un interruptor cerrado.
- **Pérdidas en conmutación:** tienen lugar cuando el dispositivo pasa del estado de bloqueo a conducción y viceversa debido a que las transiciones de corriente y tensión no son instantáneas ni perfectas.

Dependen directamente de la frecuencia de conmutación del semiconductor, entonces cuanto más alta sea ésta, mayor será el número de veces por segundo que tendrá que abrir y cerrar el transistor, originando un aumento de la potencia disipada.

Para minimizar las pérdidas y evitar posibles averías será necesario limitar la frecuencia de conmutación.

4.- CONVERTIDORES CC/CA

4.1.- INTRODUCCIÓN

Los convertidores de potencia CC/CA, también conocidos como inversores u ondulares, son convertidores estáticos de energía que consisten en un circuito encargado de convertir la corriente continua CC en corriente alterna CA.

El objetivo de estos inversores consiste en transferir potencia desde una fuente de continua a una carga de alterna. Por ello, son capaces de generar una tensión alterna en la que se puede regular en función de las necesidades requeridas por la carga el valor de la tensión, la frecuencia y el contenido de los armónicos, en concreto el orden del armónico mas bajo.

Las principales aplicaciones a las que se destinan los convertidores CC/CA son:

- Alimentar dispositivos de corriente alterna que funcionan mediante una batería de CC.
- Accionamientos de motores de CA de velocidad regulable (variadores de velocidad)
- Sirven como dispositivos de conexión a red de los generadores fotovoltaicos.
- Sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI).
- Hornos de inducción.

Los símbolos que se emplean para representar a los convertidores CC/CA son:

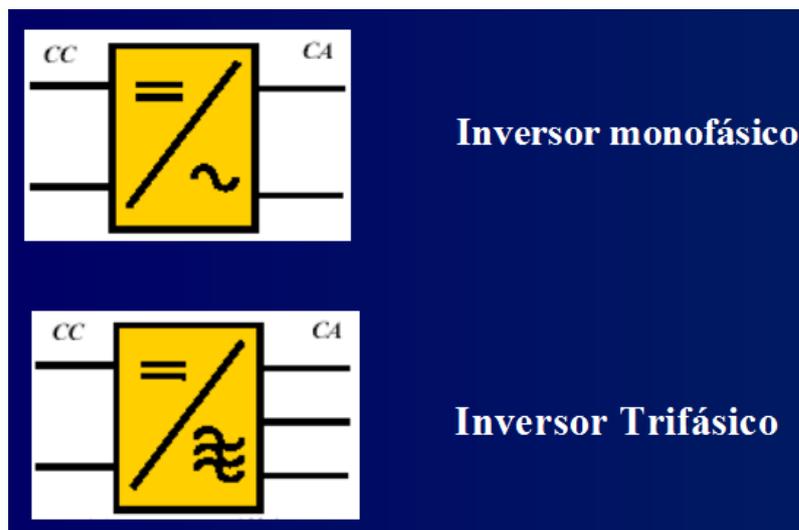


Figura 4.1. Símbolos de los inversores monofásicos y trifásicos.

4.2.- CUADRANTES DE FUNCIONAMIENTO

Para que un convertidor CC/CA funcione como inversor debe transferir potencia desde una fuente de continua a una carga alterna. Entonces será el sentido de la tensión y la corriente en la carga las que determinan el flujo de potencia, lo que le confiere al convertidor CC/CA la posibilidad de trabajar en cuatro cuadrantes de funcionamiento.

Los cuadrantes de funcionamiento son:

- **Cuadrante 1 (inversor):** $V_0 > 0, i_0 > 0 \rightarrow$ Potencia absorbida $P_0 > 0$.
- **Cuadrante 2 (rectificador):** $V_0 < 0, i_0 > 0 \rightarrow$ Potencia absorbida $P_0 < 0$.
- **Cuadrante 3 (inversor):** $V_0 < 0, i_0 < 0 \rightarrow$ Potencia absorbida $P_0 > 0$.
- **Cuadrante 4 (rectificador):** $V_0 > 0, i_0 < 0 \rightarrow$ Potencia absorbida $P_0 < 0$.

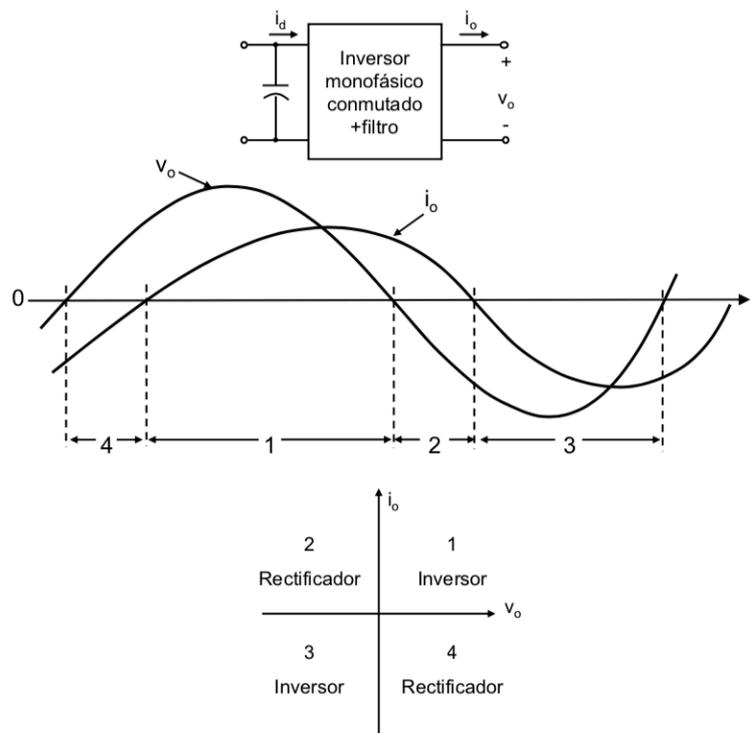


Figura 4.2. Cuadrantes de funcionamiento del convertidor CC/CA.

Normalmente, los convertidores CC/CA se emplean en aplicaciones industriales en las que la potencia fluye desde la fuente de alimentación continua CC hasta la carga alterna CA, pero también existen diversas aplicaciones en las que el flujo de potencia circula en sentido contrario, siendo la carga quien suministra potencia a la fuente de alimentación.

Entonces de acuerdo con este funcionamiento, podemos comparar el funcionamiento del convertidor CC/CA con el de un motor, de manera que cuando la potencia circule del lado de CC al lado de CA funcionará como motor y cuando lo haga en sentido contrario, es decir, del lado de CA al lado de CC funcionará en modo regenerativo.

4.3.- CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CC/CA

Para el estudio de los distintos tipos de inversores se realiza una clasificación siguiendo diferentes criterios:

- **Topología de potencia:** depende de la disposición de los polos de potencia.
 - Monofásicos
 - Medio puente
 - Push-Pull
 - Puente completo
 - Trifásicos
 - Puente trifásico

- **Síntesis de la onda de salida:** depende de la técnica de activación de los polos empleada para generar la tensión de salida alterna.
 - Onda Cuadrada
 - Control por variación de la tensión continua de entrada
 - Control por desplazamiento de fase
 - Modulación por ancho de pulso (PWM sinusoidal)
 - Conmutación bipolar
 - Conmutación unipolar

- **Alimentación de entrada en continua**
 - Tensión
 - Corriente

4.4.- PARÁMETROS DE RENDIMIENTO

Cuando queremos evaluar la calidad de un inversor, el principal aspecto que debemos observar es la composición armónica de su tensión de salida, ya que la presencia de armónicos origina un grave problema en la respuesta de los inversores. Por tanto, se definen unos factores de calidad que miden el efecto de estos en la respuesta final.

- **Factor armónico del n-ésimo armónico (HF_n)**

Este factor representa la medida de la contribución de un armónico concreto a la componente fundamental (que es la que aprovecha el dispositivo).

$$HF_n = \frac{V_{0n}}{V_{01}}$$

Siendo:

V_{0n} → Valor eficaz del armónico “n” de V₀.

V₀₁ → Valor eficaz del armónico fundamental de V₀.

- **Distorsión armónica (THD)**

Mide el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada componente de manera independiente.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{0n}^2}}{V_{01}} = \frac{\sqrt{V_0^2 - V_{01}^2}}{V_{01}}$$

En el caso de emplear un filtro en la salida de los inversores, los armónicos de mayor orden se atenúan de forma más eficaz. Por tanto, si se conocen la frecuencia y la magnitud de cada componente, se podrá diseñar el filtro más adecuado para eliminar las componentes armónicas.

- **Armónico de orden más bajo (LOH)**

El LOH es el armónico que dispone de una frecuencia más próxima a la del fundamental, siendo su amplitud mayor o igual al 3% de la componente fundamental.

4.5.- CONVERTIDOR CC/CA DE MEDIO PUENTE

El inversor de medio puente es el ejemplo más sencillo para explicar el principio de funcionamiento de los convertidores CC/CA. A continuación, se muestra una imagen en la que se puede ver su topología, acompañada de unas gráficas en las que se representan sus respectivas formas de onda.

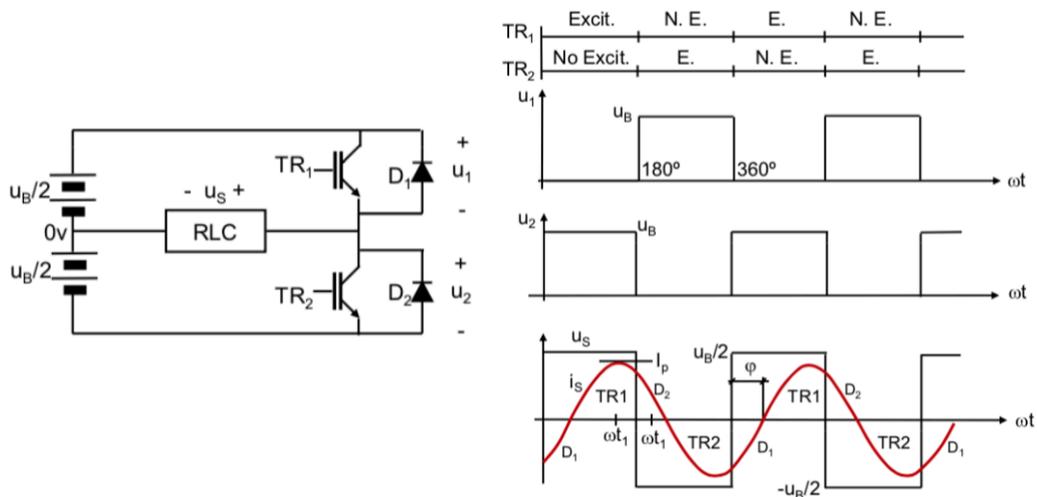


Figura 4.3. Convertidor CC/CA de medio puente y formas de onda.

El funcionamiento del convertidor CC/CA de medio puente, consiste en activar de manera alternativa los interruptores TR_1 y TR_2 durante la mitad del periodo cada uno. Con el objetivo de evitar que se produzca un cortocircuito en la fuente de entrada, el sistema de control del inversor debe impedir que TR_1 y TR_2 se activen de forma simultanea.

- Cuando se activa TR_1 , la tensión en la carga será: $u_s = \frac{u_B}{2}$
- Cuando se activa TR_2 , la tensión en la carga será: $u_s = -\frac{u_B}{2}$

Como el encendido y apagado de los interruptores TR_1 y TR_2 debe ser rápido, los semiconductores empleados también deberán serlo, por ello se emplearán transistores MOSFET de potencia o transistores IGBT con diodos en antiparalelo. Los diodos sólo actuarán en el caso de que la carga sea inductiva, con el objetivo de proporcionar un camino de conducción a la corriente después de que se produzca la apertura del polo y hasta que esta se haga cero.

La presencia del diodo junto al transistor proporciona al polo un carácter bidireccional en lo que a corriente se refiere, de manera que cuando el diodo

conduce, la energía va desde la carga a la fuente funcionando como rectificador, pero cuando conduce el transistor, la energía va desde la fuente a la carga, funcionando ahora como inversor.

Si nos fijamos en las gráficas anteriores, podemos observar las formas de onda de la tensión y de la corriente a su paso por la carga. Cuando se cierra el interruptor TR_1 , la tensión en la carga u_s aumenta su valor de manera instantánea hasta $\frac{u_b}{2}$ pero como la corriente en ese instante tiene un valor negativo deja de circular por el interruptor TR_2 (que se acaba de apagar) y empieza a hacerlo por el diodo D_1 hasta hacerse cero. A partir de ese momento la corriente circulará por TR_1 durante el tiempo que el polo 1 se encuentre activo.

Las principales características del inversor de medio puente son:

- Amplitud: $\frac{u_b}{2}$ que corresponde a la tensión de cada fuente de alimentación de continua.
- Frecuencia: $\frac{1}{T}$ que será la frecuencia de conmutación de los polos.
- Tensión máxima que deben soportar los interruptores de potencia: u_B más las sobretensiones originadas por los circuitos parásitos.
- Tensión máxima en la carga: $\frac{u_b}{2}$, lo que implica que en el caso de igualdad de potencia las corrientes serán mayores que en el puente completo.
- La topología del inversor de medio puente es adecuada para una tensión alta en la batería y una potencia media en la carga.

4.6.- CONVERTIDOR CC/CA PUSH-PULL

La configuración Push-Pull está constituida por dos interruptores controlados y un transformador con toma media en el primario, cuyo objetivo es obtener una onda cuadrada de alterna.

Su funcionamiento es similar al del medio puente, ya que los interruptores se hacen conmutar mediante señales de control complementarias. Cuando se cierra IN_2 , se aplica una tensión al semidevanado inferior del primario del

transformador, dando lugar a una tensión de salida positiva. Pero cuando se abre IN_2 y se cierra IN_1 la situación se invierte, de manera que la tensión se aplica al semidevanado superior dando lugar a una tensión de salida negativa.

Mientras IN_1 se encuentra cerrado, el interruptor IN_2 soporta el doble de la tensión de entrada $2u_B$, debido a que las tensiones de los dos semidevanados del primario se suman.

A continuación, se muestra una imagen en la que se muestra la topología del inversor junto con sus respectivas formas de onda.

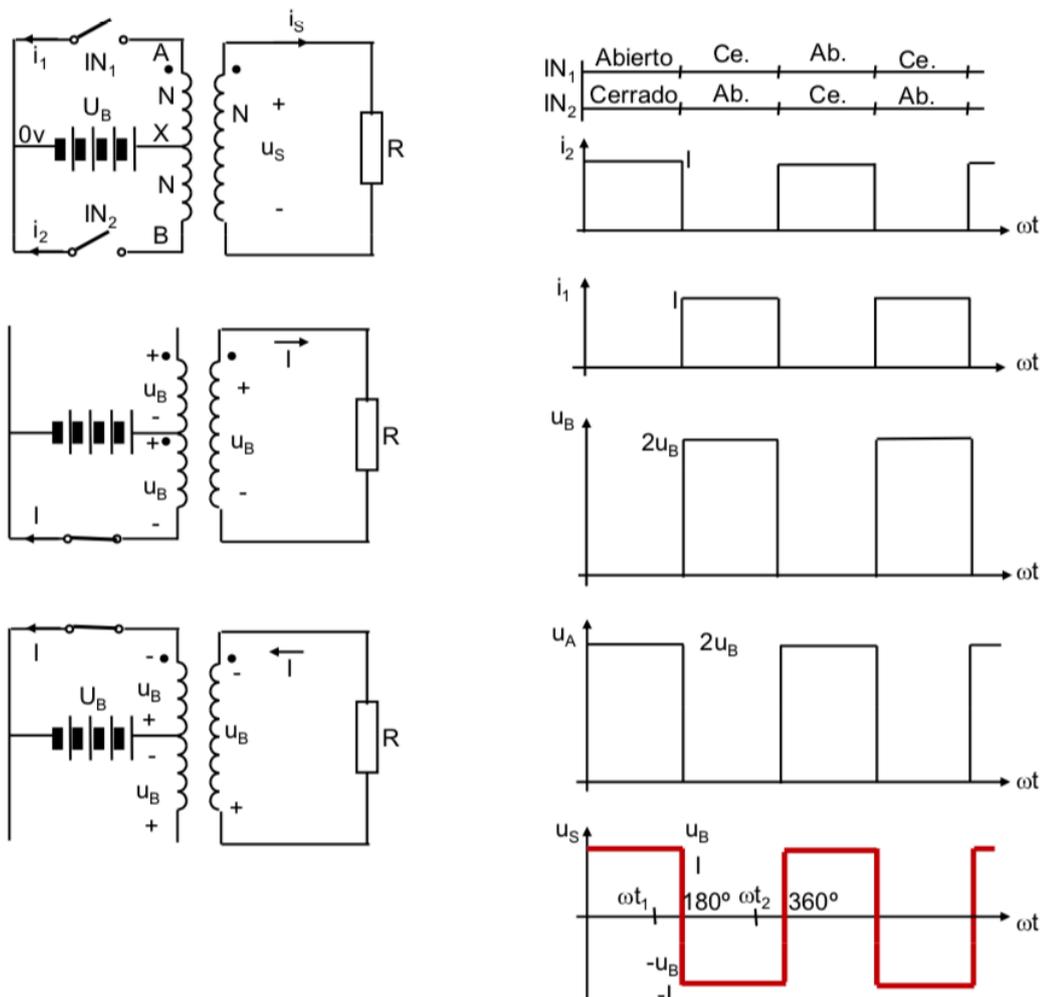


Figura 4.4. Convertidor CC/CA Push-Pull y formas de onda.

Las principales características del inversor Push-Pull son las siguientes:

- La tensión máxima que soportan los interruptores es el doble de la tensión de alimentación: $2u_B$.

- La tensión máxima en la carga es u_B .
- Como la señal de salida es una onda cuadrada, el contenido armónico es muy grande.
- El transformador de toma media tiene un factor de utilización bajo en el primario lo que origina una disminución del rendimiento de los circuitos prácticos. Por ello, no se recomienda emplear esta topología para potencias superiores a 10KVA.
- Como solo dispone de dos interruptores de potencia y ambos se encuentran referidos a masa su control es sencillo.

4.7.- CONVERTIDOR CC/CA DE PUENTE COMPLETO

El convertidor CC/CA de puente completo, está constituido por cuatro interruptores agrupados en 2 ramas. Una primera formada por los interruptores T_1 y T_3 y otra segunda rama por T_2 y T_4 . Cada interruptor lleva conectado un diodo en antiparalelo.

Como ahora el convertidor dispone de cuatro interruptores, el número de combinaciones posibles será mayor que en un inversor de medio puente, lo que le confiere mayores posibilidades de control. Si despreciamos aquellas combinaciones en las que la carga quedaría desconectada, así como aquellas que originan cortocircuitos de rama, disponemos de 4 combinaciones posibles. Dependiendo de los polos que se encuentren activados se pueden obtener las siguientes tensiones de salida:

INTERRUPTORES CERRADOS	TENSIÓN DE SALIDA U_s
T_1 y T_4	$+U_B$
T_2 y T_3	$-U_B$
T_1 y T_2	0
T_3 y T_4	0

Evidentemente los dos polos de una misma rama (T_1 y T_3) y (T_2 y T_4) no se pueden cerrar de manera simultanea.

A continuación, se muestra una imagen en la que se muestra la estructura del inversor junto con sus respectivas formas de onda.

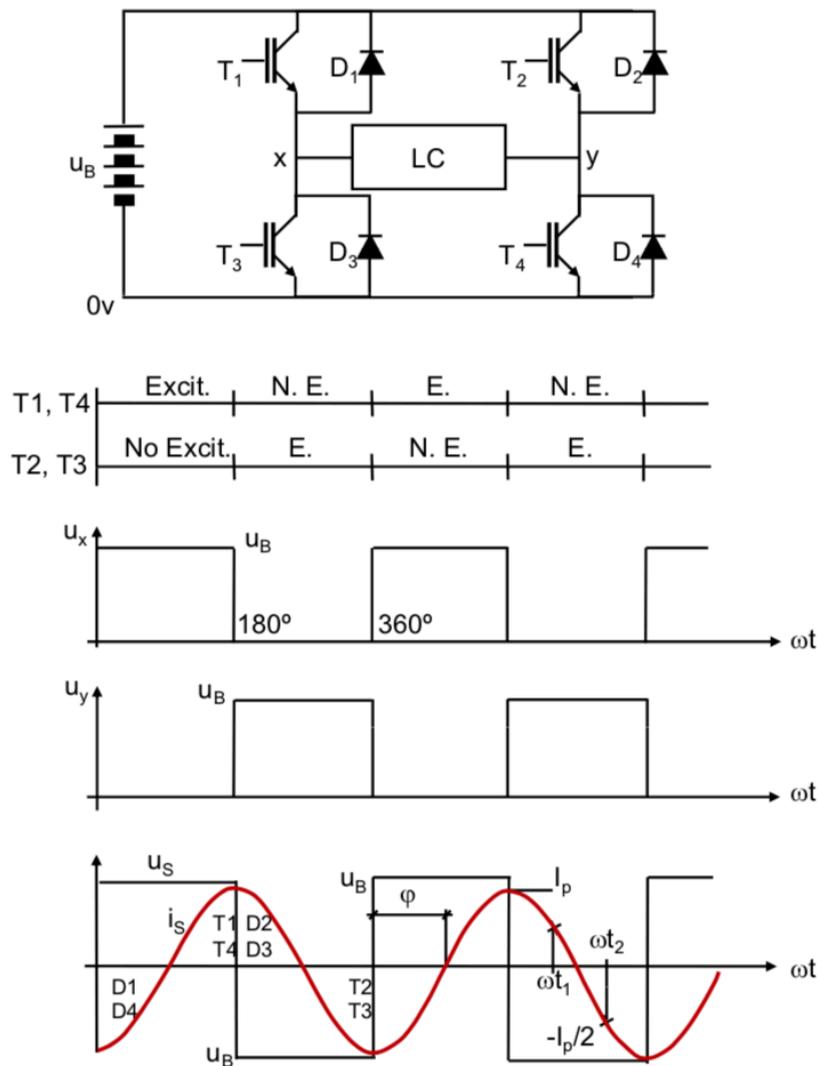


Figura 4.5. Convertidor CC/CA de puente completo y formas de onda.

Las principales características del convertidor CC/CA de puente completo son:

- Tensión máxima en la carga: u_B , por tanto, en el caso de igualdad de potencia las corrientes son menores que en el medio puente.
- Tensión máxima que deben soportar los interruptores de potencia: u_B más las sobretensiones originadas por los circuitos parásitos.
- Su topología es adecuada para una tensión alta en la batería y una potencia alta en la carga.
- Dispone del doble número de interruptores de potencia que el inversor de medio puente y que el Push-Pull.

4.8.- ESTRATEGIAS DE CONTROL

Para generar la tensión alterna de salida pueden emplearse diferentes estrategias de activación de los polos:

- Onda cuadrada
- PWM sinusoidal

4.8.1.- ONDA CUADRADA

Esta estrategia de control se basa en activar cada interruptor una sola vez en cada periodo de la tensión de salida, de manera que la frecuencia de conmutación de los interruptores será la que determine la frecuencia de la tensión de salida.

Para llevar a cabo el control del valor eficaz de la tensión de salida, se puede realizar de dos maneras:

- Control por variación de continua
- Control por desplazamiento de fase

4.8.1.1.- Control por variación de continua

Consiste en hacer conmutar alternativamente cada par de interruptores cruzados, de manera que se mantengan activos durante 180° sin solapamiento, obteniendo como resultado una tensión de salida alterna con forma de onda cuadrada.

La forma de onda de la corriente por la carga dependerá de la composición de la carga. Así si la carga es resistiva pura, la forma de onda de la corriente se corresponde con la forma de onda de la tensión de salida, siendo esta una onda cuadrada. Sin embargo, si la carga cuenta con una componente inductiva se produce un filtrado de los armónicos más altos, adoptando la corriente una forma de onda de apariencia sinusoidal.

A continuación, se muestra una imagen en la que se puede observar las formas de onda de la tensión y la corriente de salida de un inversor de onda cuadrada cuando tiene conectada una carga R-L.

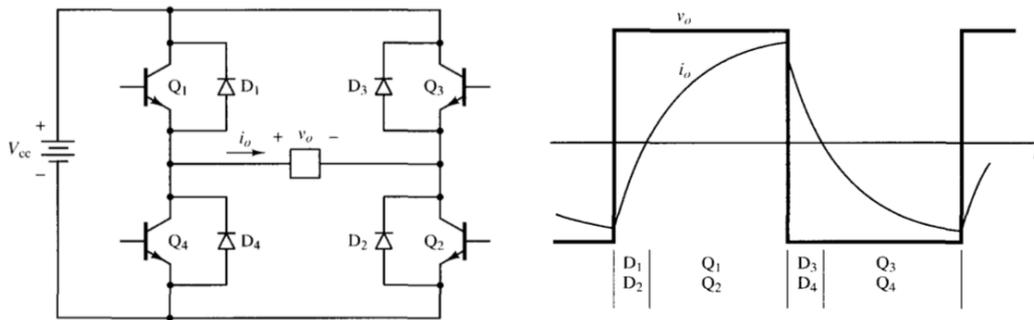


Figura 4.6. Formas de onda de un inversor de onda cuadrada con carga R-L.

Con esta estrategia de control, la única forma de controlar el valor eficaz de la tensión de salida es actuar sobre la tensión continua de entrada, modificando su valor.

En cuanto a la composición armónica de la tensión de salida se analiza mediante el método de las series de Fourier, de manera que para el caso de una onda cuadrada de salida las series de Fourier sólo contienen los armónicos impares puede expresarse como:

$$v_0(t) = \sum_{\substack{n=1 \\ n=\text{impar}}}^{\infty} \frac{4V_{cc}}{n\pi} \text{sen}(n \omega t)$$

Siendo $\omega = 2\pi f$, con $f =$ frecuencia de conmutación de polos

El armónico fundamental de la tensión de salida tendrá un valor de:

$$v_{01}(t) = \frac{4V_{cc}}{\pi} \text{sen}(\omega t)$$

Si tenemos una carga R-L, podemos calcular la amplitud de cada armónico de corriente mediante los armónicos de tensión:

$$I_{0n} = \frac{V_{0n}}{Z_n} = \frac{\frac{4V_{cc}}{n\pi}}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}$$

4.8.1.2.- Control por desplazamiento de fase

La estrategia de control con desplazamiento de fase consiste en modificar el ángulo de desfase, con el objetivo de obtener intervalos en los que los dos interruptores de la parte superior (S_1 y S_2) o los dos de la parte inferior (S_3 y S_4) permanezcan cerrados para obtener una tensión de salida con intervalos de valor cero.

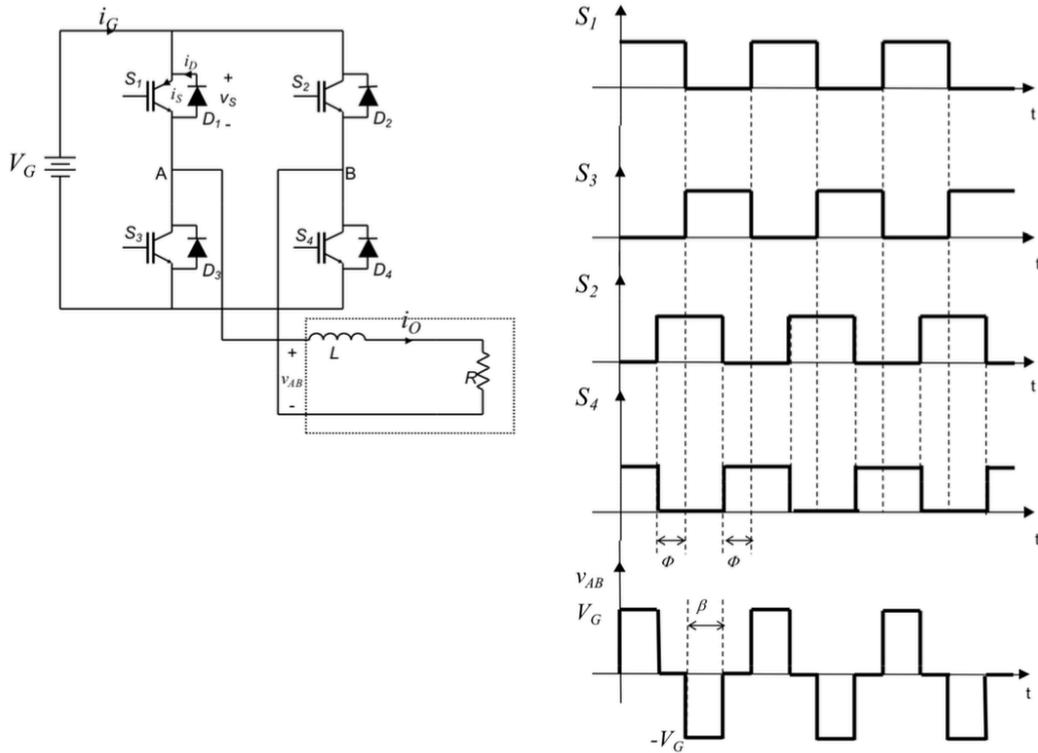


Figura 4.7. Inversor controlado por desplazamiento de fase.

El interruptor S_3 es complementario de S_1 y el interruptor S_4 es complementario de S_2 . Dependiendo de los interruptores que se encuentren activados se obtienen las siguientes tensiones de salida:

INTERRUPTORES CERRADOS	TENSIÓN DE SALIDA V_{AB}
S_1 y S_4	$+V_G$
S_2 y S_3	$-V_G$
S_1 y S_2	0
S_3 y S_4	0

Si observamos los polos superiores, el polo S_2 se activa $(180^\circ - \Phi)$ después del polo S_1 . Entonces, si controlamos el ángulo de desplazamiento Φ se puede

modificar el valor eficaz del fundamental de la tensión de salida mediante la siguiente ecuación:

$$V_{01} = \frac{4V_{CC}}{\sqrt{2}\pi} \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)$$

La composición armónica de la tensión de salida depende del ángulo de control Φ y puede calcularse a través de la siguiente ecuación:

$$V_{0n} = \frac{4V_{CC}}{n\sqrt{2}\pi} \cos\left(\frac{n\Phi}{2}\right)$$

A continuación, se muestra una imagen en la que se puede ver el valor eficaz del fundamental y los primeros armónicos de la tensión de salida en función del ángulo de desplazamiento Φ .

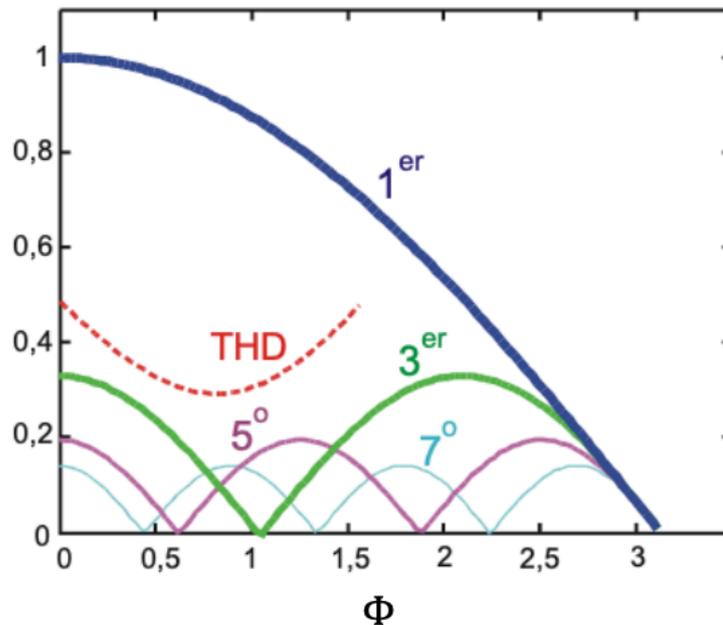


Figura 4.8. Armónicos normalizados de V_0 .

Las ventajas que proporciona esta estrategia de control son:

- Como la forma de onda que se obtiene se aproxima más a una senoide, el control con desplazamiento de fase consigue que el contenido armónico de la tensión de salida sea menor.
- Se puede modificar la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida mediante el ángulo de desfase Φ entre las señales de control de ambas ramas.

4.8.2.- PWM SINUSOIDAL

La modulación por anchura de impulsos PWM (Pulse Width Modulation) proporciona un método de control con el que se puede reducir el contenido de armónicos a la salida del inversor.

Cuando se analiza la señal a la salida del inversor controlado mediante modulación PWM sin aplicar ningún tipo de filtro, el factor de distorsión armónica total THD es relativamente grande, pero como ahora los armónicos aparecen a frecuencias mucho más altas que la del fundamental, su filtrado se puede llevar a cabo con más facilidad.

La modulación PWM ofrece una serie de ventajas e inconvenientes:

- **Ventajas:**
 - Emplea filtros más simples y baratos para reducir el contenido de armónicos.
 - Es capaz de controlar fácilmente el valor de la amplitud de salida.
- **Inconvenientes:**
 - Los circuitos de conmutación de los interruptores presentan una estructura más compleja.
 - Como la frecuencia de conmutación es más alta, las pérdidas que se originan en los semiconductores son mayores.

Mediante la estrategia de control PWM sinusoidal se puede controlar tanto la frecuencia de salida como el valor eficaz del fundamental.

Para controlar los interruptores mediante PWM, es necesario una señal sinusoidal de referencia de la frecuencia de la tensión alterna que se quiere generar llamada señal de control o moduladora, y una señal triangular de alta frecuencia denominada señal portadora. Entonces, a partir de la comparación entre la señal portadora y la moduladora se genera la señal de activación de los interruptores.

La frecuencia de conmutación de los interruptores será la frecuencia de la señal portadora, mientras que la frecuencia del armónico fundamental será la frecuencia de la señal moduladora.

A continuación, se muestra una imagen en la que se puede observar la modulación de una onda senoidal, generando en la salida una tensión con la misma frecuencia que la de la onda triangular.

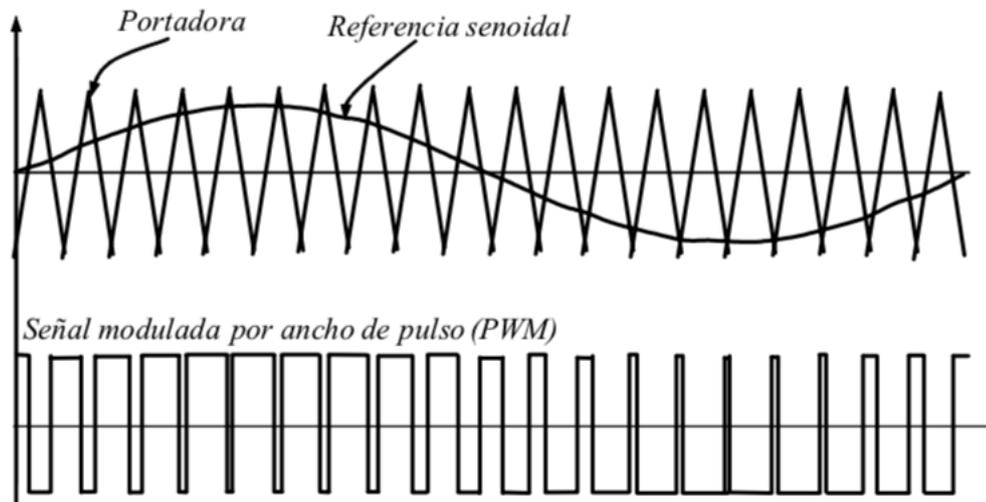


Figura 4.9. Generación de una señal PWM.

Se definen dos índices de modulación dependiendo de la relación entre las amplitudes y las frecuencias de las señales portadora y moduladora.

- **Índice de modulación de amplitud:** se define como la relación entre la amplitud de la señal portadora y la moduladora y determina la amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida.

$$m_a = \frac{\text{Amplitud moduladora (senoidal)}}{\text{Amplitud portadora (triangular)}}$$

Si $m_a \leq 1$, la amplitud del fundamental de la tensión de salida es linealmente proporcional a m_a .

$$V_{01} = m_a \cdot V_{CC}$$

Si $m_a \geq 1$, la amplitud del fundamental de la tensión de salida aumenta al incrementarse el valor de m_a , pero de forma no lineal.

- **Índice de modulación de frecuencia:** se define como la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la moduladora y determina el orden de los armónicos más bajos de la tensión de salida.

$$m_f = \frac{\text{Frecuencia portadora (triangular)}}{\text{Frecuencia moduladora (senoidal)}}$$

El control mediante PWM se puede llevar a cabo de dos maneras:

- Conmutación bipolar.
- Conmutación unipolar.

4.8.2.1.- Conmutación bipolar

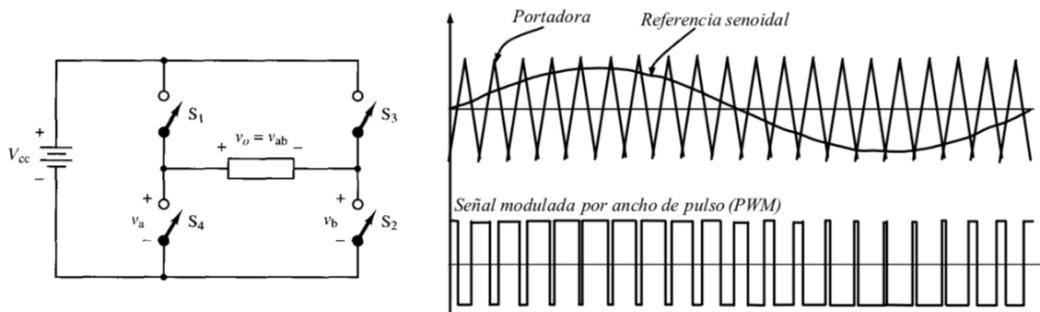


Figura 4.10. PWM sinusoidal con conmutación bipolar.

La activación de los interruptores se lleva a cabo por parejas, de manera que S_1 y S_2 se activan siempre que la señal moduladora es mayor que la portadora triangular y S_3 y S_4 se activan siempre que la señal moduladora es menor que la portadora.

INTERRUPTORES ACTIVOS	TENSIÓN DE SALIDA V_o
S_1 y $S_2 \rightarrow V_{seno} > V_{triangular}$	$+V_{cc}$
S_3 y $S_4 \rightarrow V_{seno} < V_{triangular}$	$-V_{cc}$

A continuación, se muestra el espectro de frecuencia normalizado de la tensión de salida para la conmutación bipolar con $m_a=1$. Las amplitudes de los armónicos son función de m_a , y cuanto mayor sea m_f los primeros armónicos estarán más alejados del fundamental y serán más fáciles de filtrar.

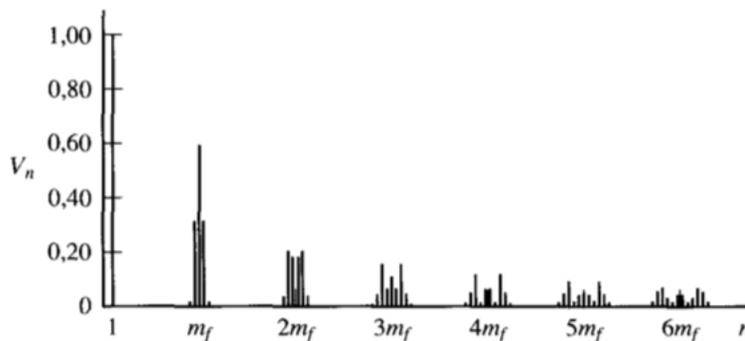


Figura 4.11. Armónicos normalizados para PWM bipolar con $m_a=1$.

4.8.2.2.- Conmutación unipolar

La principal diferencia entre la conmutación unipolar y la conmutación bipolar es que cada rama del inversor se controla de manera independiente, de manera que los interruptores que componen dichas ramas no conmutan en cruz.

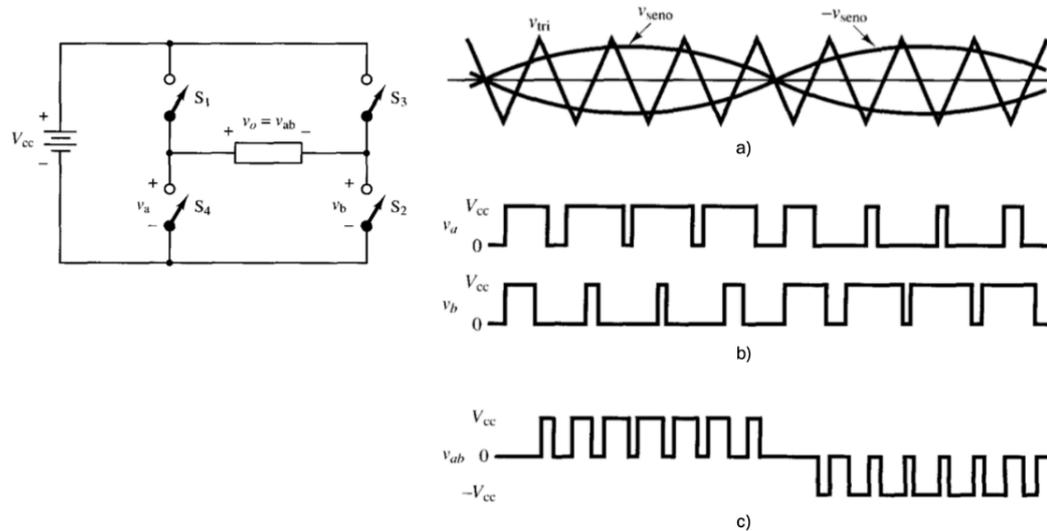


Figura 4.12. PWM sinusoidal con conmutación unipolar. a) señales moduladora y portadora, b) tensiones V_a y V_b del puente, c) tensión de salida.

Ahora los interruptores S_1 y S_3 utilizan referencias PWM distintas para controlar la conmutación, por lo tanto, son necesarias dos señales de control desfasadas 180° , que serán senoidales y su frecuencia será la del armónico fundamental de salida.

El control de los interruptores mediante conmutación unipolar se lleva a cabo de la siguiente manera:

INTERRUPTOR ACTIVO	CONDICIÓN
S_1	$V_{seno} > V_{tri}$
S_2	$-V_{seno} < V_{tri}$
S_3	$-V_{seno} > V_{tri}$
S_4	$V_{seno} < V_{tri}$

Podemos observar que los interruptores S_1 y S_4 son complementarios entre si, igual que sucede con S_2 y S_3 . Por tanto, cuando un interruptor de uno de los pares se encuentra cerrado el otro estará abierto.

Las tensiones V_a y V_b toman valores que oscilan entre $+V_{cc}$ y 0. Entonces, los valores que toma la tensión de salida serán $V_0 = V_{ab} = V_a - V_b$ y por tanto distintos en cada semiciclo, como puede observarse en la figura 4.12 c). En el primer semiciclo V_0 conmuta entre $+V_{cc}$ y 0, y en el segundo semiciclo lo hace entre 0 y $-V_{cc}$.

La principal ventaja que proporciona la conmutación unipolar es que la tensión de salida está formada por pulsos cuya frecuencia es el doble de la frecuencia de conmutación de los polos.

En cuanto a la composición espectral, alguno de los armónicos que aparecían en la conmutación bipolar ahora están ausentes. Los armónicos comienzan aproximadamente en $2mf$, y se elige un mf entero y par. Esto representa la ventaja de doblar la frecuencia de los pulsos de la tensión de salida, ya que los armónicos más bajos se encuentran alrededor del doble de la frecuencia de conmutación de los polos.

A continuación, se muestra el espectro de frecuencia normalizado de la tensión de salida para la conmutación unipolar con $m_a=1$.

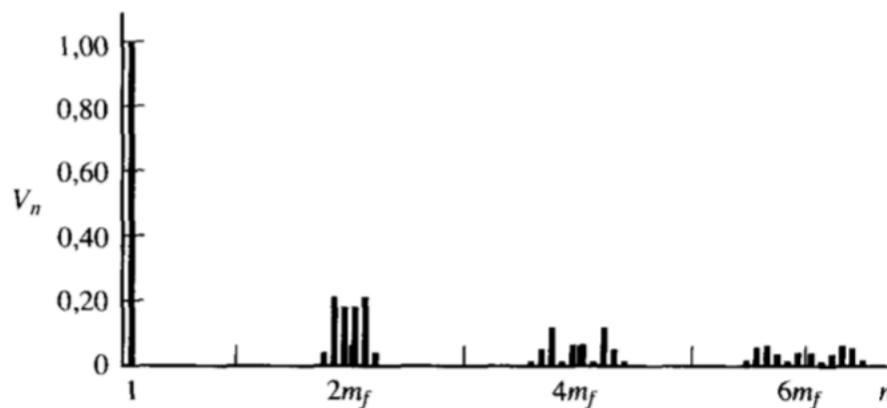


Figura 4.13. Armónicos normalizados para PWM unipolar con $m_a=1$.

4.9.- INVERSOR TRIFÁSICO

El inversor trifásico se emplea en aplicaciones de mayor potencia, principalmente en el control de velocidad de los motores de inducción variando la frecuencia de salida. Está constituido por tres ramas de dos polos, una por cada fase, denominado configuración en puente. A continuación, se muestra una imagen en la que se puede ver la topología del inversor trifásico en puente completo.

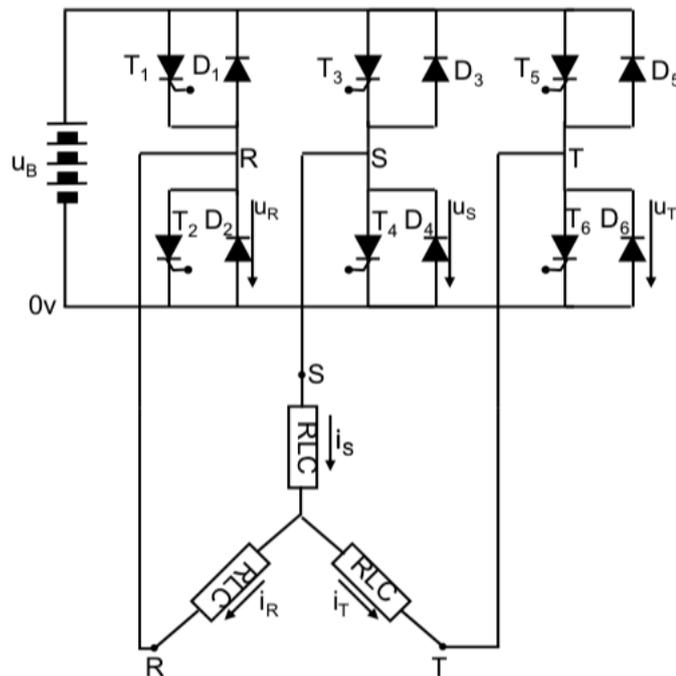


Figura 4.14. Inversor trifásico.

En los inversores trifásicos también se emplean dos estrategias de control para generar la tensión alterna de salida, siendo estas las mismas que en los inversores monofásicos.

- Onda cuadrada
- PWM sinusoidal

4.9.1.- ONDA CUADRADA

Los tres interruptores superiores T_1 , T_3 y T_5 , se activan con un desfase de 120° entre sí, mientras que los interruptores inferiores T_4 , T_6 y T_2 se activan de forma complementaria al interruptor superior de su rama. Igual que sucede en el inversor monofásico, estos pares de interruptores deben controlarse de manera que no se encuentren cerrados al mismo tiempo para evitar que se produzca un cortocircuito.

El orden de activación de los interruptores es el que se muestra en la figura 4.14, activándose cada 60° , de manera que cada interruptor tiene un ciclo de trabajo del 50%, es decir, está activo durante 180° . Como resultado se obtiene una tensión fase-fase generada de valor u_B con un pulso por semiperiodo de 120° .

A diferencia de los inversores monofásicos, en los inversores trifásicos no es posible aplicar la estrategia de control de onda cuadrada por desplazamiento de fase. Además, la única forma de modificar el valor de la tensión de salida es actuar sobre el valor de la tensión de alimentación de la fuente de continua.

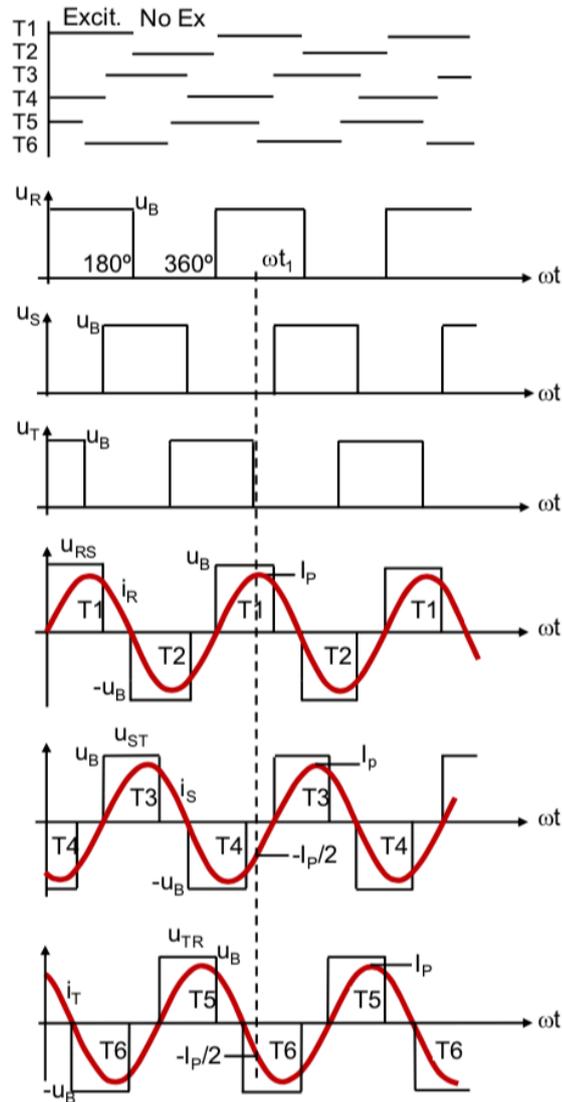


Figura 4.15. Inversor trifásico de onda cuadrada.

En la composición armónica del inversor trifásico de onda cuadrada nos encontramos con que el tercer armónico y los armónicos pares no existen, de modo que sólo los armónicos de orden $6n \pm 1$ son distintos de 0, y sus valores eficaces se pueden calcular con la siguiente expresión:

$$V_{FFh(RMS)} = \frac{0,78}{h} \cdot U_B \quad \text{donde } \begin{cases} h = |6n \pm 1| \\ n = 1, 2, 3 \dots \end{cases}$$

A continuación, se muestra el espectro de frecuencia de la tensión de salida para un inversor trifásico de onda cuadrada.

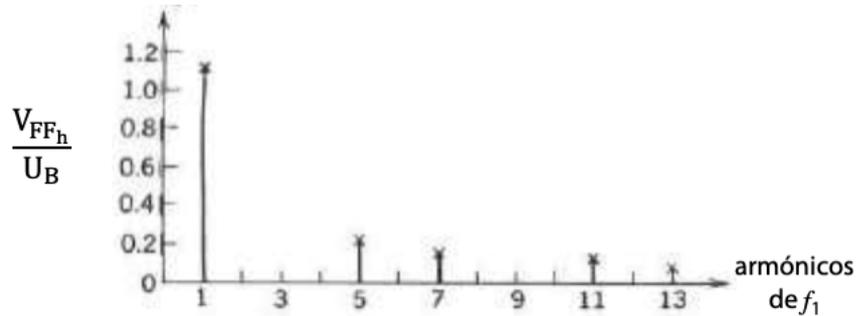


Figura 4.16. Armónicos de un inversor trifásico de onda cuadrada.

4.9.2.- PWM SINUSOIDAL

La conmutación PWM en un inversor trifásico es prácticamente igual que en un inversor monofásico. El control de cada interruptor se lleva a cabo comparando una onda sinusoidal de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia de salida es igual que la de la onda sinusoidal de referencia, mientras que la amplitud de salida se encuentra determinada por la relación entre las amplitudes de las ondas de referencia y portadora.

En la estrategia de control PWM sinusoidal, los interruptores también están controlados por parejas (T_1, T_4), (T_3, T_6) y (T_5, T_2) de manera que cuando uno de los interruptores está cerrado el otro permanece abierto, y como el estado de cada interruptor depende de la comparación de la onda sinusoidal de referencia y la portadora, los interruptores conducen cuando:

INTERRUPTOR ACTIVO	CONDICIÓN
T_1	$V_{control A} > V_{tri}$
T_2	$V_{control C} > V_{tri}$
T_3	$V_{control B} > V_{tri}$
T_4	$V_{control A} < V_{tri}$
T_5	$V_{control C} < V_{tri}$
T_6	$V_{control B} < V_{tri}$

Para cada pareja de interruptores hay una onda sinusoidal de referencia, de modo que las tres ondas se encuentran desfasadas 120° para generar una salida trifásica equilibrada, como se muestra en la siguiente imagen.

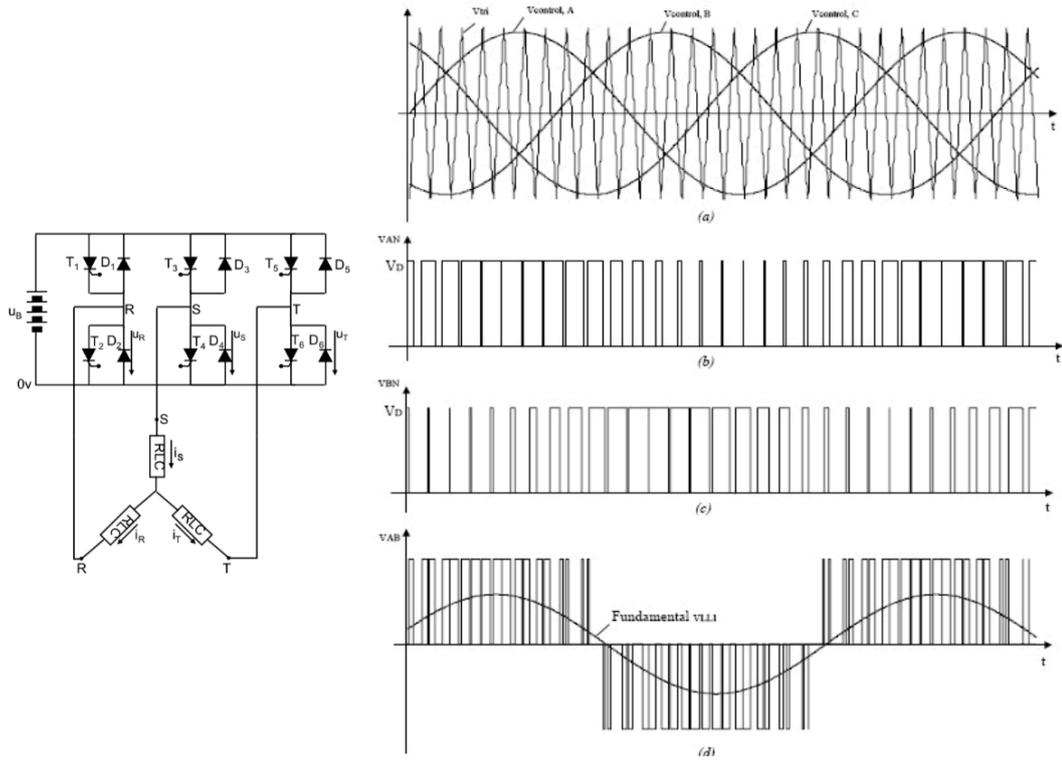


Figura 4.17. Inversor trifásico con PWM sinusoidal.

En cuanto a la composición armónica de la tensión de salida, los primeros armónicos se sitúan alrededor de m_f , pero se minimizarán si se elige una frecuencia portadora igual a un múltiplo impar de tres veces la frecuencia de referencia.

A continuación, se muestra el espectro de frecuencia de la tensión de salida para un inversor trifásico con conmutación PWM, con $m_f=15$ y $m_a=0,8$.

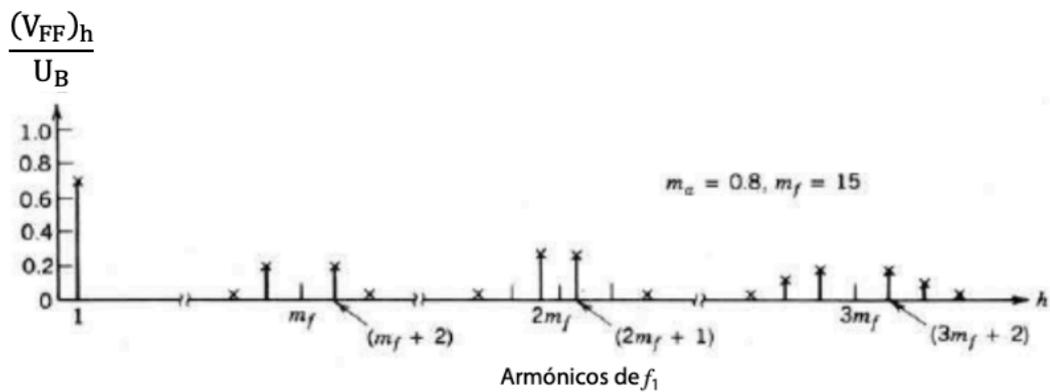


Figura 4.18. Armónicos de un inversor trifásico con PWM sinusoidal.

5.- SIMSCAPE ELECTRICAL DE SIMULINK

5.1.- MATLAB

Matlab (abreviatura de **MAT**rix in **LAB**oratory, “laboratorio de matrices”) es un programa informático de cálculo técnico de altas prestaciones, diseñado para realizar cálculos numéricos con matrices y vectores, pudiendo trabajar tanto con números reales como con complejos.

La principal ventaja que presenta Matlab es la capacidad para expresar los problemas y las soluciones tal y como se escriben matemáticamente, sin la necesidad de emplear la programación tradicional, lo que le convierte en un software fácil de usar.

A nivel industrial, Matlab se emplea para resolver problemas prácticos de ingeniería y matemáticas, centrándose en el desarrollo de aplicaciones de control y en el procesamiento de señales.

A su vez, Matlab también dispone de un entorno de programación visual de simulación, que es Simulink.

La versión utilizada para la realización de este trabajo ha sido Matlab R2018b.

5.2.- SIMULINK

Simulink es un programa desarrollado para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. Como está integrado en MATLAB, puede acceder a una gran variedad de herramientas capaces de desarrollar algoritmos, diseñar y analizar modelos, así como visualizar simulaciones, lo que supone una gran ventaja para la teoría de control a la hora de llevar a cabo la regulación de sistemas reales.

Está constituido por numerosas librerías que contienen bloques operacionales personalizables agrupados de acuerdo con la función que desempeñan, de manera que el usuario puede acceder a ellos de manera intuitiva, siendo esta la característica que dota al programa de una mayor eficiencia y dinamismo, ya que permite reducir los tiempos de construcción del modelo.

Los modelos que podemos crear con Simulink se basan en la construcción de diagramas de bloques gráficos, lo que le convierte en una herramienta ideal para diseñar sistemas de control.

El proceso comienza con la construcción del modelo y termina con la simulación de este. Los modelos han de ser validados con el objetivo de aprobar su comportamiento como paso previo a su implementación real, siendo este el principal motivo por el que es necesario disponer de un buen software de simulación que permita obtener resultados de manera rápida y sencilla.

El proceso de validación del modelo consiste en realizar varias simulaciones durante un periodo de tiempo determinado, estableciendo condiciones de funcionamiento diferentes. Una vez que se obtienen los resultados se analiza si el comportamiento de las diferentes variables que son objeto de estudio se ajustan a lo esperado.

La principal ventaja que presenta Simulink frente a otros programas de simulación que podrían ser utilizados, es el disponer de un entorno interactivo y de un conjunto de librerías con bloques que pueden ser adaptados a las necesidades del usuario.

En la siguiente imagen, se muestran las diferentes bibliotecas de bloques que constituyen Simulink.

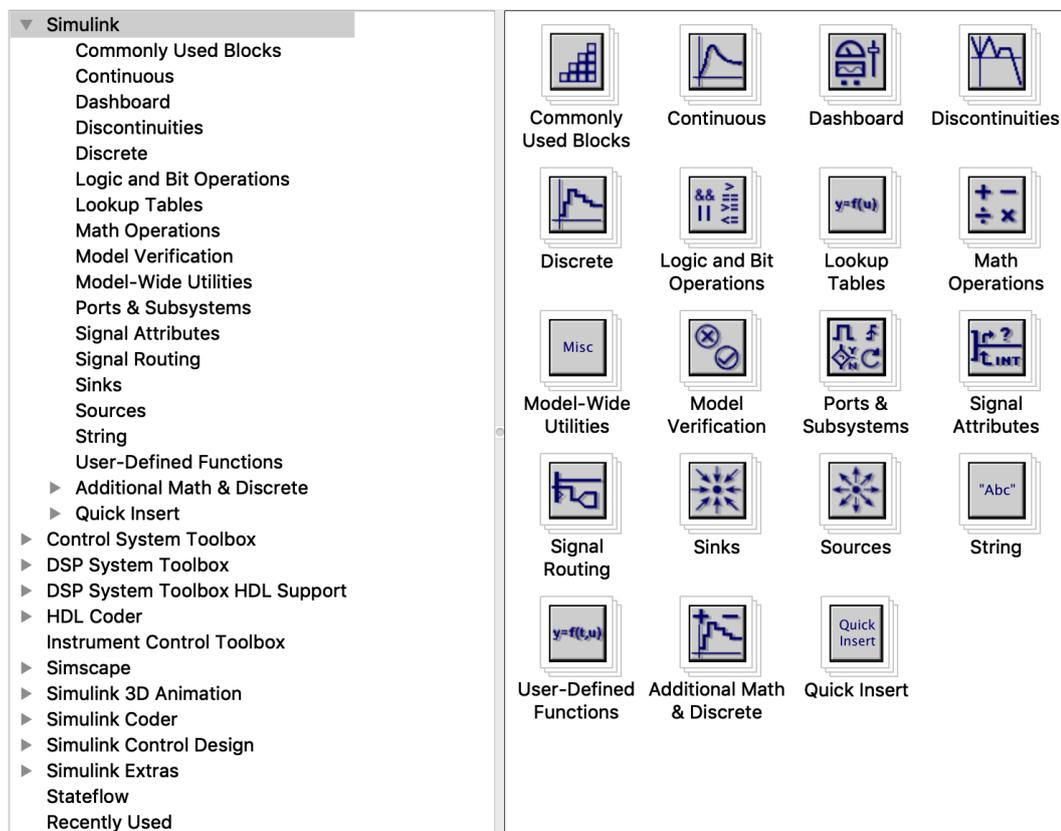


Figura 5.1. Bibliotecas de Simulink.

5.3.- SIMSCAPE ELECTRICAL

Simscape Electrical (conocido anteriormente como “SimPowerSystems”) proporciona a Simulink diversas librerías constituidas por bloques de componentes que permiten diseñar sistemas electrónicos, mecatrónicos, configuraciones de circuitos analógicos y sistemas de energía eléctrica monofásicos y multifásicos.

Dispone de una gran variedad de modelos de semiconductores y motores, así como actuadores y circuitos integrados con los que se puede desarrollar aplicaciones basadas en accionamientos electromecánicos. También cuenta con componentes para simular las modernas redes eléctricas inteligentes que integran sistemas de energía renovable.

A la hora de desarrollar sistemas de control, Simscape Electrical es una herramienta que sirve de gran ayuda, ya que es capaz de parametrizar sus modelos mediante variables y expresiones de Matlab, así como para sistemas eléctricos en Simulink.

El software Simscape, es capaz de incorporar sistemas mecánicos, hidráulicos y de otro tipo en el modelo mediante los componentes que ofrecen los productos Simscape. Además, puede trabajar con modelos desarrollados en entornos de simulación, incluidos los sistemas hardware en lazo (HIL), para lo que admite la generación de código C.

Tres bibliotecas principales constituyen Simscape Electrical, y gracias a ellas podemos modelar los sistemas físicos, así como implementar algoritmos de control dentro del entorno Simulink. Estas bibliotecas son las siguientes:

- Electronics and Mechatronics
- Power Systems
- Specialized Power Systems

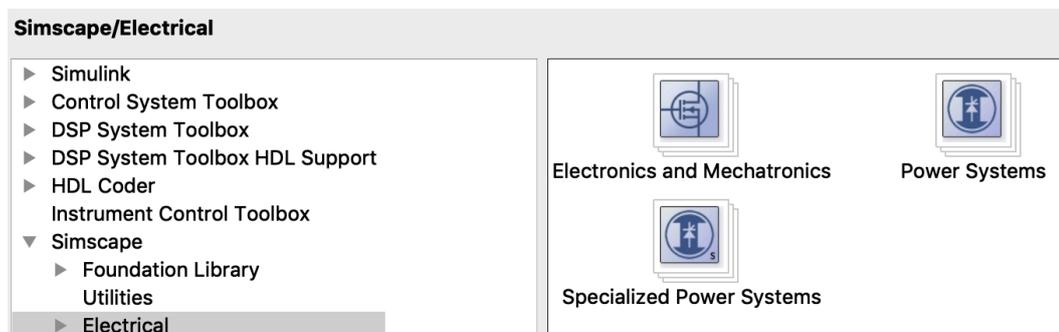


Figura 5.2. Bibliotecas principales del Simscape Electrical.

5.3.1.- Biblioteca Electronics and Mechatronics

La biblioteca Electronics and Mechatronics está constituida por modelos de bloques semiconductores y otros componentes mediante los cuales es posible desarrollar aplicaciones para realizar el control de redes inteligentes, sistemas de energía renovables o accionamientos electromecánicos, así como modelar y simular sistemas de energía electrónicos.

También se pueden emplear para analizar las diferentes arquitecturas de los circuitos analógicos o para diseñar aplicaciones de control de diferentes sistemas mecatrónicos con unidades eléctricas.

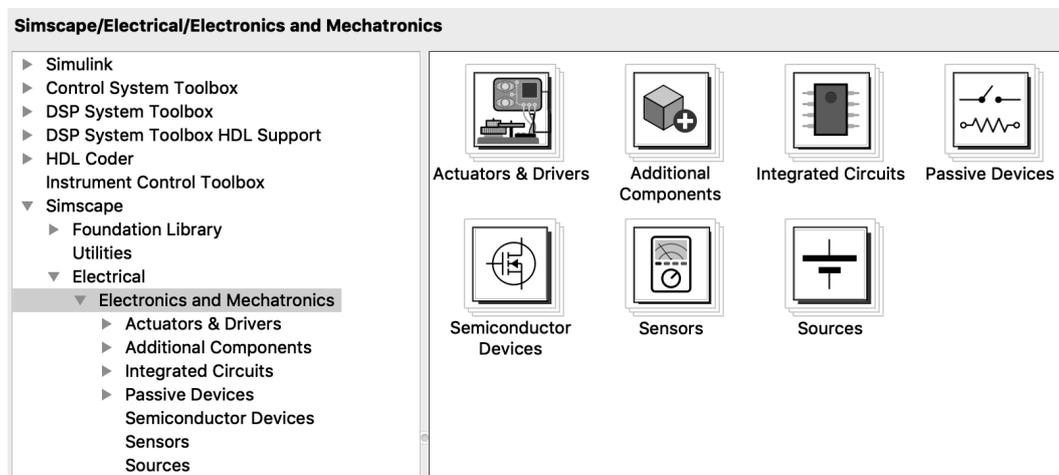


Figura 5.3. Bloques de la biblioteca Electronics and Mechatronics.

- **Bloque Actuators & Drivers:** contiene modelos de generación de energía, así como modelos de accionamiento electromecánico como motores de inducción, motores de corriente continua, motores de paso y motores síncronos de imán permanente.
- **Bloque Additional Components:** está formado por un bloque denominado SPICE-Compatible Components (componentes compatibles con SPICE).

El SPICE es un programa de simulación orientado a circuitos integrados, por tanto, este bloque nos permite convertir los componentes SPICE en bloques equivalentes de Simscape de la biblioteca Additional Components de manera automática. En él podemos encontrar elementos pasivos, semiconductores y fuentes de alimentación compatibles con SPICE.

- **Bloque Integrated Circuit:** está orientado al modelado de circuitos integrados y lo constituyen dos bloques.

El primer bloque contiene circuitos integrados como pueden ser los amplificadores operacionales, osciladores, comparadores y temporizadores, mientras que el segundo bloque dispone de puertas lógicas tales como CMOS AND, CMOS OR, CMOS NOR y CMOS NOT, para diseñar circuitos integrados.

- **Bloque Passive Devices:** con este bloque podemos realizar modelos con los que transmitir, transformar y consumir la energía. Dispone de elementos pasivos básicos como son las resistencias, inductancias y condensadores. También cuenta con modelos de transformadores de dos y tres devanados, con cables y líneas de transmisión, así como con fusibles de protección y disyuntores, además de interruptores monofásicos y trifásicos.
- **Bloque Semiconductor Devices:** aquí podemos encontrar semiconductores y convertidores con los que convertir y rectificar la electricidad, como diodos, transistores, tiristores, rectificadores o convertidores.
- **Bloque Sensors:** este bloque dispone de diferentes modelos de sensores, como pueden ser los sensores de potencia, fotodiodos, termistores, termopares o sensores de proximidad, con los que se pueden medir las diferentes señales.
- **Bloque Sources:** está constituido por varios modelos de fuentes de tensión y corriente monofásicas, así como baterías y células solares.

5.3.2.- Biblioteca Power Systems

La biblioteca Power Systems está constituida por modelos de componentes estándar y específicos de la industria, como bloques de máquinas trifásicas síncronas y asíncronas, conectores, semiconductores y otros componentes con los que es posible modelar y simular sistemas de energía mecatrónicos y eléctricos.

También se pueden emplear para estudiar la generación, conversión, transporte y consumos de la energía eléctrica por la red, ya que con las herramientas que nos proporciona la biblioteca se pueden dimensionar sus componentes, así como analizar la estabilidad de las redes.

Estos modelos proporcionan diversos parámetros de ajuste, de manera que sea el usuario el que determine su valor. En caso de no hacerlo, será el programa el que lo realice de manera automática.

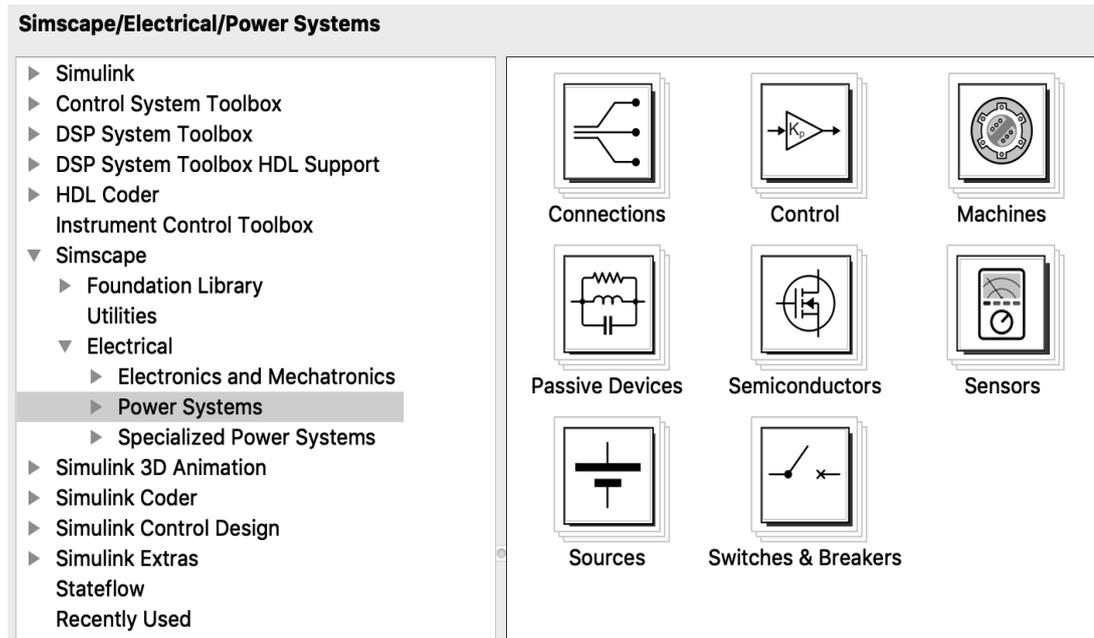


Figura 5.4. Bloques de la biblioteca Power Systems.

- **Bloque Connections:** dispone de bloques para la conexión a tierra, así como para combinar y separar distintas secuencias de fases.
- **Bloque Control:** está formado por bloques que permiten construir sistemas de control para redes de sistemas de energía electrónicos, mecatrónicos y eléctricos empleando controladores, modulación del ancho de pulso, y transformación matemática.
- **Bloque Machines:** dispone de actuadores, motores, generadores, máquinas de inercia y sistemas de medición, con los que podemos tanto generar energía como proporcionar accionamiento electromecánico.

- **Bloque Passive Devices:** este bloque está orientado a transformar, transportar y consumir la energía eléctrica tanto en sistemas monofásicos como trifásicos.

Cuenta con modelos de transformadores con diferentes conexiones (estrella, triangulo, zigzag), también incluye cables de alimentación AC, elementos pasivos como son las cargas RLC, líneas de transmisión trifásicas utilizando el modelo en PI y modelos con los que simular fallas en la red eléctrica.

- **Bloque Semiconductors:** en este bloque podemos encontrar semiconductores discretos como son los diodos, transistores y tiristores, así como dispositivos compuestos, como convertidores, inversores, rectificadores, choppers, o multiplexores de compuerta, que permiten construir diferentes sistemas electrónicos con los que realizar un tratamiento adecuado de la electricidad.
- **Bloque Sensors:** dispone de un sensor de corriente y de sensores de tensión de fase y línea, todos ellos trifásicos. También cuenta con un codificador de eje incremental que convierte la información sobre la posición angular de un eje en pulsos eléctricos, y un bloque denominado “resolver” que se utiliza para medir el ángulo de fase eléctrico de una señal eléctrica mediante acoplamiento electromagnético.
- **Bloque Sources:** contiene fuentes de corriente y de tensión trifásica, baterías y además incluye un supercondensador.
- **Bloque Switches & Breakers:** está constituido por interruptores y disyuntores monofásicos y trifásicos con los que podemos accionar y proteger los diferentes sistemas eléctricos, electrónicos y mecatrónicos.

5.3.3.- Biblioteca Specialiced Power Systems

La biblioteca Specialiced Power Systems, está constituida por bloques que emplean su propio dominio eléctrico. Contiene módulos de potencia como transformadores, máquinas síncronas, asíncronas y de corriente continua, fuentes de alimentación monofásicas y trifásicas, así como unidades eléctricas y de electrónica de potencia.

También podemos encontrar modelos de control, de generación y de medida de señal, con los que se pueden implementar diversos algoritmos para su aplicación en el campo de los sistemas de control de potencia.

En esta biblioteca se incluye el bloque Powergui con el que podemos realizar el análisis de los circuitos eléctricos en estado estacionario, con tiempo continuo o discreto.

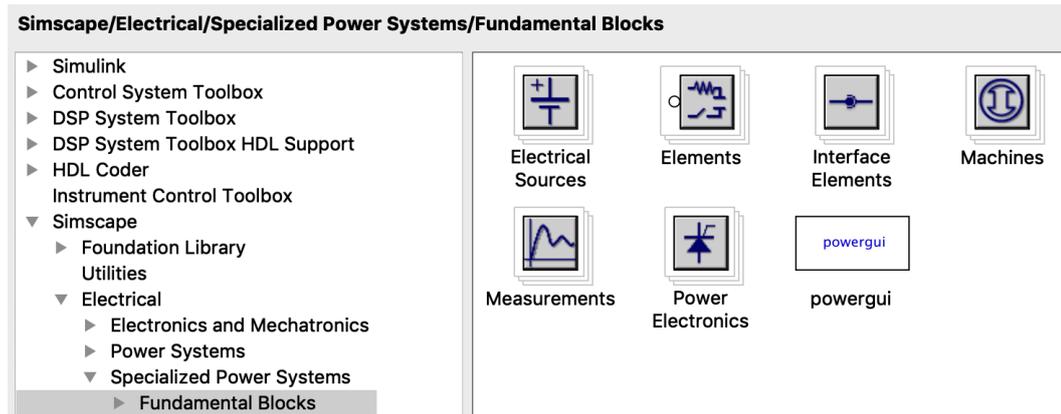


Figura 5.5. Bloques de la biblioteca Specialized Power Systems.

- **Electrical Sources:** está formado por fuentes ideales de corriente AC y voltaje AC, así como una fuente ideal de voltaje DC.

Dispone de una fuente de voltaje trifásica equilibrada con una impedancia RL y una fuente de tensión trifásica programable con la que se puede generar un voltaje sinusoidal con parámetros variables en el tiempo.

También cuenta con fuentes de corriente y tensión controladas que se encargan de convertir una señal de entrada de Simulink en una fuente de corriente o tensión equivalente

- **Elements:** este bloque está constituido por diferentes instrumentos para aplicarlos a la utilización de la energía eléctrica.

Por un lado, encontramos los interruptores automáticos monofásicos y trifásicos, en los que se puede efectuar el control de los tiempos de apertura y cierre desde un temporizador externo o por medio de una señal externa de Simulink.

Por otro lado, incluye diversos tipos de transformadores como son los transformadores lineales, los transformadores de cambio de fase conectados en zigzag en el devanado primario y una conexión configurable en el devanado secundario, o el bloque transformador de 12 terminales, constituido por tres transformadores monofásicos de dos devanados.

- **Interface Elements:** contiene cuatro bloques que conectan los sistemas eléctricos de Specialiced Power Systems con los circuitos eléctricos Simscape.

Dos de ellos actúan como una fuente de corriente en el lado Specialiced Power Systems y como una fuente de tensión en el lado de Simscape, y además uno de ellos está referido a las tierras eléctricas.

Por el contrario, los otros dos bloques actúan como una fuente de tensión en el lado Specialiced Power Systems y como una fuente de corriente en el lado Simscape, estando igualmente uno de ellos referido a las tierras eléctricas.

- **Machines:** este bloque está formado por varios modelos de máquinas síncronas y asíncronas trifásicas con diferentes tipos de rotor (rotor bobinado y jaula de ardilla simple o doble) que pueden trabajar en modo generador o en modo motor, así como por máquinas de corriente continua, tanto de imán permanente como de reluctancia variable.

Además, cuenta con dos bloques de componentes que permiten actuar sobre la máquina síncrona. Uno de ellos es un bloque de estabilizado del sistema de energía que se emplea para amortiguar las oscilaciones que se originan en el rotor de la máquina mediante el control de su excitación, y el otro bloque está constituido por distintos sistemas de excitación con regulador de tensión para aplicar la tensión requerida a la máquina.

- **Measurements:** dispone de un bloque con el que se puede medir el valor de la tensión entre dos nodos eléctricos, otro bloque para medir la corriente instantánea que circula por cualquier línea de conexión, y un bloque que mide la impedancia entre dos nodos del circuito en función de la frecuencia.

- **Power Electronics:** está constituido por una gran variedad de bloques que representan los distintos dispositivos semiconductores de electrónica de potencia, como el diodo, los transistores MOSFET e IGBT, o el tiristor GTO. Todos estos bloques disponen de un circuito amortiguador RC en paralelo.

También contiene convertidores de potencia Boost y Buck, así como convertidores de potencia de medio puente y de puente completo, todos ellos constituidos por los semiconductores mencionados anteriormente.

Además, proporciona un bloque de generadores de pulso y señal controlados mediante modulación PWM, así como generadores de onda con forma de diente de sierra o forma triangular.

- **Bloque Powergui:** este bloque es necesario para simular cualquier modelo Simulink que contenga bloques de la librería Specialized Power Systems.

Se trata de un solucionador discreto capaz de determinar los valores para algunos modelos de máquinas que de otra manera habría que especificar en la configuración de simulación avanzada del bloque conectado.

Para resolver el circuito se pueden emplear diferentes métodos, que son, continuo, discreto y una solución fasorial.

También existe la posibilidad de emplear varios bloques Powergui en un sistema que contiene dos o más circuitos eléctricos independientes, de manera que uno lo resuelve en modo discreto y otro en modo continuo, así podemos comparar el rendimiento de la simulación de los dos métodos.

6.- ESQUEMA DE LA INSTALACIÓN

6.1.- INTRODUCCIÓN

El control de velocidad de los motores de inducción es un campo de conocimiento muy extenso. Debido al desarrollo tecnológico que se ha experimentado a lo largo de los últimos años se han podido lograr importantes avances gracias a los cuales los motores de inducción se han convertido en los más utilizados en las diferentes actividades de la industria que requieren ajustar la velocidad al proceso de producción.

En la mayoría de los procesos industriales, se emplean motores de inducción trifásicos para desempeñar diferentes funciones como puede ser el accionamiento de bombas hidráulicas o para accionar cintas transportadoras que permiten transportar diversos productos en el interior de la fábrica. Estas actividades se deben realizar a una velocidad constante, con el objetivo de que estos procesos se realicen de forma adecuada, por lo que controlar la velocidad del motor de manera automática es una acción fundamental.

A lo largo de los años se han ido desarrollando distintos métodos para controlar la velocidad, como pueden ser los diferentes sistemas mecánicos constituidos por juegos de engranajes o poleas, que se acoplan directamente al eje del motor, de manera que este siempre gira a la velocidad de sincronismo y mediante dichos juegos de engranajes o poleas se consigue variar la velocidad de salida. Otro método que solo se puede aplicar a los motores de polos salientes consiste en variar el número de polos, ya que de ellos depende la velocidad de sincronismo.

Pero el método para controlar la velocidad de un motor de inducción que permite obtener la solución más eficiente y con el que podemos acceder a una amplia gama de velocidades entregando el par máximo y con un rendimiento elevado, consiste en controlar la intensidad de las corrientes que alimentan el motor mediante un sistema electrónico constituido en su forma más simple por transistores.

La formación de las señales para disparar cada uno de los transistores ya sea en un sistema monofásico o en uno trifásico, constituyendo un puente inversor trifásico, gracias al cual conseguimos controlar la velocidad del motor, se realiza mediante un microcontrolador basado en la estrategia de control PWM sinusoidal. Además, para facilitar el manejo de las señales y obtener una mayor precisión, el control del motor se efectúa de manera digital.

6.2.- ESQUEMA ELÉCTRICO

En este capítulo se va a realizar una descripción detallada del modelo de simulación de un controlador de velocidad automático en lazo cerrado de un motor de inducción trifásico alimentado desde una fuente de continua, que estará desarrollado mediante la herramienta Simulink de Matlab empleando las librerías de componentes proporcionadas por Simscape Electrical.

A continuación, se muestra una imagen en la que podemos observar los diferentes elementos que componen el controlador de velocidad. Para evitar un exceso de líneas de conexión que podrían dificultar la visualización de los componentes, se han empleado etiquetas.

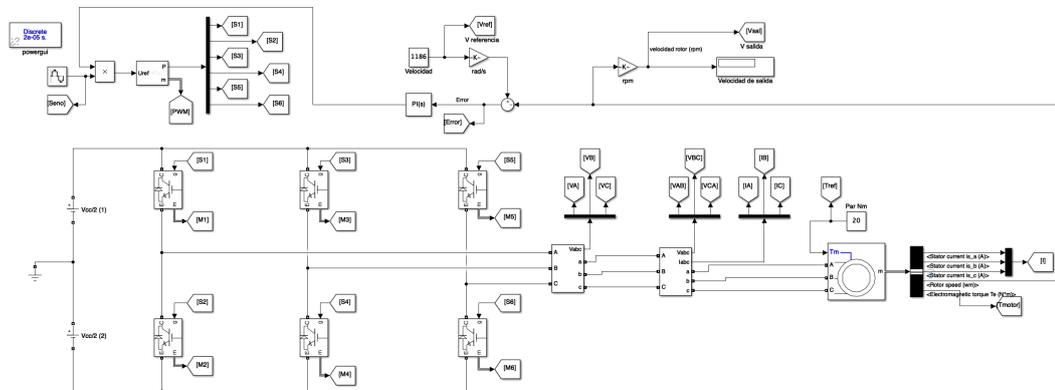


Figura 6.1. Esquema eléctrico del controlador de velocidad trifásico.

En el controlador de velocidad podemos distinguir dos etapas principales en las que se integran los siguientes elementos:

- **Etapla de control**
 - Generador sinusoidal
 - Generador PWM
 - Controlador PI

- **Etapla de potencia**
 - Fuente de tensión Vcc
 - Puente trifásico con transistores IGBT
 - Motor trifásico

El accionamiento del controlador se lleva a cabo mediante un inversor CC/CA de dos niveles basado en la estrategia de modulación PWM sinusoidal, mediante la cual conseguiremos que el motor alcance una velocidad de rotación determinada, que será aquella que introduzcamos como señal de referencia, y gracias al control automático conseguiremos mantener la velocidad constante e igual a dicha velocidad de referencia, de manera que el error estacionario que se genera tienda a cero.

Para poder realizar las mediciones necesarias y visualizar los resultados se emplean los siguientes elementos:

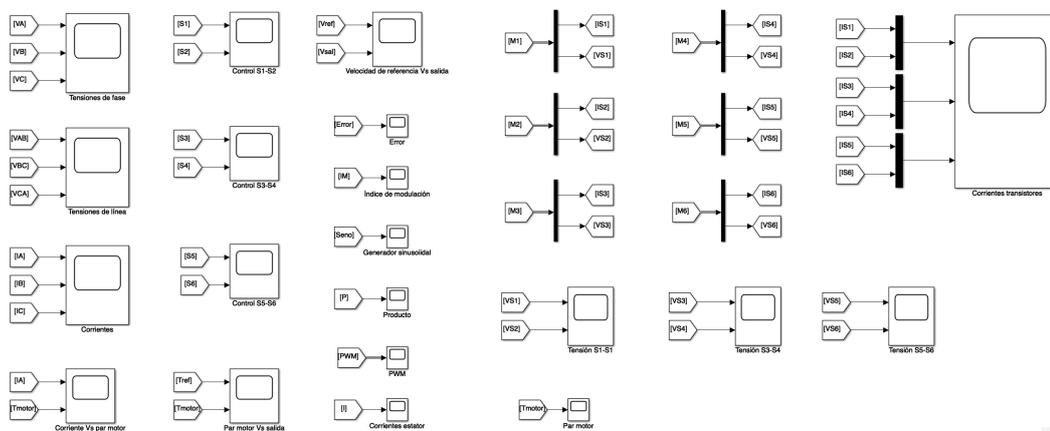


Figura 6.2. Elementos de medida.

6.2.1.- Etapa de control

Los componentes que integran esta etapa son los encargados de conseguir que la velocidad de rotación del motor sea igual al valor de referencia introducido por el usuario.

En primer lugar, tenemos que destacar que estamos trabajando en lazo cerrado, de manera que a la velocidad de referencia introducida por el usuario tenemos que restarle el valor de la velocidad de rotación instantánea del motor, que será la salida del sistema, obteniendo así el error que se produce, el cual se introduce en un controlador PI.

La señal generada mediante el generador sinusoidal se multiplica con la señal proporcionada por el controlador PI, siendo el resultado de este producto la señal que se introduce en el generador de pulsos PWM, que será el encargado de generar las señales de activación de los interruptores.

A continuación, se muestra una imagen en la que aparecen los elementos que constituyen esta etapa, en la que se incluye el motor para obtener una mejor visualización de la obtención del error, ya que desde él se obtiene la velocidad de rotación instantánea.

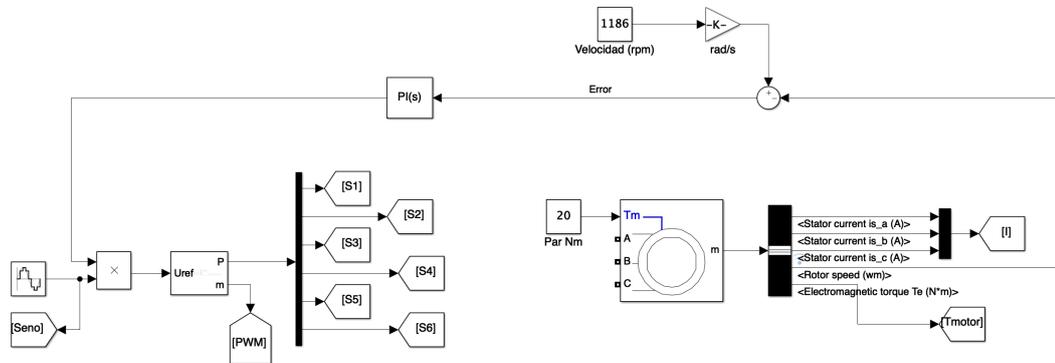


Figura 6.3. Etapa de control.

Ahora vamos a realizar una descripción detallada de los distintos elementos que forma parte de esta etapa.

6.2.1.1.- Generador sinusoidal

Este bloque podemos encontrarlo en la librería Sources de Simulink, y es el encargado de generar una onda con forma sinusoidal y puede funcionar de dos formas, una de ellas basada en el tiempo, y la otra basada en la muestra.

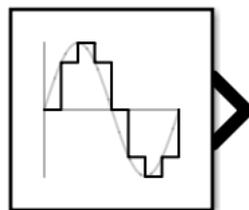


Figura 6.4. Generador sinusoidal.

Los principales parámetros de ajuste de los que dispone este bloque son los siguientes:

- **Sine type:** este parámetro se utiliza para determinar si la onda sinusoidal se genera en función del tiempo o de la muestra. En este trabajo emplearemos el funcionamiento en función del tiempo.

- **Time (t):** con este parámetro se establece el tiempo que se va a emplear para realizar la simulación, pudiendo elegir entre dos posibles opciones. Una consiste en seleccionar el tiempo de simulación para que este sea la fuente de datos para la variable del tiempo y la otra se basa en utilizar una fuente de tiempo externa, para lo que el bloque genera un puerto de entrada. Para realizar este trabajo utilizaremos la primera opción, es decir, emplear el tiempo de simulación como fuente de datos.
- **Amplitude:** sirve para fijar la amplitud de la onda sinusoidal de salida. En este trabajo se emplea el valor que viene por defecto, que es una amplitud de valor 1.
- **Bias:** se utiliza para especificar el valor constante añadido al seno para generar la salida. En este trabajo se utilizará el valor establecido por defecto, que es 0.
- **Frequency (rad/sec):** se emplea para establecer la frecuencia en rad/s, y sólo se encuentra disponible cuando el tipo de seno elegido es en función del tiempo. Para el desarrollo de este trabajo, la frecuencia empleada es de 50 Hz, que serán $2\pi \cdot 50$ rad/s.
- **Phase (rad):** este parámetro se utiliza para establecer el cambio de fase de la onda sinusoidal. Los valores empleados para realizar este trabajo son $(0, -2\pi/3, 2\pi/3)$ rad.
- **Sample time:** se encarga de determinar el periodo de la muestra en segundos. El valor empleado en este trabajo es $2 \cdot 10^{-6}$ s.

A continuación, se muestra una imagen en la que se pueden ver los valores establecidos para cada parámetro.

The image shows a software interface for configuring a sine wave generator. The parameters are as follows:

Parameter	Value
Sine type	Time based
Time (t)	Use simulation time
Amplitude	1
Bias	0
Frequency (rad/sec)	$2\pi \cdot 50$
Phase (rad)	$[0 -2\pi/3 2\pi/3]$
Sample time	$2 \cdot 10^{-6}$

Figura 6.5. Valores del generador sinusoidal.

6.2.1.2.- Generador PWM

El bloque PWM Generator (2-Level) es el encargado de generar los pulsos para los convertidores PWM que emplean una tipología de dos niveles. Este bloque controla los dispositivos de conmutación que se encargan de abrir y cerrar el paso de la corriente eléctrica. Para la realización de este trabajo se han elegido transistores IGBT adoptando una configuración en puente trifásico.

En la siguiente imagen podemos ver el control PWM que genera los pulsos para cada uno de los seis transistores que integran el puente trifásico.

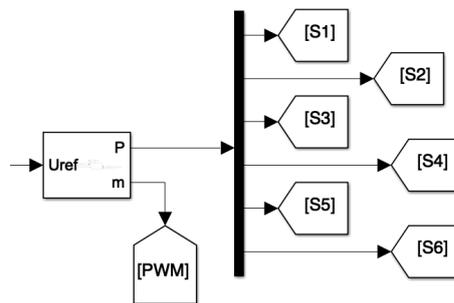


Figura 6.6. Generador PWM.

La señal de referencia que es la que entra en el puerto U_{ref} del controlador PWM, se compara con una señal portadora triangular simétrica, de manera que cuando la señal de referencia es mayor que la portadora el pulso para los dispositivos de conmutación superiores de cada rama es alto (1), que en nuestro caso serán las señales S1, S3 y S5, mientras que el pulso para los dispositivos inferiores de cada rama es bajo (0), que serán las señales S2, S4 y S6.

Los principales parámetros de ajuste de los que dispone este bloque son los siguientes:

- **Generator type:** permite seleccionar el tipo de generador en función del número de pulsos que queremos generar. Como el número de pulsos generados por el bloque es proporcional al número de brazos del puente a disparar, en este trabajo seleccionamos “Three-phase bridge (6 pulses)” para disparar los dispositivos autoconmutados del puente trifásico.
- **Mode of operation:** se utiliza para determinar la frecuencia de la señal portadora. Si se elige el modo sincronizado (Synchronized), la señal portadora se sincroniza con una señal de referencia externa, para lo que el bloque genera un puerto de entrada. Por el contrario, si se elige el

modo sin sincronizar (Unsynchronized), la frecuencia de la señal portadora se determina con el parámetro frecuencia (Frequency). Para realizar este trabajo seleccionamos el modo Unsynchronized.

- **Frequency (Hz):** este parámetro sólo se encuentra disponible cuando se elige el modo de operación “Unsynchronized”, y determina la frecuencia en hercios de la señal portadora triangular. En la realización de este trabajo se emplea una frecuencia de $27 \cdot 50$ Hz, que son 1350 Hz.
- **Initial phase (degrees):** se utiliza para determinar la fase inicial de la señal portadora. Para realizar este trabajo elegimos el valor que viene por defecto que es 90° , y significa que la posición inicial de la señal portadora triangular se establece en el punto medio entre su valor máximo y mínimo, y la pendiente es positiva.
- **Minimum and maximum values [Min Max]:** sirve para establecer los valores mínimo y máximo de la señal triangular. En la realización de este trabajo se emplean los valores que vienen por defecto, que son [-1,1].
- **Sample time:** se encarga de determinar el periodo de la muestra en segundos. El valor empleado en este trabajo es $2 \cdot 10^{-6}$ s.
- **Show measurement port:** seleccionando esta casilla el bloque genera un puerto de salida, con el que podemos visualizar la señal portadora y la señal moduladora que se utilizan para determinar los pulsos.

The image shows a software interface for configuring a PWM generator. The settings are as follows:

- Generator type:** Three-phase bridge (6 pulses)
- Carrier:**
 - Mode of operation: Unsynchronized
 - Frequency (Hz): 27*50
 - Initial phase (degrees): 90
 - Minimum and maximum values: [Min Max] [-1 1]
- Reference signal:**
 - Sampling technique: Natural
 - Internal generation of reference signal
- Sample time (s):** 2e-6
- Show measurement port

Figura 6.7. Valores del generador PWM.

6.2.1.3.- Controlador PI

El controlador PI que se ha empleado pertenece al bloque de Simulink “PID controller”, que ofrece la posibilidad de implementar distintos tipos de controladores: PID, PI, PD, solo P o solo I.

El bloque PID controller, cuando trabaja en un sistema de lazo cerrado opera en la dirección de alimentación del bucle. La entrada al bloque es una señal de error que se obtiene como resultado de la diferencia entre la señal de referencia introducida por el usuario y la salida del sistema.

A continuación, se muestra una imagen en la que se muestra el controlador, así como la formación de la señal de error.

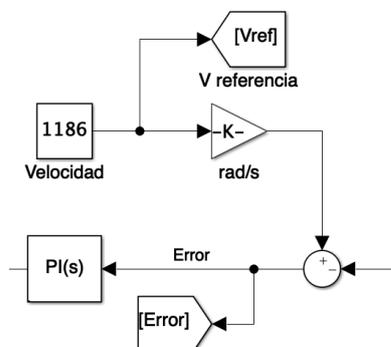


Figura 6.8. Controlador PI.

Los principales parámetros de ajuste de los que dispone este bloque son los siguientes:

- **Controller:** este parámetro es el que se encarga de especificar el tipo de controlador que queremos emplear, pudiendo seleccionar entre PID, PI, PD, solo P o solo I. Para realizar este trabajo se ha seleccionado el controlador PI, que solo cuenta con la acción proporcional e integral.
- **Form:** se utiliza para determinar si la estructura del controlador es paralela o ideal. En caso de ser paralela, la salida del controlador será la suma de las acciones proporcionales e integrales ponderadas independientemente por P e I respectivamente. Si la estructura es ideal, la ganancia proporcional P actúa sobre la suma de todas las acciones. En este trabajo se ha seleccionado la estructura en paralela.
- **Time domain:** establece si el tiempo es continuo o discreto. En este trabajo se emplea el modo continuo.

- **Source:** es el parámetro que determina si la fuente de ganancias del controlador es interna o externa. En el caso de ser internas, las ganancias del controlador se establecen mediante los parámetros P e I que ofrece el bloque. Si las ganancias fuesen externas se especificarían empleando entradas de bloque, para lo que el bloque genera un puerto de entrada adicional para cada parámetro requerido. Para realizar este trabajo se ha seleccionado la opción interna.
- **Proportional (P):** este parámetro establece el valor para la ganancia proporcional, que debe ser un valor real y finito.
- **Integral (I):** este parámetro establece el valor para la ganancia integral, que debe ser un valor real y finito.
- **Select tuning method:** es una herramienta para ajustar de manera automática los parámetros del controlador. Ofrece dos opciones, siendo una de ellas la “Transfer Function Based” para sistemas linealizados, y la otra es la “Frequency Response Based” para sistemas no linealizados.
- **Enable zero-crossing detection:** este parámetro denominado detección de cruce por cero, se encarga de localizar con precisión las discontinuidades de la señal sin recurrir a pasos de tiempo excesivamente pequeños que pueden conducir a largos tiempos de simulación, por tanto, activar la detección de cruce por cero puede reducir el tiempo de cálculo de la simulación.

Controller: PI Form: Parallel

Time domain:
 Continuous-time
 Discrete-time

Discrete-time settings
 Sample time (-1 for inherited): -1

Compensator formula

$$P + I \frac{1}{s}$$

Main Initialization Output saturation Data Types State Attributes

Controller parameters

Source: internal

Proportional (P): 1

Integral (I): 1

Automated tuning

Select tuning method: Frequency Response Based Tune...

Enable zero-crossing detection

Figura 6.9. Valores del controlador PI.

6.2.2.- Etapa de potencia

Es la etapa más importante y está constituida por los elementos encargados de transformar un voltaje de corriente continua en un voltaje de corriente alterna.

El funcionamiento consiste en que dos fuentes de tensión continua alimentan un puente trifásico constituido por seis transistores IGBT, que se encienden y se apagan cuando reciben la señal procedente del generador de pulsos PWM, dando lugar a una señal de voltaje trifásico que alimenta el motor de inducción haciendo que este gire a la velocidad deseada.

A continuación, se muestra una imagen en la que aparecen los elementos que constituyen esta etapa.

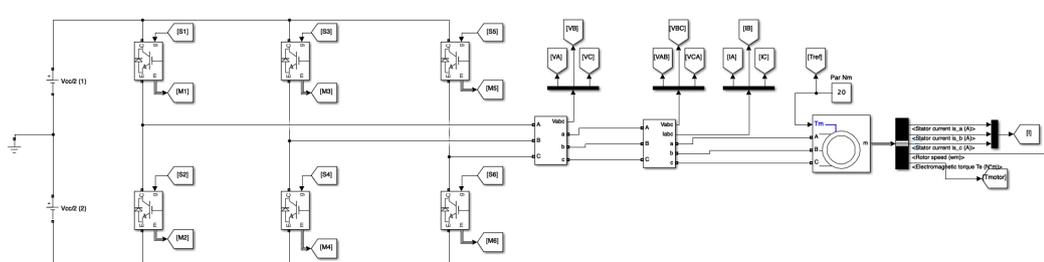


Figura 6.10. Etapa de potencia.

Ahora vamos a realizar una descripción detallada de los distintos elementos que forma parte de esta etapa.

6.2.2.1.- Fuente de tensión Vcc

Las fuentes de tensión Vcc corresponden al bloque “DC Voltaje Source”, y solo disponen de un parámetro de ajuste que es el de la amplitud de la tensión. El valor elegido para realizar este trabajo es de 200V cada una, dando como resultado una tensión total de 400V.

A continuación, se muestra una imagen de la fuente de tensión Vcc.

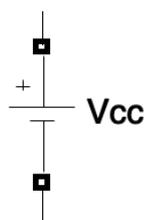


Figura 6.11. Fuente de tensión Vcc.

6.2.2.2.- Puente trifásico con transistores IGBT

El puente trifásico constituye un inversor CC/CA cuya función es la de transformar la tensión continua en tensión alterna. Está constituido por seis transistores IGBT con diodo en antiparalelo, que se comportan como interruptores y conmutan para formar una señal de voltaje trifásica.

El puente trifásico dispone de tres ramas con dos transistores en cada una, de manera que la tensión de cada rama se encuentra desfasada 120° . Cada interruptor se activará cuando reciba la señal procedente del generador PWM, por lo que estas deben estar perfectamente coordinadas para evitar que se origine un cortocircuito en las ramas de inversor, suceso que tendría lugar en el caso de que los transistores de una misma rama conduzcan al mismo tiempo.

A continuación, se muestra una imagen en la que se puede ver el inversor.

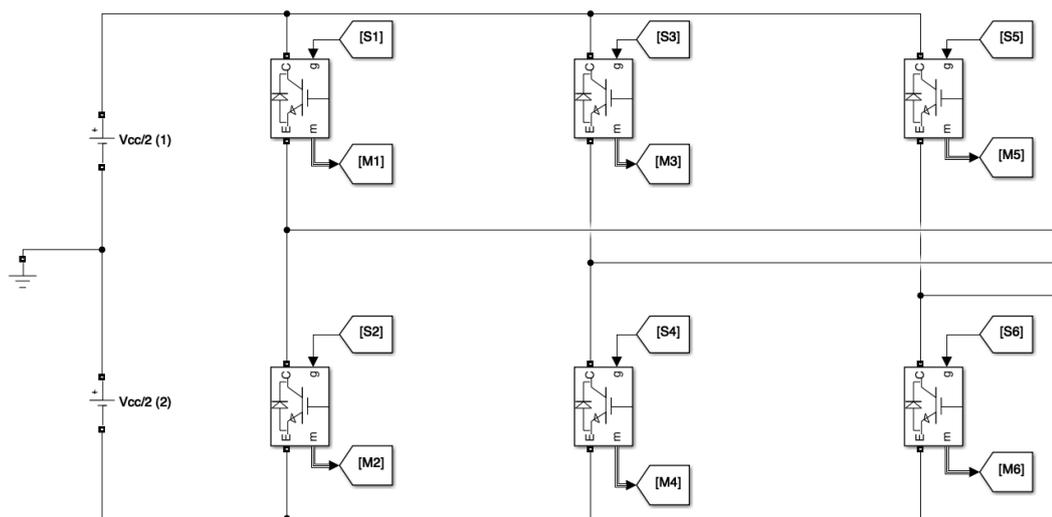


Figura 6.11. Puente trifásico.

En cuanto a los transistores IGBT que constituyen el puente trifásico cada uno de ellos dispone de un diodo en antiparalelo, cuya función es la de establecer un camino de retorno para las corrientes inductivas que provienen desde el motor. Además, disponen de un puerto de entrada y uno de salida que son:

- **g:** es el puerto de entrada y recibe la señal de apertura y cierra del transistor IGBT proveniente del generador PWM.
- **m:** es el puerto de salida y proporciona dos señales, que son la tensión y la corriente que circulan por el transistor.

Los principales parámetros de ajuste de los que dispone el bloque del transistor IGBT son los siguientes:

- **Internal resistance Ron (Ohms):** es la resistencia interna del IGBT medida en ohmios. El valor elegido es el que viene por defecto 1×10^{-3} .
- **Snubber resistance RS (Ohms):** es la resistencia amortiguadora medida en ohmios. El valor elegido es el que viene por defecto 1×10^5 .
- **Snubber capacitance Cs (F):** es la capacidad del amortiguador medida en faradios. El valor elegido es el que viene por defecto que es infinito.
- **Show measurement port:** muestra el puerto de medición que proporciona la tensión y la corriente del transistor IGBT.

6.2.2.3.- Motor trifásico

El motor de inducción lo simulamos mediante el bloque “Asynchronous machine SI units” de Simulink, que implementa una máquina asíncrona trifásica que puede ser de rotor bobinado, jaula de ardilla simple o jaula de ardilla doble. Los devanados del estator y rotor se encuentran conectados en estrella a un punto neutral interno.

Este bloque puede funcionar como generador o como motor. Su funcionamiento depende del par mecánico de entrada, de manera que si este es negativo actúa como generador y si es positivo lo hace como motor.

A continuación, se muestra una imagen en la que se puede ver el motor trifásico.

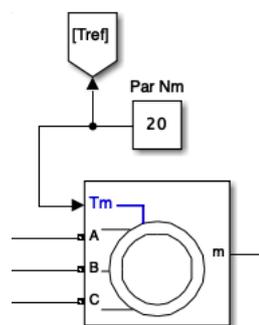


Figura 6.12. Motor trifásico.

Los principales parámetros de ajuste sobre los que podemos actuar para variar la configuración de la máquina son los siguientes:

- **Rotor type:** este parámetro se utiliza para especificar el tipo de rotor, pudiendo elegir entre rotor bobinado, jaula de ardilla simple y jaula de ardilla doble. La opción elegida es la de jaula de ardilla simple.
- **Squirrel-cage preset model:** este parámetro proporciona diversos modelos de motores eléctricos para varios niveles de potencia, de tensión, de frecuencia (Hz) y de velocidad nominal (rpm). Como la tensión que hemos elegido es de 400V y la frecuencia de 50Hz, los posibles motores que podemos seleccionar son los siguientes:

Potencia (HP)	Potencia (KW)	Tensión (V)	Frecuencia (Hz)	RPM
5,4	4	400	50	1430
10	7,5	400	50	1440
20	15	400	50	1460
50	37	400	50	1480
100	75	400	50	1484
150	110	400	50	1487
215	160	400	50	1487

- **Mechanical input:** este parámetro permite seleccionar entre el par aplicado al eje o la velocidad del motor como entrada del bloque. Para realizar el trabajo se ha elegido el par como entrada.

Rotor type:

Preset parameters

Squirrel-cage preset model:

Double squirrel-cage preset model:

Mechanical input:

Reference frame:

Figura 6.13. Parámetros del motor trifásico.

6.2.3.- Dispositivos de medida

Para poder realizar las medidas de tensiones y corrientes se utiliza el bloque “Three-Phase V-I Measurement” de Simulink. Este bloque de medición se conecta en serie con los elementos trifásicos que son objeto de medida, y mide tensiones y corrientes trifásicas instantáneas en un circuito.

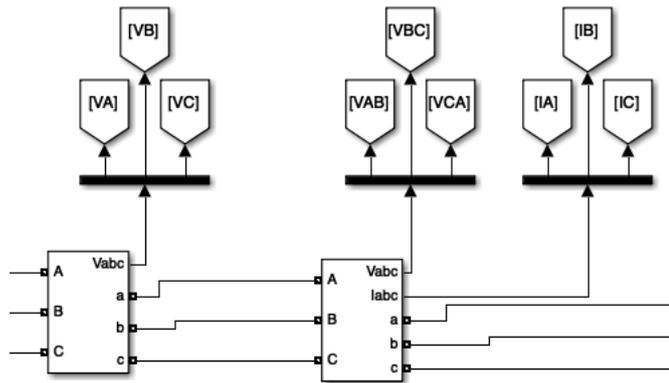


Figura 6.14. Dispositivos de medida.

Los parámetros de ajuste que presenta este bloque son:

- **Voltage measurement:** nos permite realizar medidas de tensión entre fase y tierra o entre fase y fase.
- **Current measurement:** se encarga de medir las corrientes trifásicas que circulan a través de él.

A continuación, se muestra una imagen en la que se pueden ver los parámetros de los dos dispositivos de medida de la “Figura 14”. El primer dispositivo solo mide la tensión entre fase y tierra, y los parámetros de ajuste se corresponden con la imagen izquierda de la “Figura 15” mientras que el segundo dispositivo mide la tensión entre fase y fase, así como las corrientes, y se corresponde con la imagen derecha de la “Figura 15”.

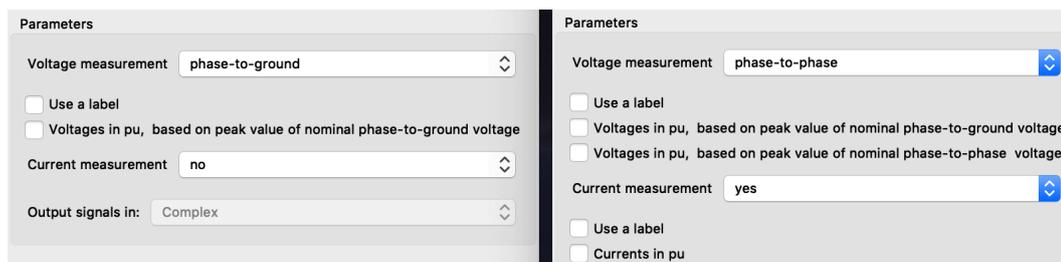


Figura 6.15. Parámetros de los dispositivos de medida.

7.- SIMULACIONES

Una vez que se ha explicado el funcionamiento y las principales características de todos los elementos que constituyen el controlador de velocidad para un motor de inducción, así como la estrategia de control PWM y el software de simulación Simulink empleados, se van a realizar una serie de simulaciones para comprobar que el dispositivo de control diseñado funciona correctamente.

Las simulaciones tratarán de representar diversas situaciones que pueden suceder en el transcurso de las actividades industriales, lo que permitirá evaluar la capacidad de respuesta del sistema de control.

Todas las simulaciones se van a realizar con la misma tensión V_{CC} de alimentación y con el mismo motor.

- **Tensión de alimentación:** 400V
- **Frecuencia:** 50Hz
- **Motor:** 5,4 HP (4KW), 400V, 50Hz, 1430 RPM

7.1.- VELOCIDAD Y PAR CONSTANTES

Esta primera simulación va dirigida a comprobar el funcionamiento de todos los componentes del controlador de velocidad. La prueba se realiza adoptando valores que pueden considerarse estándares durante el funcionamiento ordinario del motor en una actividad industrial, como puede ser el accionamiento de una cadena de montaje que se caracteriza por tener una velocidad y par mecánico constantes.

- **Tiempo de simulación:** 6 segundos.
- **Velocidad del motor:** 1250 rpm.
- **Par resistente:** 10 N · m.

En primer lugar, analizamos la velocidad del motor y podemos comprobar que inicialmente supera la velocidad de referencia, lo que se debe a la necesidad de vencer el par resistente establecido. Pero transcurrido un tiempo superior a los dos segundos, la velocidad alcanza el valor deseado, como podemos ver en la siguiente imagen.

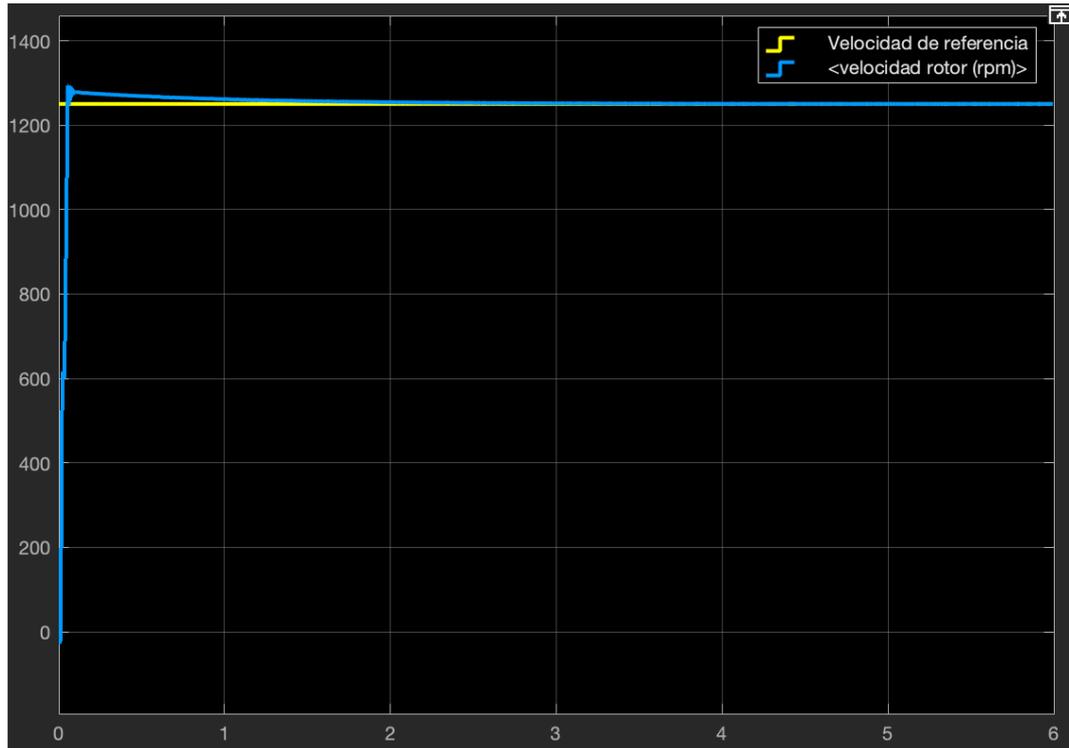


Figura 7.1. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor.

La diferencia entre la velocidad instantánea y la velocidad de referencia da lugar a la formación de la señal de error, cuyo valor tiende a aproximarse a cero, como podemos ver a continuación.

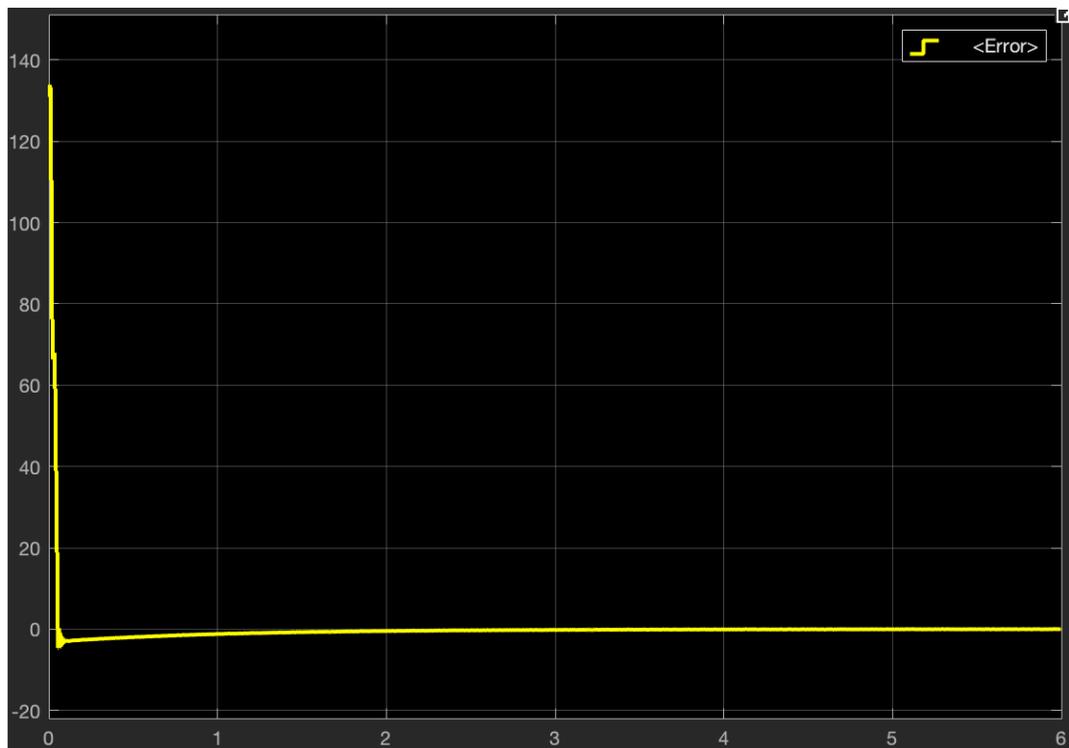


Figura 7.2. Señal de error.

La señal de error se introduce en el controlador PI, que basándose en ella realiza los cálculos necesarios para generar otra señal que se utiliza como índice de modulación del sistema de control, y lo podemos ver en la siguiente imagen.

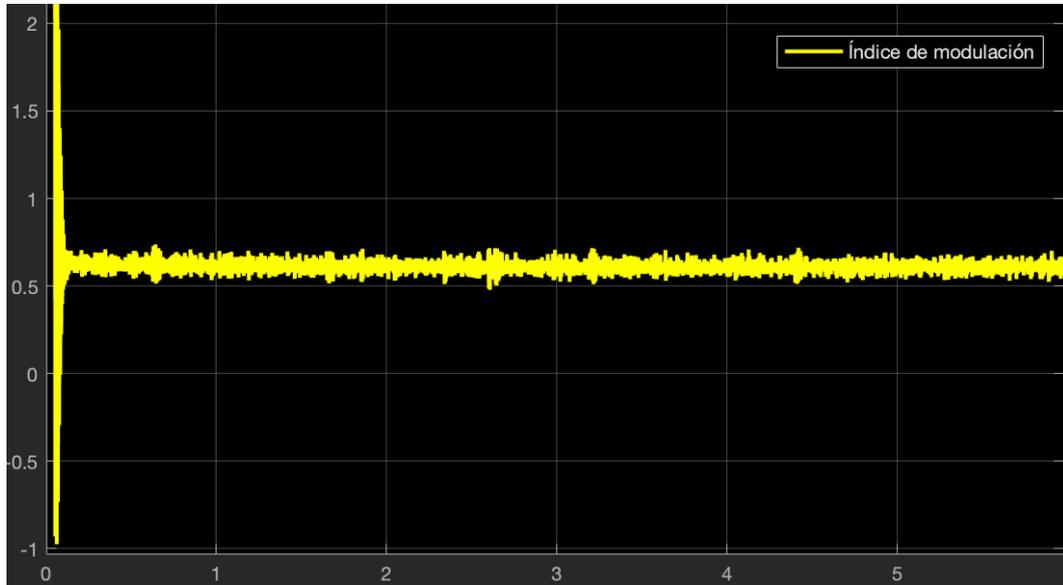


Figura 7.3. Índice de modulación.

El generador sinusoidal crea una señal trifásica con una amplitud de valor 1 y un desfase de 120° entre cada fase, como podemos ver a continuación.

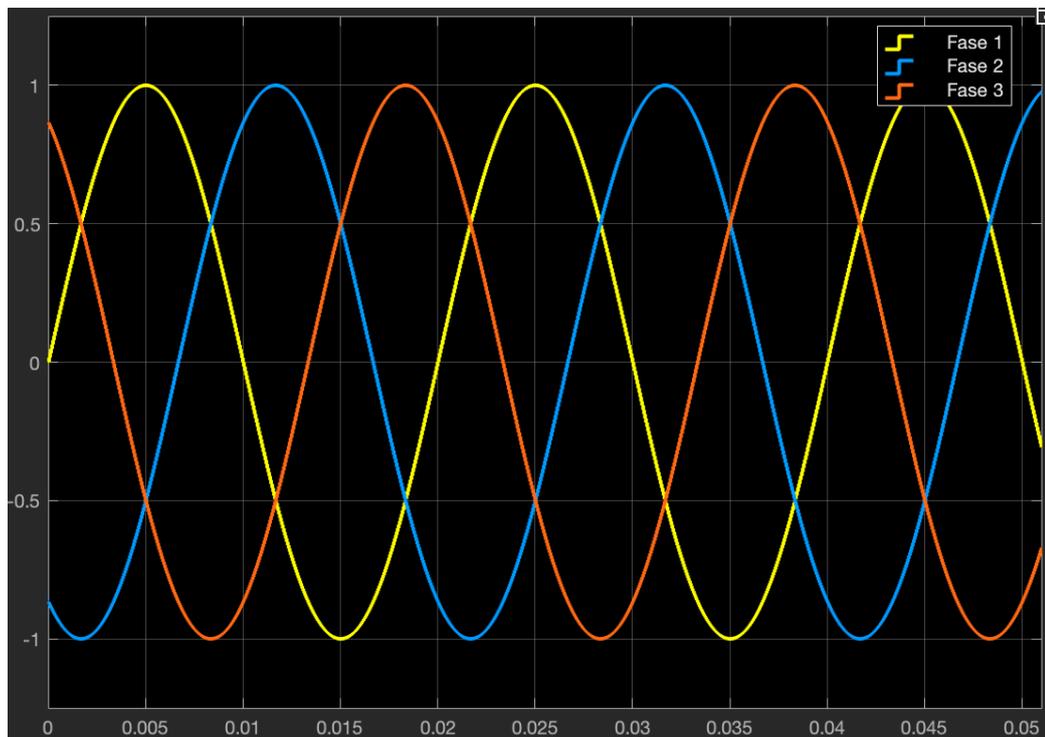


Figura 7.4. Señal trifásica sinusoidal.

Multiplicando la señal trifásica sinusoidal por la señal del índice de modulación se obtiene la señal de alimentación del generador PWM, que podemos ver en la siguiente imagen.

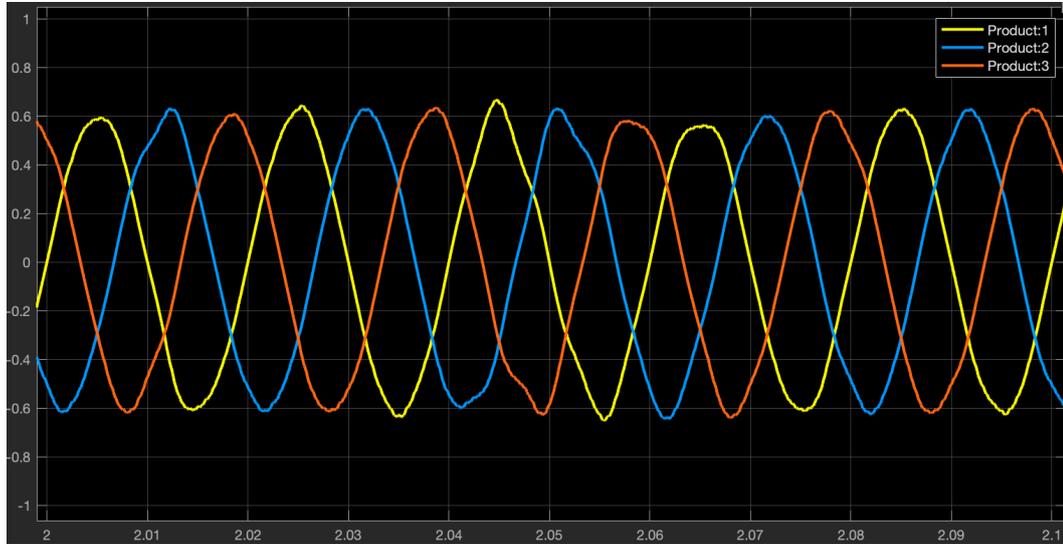


Figura 7.5. Señal de alimentación del generador PWM.

El generador PWM se encarga de originar la señal de activación de los transistores mediante la comparación de una señal triangular portadora con las señales sinusoidales de referencia de la Figura 7.5 con las que alimentamos el bloque.

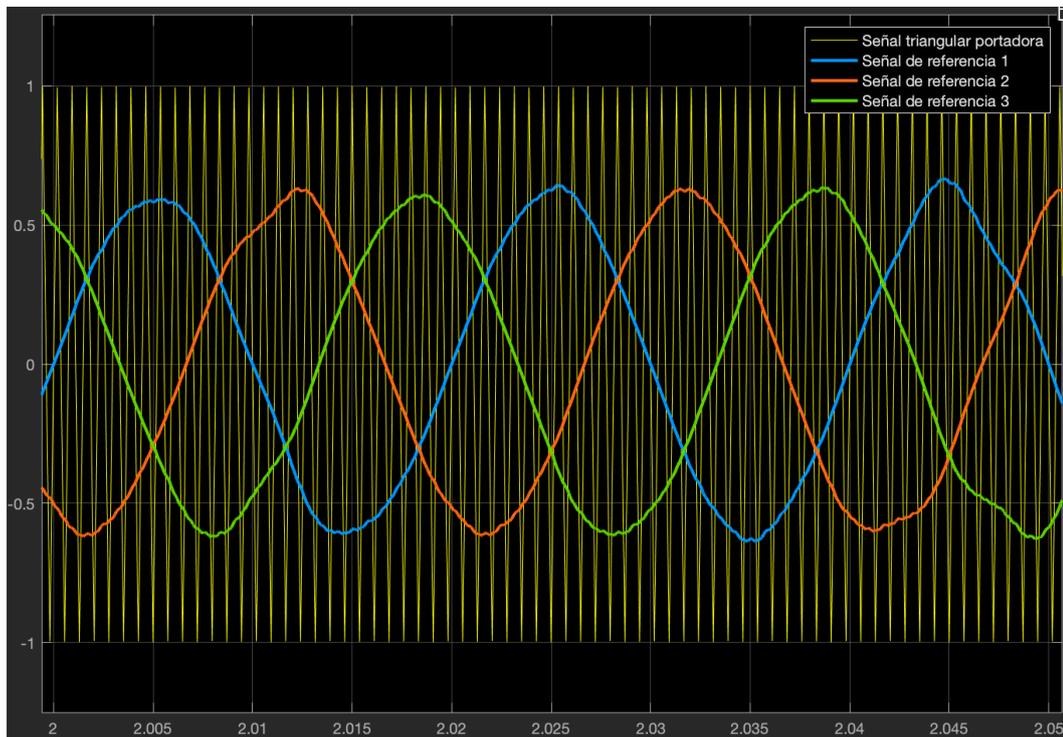


Figura 7.6. Señal portadora y señales de referencia.

En el apartado 6.2.1.2 del capítulo seis, cuando se describía el generador PWM se especificó que la frecuencia de la señal portadora era de 1350 Hz, en la siguiente imagen podemos comprobar que se cumple.

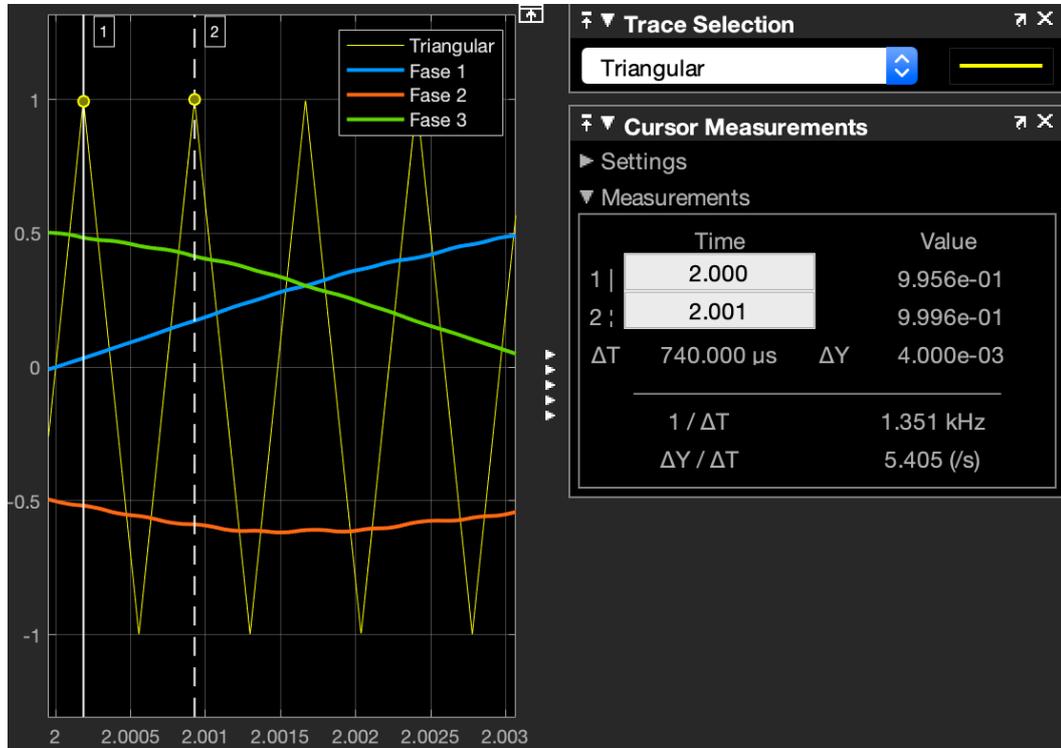


Figura 7.7. Frecuencia de la señal triangular portadora.

En el apartado 6.2.1.1 del capítulo seis, cuando se describía el generador sinusoidal, se especificó que la frecuencia de las señales trifásicas era de 50 Hz, en la siguiente imagen podemos comprobar que se cumple.

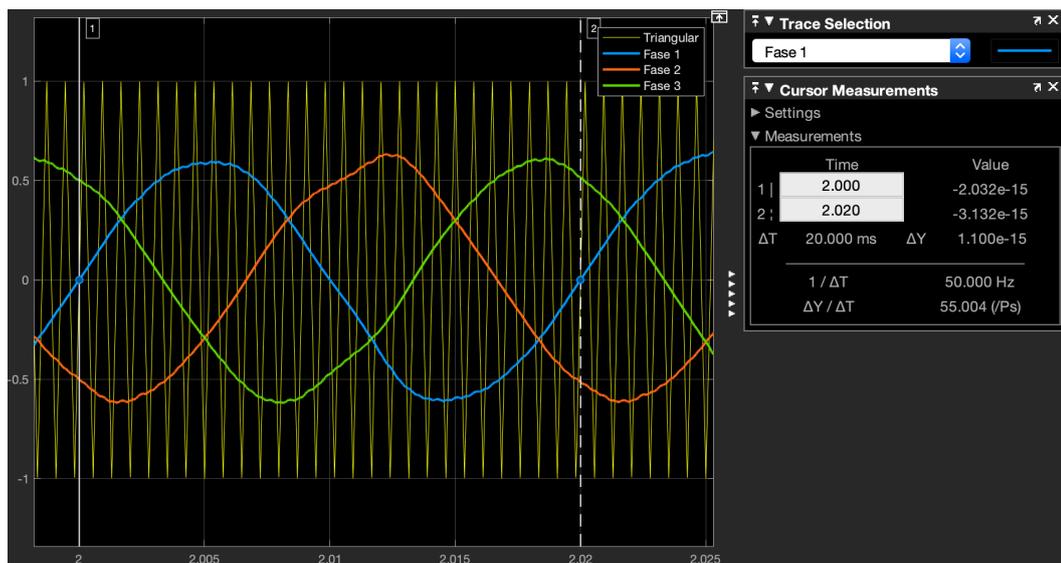


Figura 7.8. Frecuencia de las señales de referencia.

Una vez que hemos visto como es el proceso de generación de las señales de control que lleva a cabo el generador PWM, vamos a ver como son las señales de control que recibe cada transistor IGBT.

Las señales de control de los transistores S_1 y S_2 que forman la rama 1 son:

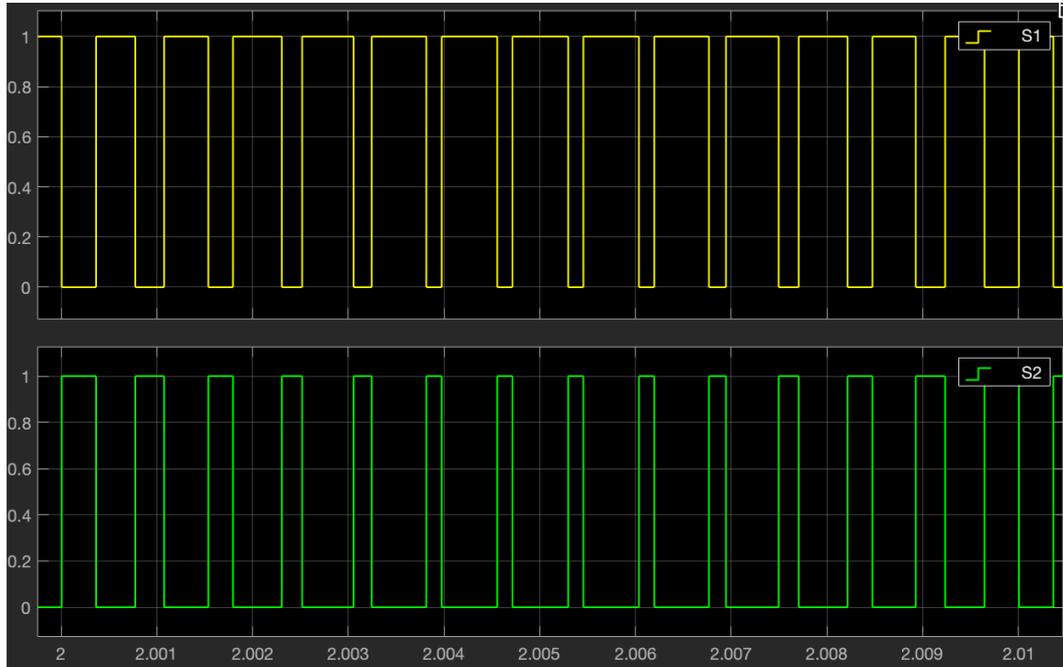


Figura 7.9. Señal de control de los transistores S_1 y S_2 .

Las señales de control de los transistores S_3 y S_4 que forman la rama 2 son:

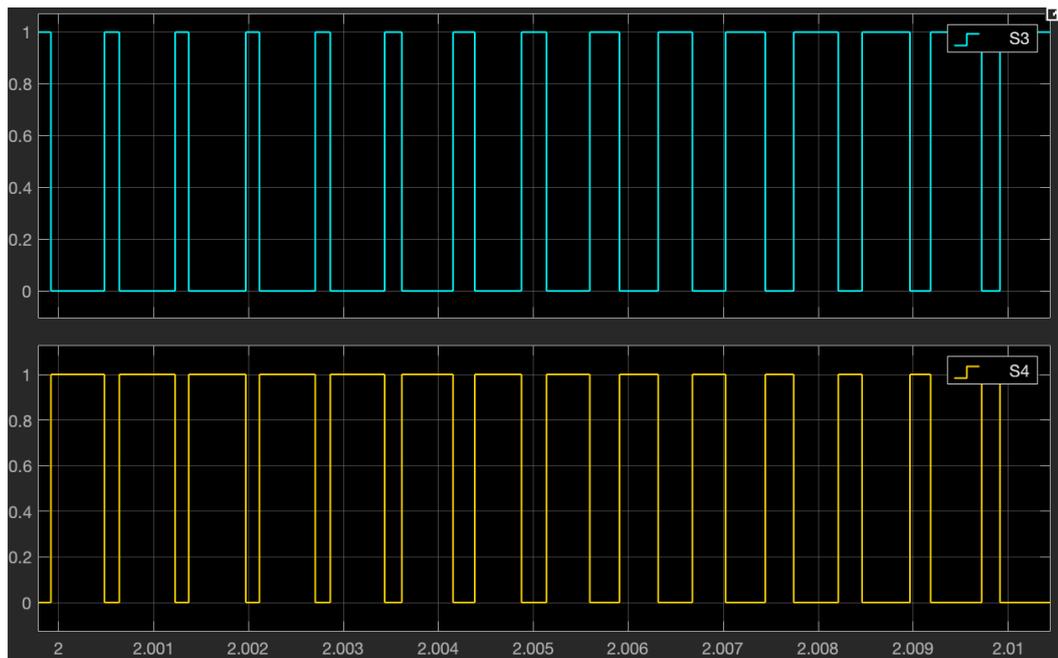


Figura 7.10. Señales de control de los transistores S_3 y S_4 .

Las señales de control de los transistores S_5 y S_6 que forman la rama 3 son:

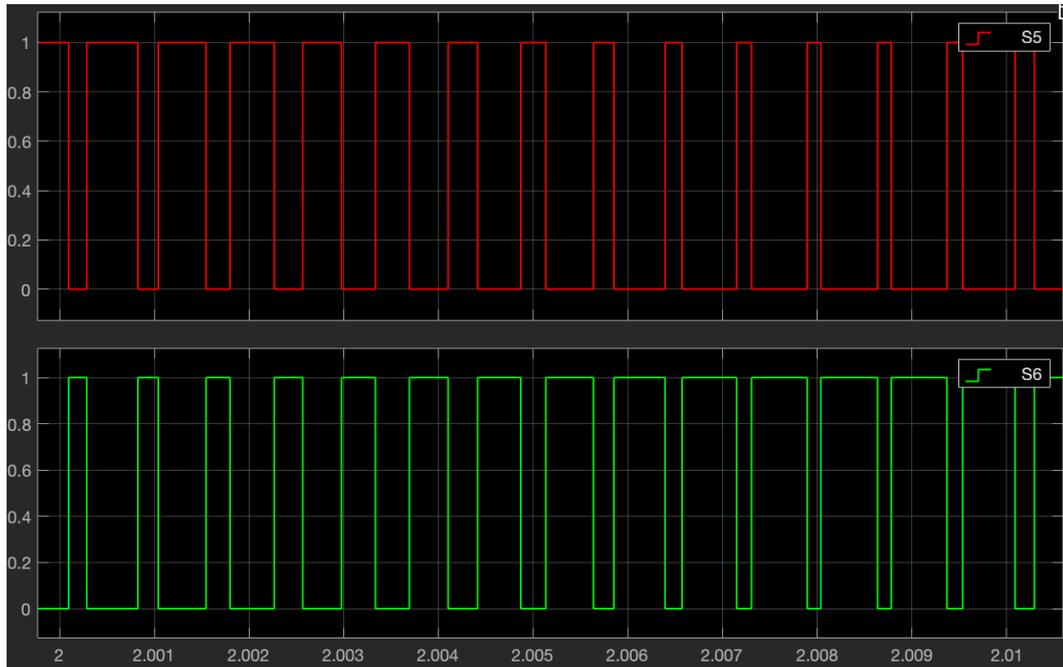


Figura 7.11. Señales de control de los transistores S_5 y S_6 .

Ahora vamos a comprobar como es la corriente y la tensión que circula por cada uno de los transistores que constituyen el puente inversor trifásico.

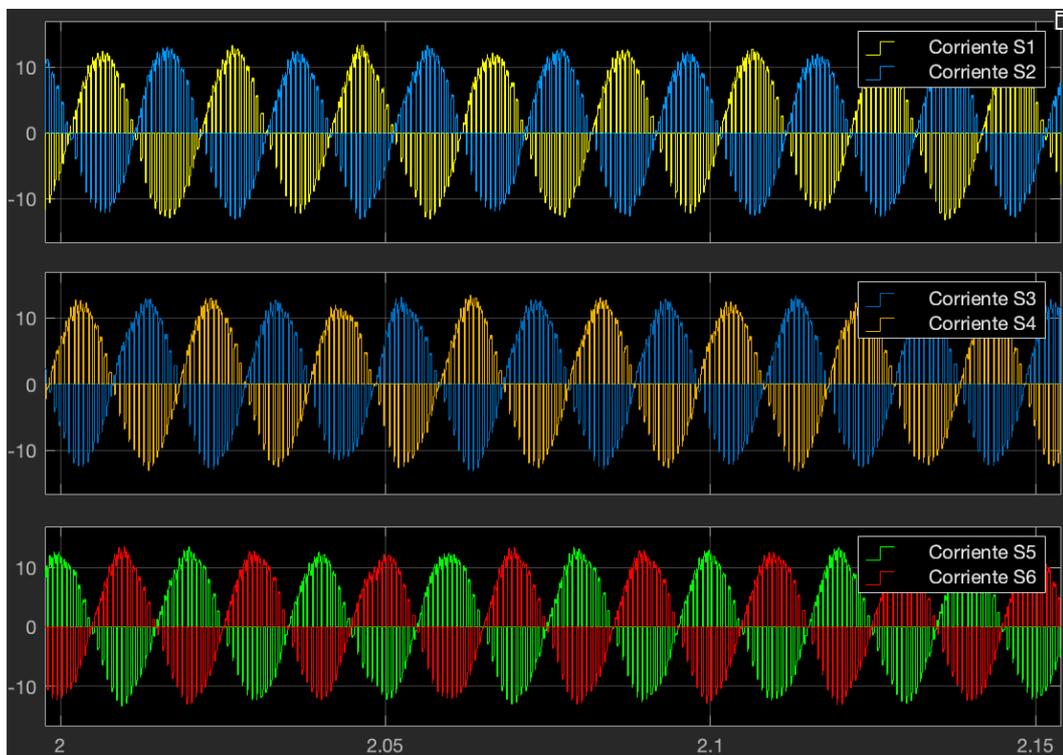


Figura 7.12. Corrientes por los transistores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 y S_6 .

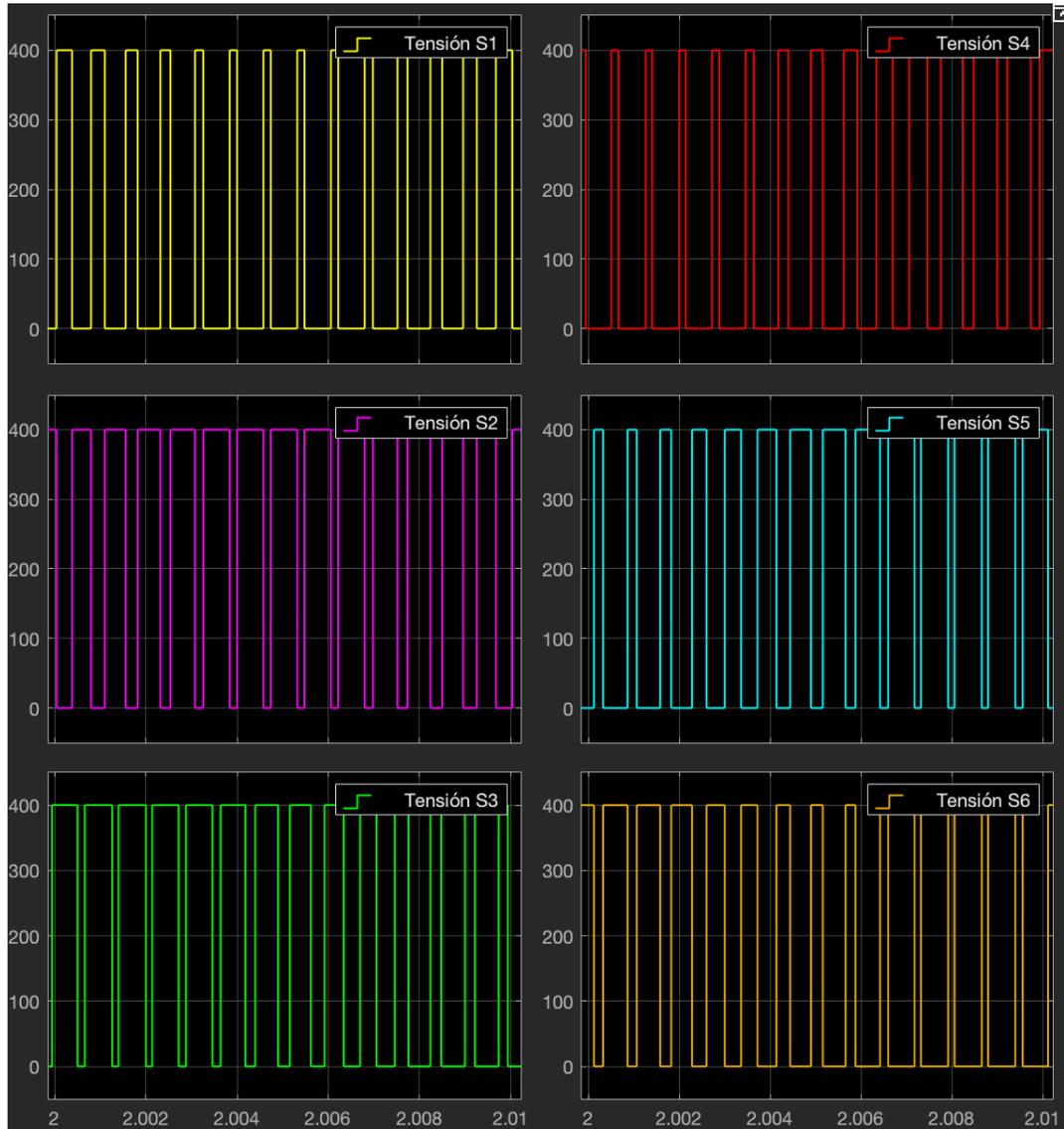


Figura 7.13. Tensiones por los transistores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 y S_6 .

En el apartado 6.2.2.2 del capítulo seis, cuando se explicaba el funcionamiento del puente trifásico se ponía como condición necesaria para evitar que se produzca un cortocircuito que los transistores de una misma rama no se encuentren en conducción al mismo tiempo, por lo que deben estar perfectamente coordinados.

En las figuras 7.12 y 7.13, podemos comprobar que se cumple esta regla, por tanto, se puede asegurar que el funcionamiento es correcto.

Cada transistor se activa cuando recibe la señal de control del generador PWM, de manera que la tensión y la corriente de cada rama estarán desfasadas 120° entre ellas y las de los transistores que constituyen una misma rama tienen un desfase de 180° .

Cuando la tensión continua que circulaba por el inversor lo abandona, lo hace convertida en tensión alterna. Como el sistema es trifásico, tendremos una tensión de línea y otra de fase.

La tensión de línea oscila entre $\pm 400V$, y además pasa por 0V.

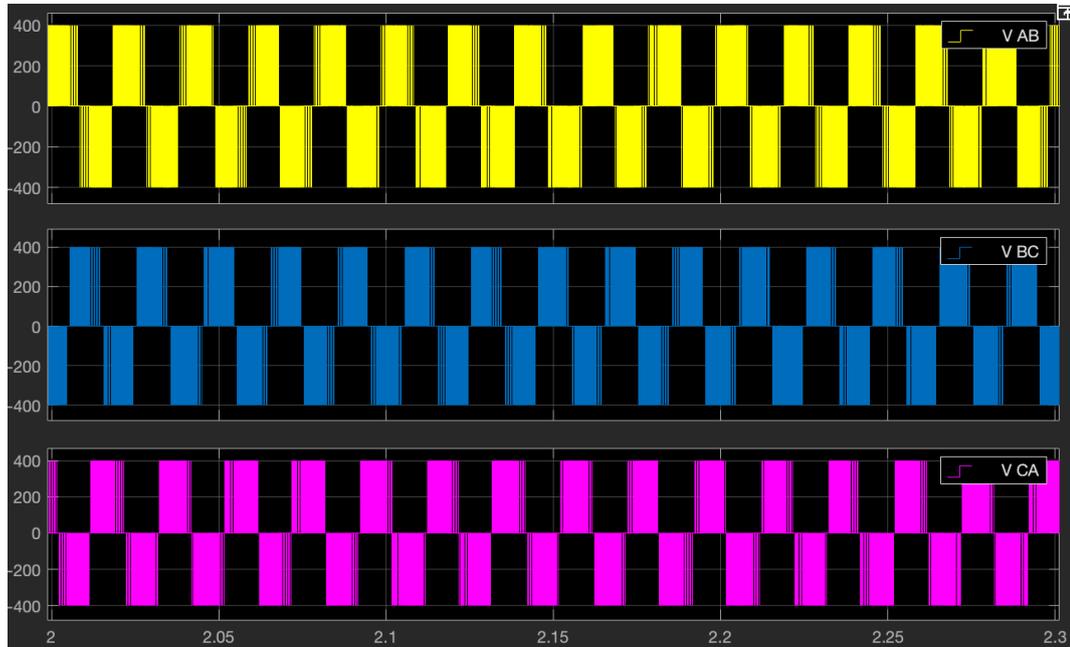


Figura 7.14. Tensiones de línea.

La tensión de fase oscila entre $\pm 200V$, con una amplitud de 400V

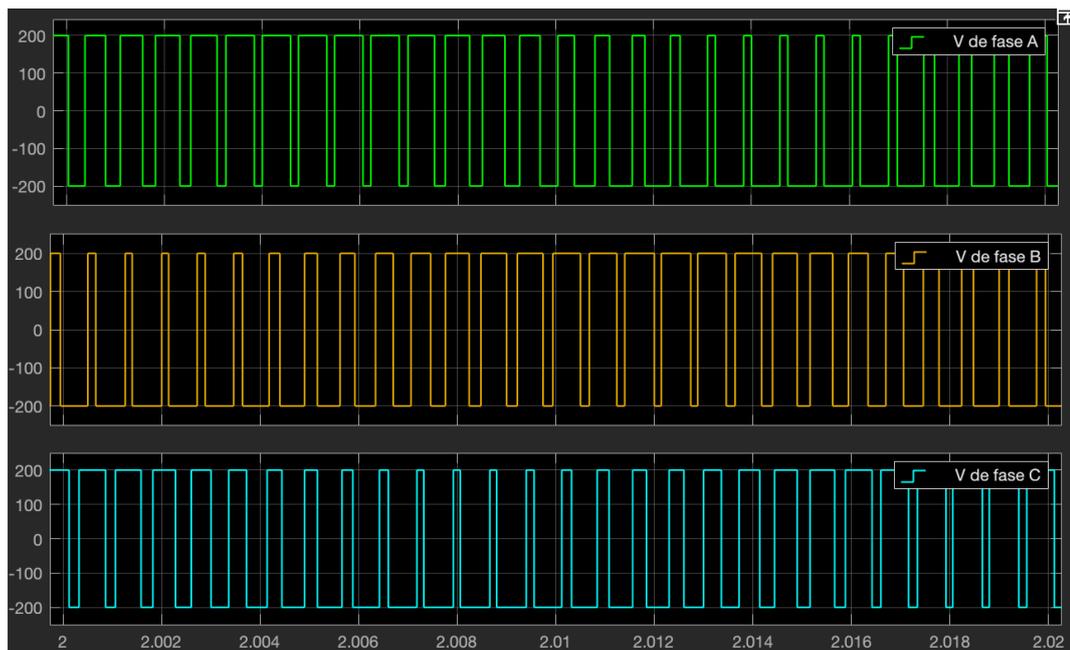


Figura 7.15. Tensiones de fase.

Las corrientes a la salida del inversor adoptan una forma sinusoidal, tal y como era de esperar, ya que el motor de inducción que deben alimentar es de corriente alterna. Como el motor está conectado en estrella las corrientes de línea y de fase serán iguales.

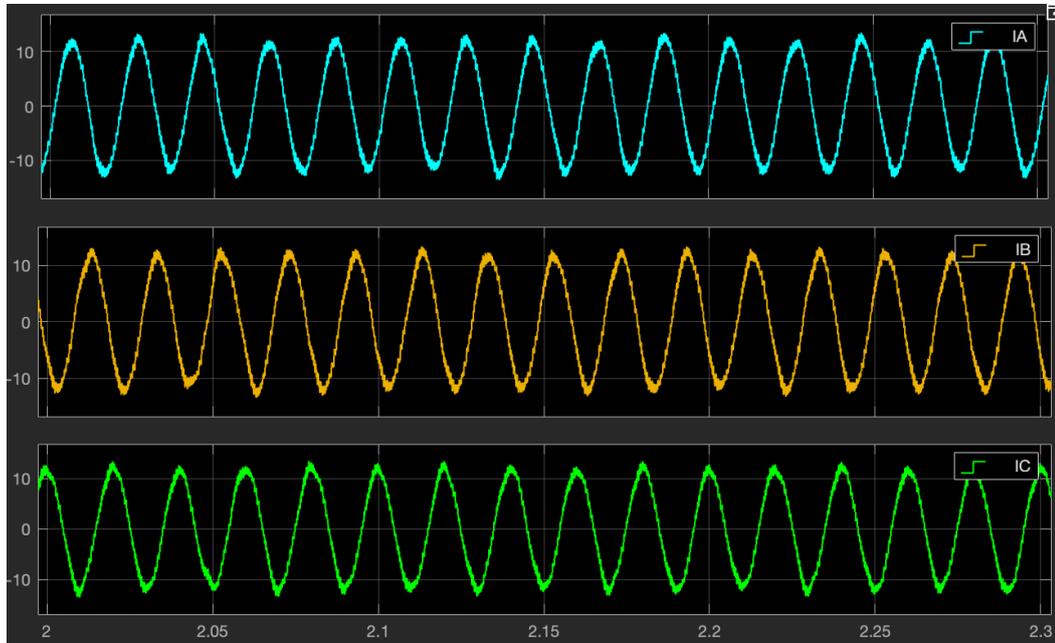


Figura 7.17. Corrientes de línea y fase.

El par electromagnético generado por el motor es proporcional a la corriente consumida en los devanados del estator. Vamos a compararlo con una de las fases de la corriente para comprobarlo.

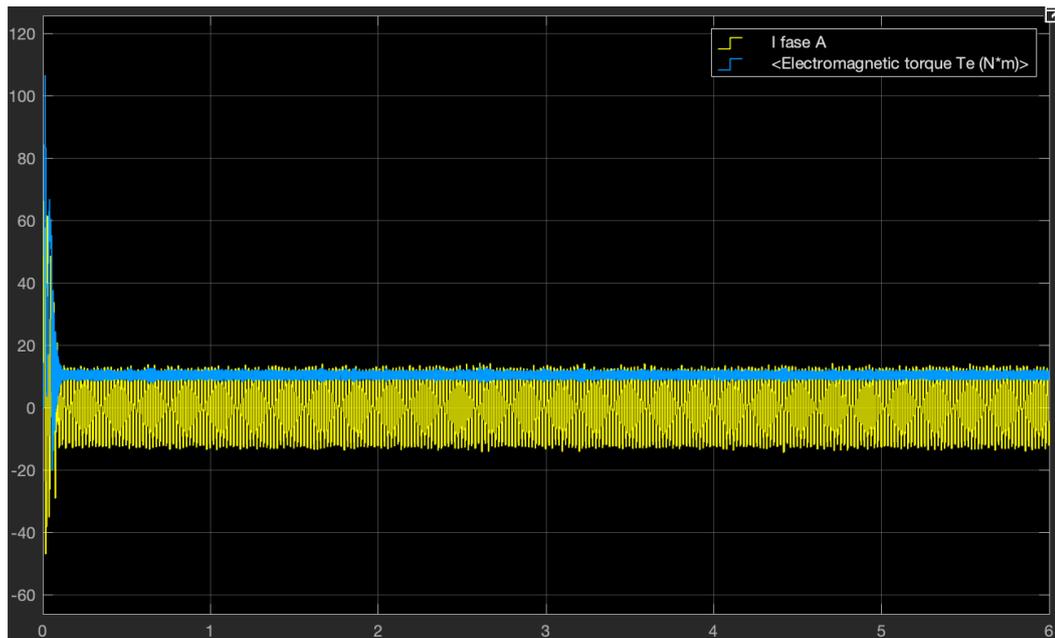


Figura 7.18. Par electromagnético Vs corriente del estator.

7.2.- INCREMENTO DE VELOCIDAD Y PAR

Este ensayo pretende simular el funcionamiento de un motor trifásico de inducción encargado de accionar una bomba que impulsa un fluido de trabajo.

El funcionamiento consiste en que tras arrancar el motor de inducción, éste permanece unos segundos girando a una velocidad determinada inferior a la nominal, con el objetivo de evitar la aparición de sobrepresiones en las tuberías encargadas de conducir el fluido. Transcurrido un tiempo, el motor incrementa su velocidad hasta alcanzar su velocidad nominal, produciendo un aumento del par resistente que debe vencer, ya que la cantidad de fluido impulsado es mayor.

Para simular el incremento de velocidad se utilizará una entrada escalón, ya que el enclavamiento del motor para una gestión automática suele estar diseñado para arrancar con una velocidad reducida y posteriormente acelerarse hasta alcanzar su velocidad nominal.

El par resistente también se simulará con una entrada escalón. Como las tuberías siempre están llenas de fluido, aunque la máquina se encuentre parada deberá vencer un par mecánico inicial, y a medida que empieza a incrementarse la velocidad del motor aumenta la cantidad de fluido que debe ser accionado y con ello el par resistente.

Los valores con los que se va a llevar a cabo la simulación son los siguientes:

- **Tiempo de simulación:** 10 segundos.
- **Velocidad inicial del motor:** 1000 rpm.
- **Velocidad final del motor:** 1430 rpm.
- **Par resistente inicial:** 5 N · m.
- **Par resistente final:** 15 N · m.

Teniendo como objetivo realizar una simulación que represente la realidad de la forma más exacta posible, la entrada escalón utilizada para establecer la velocidad realizará el incremento a los 6 segundos mientras que la entrada escalón empleada para el par lo hará mas tarde, a los 7 segundos. Esto es así porque para que exista un aumento del par resistente es necesario que el motor incremente su velocidad primero.

En primer lugar, se va a analizar la velocidad del motor, que se corresponde con la siguiente imagen.

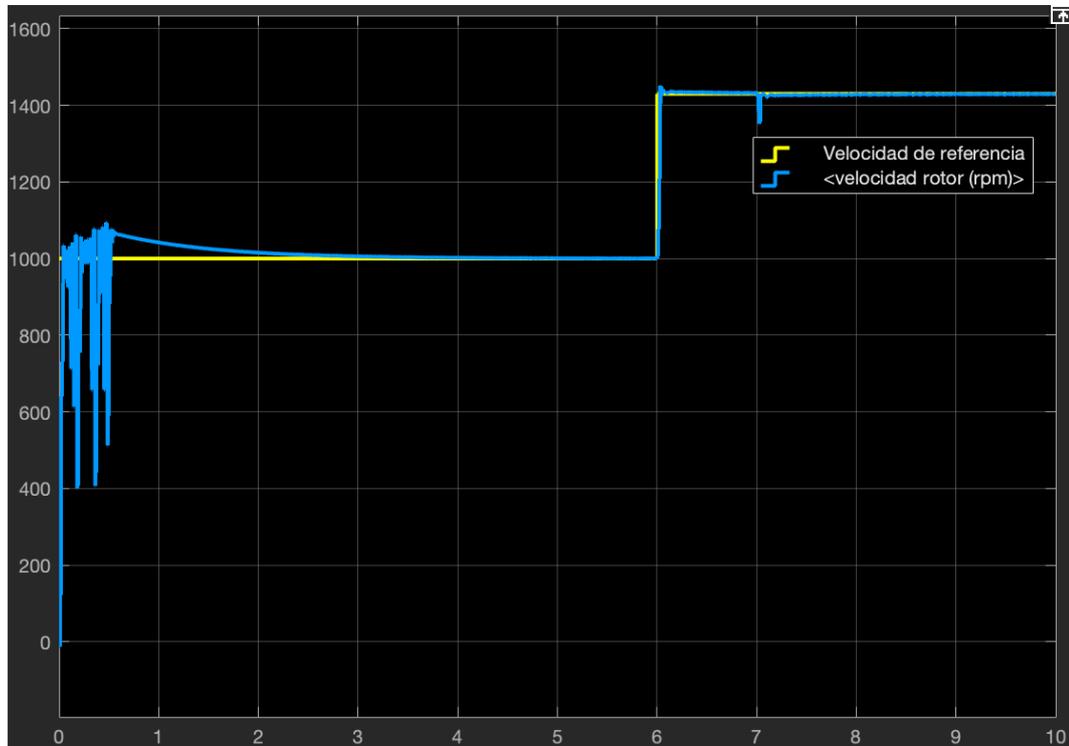


Figura 7.19. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor con entrada escalón.

Podemos comprobar que inicialmente se produce una gran oscilación entorno a la velocidad de referencia establecida en 1000 rpm, lo que se debe a la necesidad de vencer el par resistente. A los 0,5 segundos la velocidad comienza a estabilizarse, aunque continúa siendo superior a la de referencia. Transcurrido un tiempo superior a los 3 segundos, la velocidad alcanza el valor deseado.

A los 6 segundos se produce el incremento de velocidad estableciendo la nueva velocidad de referencia en 1430 rpm, que es la velocidad nominal del motor. Se puede observar que prácticamente no existe oscilación de la velocidad y que rápidamente se adapta a la nueva situación. Esto es así, porque ahora el incremento de velocidad se produce cuando el motor ya está trabajando y el par resistente aplicado sigue siendo el mismo de 5 N · m.

Sin embargo, cuando a los 7 segundos se produce el incremento del par resistente y se establece en 15 N · m se observa que la caída de la velocidad es más pronunciada. Como el motor estaba trabajando a su máxima velocidad la inercia que lleva es mayor, lo que le permite adaptarse rápidamente a la nueva situación de trabajo.

Ahora vamos a comprobar como afectan las modificaciones de velocidad y par a las tensiones de línea y a las corrientes.

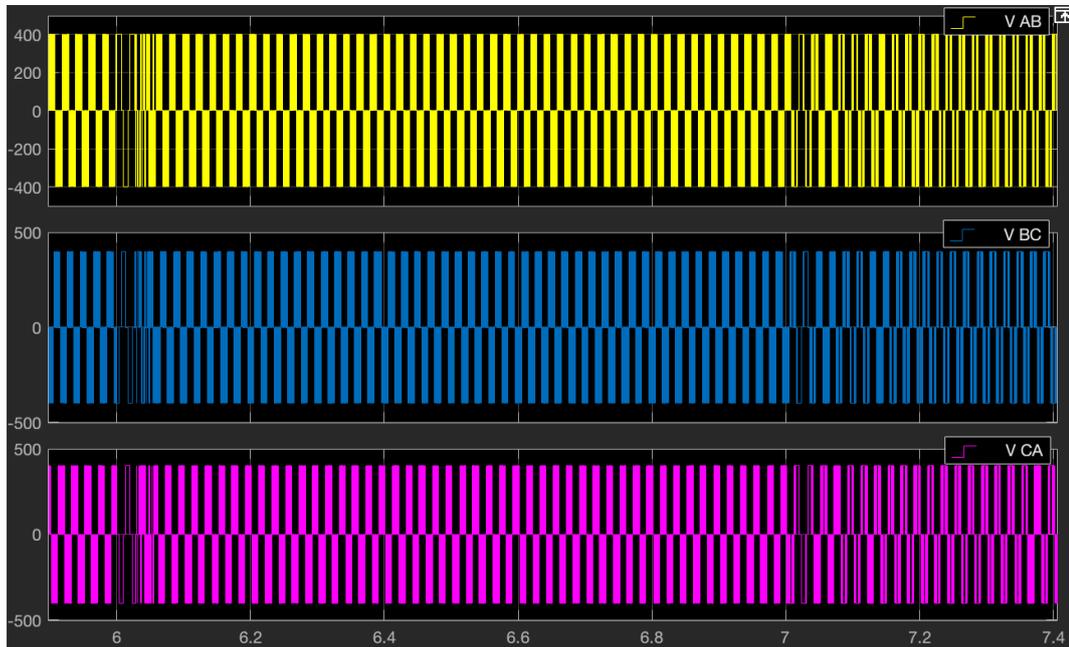


Figura 7.20. Tensiones de línea.

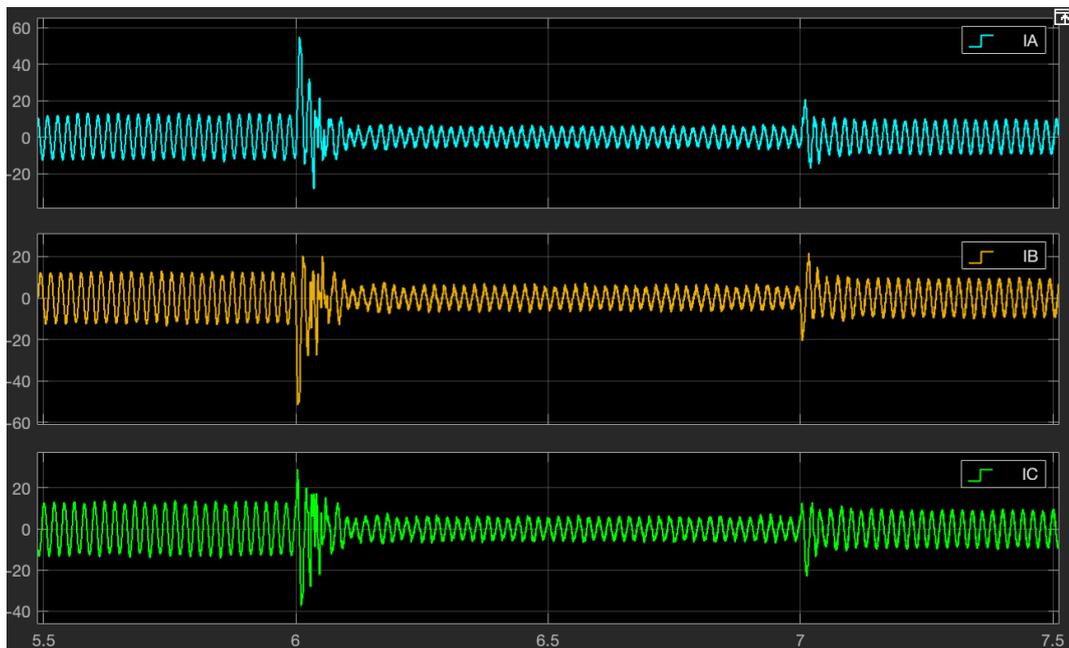


Figura 7.21. Corrientes de línea y fase.

Podemos ver que en el segundo 6 se produce una perturbación correspondiente al incremento de velocidad, y en el segundo 7 se produce otra perturbación debida al aumento del par resistente.

Si analizamos las corrientes, podemos ver que cuando el motor trabaja con la velocidad y par más pequeños, 1000 rpm y 5 N·m respectivamente, el consumo de corriente es el más elevado.

En el segundo 6, se produce el incremento de la velocidad hasta la velocidad nominal del motor que es de 1430 rpm, obteniendo como resultado un aumento de la corriente demandada por el motor para poder acelerar, pero una vez que alcanza la velocidad deseada, el consumo de corriente disminuye, siendo el más bajo.

Por último, cuando se aumenta el par resistente en el segundo 7, el incremento del consumo de corriente para satisfacer el nuevo par es menor que cuando se aumentó la velocidad, y una vez que se estabiliza el consumo de corriente es menor que en el primer caso, pero mayor que en el segundo caso.

Entonces, según lo expuesto podemos concluir que cuando el motor trabaja acoplado a un par resistente el menor consumo se produce cuando su régimen de giro se corresponde con su velocidad nominal.

Ahora vamos a ver como es el par electromagnético generado por el motor de acuerdo con el consumo de corriente eléctrica.

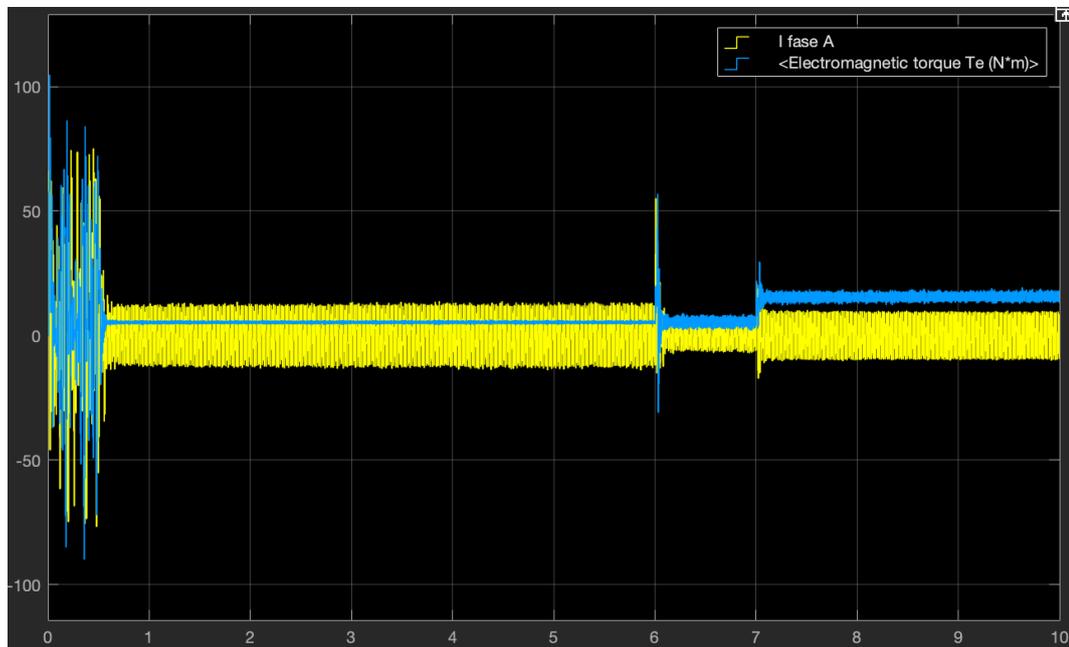


Figura 7.22. Par electromagnético Vs corriente del estator.

Se puede comprobar que el par electromagnético se incrementa al aumentar la velocidad de la máquina, cuando esta alcanza su velocidad nominal. Sucede lo mismo cuando se aumenta el par resistente.

7.3.- ARRANQUES

Se van a realizar una serie de pruebas destinadas a analizar el comportamiento del motor de inducción en el arranque ante diferentes situaciones.

Como los motores eléctricos presentan un estado transitorio en el arranque, las corrientes del estator se elevan entre cinco y ocho veces el valor de la corriente nominal, traduciéndose en un aumento del par electromagnético en el eje del motor gracias al cual se consigue vencer la inercia del motor.

7.3.1.- Arranque en vacío

El arranque en vacío se realiza sin acoplar ningún par resistente al eje del motor, de manera que el motor trabaja a rotor libre.

La simulación se va a llevar a cabo con los siguientes valores:

- **Tiempo de simulación:** 1 segundo.
- **Velocidad del motor:** 1300 rpm.
- **Par resistente:** 0 N · m.

En primer lugar, se va a analizar el par electromagnético del motor en función del tiempo, que está representado en la siguiente imagen.

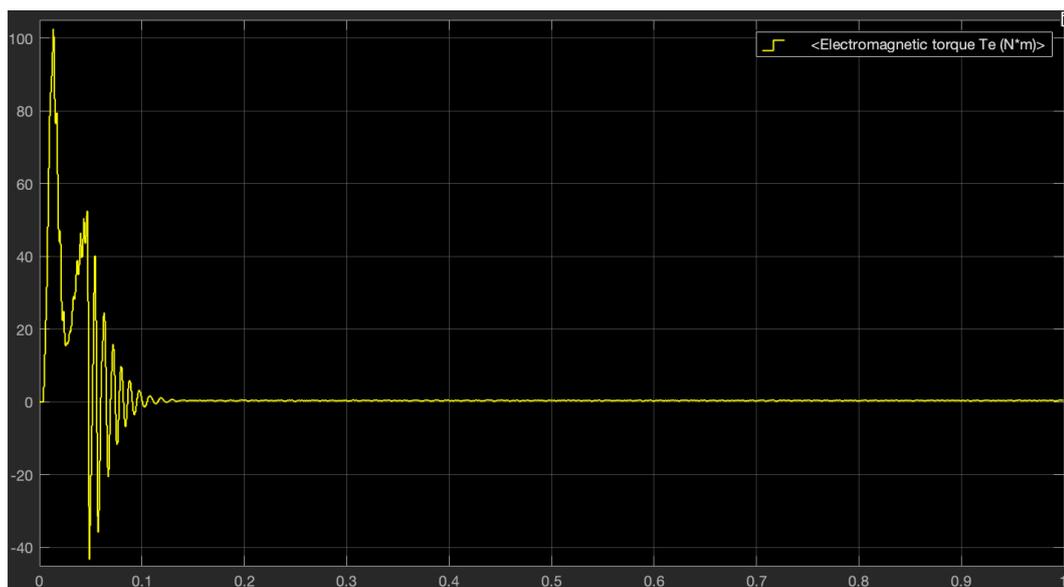


Figura 7.23. Par electromagnético en vacío.

Se puede comprobar que el par electromagnético al iniciar el movimiento alcanza valores elevados para vencer la inercia del motor, pero transcurridos 0,08 segundos desde el arranque el par se estabiliza y alcanza el valor de vacío, que es $0 \text{ N} \cdot \text{m}$.

Un comportamiento similar adopta la corriente, que se estabiliza prácticamente en el mismo tiempo que el par electromagnético, con la diferencia de que el valor de la corriente es un poco mayor de 0, ya que el motor, aunque esté en vacío necesita consumir energía por mínima que esta sea.

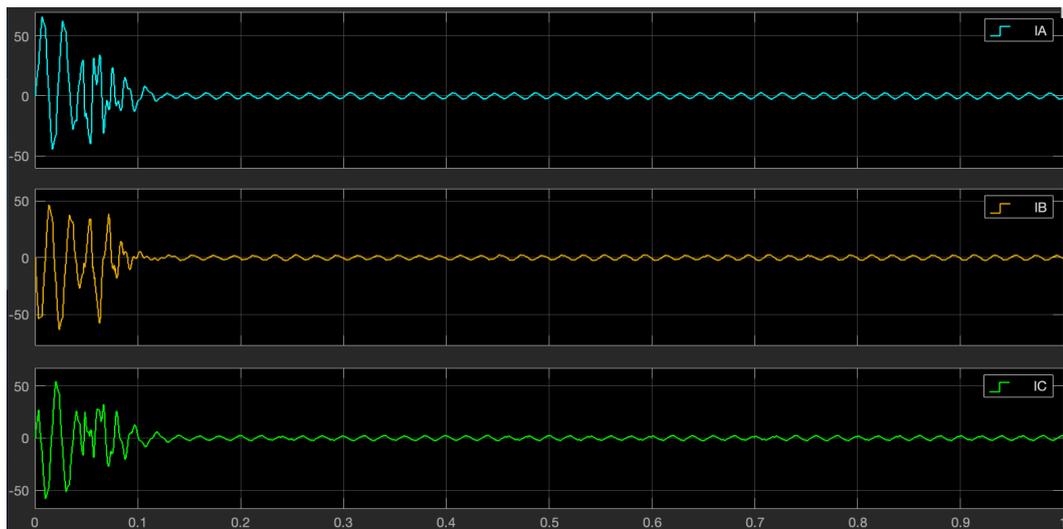


Figura 7.24. Corrientes de línea y fase en vacío.

Si comparamos el par electromagnético generado por el motor con el consumo de corriente eléctrica, podemos comprobar que es en el ensayo de vacío donde más se evidencia la relación entre ambos parámetros como podemos ver a continuación.

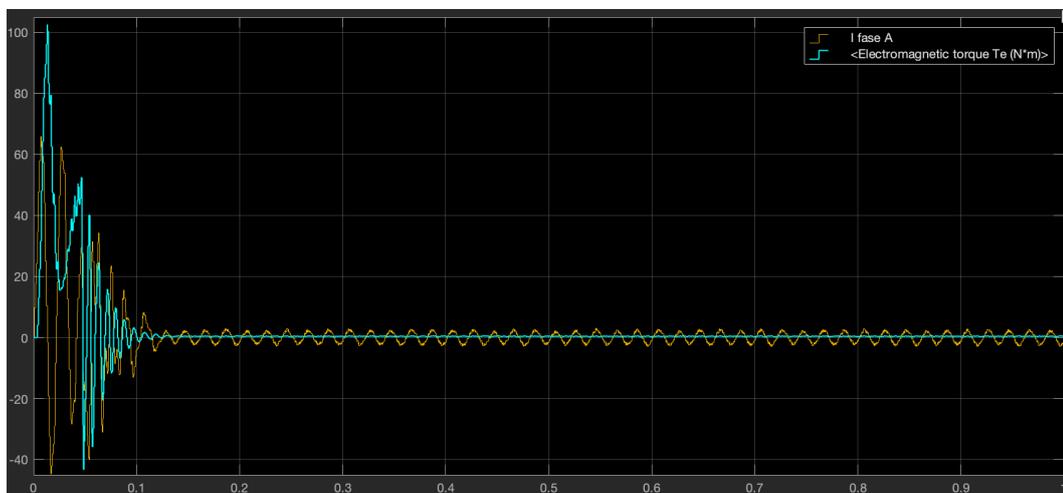


Figura 7.25. Par electromagnético Vs corriente en vacío.

Las tensiones de línea experimentan una caída durante el arranque como consecuencia del elevado consumo de corriente que realiza el motor, tardando 0,05 segundos en estabilizarse

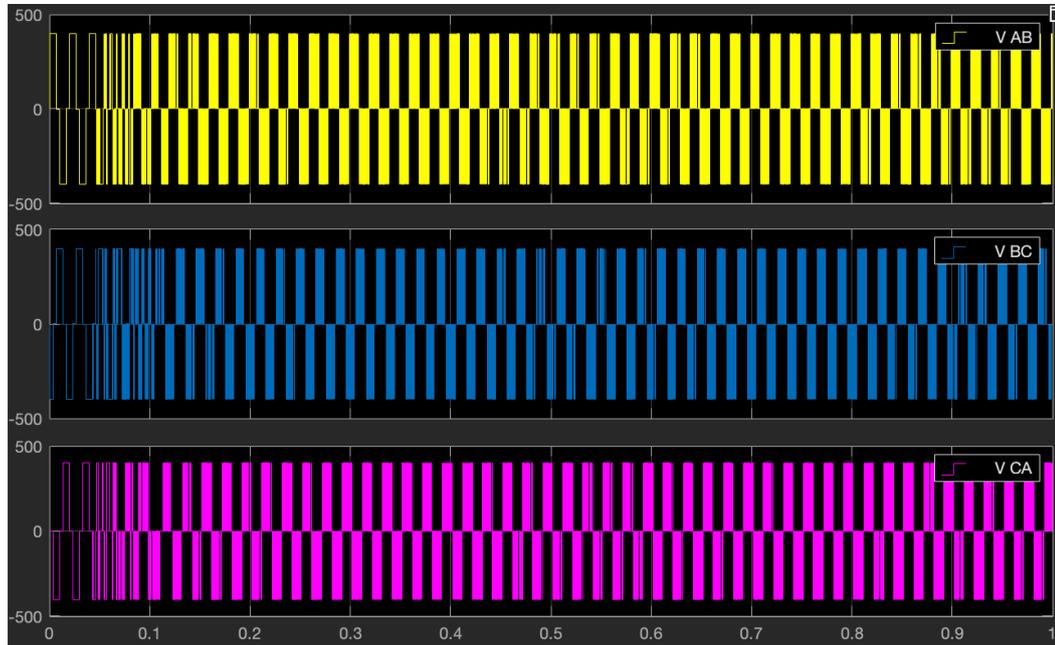


Figura 7.26. Tensiones de línea en vacío.

La velocidad del motor también se estabiliza en un periodo más corto que cuando el motor trabaja con carga, aunque tarda más tiempo en hacerlo que el par electromagnético y la corriente, alrededor de 1,4 segundos.

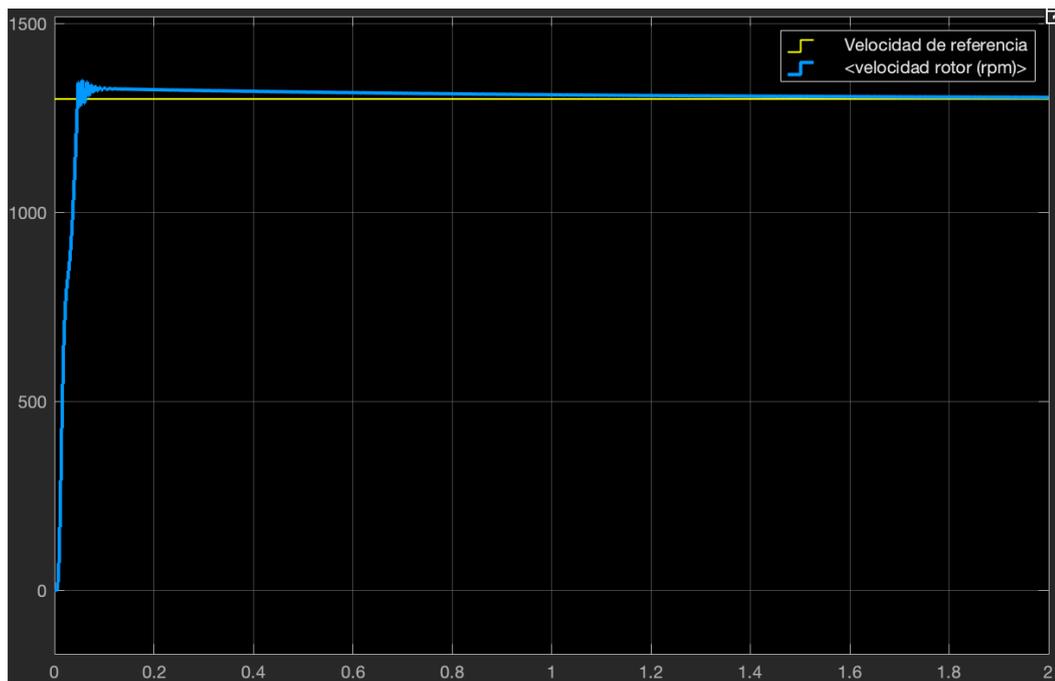


Figura 7.27. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor en vacío.

7.3.2.- Arranque a plena carga

El arranque a plena carga se realiza acoplado el par resistente más elevado al eje del motor desde el inicio de la simulación.

La simulación se va a llevar a cabo con los siguientes valores:

- **Tiempo de simulación:** 1 segundo.
- **Velocidad del motor:** 1300 rpm.
- **Par resistente:** 25 N · m.

El par electromagnético del motor en función del tiempo, se encuentra representado en la siguiente imagen.

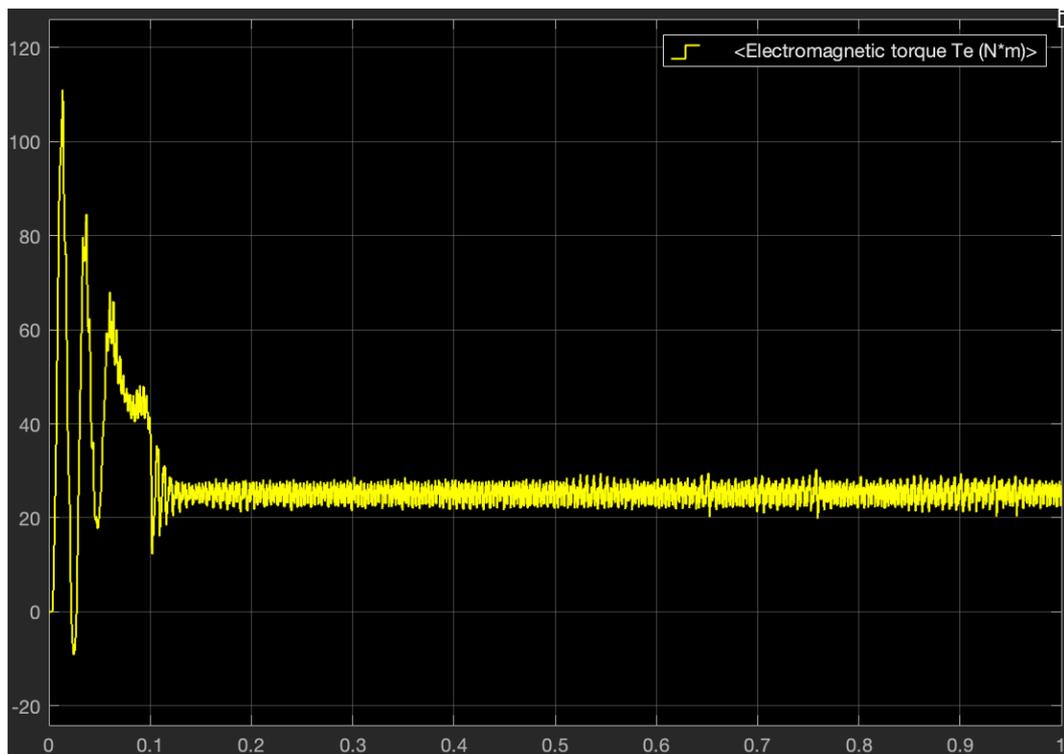


Figura 7.28. Par electromagnético a plena carga.

Cuando el motor inicia el movimiento, el par electromagnético alcanza valores más elevados que cuando el motor trabaja en vacío para vencer la inercia del motor. El tiempo que transcurre desde el arranque hasta que consigue estabilizarse y alcanzar el valor de plena carga de 25 N · m está en torno a los 0,15 segundos.

La corriente se estabiliza prácticamente en el mismo tiempo que el par electromagnético, del mismo modo que sucede cuando se realiza el ensayo en vacío.

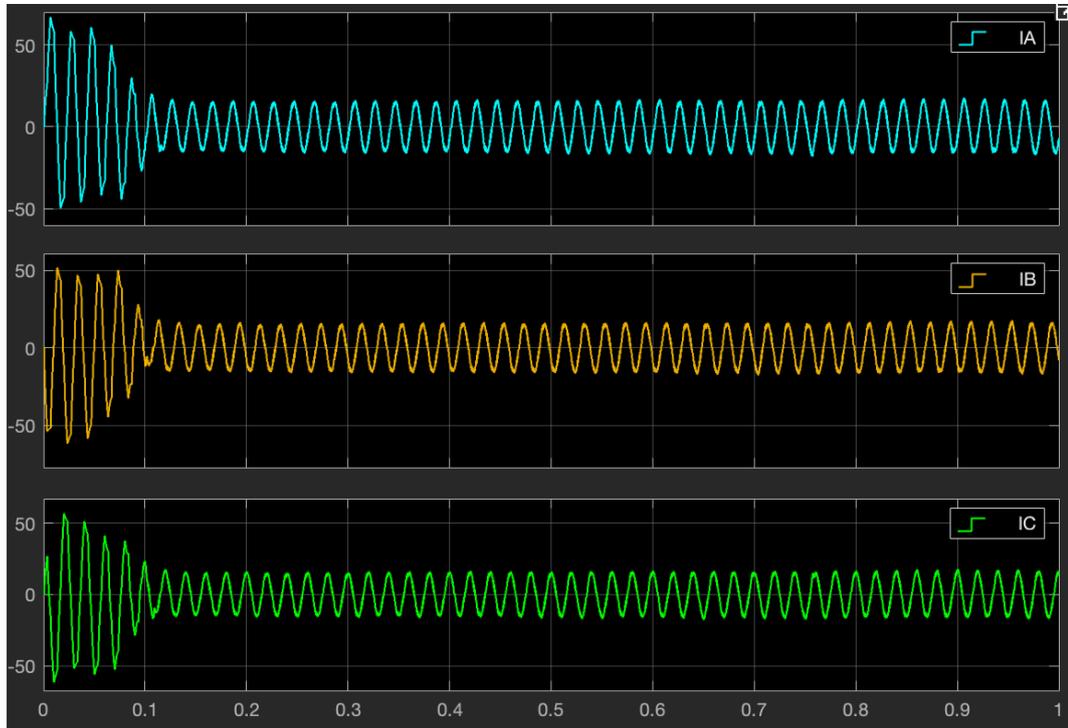


Figura 7.29. Corrientes de línea y fase a plena carga.

La relación entre la corriente y el par electromagnético es la siguiente:

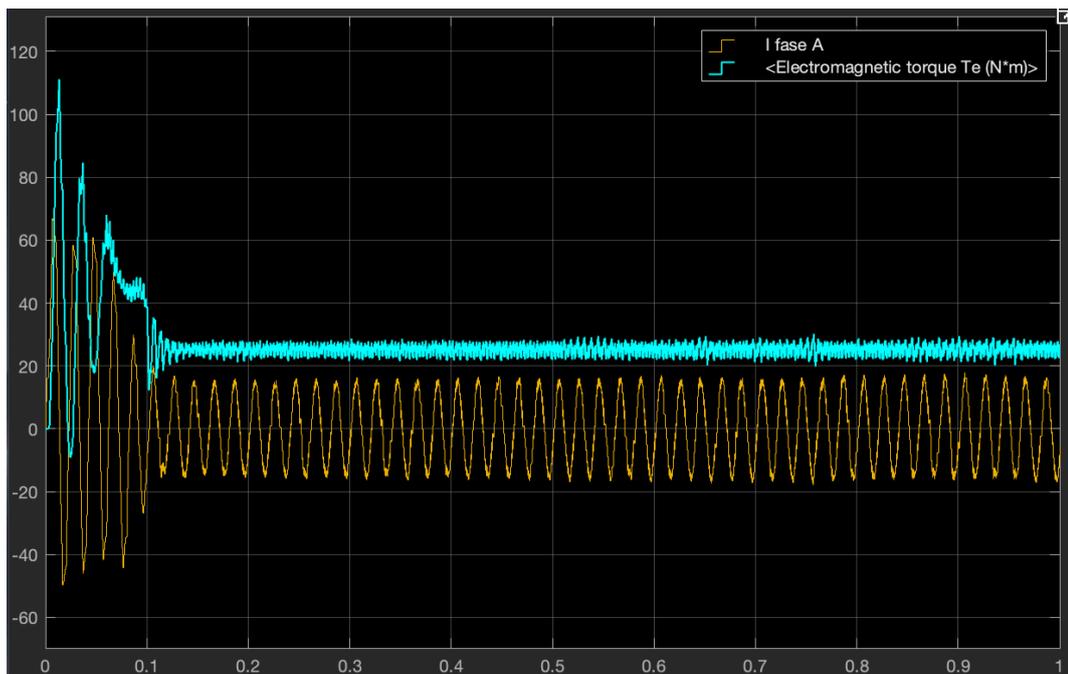


Figura 7.30. Par electromagnético Vs corriente a plena carga.

Ahora la caída de tensión es mayor que en el arranque en vacío porque aumenta el consumo de corriente para iniciar el movimiento, necesitando 0,1 segundos para estabilizarse, lo que supone el doble de tiempo.

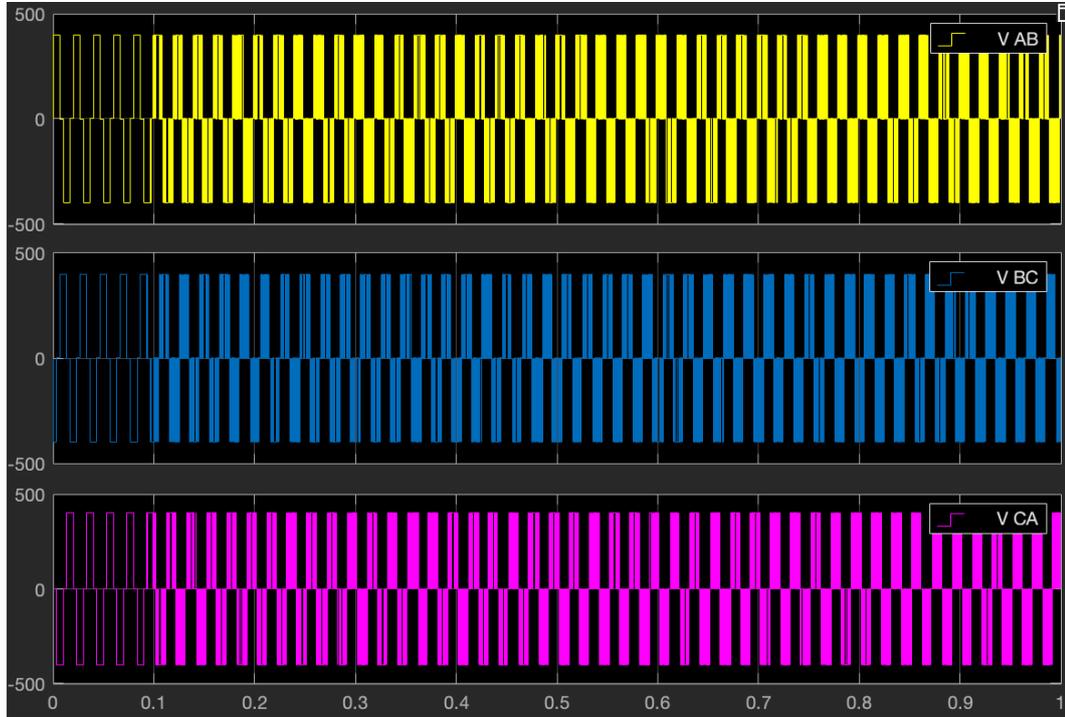


Figura 7.31. Tensiones de línea a plena carga.

En cuanto a la velocidad del motor también tarda más en asentarse que cuando el motor trabaja en vacío, necesitando ahora un tiempo de 2,5 segundos.

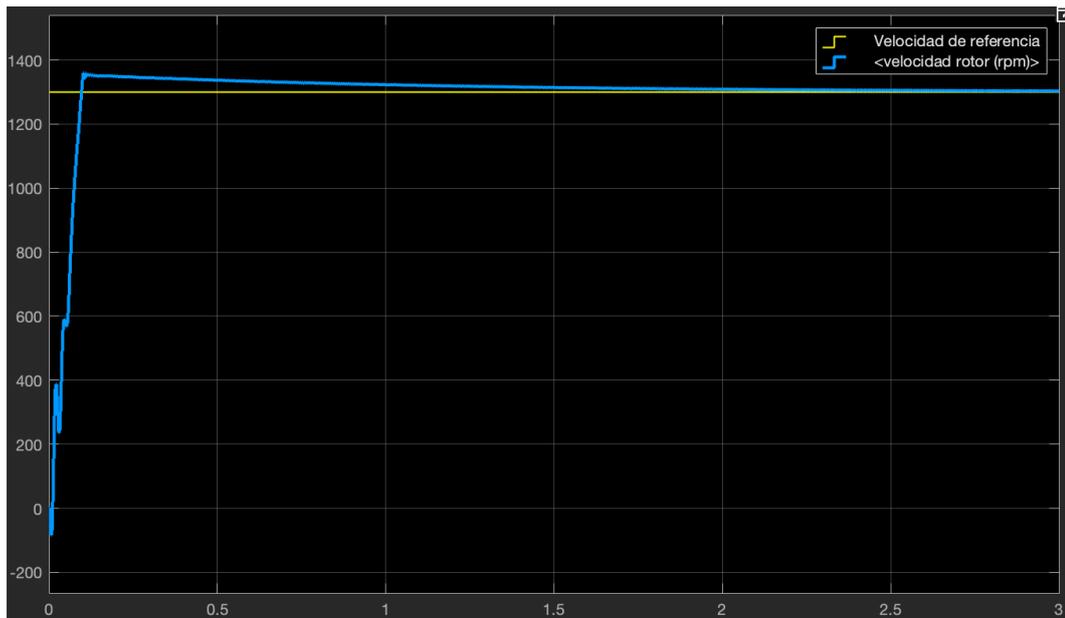


Figura 7.32. Velocidad de referencia Vs velocidad rotor a plena carga.

8.- CONCLUSIONES

PRIMERO: Los motores de inducción constituyen una herramienta de trabajo fundamental, ya que se encuentran presentes en la mayoría de los procesos industriales debido a los bajos costes de adquisición que presentan, lo que proporciona a las empresas una mayor eficiencia desde el punto de vista económico.

Se caracterizan por disponer de una gran facilidad de manejo que se ha conseguido gracias al desarrollo tecnológico de la electrónica de potencia para tratar la corriente alterna, siendo uno de los campos más avanzados el de los convertidores CC/CA en los que se basa el sistema de control objeto de este trabajo, que actúa sobre la corriente eléctrica procedente de la fuente de alimentación de continua que suministra energía al motor.

Para estudiar el comportamiento del motor, se emplea el circuito equivalente, en el que a través de resistencias e inductancias se representan el rotor y el estator, así como la carga mecánica que debe arrastrar el motor. Con él conseguimos reproducir de una manera bastante precisa los fenómenos físicos implicados en su funcionamiento.

SEGUNDO: Los elementos principales que constituyen el inversor CC/CA son los semiconductores de potencia. Para saber cual se ajusta mejor a nuestras necesidades se realiza un análisis acerca de los diferentes tipos que existen, basado en su estructura, funcionamiento, así como ventajas e inconvenientes que presentan.

Se determina que son los transistores IGBT los más adecuados, ya que se caracterizan por combinar las ventajas de los transistores bipolares BJT como son las bajas pérdidas de potencia cuando se encuentran en conducción con la elevada velocidad de conmutación de los MOSFET, debido a que el control se lleva a cabo mediante tensión.

Los semiconductores experimentan pérdidas durante su funcionamiento de dos formas distintas. Una de ellas tiene lugar cuando circula corriente a través del dispositivo y se denominan pérdidas en conducción. Las otras se producen cuando el dispositivo pasa del estado de bloqueo al de conducción y viceversa, se llaman pérdidas en conmutación y dependen directamente de la frecuencia de conmutación del semiconductor.

TERCERO: Los inversores CC/CA se emplean para transferir potencia desde una fuente de continua CC a una carga de alterna CA. Una de sus principales aplicaciones es el accionamiento de motores CA de velocidad regulable como el que se implementa en este trabajo.

Presenta cuatro cuadrantes de funcionamiento que dependen del sentido del flujo de potencia. Si trabaja en los cuadrantes 1 y 3 se comporta como inversor, de manera que el flujo de potencia va desde la fuente de alimentación a la carga, pero si el flujo tiene el sentido contrario se comporta como rectificador trabajando en los cuadrantes 1 y 2.

Se clasifican empleando como criterios la topología de potencia, que se basa en la disposición de los polos de potencia, la síntesis de la onda de salida, que describe las principales estrategias de control de los polos y la fuente de alimentación que emplean ya sea de tensión o corriente.

Para evaluar el comportamiento de un inversor se emplean diferentes factores de calidad con los que se analiza la composición de su tensión de salida, como son el factor del n -ésimo armónico (HF_n), la distorsión armónica (THD) y el armónico de orden más bajo (LOH).

Como el motor de inducción que queremos controlar es trifásico, también deberá serlo el inversor CC/CA. Para ello se emplea una configuración denominada en puente constituido por tres ramas, una por cada fase, con dos transistores en cada una de ellas.

Para gobernar el puente trifásico existen dos posibles estrategias de control. Una es la onda cuadrada cuyo funcionamiento se basa en activar cada interruptor una sola vez en cada periodo de la tensión de salida. La otra es la estrategia basada en PWM sinusoidal, que consiste en comparar una onda sinusoidal de referencia con una señal portadora triangular.

La estrategia de control elegida es la PWM sinusoidal, ya que es la más utilizada en la industria. Como el inversor que hemos desarrollado es trifásico habrá tres señales de referencia, una por cada fase, desfasadas 120° para generar una señal de salida trifásica equilibrada.

Cuando se diseña un inversor trifásico, uno de los aspectos al que más atención hay que prestar es a la coordinación de los interruptores por parte del sistema de control, pues esta debe ser perfecta para evitar que se produzca un cortocircuito en la fuente de alimentación, fenómeno que tiene lugar cuando se encuentran abiertos al mismo tiempo los dos interruptores que constituyen una rama.

CUARTO: El software de simulación Simulink empleado para realizar el trabajo, se ha mostrado como una herramienta de gran valor con la que poder modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. Las numerosas librerías que ofrece permiten construir multitud de modelos basados en diagramas de bloques.

Estamos ante un entorno interactivo fácil de usar, lo que le convierte en un programa ideal para trabajar, motivo por el que acuden a él profesores y estudiantes del mundo académico, así como ingenieros de la industria.

Contiene la librería Simscape Electrical, constituida por diversos bloques de componentes con los que diseñar sistemas electrónicos o sistemas de energía eléctrica monofásicos y trifásicos, como el sistema de control de velocidad que nos ocupa, basado en un inversor CC/CA.

Con este programa de simulación se pueden implementar modelos matemáticos que representan la realidad fielmente, así como analizar su funcionamiento ante diferentes situaciones, sin tener que construir el sistema físicamente. Esto supone un importante ahorro económico y de tiempo de desarrollo del producto a las empresas, ya que una vez que se tiene el modelo se realizan sucesivas pruebas para determinar si el sistema diseñado es adecuado.

QUINTO: El esquema eléctrico del controlador de velocidad del motor de inducción implementado mediante el software Simulink, consiste en una planta de lazo cerrado constituida por dos etapas principales, siendo una de ellas la etapa de control y la otra la etapa de potencia.

La etapa de control compuesta por el generador sinusoidal, el generador PWM y el controlador PI, es la unidad de mando del controlador, ya que se encarga de que la velocidad de rotación del motor sea igual que la introducida por el usuario actuando sobre la etapa de potencia.

Tomando la velocidad de salida del motor y comparándola con la velocidad de referencia obtenemos la señal de error, con la que se alimenta el controlador PI, que a partir de ella genera la señal que utilizamos como índice de modulación. Este le multiplicamos por la señal trifásica procedente del generador sinusoidal y lo introducimos en el generador PWM, que la compara con una señal portadora triangular para generar la señal de activación de los interruptores.

La etapa de potencia formada por la fuente de tensión V_{cc} , el puente trifásico con transistores IGBT y el motor trifásico, es la más importante, ya que su

función es la de transformar el voltaje de corriente continua en voltaje de corriente alterna para satisfacer la demanda energética del motor de inducción para su funcionamiento.

Mediante dos fuentes de tensión continua se alimenta el puente trifásico, constituido por seis transistores IGBT que se encienden y se apagan al recibir la señal procedente del generador PWM, dando como resultado una señal de voltaje alterno trifásico con la que se alimenta al motor de inducción haciéndolo girar a la velocidad deseada.

SEXO: Tras realizar el ensayo con par y velocidad constante en el que se simula el funcionamiento ordinario del motor de inducción en una actividad industrial, comprobamos que la velocidad de salida del motor se corresponde con el valor de referencia introducido por el usuario, por lo que el funcionamiento del controlador de velocidad es correcto.

Midiendo el valor tanto de la frecuencia de la señal portadora triangular como el de las señales de referencia con las herramientas que nos proporciona Simulink, podemos ver que es el esperado.

En las gráficas donde se muestran las tensiones y corrientes que circulan por los transistores IGBT, vemos que los que forman parte de una misma rama están desfasados 180° entre sí de manera que no se encuentran activados al mismo tiempo evitando que se produzca un cortocircuito.

Cuando se realiza el ensayo incrementando la velocidad y el par, se puede comprobar que el controlador de velocidad resuelve la situación con solvencia adaptando rápidamente el régimen de giro del motor al nuevo escenario.

En el ensayo dedicado a los arranques, se puede ver que inicialmente el motor realiza un consumo de corriente entre cinco y ocho veces superior al nominal dando como resultado una caída de tensión. En el arranque a plena carga el consumo de corriente es mayor y la caída de tensión más pronunciada que cuando se realiza el arranque en vacío, tardando más tiempo en estabilizar la velocidad.

9.- BIBLIOGRAFÍA

- [1] Jesús Fraile Mora, Máquinas Eléctricas, Sexta edición, Madrid: MC Graw Hill, 2008.
- [2] Javier Sanz Feito, Máquinas Eléctricas, Madrid: Prentice-Hall, 2002.
- [3] Salvador Martínez García, Juan Andrés Gualda Gil, Electrónica de potencia: componentes, topologías y equipos, Madrid: Thomson, 2006.
- [4] Muhammad H. Rashid, Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones, Tercera edición, México: Prentice-Hall, 2004.
- [5] Albert Malvino, David J. Bates, Principios de electrónica, séptima edición, Madrid: MC Graw Hill, 2006.
- [6] Daniel W. Hart, Electrónica de potencia, Madrid: Prentice-Hall, 2001.
- [7] José Manuel González de la Fuente, “Convertidores CC/CA”, Apuntes de la asignatura Electrónica de potencia para aplicaciones en sistemas eléctricos, Departamento: Tecnología Electrónica, Universidad de Valladolid.
- [8] The MathWorks, “MATLAB”, [en línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>
- [9] The MathWorks, “Simulink”, [en línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/products/simulink.html>
- [10] The MathWorks, “Simscape Electrical”, [en línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/products/simscape-electrical.html>

10.- ANEXOS

10.1.- Controlador_velocidad.slx

