



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Escuela Politécnica Superior de Jaén

Trabajo Fin de Grado

DISEÑO DE UN CONTROLADOR DE MOTORES ELÉCTRICOS BASADO EN ARDUINO

Alumno: Carlos Mariscal González

Tutor: Prof. D. Antonio Cano Ortega
Prof. D. Francisco Sánchez Sutil

Dpto: Dpto. Ingeniería Eléctrica

Septiembre, 2019

Índice General

MEMORIA DEL PROYECTO	8
1. Encargo y redacción	8
2. Antecedentes.....	8
3. Objetivos.....	8
4.Estudio Previo	9
4.1 Marco teórico	9
4.1.1 Motores eléctricos	9
4.1.2 Introducción a las transformadas de Clarke y Park.....	15
4.1.3 Dispositivos Semiconductores de Potencia.....	19
4.1.4 Convertidores DC/AC	25
4.2 Estado del Arte.....	31
4.2.1 Técnicas de modulación	31
4.2.2 Técnicas de control.....	35
4.2.3 Aplicación de inversores multinivel en líneas HVDC	37
4.2.4 Inversores multinivel comerciales.....	39
5. Desarrollo del proyecto	40
5.1 Aspectos generales.....	40
5.2 Herramientas utilizadas.....	40
5.3 Estudio de la solución adoptada.....	41
5.3.1 Space Vector Pulse Width Modulation de 3 Niveles	41
5.3.2 Field Oriented Control	49
5.3.3 Driver IGBT	52
5.4 Simulación con Matlab Simulink	55
5.4.1 Resultados obtenidos.....	58

5.5 Implementación en Arduino Mega 2560	64
6. Conclusión y trabajo futuro	66
6.1 Conclusiones del proyecto	66
6.2 Trabajo futuro	67
7. Bibliografía.....	68
ANEXO I: PLANOS.....	70
1. Planos Placa de Potencia.	70
2. Planos Placa Driver IGBT	71
3. Planos de la caja	73
4. Vistas 3D del ensamblaje final	74
ANEXO II: CÁLCULOS	76
1. Cálculos de Placa de Potencia	76
1.1 Potencia máxima permitida por los IGBT	76
1.2 Ancho de pista de la PCB	77
1.3 Desbalanceo máximo de los condensadores	77
2. Cálculos de Driver IGBT.....	77
2.1 Condensador Bootstrap.....	77
2.2 Resistencia Zener.....	78
3. Cálculo de parámetros del motor.....	78
3.1 Resistencia del estátor.....	78
3.2 Enlace de flujo magnético.....	78
3.3 Número de polos	79
3.4 Inductancias L_d y L_q	79
ANEXO III: PRESUPUESTO.....	81
1. Bill-of-Material.....	81
2. Tabla de Precios.....	83

ANEXO IV: CÓDIGO MATLAB/SIMULINK Y ARDUINO	86
1. Código de Matlab/Simulink	86
1.1 Sector Determination	86
1.2 Dwell Time Calculation.....	87
1.3 Switching Pattern.....	87
1.4 Pattern Sequence Correction.....	88
2. Código de Arduino	90
/*Características del motor*/	90
/*Características del control PI*/	90
/*Estados de conmutación*/	90
/*Tiempo de Sampleo*/	91
/*Funciones ASM*/	91
/*Función de desacoplo de v_q y v_d */.....	92
/*Función transformada de Clarke y Park*/	92
/* Función transformada de Park inversa*/	93
/*Función de Tiempo Muerto*/	93
/*Función de Secuencia de Conmutación y actualización del Timer1*/	93
/*Space Vector Modulator*/	94
/*MAIN*/.....	97
/* ADC Complete Interrupt Handler */	99
/* Timer 5 Input Capture Interrupt Handler */	100
/* Timer 5 OVF Interrupt Handler */.....	101
/*Timer 1 OVF Interrupt Handler */.....	101

Lista de Ilustraciones

Ilustración 1. Clasificación de motores eléctricos	10
Ilustración 2. Sección de un motor síncrono. a) Motor monofásico. b) Motor trifásico. 11	
Ilustración 3. Distribución de los imanes en el rotor. a) Montaje superficial b) Integrados c) Insertados.....	11
Ilustración 4. Secuencia de funcionamiento de un motor síncrono	12
Ilustración 5. Gráfica Par y Potencia vs Velocidad Angular	13
Ilustración 6. Sistemas de referencia con las transformadas de Clarke y Park	18
Ilustración 7. Señal en sistemas de referencia a) abc b) $\alpha\beta$ c) dq	18
Ilustración 8. Diodo	19
Ilustración 9. Tiristor	20
Ilustración 10. Triac.....	20
Ilustración 11. GTO.....	21
Ilustración 12. BJT	21
Ilustración 13. MOSFET	22
Ilustración 14. IGBT.....	22
Ilustración 15. Pérdidas en semiconductores de silicio vs. Semiconductores de SiC	23
Ilustración 16. Clasificación de semiconductores de potencia	24
Ilustración 17. a) Inversor Puente en H ideal. b) Tensión a la salida del inversor	25
Ilustración 18. a) Inversor 2 niveles. b) Inversor 3 niveles c) Inversor n-niveles	27
Ilustración 19. Topología del inversor en cascada de n-niveles	28
Ilustración 20. Topología Neutral Point Clamped (NPC) de 3 niveles	29
Ilustración 21. Topología Flyback Capacitor de 3 niveles	30
Ilustración 22. SPWM de 3 fases y 3 niveles ($m_f=5$, $m_a=0.8$). a) Señal referencia y portadora. b) Señal de disparo	32

Ilustración 23. Diagrama de Vectores Espaciales para un inversor de 3 niveles	34
Ilustración 24. Diagrama de bloques de control vectorial	35
Ilustración 25. Diagrama de Bloques del Control Directo de Torque (TDC)	36
Ilustración 26. Diagrama de bloques del Control Predictivo.....	37
Ilustración 27. a) Comparativa Coste vs. Distancia en líneas HVDC y HVAC. b) Convertidor Siemens HVDC	38
Ilustración 28. Diagrama de vectores espaciales para el inversor NPC de 3 niveles	41
Ilustración 29. Efectos de los estados de conmutación sobre los condensadores.....	43
Ilustración 30. Distribución del sector I del hexágono de vectores.....	45
Ilustración 31. Sentido de giro del patrón de conmutación	47
Ilustración 32. Patrón de conmutación del Sector I. a) Región 1 b) Región 2 c) Región 3 d) Región 4	48
Ilustración 33. Diagrama de flujo del SVPWM	48
Ilustración 34. Drivers con Transformador. a) Single-ended b) Double-ended	53
Ilustración 35. Uso típico del chip IR2110.....	53
Ilustración 36. Modificaciones propuestas a) Bootstrap para topología de 3 niveles. b) Driver propuesto.....	54
Ilustración 37. Modelo Inversor NPC 3 niveles	56
Ilustración 38. Modelo Space Vector Modulation.....	56
Ilustración 39. Forma de onda portadora del SVPWM. $f=50\text{Hz}$, $m=0.95$	57
Ilustración 40. Modelo FOC propuesto	57
Ilustración 41. Modelo de controlador propuesto.....	58
Ilustración 42. Ensayo SVPWM. 65V, 50Hz. THD = 0.774.....	59
Ilustración 43. Ensayo SVPWM. 65V, 20Hz. THD = 0.798.....	59
Ilustración 44. Ensayo SVPWM. 65V, 90Hz. THD = 0.75.....	59
Ilustración 45. Ensayo SVPWM. 120V, 90Hz. THD = 0.77.....	60
Ilustración 46. Ensayo SVPWM. 120V, 50Hz. THD = 0.78.....	60

Ilustración 47. Ensayo SVPWM. 120V, 20Hz. THD = 0.85.....	60
Ilustración 48. Desbalanceo de los condensadores. a) 65V, 20Hz. $\Delta V=3V_{pp}$. b) 65V, 50Hz. $\Delta V=1.45V_{pp}$. c) 65V, 90Hz. $\Delta V=1V_{pp}$	61
Ilustración 49.a) Simulación FOC. PI velocidad: $K_p=1.2$, $K_i=0.41$. PI corriente: $K_p=2.3$, $K_i=0.27$ b) escalón 1 ampliado. c) escalón 2 ampliado.....	62
Ilustración 50. a) Simulación FOC. PI velocidad: $K_p=8.97$, $K_i=0.82$. PI corriente: $K_p=12.1$, $K_i=0.57$ b) escalón 1 ampliado. c) escalón 2 ampliado.....	63
Ilustración 51. Periféricos y Hardware utilizados para el FOC.....	64
Ilustración 52. Flujograma del código de Arduino.....	65
Ilustración 53. Esquemático inversor NPC 3 niveles	70
Ilustración 54. Diseño PCB de la placa del inversor	70
Ilustración 55. Esquemático driver IGBT.....	71
Ilustración 56. Esquemático del Bootstrap	71
Ilustración 57. Diseño PCB de Bootstrap + driver IGBT.....	72
Ilustración 58. Vista lateral del ensamblaje 3D.....	74
Ilustración 59. Prototipo real ensamblado	75
Ilustración 60. Ensayo del motor.....	80

Lista de Tablas

Tabla 1. Comparativa de motores BLDC vs. PMSM.....	14
Tabla 2. Comparativa de técnicas de conmutación basadas en señal portadora.....	32
Tabla 3. Inversores multinivel comerciales	39
Tabla 4. Diferentes estados de conmutación	42
Tabla 5. Diferentes combinaciones de estados.....	42
Tabla 6. Tiempo de conmutación para cada región en el sector I	45
Tabla 7. Bill of Material: Placa de Potencia.....	81
Tabla 8. Bill of Material: Placa de control y driver.....	82
Tabla 9. Tabla de Precios	83

MEMORIA DEL PROYECTO

1. Encargo y redacción

El presente proyecto, titulado “Diseño de un controlador de motores eléctricos basado en Arduino”, se ha realizado como Trabajo Fin de Grado en Ingeniería Electrónica Industrial, siendo realizado por el alumno Carlos Mariscal González, cuyos tutores son Antonio Cano Ortega y Francisco Sánchez Sutil, profesores del Área de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Jaén.

El proyecto, bajo propuesta de los tutores, está motivado por el auge y la importancia que están adquiriendo los vehículos eléctricos en la actualidad, siendo pieza fundamental de éstos el control del motor, así como mantener una eficiencia elevada del sistema para optimizar al máximo la energía de las baterías.

2. Antecedentes

Hoy en día encontramos motores eléctricos no sólo en los vehículos, si no en infinidad de maquinaria y productos a nivel industrial, por lo que es prácticamente imprescindible tener un amplio conocimiento acerca de la teoría que hay detrás de estos sistemas de control. Con el surgimiento de microcontroladores low-cost, permite además realizar el estudio a nivel práctico de este tipo de sistemas con un presupuesto reducido, por lo que es accesible para cualquiera que tenga interés en el campo.

3. Objetivos

El objetivo final de este proyecto será el estudio, simulación y desarrollo de un inversor trifásico con topología *Neutral Point Clamped* (NPC) de 3 niveles, gobernado por un Arduino Mega 2560, capaz de realizar el control de velocidad sobre un motor BLDC trifásico de 300W.

Este proyecto tiene, además, un fin didáctico (dado su perfil Open Source), para que cualquier estudiante o usuario, con unos conocimientos limitados en el campo tanto de los motores eléctricos, como de la electrónica de potencia o la programación de microcontroladores, sea capaz de construir y comprender el funcionamiento del sistema, ya que éste no está planteado como una “caja negra”, sino que presenta una interfaz

accesible y visualmente intuitiva, además de una fácil replicabilidad dada su realización con componentes comerciales de bajo coste.

4. Estudio Previo

Antes de acometer el proyecto llevado a cabo, debido su carácter multidisciplinar y la variedad y complejidad de soluciones posibles para nuestro problema, merece la pena prestar atención a aspectos previos más básicos. Entre otros temas, se realizará una revisión de los principales bloques que componen el proyecto de manera individual, centrándose en la teoría y construcción de motores actuales, la conversión de corriente continua en alterna y las distintas topologías empleadas para tal cometido, además de destacar las principales características de los distintos tipos de semiconductores de potencia usados en estos.

Se expondrá un estado del arte en el cual se recogen distintas estrategias de control de motores mediante técnicas de modulación, desde las técnicas más sencillas hasta las aplicaciones actuales más avanzadas, para poder ubicar el proyecto dentro de las posibilidades del mercado actual. Finalmente se propondrá la solución adoptada y será llevado a cabo el estudio del problema planteado.

4.1 Marco teórico

Como primera aproximación al proyecto, éste se puede entender a grandes rasgos como la conversión de corriente directa (DC) en corriente alterna (AC), mediante el uso de conmutadores electrónicos de la manera más eficiente posible, cuya finalidad sea la excitación y el control de velocidad de un motor brushless (BLDC). Para ello, introduciremos los siguientes aspectos:

4.1.1 Motores eléctricos

Un motor eléctrico es una máquina que es capaz de transformar energía eléctrica en energía mecánica. Esto se produce gracias a la interacción magnética generada entre el estator (parte inmóvil del motor) y el rotor (parte en la que se produce el giro del eje). Dependiendo del tipo de motor, tendrá una construcción y características distintas, que nos harán escoger un tipo u otro de motor dependiendo de la aplicación que vaya a desempeñar la máquina en cuestión.

Los motores eléctricos son usados en un amplio rango de aplicaciones dentro del ámbito industrial, aunque también se encuentran con frecuencia en objetos de consumo domésticos. Así, podemos encontrar motores eléctricos del rango de mW en lectores de DVDs o en discos duros de ordenadores, como enormes motores en el rango de MW utilizado en plantas industriales, estaciones de bombeo, etc.

Como se ha podido ver anteriormente, los motores eléctricos se pueden clasificar de distinta manera, bien atendiendo a sus características físicas, o bien a sus métodos de excitación. En la Ilustración 1 se pueden ver algunos de los tipos de motores más relevantes:

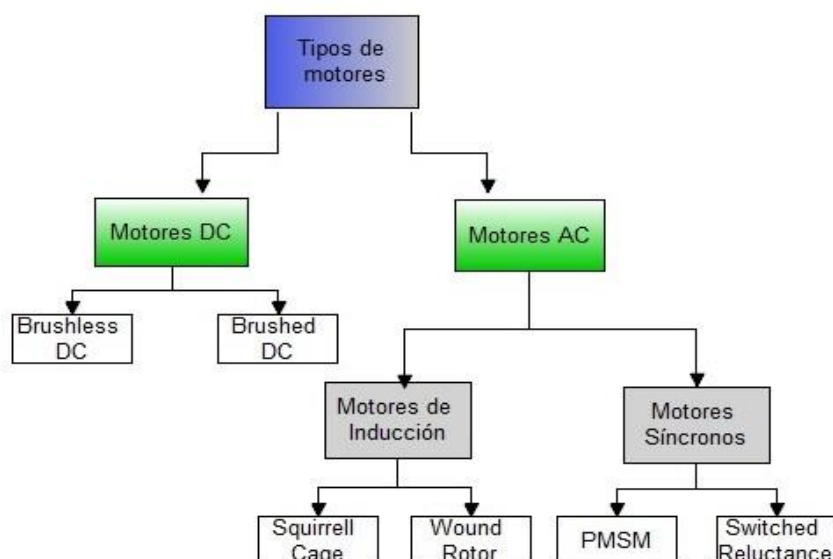


Ilustración 1. Clasificación de motores eléctricos

En este breve estudio, centraremos la atención en dos tipos de motores síncronos, los cuales son usados ampliamente en el ámbito industrial: los motores PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) y los motores BLDC (Brushless DC motor), que, además, comparten algunas de las siguientes características:

El estator lleva arrollado el devanado del motor, ya sea monofásico, bifásico (los menos comunes) o trifásico, con un número igual de vueltas en cada devanado. Se monta sobre un núcleo ferromagnético, que amplifica el efecto del campo magnético generado por el devanado, y que además suele estar laminado para evitar pérdidas por corriente Eddy.

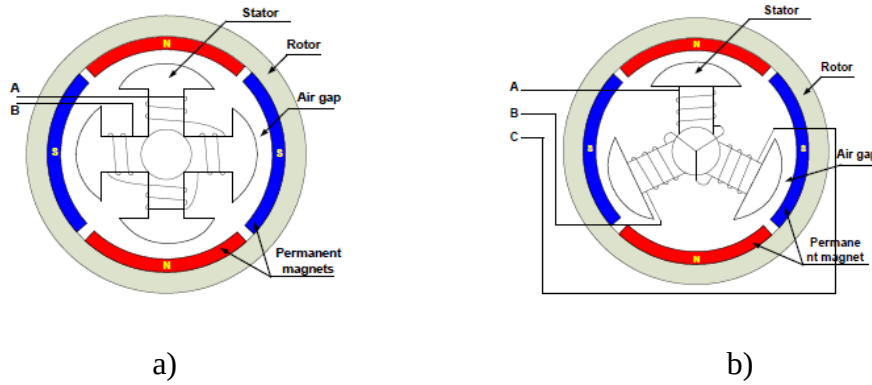


Ilustración 2. Sección de un motor síncrono. a) Motor monofásico. b) Motor trifásico.

El **rotor** consiste en un eje y un cuerpo sobre el que van montados imanes permanentes (tanto en BLDC como en PMSM), dispuestos para formar n pares de polos, que alternan entre polaridad norte y sur. Hay distintos materiales magnéticos usados en el ámbito industrial, desde los más baratos imanes de ferrita, hasta aleaciones de metales de las tierras raras, que por lo general suelen ser bastante caros, aunque su alta densidad de energía hace posible una reducción del cuerpo del rotor manteniendo un torque elevado. La disposición de los imanes se puede integrar de distintas maneras en el cuerpo del rotor, tal y como se muestra en la Ilustración 3.

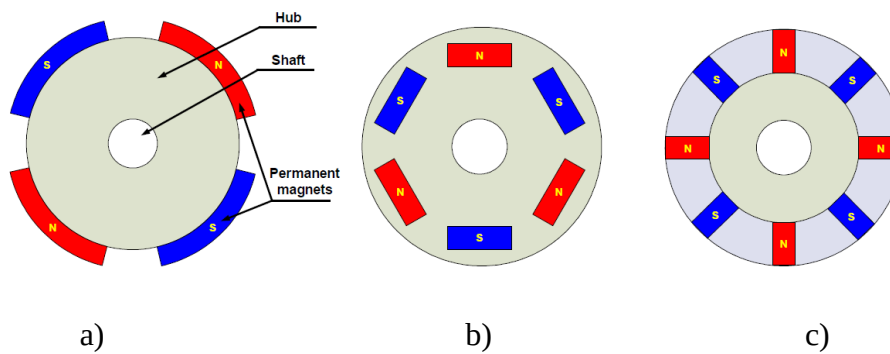


Ilustración 3. Distribución de los imanes en el rotor. a) Montaje superficial b) Integrados c) Insertados

La distinta distribución geométrica de los imanes hace que la interacción con el devanado tenga propiedades distintas. Una de ellas, es la saliencia, que se define como

$$\rho = \frac{L_q}{L_d}$$

siendo L_d la inductancia del devanado en el eje d y L_q la inductancia en el eje q, ambas propiedades intrínsecas de cada motor.

El valor de la saliencia representa, pues, la distribución no uniforme del campo magnético a lo largo del cuerpo del motor. En los motores con imanes de superficie (SPM), no existe dicha variación, por lo que el valor de saliencia es la unidad. Sin embargo, en los motores de imanes internos (IPM), se cumple que $L_q > L_d$, resultando la saliencia mayor que la unidad. Como consecuencia, aparece una componente adicional de torque, tal y como se puede apreciar en la ecuación 1, ya que, debido a la saliencia, (es decir, a la irregularidad en la disposición del campo magnético) ésta siempre tenderá a alinearse completamente con el flujo magnético principal para reducir la saliencia.

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1)$$

donde T_e es el par electromagnético producido por el motor, P el número de pares de polos del motor, λ el flujo de enlace del motor e i_d e i_q la intensidad en los respectivos ejes de coordenadas. En consecuencia, la saliencia supone que los IPM sean más ruidosos, aunque tienen un par mayor y un mejor funcionamiento a altas revoluciones.

La teoría de funcionamiento es idéntica en ambos motores, tanto BLDC como PMSM, ya que ambos son motores síncronos y de imanes permanentes. Excitando uno de los devanados, provocará que el estator se alinee completamente con éste, de manera que siga la secuencia de excitación de las bobinas del estator, produciendo así el movimiento sincronizado con la señal de excitación, a diferencia de los motores de inducción, que cuyo rotor siempre gira ligeramente retardado respecto de la corriente de excitación, lo que se conoce como slip o deslizamiento.

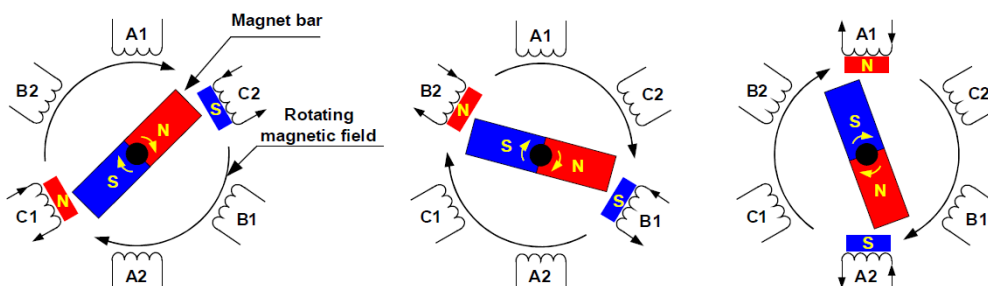


Ilustración 4. Secuencia de funcionamiento de un motor síncrono

El funcionamiento de una máquina síncrona tiene una limitación en su velocidad de funcionamiento, conocida como velocidad base ω_{base} , que es propia de cada motor, en base a su construcción, número de polos, tensión máxima, etc. Dicha velocidad se alcanza cuando la tensión generada por la fuerza contraelectromotriz (BEMF), producida por el giro del motor, es igual a la tensión de excitación del propio motor. En este caso, la intensidad que circularía es 0 y, por ende, el torque aplicado también es 0. Para superar esta limitación, se utilizan diversas estrategias de control, como el Flux Weakening, el cual se verá más adelante.

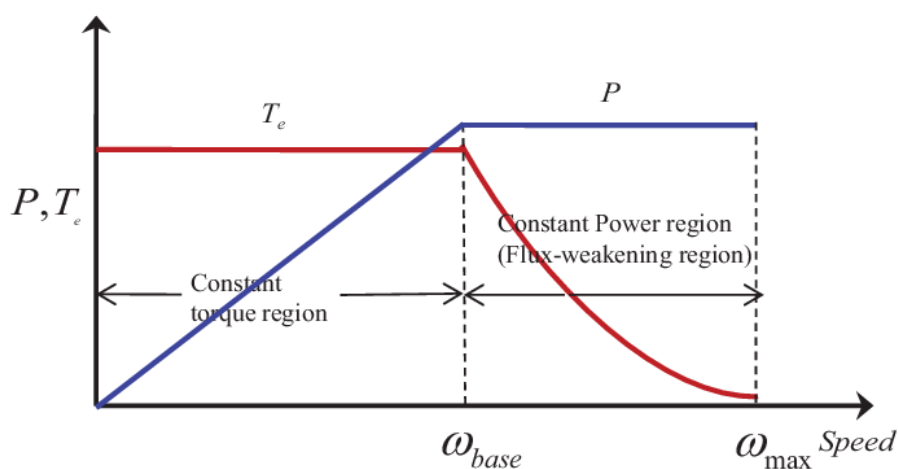


Ilustración 5. Gráfica Par y Potencia vs Velocidad Angular

A continuación, se exponen las principales características distintivas de los BLDC y de los PMSM:

BLDC: El motor BLDC se excita con corriente continua al igual que un motor DC con escobillas, con la diferencia de que en lugar de utilizar conmutadores mecánicos como en el caso de éste, utiliza conmutadores electrónicos (inversor). Para el caso de un motor trifásico, suele llevar incorporado un sensor de posición para monitorizar la posición del rotor, usualmente sensores Hall situados a 120° eléctricos, con lo que se puede crear un control del motor robusto y simple, con solamente 6 conmutaciones en el inversor por revolución.

Aunque está prácticamente normalizado el uso de sensores para la monitorización de la posición del rotor en motores de alta y media potencia, en algunos casos en los que el motor carece de sensores se puede inferir la posición del rotor midiendo la fuerza contraelectromotriz (BEMF), realizando un control “sensorless”, con la adición de

algunos componentes externos, como Amplificadores Operacionales y algunos componentes pasivos.

La distribución del devanado del estator está dispuesta de tal forma que al interactuar con los imanes permanentes del rotor creen una densidad de flujo prácticamente constante en el *air gap*, lo que permite que se pueda alimentar con una onda AC trapezoidal.

PMSM: Comparte muchas de las características del BLDC, sin embargo, presenta dos grandes diferencias. La primera, es que, debido a la distribución del devanado, la señal de excitación debe ser sinusoidal, por lo que la forma de onda de la BEMF es igualmente sinusoidal, lo que se traduce en un movimiento del rotor continuo y suave, sin picos en el torque.

Como consecuencia de la señal de excitación senoidal, la segunda gran diferencia es la necesidad de monitorizar continuamente la posición del rotor, para así poder conseguir una onda de corriente con baja distorsión armónica en la salida del inversor. Esto hace que su control sea más complejo que el del BLDC, incrementando el precio por la necesidad de incluir sensores de posición más complejos y robustos, como encoders ópticos o resolvers, aumentando además las pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores del inversor. Aun así, se han desarrollado técnicas de control específicas para este tipo de motores, que minimizan las pérdidas de conmutación logrando la mínima distorsión en la señal de salida.

Por último, se pueden recoger las diferencias más significativas en la siguiente tabla:

Tabla 1. Comparativa de motores BLDC vs. PMSM

	BLDC	PMSM
Corriente de excitación	DC (AC Trapezoidal)	AC senoidal
Forma de onda BEMF	Trapezoidal	Senoidal

Conmutación	Cada 60°	Continua
Picos de Torque en la conmutación	Sí	No
Presencia de armónicos	Armónicos de bajo orden debido a la señal trapezoidal	Menor número de armónicos
Pérdidas en el estator	Más pérdidas debido a los armónicos	Menos pérdidas
Pérdidas de conmutación	Menos pérdidas	Más pérdidas para la misma frecuencia
Algoritmo de control	Simple	Más complejo
Eficiencia	No tan eficiente, menor torque	Alta eficiencia, mayor torque y rango de velocidad
Coste	Bajo coste	Precio más elevado

4.1.2 Introducción a las transformadas de Clarke y Park

El estudio de motores eléctricos se puede abordar desde distintos sistemas de referencia. Como se ha visto anteriormente, tenemos un marco fijo (estátor) y un marco móvil (rotor). Dependiendo de la magnitud a considerar, nos interesará más utilizar un sistema de referencia u otro, puesto que de este modo se puede reducir considerablemente la carga computacional de nuestro controlador, aumentando su rendimiento y velocidad de trabajo. Para ello nos serviremos de dos herramientas matemáticas, como son la

transformada de Clarke y la transformada de Park, con sus correspondientes transformadas inversas, que serán especialmente útiles en el control vectorial del motor.

4.1.2.1 Transformada de Clarke:

La transformada de Clarke modifica un sistema de tres fases (abc) en un nuevo sistema con dos fases ortogonales ($\alpha\beta\theta$). De esta manera, podemos reducir el número de variables con las que operara de 3 a solamente 2 sin perder información de la señal. Con esto, podemos generar un vector de referencia, con solamente dos coordenadas, que rote con la misma velocidad que el rotor, ω_e , que sirva como señal de referencia para la entrada para el inversor.

Matemáticamente, lo podemos describir de la siguiente forma para un sistema trifásico equilibrado:

$$i_\alpha = i_a \quad (2)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (3)$$

Del mismo modo, se define la transformada inversa de Clarke como:

$$i_a = i_\alpha \quad (4)$$

$$i_b = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (5)$$

$$i_c = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (6)$$

4.1.2.2 Transformada de Park:

A diferencia del caso anterior, en el que el vector resultado i_s rota solidario al rotor, con la transformada de Park es el sistema de referencia el que gira sincronizado y con velocidad angular igual a la del rotor, manteniendo las magnitudes constantes en el tiempo. El hecho de trabajar con magnitudes DC simplifica tremendamente los cálculos a realizar, por lo que es común utilizar este sistema de referencia a la hora de abordar el cálculo y caracterización de motores eléctricos. Además, la transformada de Park es especialmente útil en el control de motores debido a que las componentes de la intensidad en este nuevo sistema de referencia, i_d e i_q , son directamente proporcionales al flujo magnético y al torque.

La transformada de Park está relacionada con la transformada de Clarke del siguiente modo:

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (7)$$

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \quad (8)$$

Donde θ es el ángulo que forman los ejes α y d , que coincide con el ángulo del rotor.

La transformada inversa de Park la podemos definir como:

$$i_\alpha = i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) \quad (9)$$

$$i_\beta = i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta) \quad (10)$$

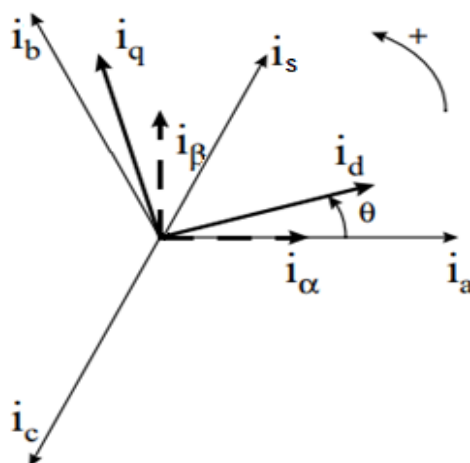
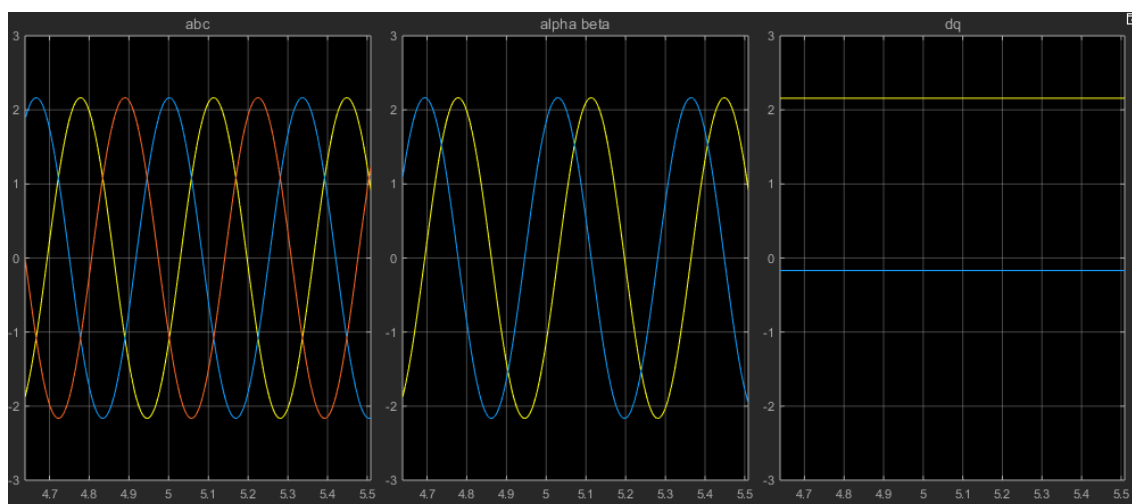


Ilustración 6. Sistemas de referencia con las transformadas de Clarke y Park



(a)

(b)

(c)

Ilustración 7. Señal en sistemas de referencia a) abc b) $\alpha\beta$ c) dq

4.1.2.3 Conclusión

Ambos motores, tanto PMSM como BLDC están siendo muy utilizados hoy en día a nivel industrial debido a su alta eficiencia, versatilidad y densidad de par generado. A pesar de un mayor precio por parte del PMSM, éste ofrece un mejor rendimiento, aunque en aplicaciones de baja potencia, esta diferencia se vuelve mínima.

En ambos casos, tenemos herramientas matemáticas muy potentes, como son las transformadas de Clarke y Park, que nos permiten un análisis matemático simplificado de la máquina eléctrica, además de un ahorro en el coste computacional de la estrategia de control utilizada por el inversor.

4.1.3 Dispositivos Semiconductores de Potencia

La electrónica de potencia se ha desarrollado en gran medida en estas últimas cinco décadas, en parte por el desarrollo de los dispositivos semiconductores basados en la unión PN. La aparición de nuevos dispositivos en el mercado dio pie a nuevas técnicas de control de la electricidad y a una mejora general en la eficiencia de los sistemas, por ello, resulta crucial conocer las características de dichos dispositivos para poder seleccionar el adecuado atendiendo a su aplicación concreta. A continuación, se exponen los principales dispositivos de electrónica de potencia, acompañados de su año de lanzamiento comercial.

4.1.3.1 Diodo:

El diodo (1955) fue el primer dispositivo semiconductor de silicio desarrollado basado en la unión PN. Cuando se polariza de manera directa (el voltaje en el terminal A es mayor que el del terminal C), permite la conducción de manera normal, mostrando una pequeña caída de tensión (0.6V en dispositivos de baja potencia, 1V o más para dispositivos de mayor capacidad), mientras que cuando se polariza en inverso, bloquea el paso de corriente. Si la tensión inversa aplicada es demasiado grande, supondría la destrucción del dispositivo.



Ilustración 8. Diodo

4.1.3.2 Tiristor:

El tiristor (1958) presenta un funcionamiento similar al del diodo, bloqueando la corriente cuando el dispositivo está polarizado en inverso, pero con la capacidad de conducir, además de al estar en polarización directa, cuando se aplica un impulso positivo al terminal compuerta (G o Gate en inglés), por lo que fue el primer dispositivo en tener la capacidad de controlar la energía transferida a la carga. Aunque tiene la desventaja de perder el control sobre la compuerta una vez ha sido excitado hasta el siguiente periodo de la onda.

El tiristor es muy utilizado debido a su capacidad de trabajar con grandes potencias, aunque está limitado a sistemas con una baja conmutación (50/60 Hz), por lo que su uso se reduce a grandes sistemas de potencia, como convertidores DC de alta tensión, o convertidores para grandes motores.

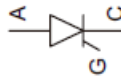


Ilustración 9. Tiristor

4.1.3.3 Triac:

El funcionamiento del triac (1958) se puede asemejar al de un par de tiristores conectados en antiparalelo, aunque su funcionamiento es algo más complejo. Durante el semiciclo positivo (T1 está activo), se dispara la conducción con un pulso positivo aplicado en la compuerta (G), mientras que en el semiciclo negativo (T2 está activo) se dispara la conducción con un pulso negativo.

Sin embargo, el triac presenta algunas desventajas frente al tiristor, como por ejemplo un mayor tiempo de apagado y una menor sensibilidad en la compuerta, además de dificultad para operar con cargas inductivas, por lo que su uso se ha visto reducido a sistemas con cargas resistivas, como control de intensidad de luminaria incandescente o control de temperatura.

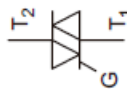


Ilustración 10. Triac

1.4.3.4 GTO:

El GTO (1980) es un dispositivo de alta potencia similar al tiristor, que al igual que éste, puede ser disparado aplicando un pulso de corriente positiva en la compuerta, pero además puede ser extinguido durante la conducción aplicando un pulso de corriente negativa, con el inconveniente de que la relación de corriente entre A-C y G es pequeña

(4 o 5 veces), lo que significa que para la conmutación de una corriente de 4000A, se tendría que aplicar un pulso en G con una corriente de 1000A.

Al igual que los tiristores, su uso se reduce a aplicaciones a baja frecuencia (desde algunas centenas de Hz hasta 1 kHz), ya que a frecuencias más altas las pérdidas por conmutación se vuelven demasiado elevadas. Ejemplos de su uso se pueden encontrar en los sistemas de tracción eléctrica de tranvías y metros o en convertidores DC/DC de alta potencia.



Ilustración 11. GTO

1.4.3.5 BJT:

El transistor de unión bipolar (BJT por sus siglas en inglés, 1975) es un dispositivo de doble unión (PNP o NPN) el cual controla el paso de corriente entre colector y emisor aplicando una corriente en su terminal de control (base). Su aplicación en la industria fue muy importante en el pasado, aunque hoy en día su uso como dispositivo de potencia está prácticamente obsoleto.

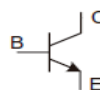


Ilustración 12. BJT

1.4.3.6 MOSFET:

El MOSFET de potencia (1975) es un dispositivo con alta importancia en aplicaciones de baja tensión y alta frecuencia. A diferencia del BJT, que es controlado por corriente, el MOSFET se controla aplicando una tensión positiva entre sus terminales Compuerta (G o Gate) y Surtidor (S o Source), lo que permite la conducción entre sus terminales Drenador y Surtidor. Por su construcción, la rama de la Compuerta presenta una muy alta impedancia, lo que conlleva un bajo paso de corriente.

A pesar de que las pérdidas en conducción puedan ser altas (presenta un carácter resistivo), las pérdidas en conmutación son mínimas, debido a tiempos de extinción muy cortos, lo cual lo hace idóneo para aplicaciones de alta frecuencia, como pueden ser fuentes de alimentación conmutadas o control de motores de baja potencia.

Otra característica a tener en cuenta de los MOSFET es que tienen un coeficiente de temperatura positivo, lo que significa que disminuye el flujo de corriente a medida que aumenta la temperatura del dispositivo, lo que hace que se autorregule el paso de corriente y sea seguro conectarlos en paralelo.

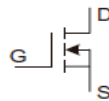


Ilustración 13. MOSFET

1.4.3.7 IGBT:

El IGBT (1985) es un híbrido que combina las ventajas de la alta impedancia del terminal de Compuerta de los MOSFET y la baja caída de tensión en saturación de los BJT. Actualmente, es uno de los dispositivos de potencia más importantes en aplicaciones de media/alta potencia y alta frecuencia. Tiene un coeficiente de temperatura negativo, lo cual hace que su operación en paralelo sea difícil, aunque se están desarrollando en la actualidad dispositivos que permiten una mayor seguridad para operar en paralelo. En su construcción suele ir encapsulado con un diodo en inverso el cual es útil para aplicaciones con cargas inductivas, que permite conducir la corriente reactiva manteniendo la integridad del dispositivo. Su uso en sistemas de potencia es bastante amplio, destacando por ejemplo inversores, convertidores DC/DC, filtros activos, etc.

Dentro de la familia de los IGBT se encuentran los IPM (Intelligent Power Modules), dispositivos que llevan incorporados en el mismo encapsulado distintos tipos de protecciones, así como su circuito de control, ofreciendo un sistema integrado fácil de usar y con alto rendimiento.

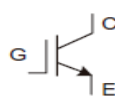


Ilustración 14. IGBT

1.4.3.8 Dispositivos basados en SiC:

Los dispositivos mencionados anteriormente basan su tecnología en el silicio, pero en estas últimas décadas se han estado desarrollando con nuevos materiales (arseniuro de galio, carburo de silicio, diamante en “thin-film”) que han demostrado unas prestaciones superiores en aplicaciones de alta potencia, como una mejora considerable en conducción térmica y eléctrica y una mayor frecuencia de conmutación, lo que se traduce en una mayor eficiencia práctica comparados con el silicio. En contra, su elevado precio debido a lo novedoso de la tecnología que aún está en pleno desarrollo.

En la ilustración 15 se puede apreciar la comparativa de pérdidas en un inversor monofásico (sin Snubber, con $V_{Bus}=400V$ e $I_L=15A$) en el caso de utilizar IGBTs de silicio con un diodo convencional, frente a MOSFETs de SiC con diodos Schottky también de SiC. Tanto las pérdidas por conducción del MOSFET como las de conmutación son sustancialmente menores, lo que es prometedor para la fabricación de dispositivos más eficientes.

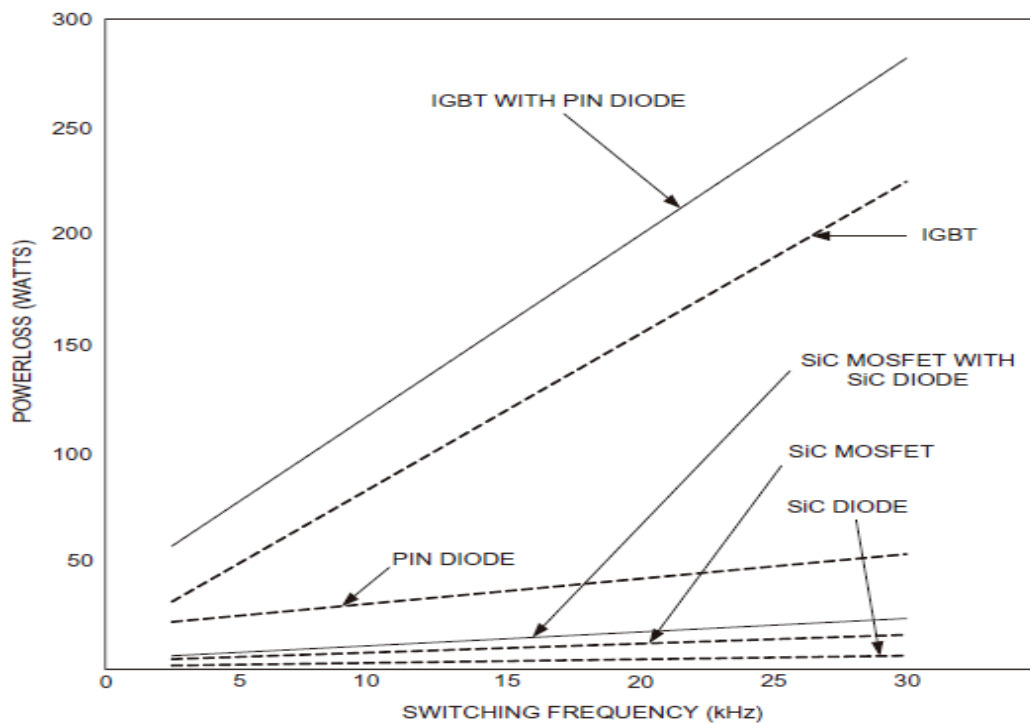


Ilustración 15. Pérdidas en semiconductores de silicio vs. Semiconductores de SiC

En la Ilustración 16 podemos ver un resumen de las limitaciones de cada tecnología en una gráfica de potencia-frecuencia de conmutación. Como se ha comentado anteriormente, en cuanto a mayor potencia, los tiristores son los dispositivos por antonomasia, mientras que en el rango más alto de frecuencia de conmutación encontramos a los MOSFET de potencia. Los BJT no se han incluido en el gráfico por estar prácticamente obsoletos en el panorama de la electrónica de potencia. En línea discontinua, se indican las expectativas de los dispositivos a corto plazo, sin incluir aún las tecnologías emergentes como el SiC.

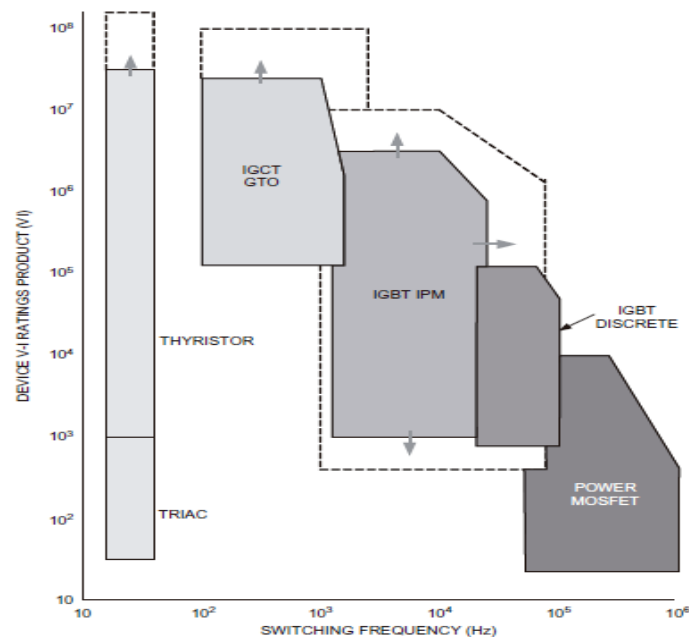


Ilustración 16. Clasificación de semiconductores de potencia

4.1.3.9 Conclusión

Para aplicaciones de baja potencia-alta frecuencia de conmutación, la ventaja que ofrecen tanto IGBT como MOSFET es clara. Para discriminar entre el uso de estos dos dispositivos en una aplicación como la de este proyecto, habría que atender a razones más sutiles, como el precio unitario, disponibilidad, tiempos de conmutación, pérdidas, etc.

Con expectativas de futuro, se irán sustituyendo los dispositivos convencionales por semiconductores de SiC, pero actualmente para unas prestaciones como las de este proyecto, aún es demasiado caro adquirir dispositivos de esta tecnología.

4.1.4 Convertidores DC/AC

A raíz de la aparición y desarrollo de transistores y tiristores fue posible diseñar circuitos que convirtieran la corriente continua en corriente alterna, para aplicaciones como inyección a red de sistemas fotovoltaicos (SFV), alimentación y control de motores de corriente alterna, Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI) y un largo etcétera, con unas características de salida que no hubiera sido posible obtener mediante dispositivos pasivos.

El principio de funcionamiento se puede entender de manera muy sencilla tal y como se muestra en la Ilustración 17, sustituyendo los transistores que funcionan en corte y saturación por interruptores ideales, sin pérdidas ni retardos.

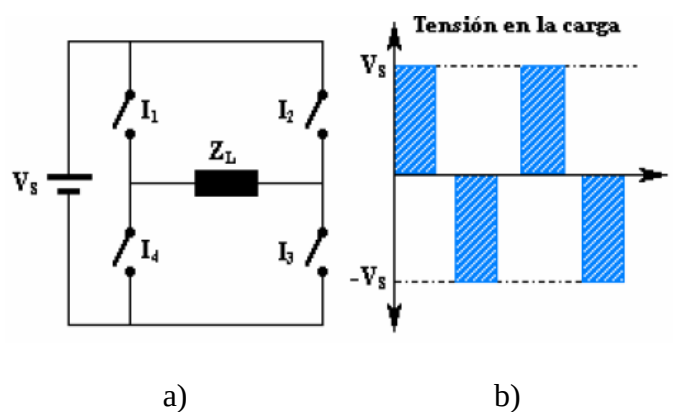


Ilustración 17. a) Inversor Puente en H ideal. b) Tensión a la salida del inversor

Los pares de interruptores I_1 - I_4 y I_2 - I_3 funcionan de manera complementaria, es decir, cuando uno de ellos está cerrado, el otro necesariamente está abierto. De no ser así, se produciría un cortocircuito dañando de manera permanente los dispositivos. En este caso, con una topología de puente en H, se consigue crear una tensión alterna dependiendo de la rama que esté activa en cada momento. Si se activa la rama izquierda (I_1 - I_3 ON, I_2 - I_4 OFF) la corriente fluye de izquierda a derecha, si es la derecha (I_1 - I_3 OFF, I_2 - I_4 ON) la corriente fluye de derecha a izquierda, creando así una señal alterna no sinusoidal en la carga.

En un circuito real, se sustituyen los interruptores por conmutadores electrónicos, dependiendo de las especificaciones del diseño. En caso de que el circuito posea alguna carga inductiva, como es el caso del control de motores, estos conmutadores deben llevar integrado un diodo volante (Flyback Diode) en paralelo, ya que al conmutar se cambia el

valor de tensión bruscamente, por lo que el inductor crea una corriente contraelectromotriz que circula en sentido inverso, y en el caso de carecer de dicha protección el dispositivo se destruiría, mientras que incluyendo este diodo, se proporciona un “camino” alternativo al flujo de corriente.

Este circuito básico se puede sofisticar, como se explicará a continuación, de diversas maneras, como pueden ser añadiendo más ramas a la topología para tener una tensión de salida polifásica, añadiendo filtros a la salida para eliminar armónicos, consiguiendo una señal lo más sinusoidal posible, haciendo secuencias de conmutación más complejas, con lo que se consigue reducir significativamente los requerimientos del filtro, o, como es el caso de este trabajo, añadiendo niveles de tensión intermedios, que mejora significativamente la calidad de la señal de salida.

4.1.4.1 Inversores multinivel

En estos últimos años, la industria ha estado demandando equipos cada vez más potentes, llegando a alcanzar decenas de megavatios. Sin embargo, no es factible conectar un único dispositivo semiconductor directamente a una fuente de media tensión (en el rango de 1-36 kV). Por esta razón, surgieron las topologías multinivel, que introducen varios dispositivos semiconductores en lugar de uno solo, reduciendo así la tensión que soportan los dispositivos en sus extremos, haciendo factible la construcción de inversores de media tensión alta potencia con dispositivos del rango de baja tensión media potencia.

Además, a diferencia de los inversores tradicionales, que ofrecen únicamente dos niveles de tensión, como en el caso visto anteriormente, las topologías multinivel ofrecen niveles de tensión escalonados, proporcionando las siguientes ventajas:

- 1) Generación de niveles de tensión con niveles muy bajos de distorsión y un menor dv/dt .
- 2) Reducen la tensión en modo común (CMV).
- 3) Pueden operar con una menor frecuencia de conmutación, reduciendo así las pérdidas en los semiconductores.
- 4) Reducción en la exigencia de filtros, pudiendo incluso prescindir de ellos en algunas aplicaciones.

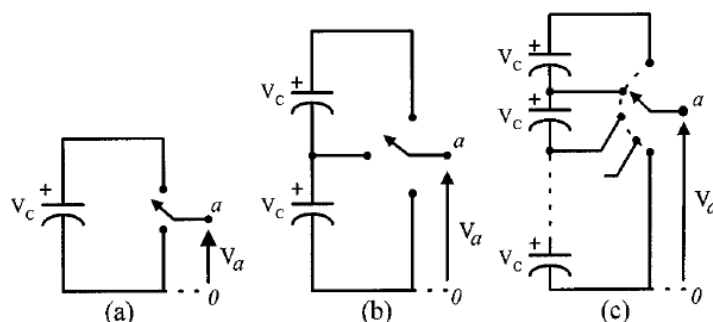


Ilustración 18. a) Inversor 2 niveles. b) Inversor 3 niveles c) Inversor n-niveles

Idealmente, se pueden definir los inversores multinivel como un conmutador ideal con distintas posiciones a distintos niveles de tensión en referencia a la tensión de los condensadores. Así, un inversor de dos niveles tendría dos niveles de tensión, un inversor de 3 niveles generaría 3, y uno de n niveles produciría n niveles de tensión.

En 1975 se encuentra la primera patente de un inversor multinivel que, haciendo uso de inversores de dos niveles conectados en cascada con fuentes independientes, conseguía una señal de salida escalonada. Con base en la topología en cascada, se desarrolló la topología *Diode Clamped*, también conocida como *Neutral Clamped Point* (NCP), que se convirtió en objeto de estudio y fue foco de atención durante la década de los 80. No fue hasta los 90 en que la topología de inversor en cascada fue devuelta al foco de interés de investigadores y grandes empresas, debido al incremento de la demanda de convertidores de alta potencia. Fue en esta década en la que surgió una nueva topología conocida como *Capacitor Clamped*, donde se generan los distintos niveles de tensión exclusivamente con condensadores.

En los inversores reales, a medida que aumentan los niveles de tensión, también aumenta la complejidad del control y las ventajas como reducción de THD o reducción en las pérdidas de conmutación se hacen cada vez menos notables, por lo que en esta revisión nos centraremos en inversores de 3 niveles, mostrando distintas topologías con sus ventajas e inconvenientes.

4.1.4.2 Inversor en Cascada

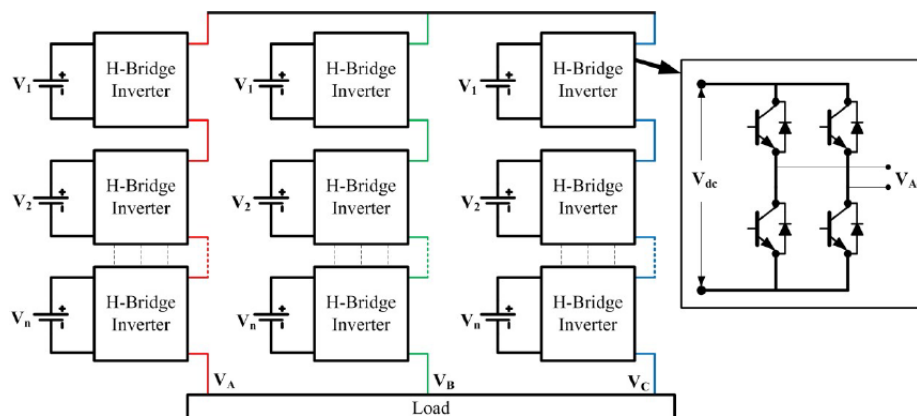


Ilustración 19. Topología del inversor en cascada de n-niveles

Como se puede ver en la ilustración 19, el inversor multinivel en cascada se basa en inversores simples (Puente H) con fuentes separadas de tensión, siendo capaz de producir $2n+1$ niveles de tensión, siendo n el número de fuentes DC independientes. En principio, se pueden conectar tantos puentes H como fuentes independientes haya, para teóricamente, reducir el nivel de armónicos a la salida, pero en la práctica está demostrado que, para sistemas de más de 7 niveles, las pérdidas y la dificultad del control se hace mayor que las ventajas en reducción de armónicos, que además no crecen linealmente con el número de niveles, por lo que lo óptimo es apostar por estrategias de control distintas en lugar de seguir sumando niveles.

Esta topología ofrece grandes ventajas en sistemas donde es sencillo obtener fuentes DC independientes, como en plantas fotovoltaicas o arrays de baterías, ventajas tales como un control sencillo del sistema, la necesidad de un número menor de componentes adicionales que las otras topologías (en contra de un mayor número de semiconductores), deshaciéndose de la necesidad de condensadores o diodos para obtener los valores de tensión intermedios. Como principal desventaja, la dificultad de encontrar fuentes independientes y balanceadas para la alimentación del circuito.

4.1.4.3 Inversor Neutral Point Clamped (NPC)

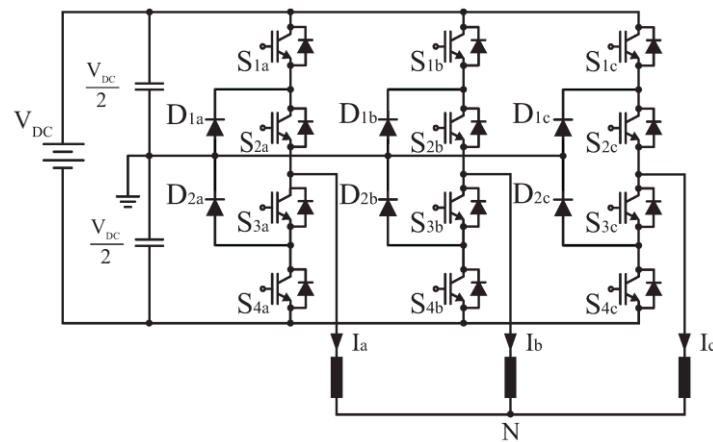


Ilustración 20. Topología Neutral Point Clamped (NPC) de 3 niveles

En la ilustración 20 se muestra la topología de un inversor NPC de 3 niveles. Entre los condensadores en paralelo con la fuente de DC se crea un nivel de tensión intermedio, $V_d/2$, conocido como Neutral Point. Visto desde el punto neutro, tenemos niveles de tensión V_d , $V_d/2$, 0, $-V_d/2$ y $-V_d$, donde los niveles intermedios se obtienen a través de los diodos de enclavamiento.

En la práctica, el no tratar a los condensadores como fuentes de alimentación ideales e ilimitadas lleva implícito el desbalanceo del punto neutro por la descarga asimétrica de éstos. Determinadas secuencias de conmutación requieren una cantidad de energía mayor de uno de los condensadores que del otro, lo que provoca el desbalanceo en el nivel de tensión de los condensadores y, por ende, la referencia de tensión del punto neutro se vuelve variable. Gran parte de la investigación actual de esta topología se centra en mantener la estabilidad del punto neutro.

En la secuencia de disparo, para evitar cortocircuitos y la destrucción de los componentes, los pares de conmutadores $S1-S3$ y $S2-S4$ tienen disparos complementarios, es decir, si uno está abierto, el otro debe estar necesariamente cerrado.

4.1.4.4 Inversor Flying Capacitor

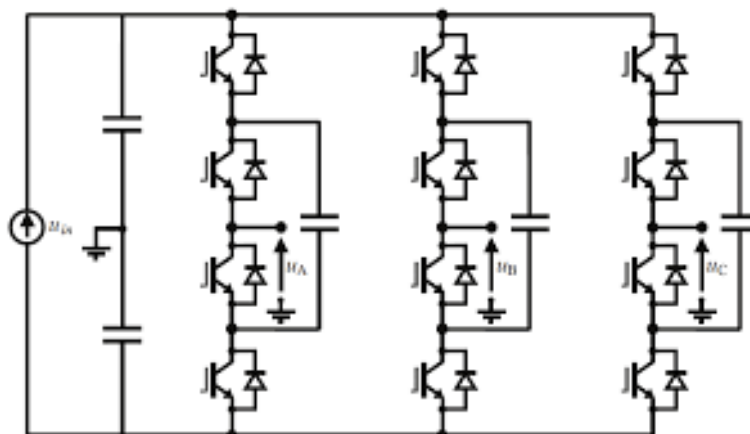


Ilustración 21. Topología Flyback Capacitor de 3 niveles

En la ilustración 21 se muestra la topología Flying Capacitor, también conocida como Capacitor Clamped, ya que los condensadores son los encargados de generar el enclavamiento en los distintos niveles de tensión, en lugar de utilizar diodos como en la topología anteriormente descrita. Esta topología solventa los problemas de desbalanceo del punto neutro de manera intrínseca, y además permite un control sobre el flujo de potencia.

Para un inversor de 3 niveles, es relativamente sencillo controlar los niveles de tensión en los condensadores, sin embargo, a medida que crecen los niveles de tensión este control se hace cada vez más difícil. Además, el incremento de los niveles de tensión implica un coste y espacio mayor en condensadores cada vez más grandes, así como una gran dificultad en el arranque, ya que todos los condensadores deben tener el mismo nivel de tensión.

4.1.4.5 Conclusión

Las topologías multinivel ofrecen grandes ventajas y beneficios frente a los inversores de dos niveles, ofreciendo una calidad de la señal sustancialmente mejor sin necesidad de grandes filtros, con menor exigencia en los requerimientos de los componentes y con menores pérdidas en los dispositivos, a coste de un incremento en el número de componentes y complejidad computacional.

Dentro de las topologías multinivel que se han revisado, la topología NPC es la más factible para llevar a nivel práctico, ya que no se dispone de suficientes fuentes independientes como para realizar un inversor en cascada, mientras que la topología Flying Capacitor ofrece ciertas dificultades que la topología NPC no presenta.

4.2 Estado del Arte

Dentro de las topologías multinivel, sin duda, la topología NPC es la más utilizada en sistemas de alta potencia, así como una de las topologías más estudiadas. Tras su publicación, fue muy criticada debido a los problemas de desbalanceo de los condensadores, pero al mismo tiempo este problema fue (y sigue siendo) objeto intensivo de estudio en el campo de la electricidad y la electrónica de potencia. Se han propuesto diversas alternativas a la topología original, con sus ventajas e inconvenientes, así como múltiples técnicas de control que se discutirán a continuación.

4.2.1 Técnicas de modulación

a) **SPWM:** La modulación PWM senoidal (SPWM por sus siglas en inglés) varía el ancho del pulso proporcionalmente a la amplitud de una onda senoidal de referencia, reduciendo significativamente la distorsión que si se aplicaran pulsos de una anchura constante. Una onda triangular, llamada portadora, con una frecuencia m_f veces mayor que la onda senoidal, es utilizada para generar los pulsos. Cuando la amplitud de la señal de referencia es mayor que la portadora, un comparador produce un pulso ON, que activará el IGBT indicado. Cuando la señal es menor, el pulso producido tendrá un estado OFF.

La misma estrategia es utilizada en inversores de n niveles, con $n-1$ señales portadoras con distinta amplitud para una misma señal de referencia, así como se pueden añadir tantas señales de referencia como fases se tengan. Como se puede ver en la ilustración 22, se ha simulado un control SPWM para un inversor de 3 niveles y 3 fases.

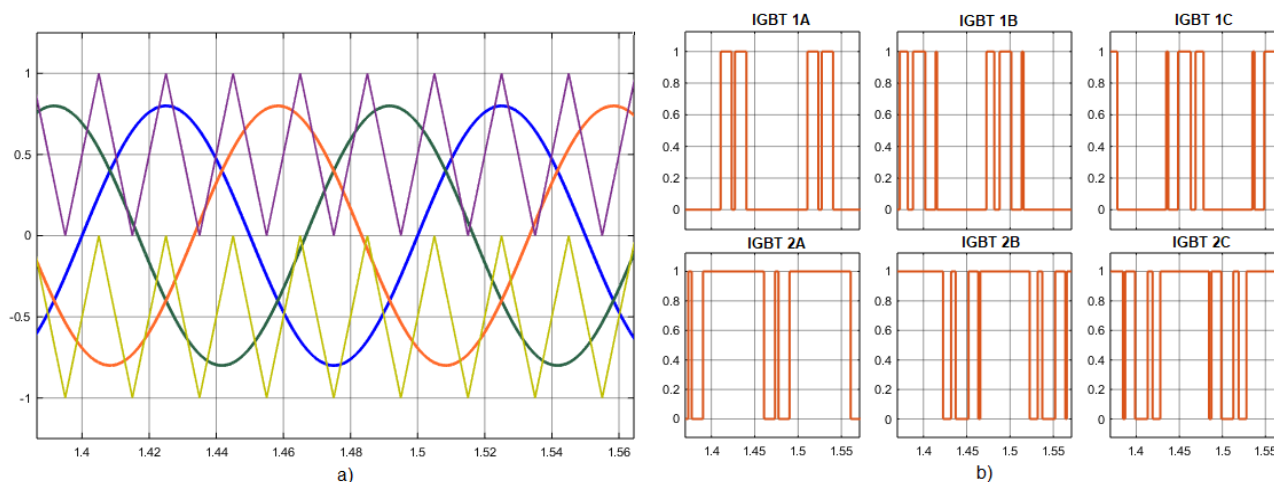


Ilustración 22. SPWM de 3 fases y 3 niveles ($m_f=5$, $m_a=0.8$). a) Señal referencia y portadora. b) Señal de disparo

Con la misma metodología, se pueden aplicar técnicas similares sustituyendo la señal de referencia por señales de diferente forma, como trapezoidal, en escalera, pulsante, o con inyección del tercer armónico. Todas estas técnicas ofrecen como resultado una mayor utilización del bus de continua, aumentando la tensión de salida del convertidor, así como una reducción considerable de la distorsión de salida.

Tabla 2. Comparativa de técnicas de conmutación basadas en señal portadora

Modulation Technique	3-level			5-level		
	Line voltage THD	Stator current THD	Fundamental voltage (Volts)	Line voltage THD	Stator current THD	Fundamental voltage (Volts)
SPWM	44.3%	4.03%	269.9	16.97%	2.55%	288.9
Trapezoidal	40.08%	2.55%	299.8	18.39%	1.72%	312.8
Stair case	44.53%	2.55%	302.8	17.13%	1.58%	336.3
Stepped	36.68%	2.08%	317.6	16.77%	1.5%	331.3
Third harmonic	35.62%	1.38%	332.6	17.03%	0.77%	345.7

- b) **SHE:** La técnica de Eliminación Selectiva de Armónicos (Selective Harmonic Elimination) se basa en el análisis de Fourier de la tensión de salida. En esta estrategia, los intervalos de conmutación son calculados con precisión para eliminar determinadas componentes armónicas de bajo orden. Por ejemplo, para un número n de conmutaciones por rama, se pueden eliminar armónicos de orden $n-1$, aunque por lo general, el número de conmutaciones suele mantenerse bajo para reducir las pérdidas de conmutación.

Siendo

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \sin(n \omega t) d\omega t \quad (11)$$

La expresión del análisis de Fourier, donde b_h sólo pueden ser armónicos impares. Debido a que en un sistema trifásico los armónicos múltiplos de 3 se eliminan de la tensión de línea. Considerando 8 ángulos de conmutación, para la rama A se puede escribir:

$$b_1 = \frac{4E}{\pi} \sum_{i=1}^8 (-1)^{i+1} \cos \alpha_i = m_a \quad (12)$$

$$b_h = \frac{4E}{h\pi} \sum_{i=1}^8 (-1)^{i+1} \cos h\alpha_i = 0 \quad \forall h = 5, 7, 11, \dots \quad (13)$$

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_8 < \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

Donde en la primera ecuación, igualamos el término de la fundamental con el índice de modulación m_a , mientras que en la segunda ecuación obtenemos los ángulos donde los armónicos de orden 5 a 23 son anulados, y con simetría cada 90° . Para calcular los ángulos en las ramas B y C hay que resolver las mismas ecuaciones desplazando 120° y 240° respectivamente.

c) **SVPWM**: Space Vector Modulation (Modulación de Vector Espacial) es una técnica de modulación ampliamente usada para el control de motores. Se basa en la representación de la tensión trifásica de salida del inversor en un sistema ortogonal de coordenadas α - β (mediante la transformada de Clarke), el cual es recorrido por un vector de referencia V_{ref} con velocidad angular ω , igual a la frecuencia de la tensión de salida. Para la salida del inversor, se determinan 27 estados de conmutación o vectores, distribuidos en 6 sectores triangulares (I, II, III, IV, V y VI) dentro del sistema de coordenadas, y cada una de estas a su vez, contiene otras 4 regiones. Estos vectores se pueden agrupar como:

- a. Vectores nulos: 3 vectores. Ofrecen una salida de 0V
- b. Vectores cortos: 12 vectores. Ofrecen una salida de $\frac{V_{DC}}{3}$ V

- c. Vectores medios: 6 vectores. Ofrecen una salida de $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} V$
- d. Vectores largos: 6 vectores. Ofrecen una salida de $\frac{2V_{DC}}{3} V$

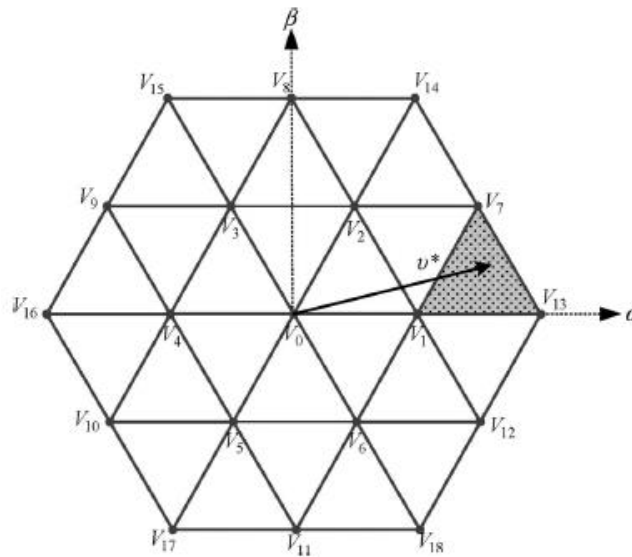


Ilustración 23. Diagrama de Vectores Espaciales para un inversor de 3 niveles

En primer lugar, se determina el sector en el que está el vector de referencia, así como la región dentro del sector correspondiente. El vector de referencia se puede calcular como la composición de los tres vectores más cercanos, aplicados durante un tiempo determinado, de tal manera que se cumplan (14) y (15), donde T_s es el tiempo de sampleo.

$$T_1V_1 + T_2V_2 + T_3V_3 = T_sV_{ref} \quad (15)$$

$$T_1 + T_2 + T_3 = T_s \quad (16)$$

Con los tiempos de conmutación calculados, se aplica la secuencia de conmutación. Es importante tener en cuenta que, para reducir las pérdidas, sólo se cambia el estado de dos interruptores en cada conmutación, uno que se abre/cierra, y su complementario, que realiza la acción opuesta.

Esta estrategia será la que se lleve a cabo en el proyecto, por lo que se explicará con más detalle en el epígrafe 5.

4.2.2 Técnicas de control

Las técnicas de control se pueden diferenciar entre escalares y vectoriales. El control escalar se suele utilizar en control de lazo abierto, manteniendo una relación constante de tensión y frecuencia. Por no ser útil para el control en lazo cerrado, nos centraremos en las técnicas de control vectorial.

- a) **Field Oriented Control (FOC):** También denominado control vectorial, se fundamenta en proyectar las corrientes del estator desde un sistema de tres fases dependiente del tiempo a un sistema con dos ejes ortogonales (d y q), invariantes en el tiempo. De esta manera, las variables de control del motor, la componente del torque (alineado con el eje q) y la del flujo magnético (alineado con el eje d), se ven desacopladas, es decir, manteniendo uno de los valores constantes, existe una relación lineal entre la otra componente y su característica a controlar. Como estas componentes se basan en la corriente del estator, se pueden medir y por ende controlar en tiempo real, lo que permite una gran precisión sobre el inversor, reduciendo pérdidas, distorsión y picos de torque. En la ilustración 24 se puede ver un diagrama de bloques de la estrategia de control.

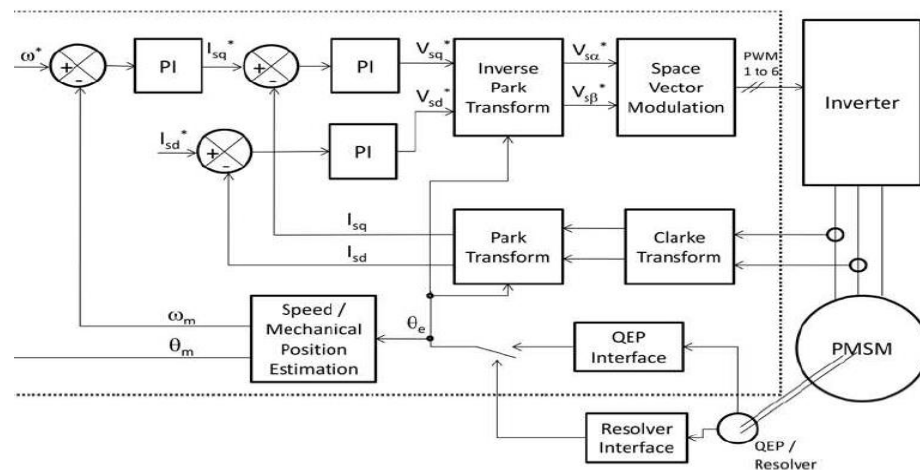


Ilustración 24. Diagrama de bloques de control vectorial

- b) **Direct Torque Control (DTC):** El control directo de torque se basa directamente en la ecuación de torque de la máquina

$$T_e = \frac{3}{2} P ((L_d - L_q) i_q i_d + |\psi_s| i_q) \quad (17)$$

Este método usa un controlador de histéresis para el torque y otro independiente para el flujo. Las señales de disparo son obtenidas directamente de una tabla de datos, por ejemplo, preprogramada en una memoria EEPROM, por lo que no se requiere una gran capacidad de cálculo por parte del sistema. Las señales de disparo son elegidas en base a la diferencia entre las señales de referencia del torque y del flujo, y las medidas actuales del sistema.

Como se ha comentado, la ventaja del sistema es su baja complejidad y necesidad de cálculo, ya que se aplican los vectores de disparo durante todo el periodo (sin necesidad de PWM). A pesar de que con este método de control se obtienen buenos resultados en régimen transitorio, la señal obtenida en régimen permanente es bastante pobre, debido al uso de un único vector de disparo, produciendo además grandes picos en el torque.

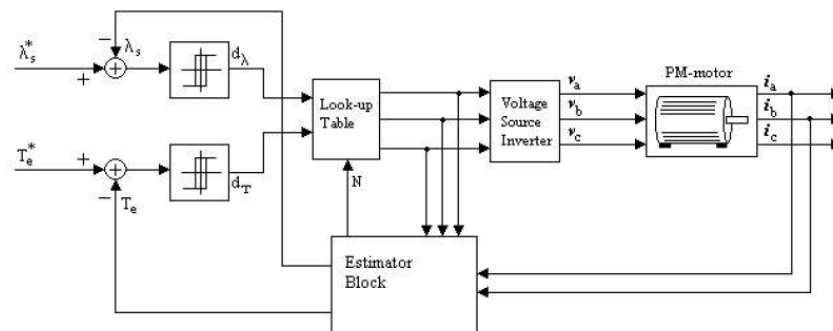


Ilustración 25. Diagrama de Bloques del Control Directo de Torque (DTC)

- c) **Control Predictivo:** El control predictivo basa su funcionamiento en el uso de redes neuronales. En los últimos años, se ha estado prestando mucha atención a su uso, tanto en estudios experimentales como en productos comerciales. En este método, el inversor se modela como un sistema capaz de generar 27 estados de conmutación, agrupados en 18 vectores, al igual que en el control vectorial.

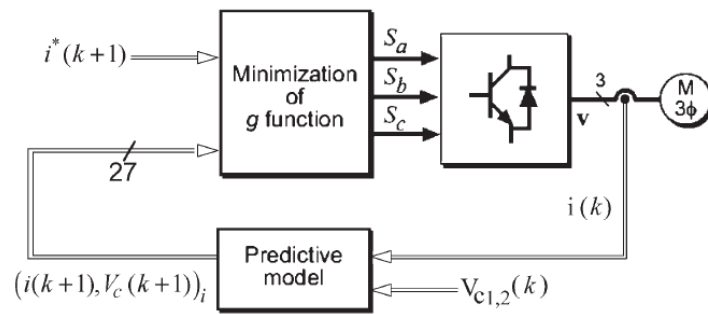


Ilustración 26. Diagrama de bloques del Control Predictivo

Para llevarlo a cabo, primero se tiene que generar un modelo del motor, que sea capaz de predecir el comportamiento de la variable a controlar en todos los estados posibles.

Se define una función de coste, que representa el error en el comportamiento del motor, por lo que el sistema elegirá el estado de conmutación que reduzca en mayor medida esta función de coste.

$$g = |i_a^* - i_a^p| + |i_b^* - i_b^p| \quad (18)$$

donde i_a^* y i_b^* son las corrientes de referencia, i_a^p y i_b^p son los valores predictivos del modelo. De igual manera, se pueden introducir otras variables, como torque y flujo, cuyo control se realizaría de la misma manera

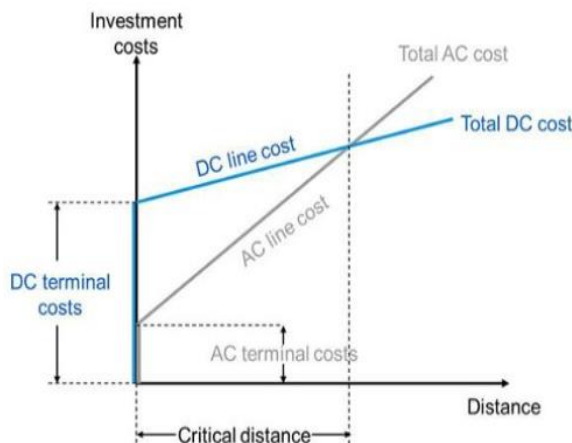
4.2.3 Aplicación de inversores multinivel en líneas HVDC

Recientemente, se están llevando a la práctica la implantación de líneas de distribución de alta tensión en corriente continua (HVDC), principalmente por una mejora en los beneficios y la rentabilidad de las líneas, que además implica las siguientes ventajas:

- Tiene pérdidas menores que las líneas HVAC aéreas.
- Se pueden lanzar líneas HVDC tanto subterráneas como submarinas sin apenas pérdidas, a diferencia de las HVAC, que sufren grandes pérdidas por interacción electromagnética.

- La transmisión en HVDC no sufre el llamado “*Skin Effect*”, que genera grandes pérdidas por calor en la transmisión
- Con el desarrollo y la investigación en convertidores de potencia, se alcanzan grandes tasas de rendimiento.

A pesar de su elevado coste inicial, las bajas pérdidas aéreas hacen que, económicamente, comience a tener rentabilidad en líneas con una distancia superior a 600-800 km., cifra que se mejora considerablemente en líneas submarinas, donde la distancia se reduce a unos 50 km. Por estos motivos, en lugares como Suecia, Dinamarca o Indonesia, donde una parte de la población habita en territorio insular, se convierte en una solución más rentable que las líneas convencionales en AC.



a)



b)

Ilustración 27. a) Comparativa Coste vs. Distancia en líneas HVDC y HVAC. b) Convertidor Siemens HVDC

Otra de las aplicaciones de las líneas HVDC en la actualidad es el transporte de la energía producida en lugares muy lejanos de los puntos de consumo. Así, los generadores eólicos del mar del Norte en Europa, o las grandes plantas solares ubicadas en el desierto de Arizona en EE. UU., deben recorrer enormes distancias, y con el auge de las renovables, esta tendencia no hace más que aumentar.

Estas líneas de alta tensión requieren de potentes inversores (además de convertidores Reductor y Elevador), que utilizan topologías multinivel. Además, estos convertidores utilizan IGBTs como conmutadores, ya que los tiristores presentan grandes desventajas en este campo debido a su limitada frecuencia de conmutación. Las topologías anteriormente vistas presentan serios problemas para esta tarea, por lo que se

propone una nueva topología. La topología Modular Multilevel Converter (M2C) simplifica los problemas de desbalanceo de la topología NPC al mismo tiempo que elimina la necesidad de fuentes separadas como en los inversores en cascada. A su vez, permite operar a baja frecuencia con excelentes resultados, pudiendo llegar a eficiencias por encima del 99%.

4.2.4 Inversores multinivel comerciales

En la tabla 3 se recogen varios modelos comerciales de inversores de media tensión, con su topología correspondiente, su estrategia de control y el dispositivo usado como conmutador. La mayoría de ellos son convertidores de tensión (VSC), aunque destaca el caso de la compañía Allen Bradley que comercializa un inversor alimentado por corriente (CSI). Como conmutador, la mayoría utilizan IGBT o IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor), que es una versión mejorada del GTO convencional.

Tabla 3. Inversores multinivel comerciales

Manufacturer	Type	Power	Voltage(kV)	Topology	Semiconductor	Control
ABB	ACS 1000	0.3 – 5 MVA	2.3; 3.3; 4.0; 4.16	3L-NPC-VSC	IGCT	Direct Torque Control
	ACS 5000	1.7 – 24 MVA	(4.16); 6.0; 6.6; 6.9	5L-NPC-HB-VSC	IGCT	Direct Torque Control
	ACS 6000	3 – 27 MVA	(2.3); 3; 3.3	3L-NPC-VSC	IGCT	Direct Torque Control
Allen Bradley	Power Flex 7000	0.15 – 6.7 (22.5) MVA	2.4; 3.3; 4.16; 6.6	PWM-CSI	SGCT	Vector Control
Converteam	VDM5000	1.4 – 7.2 MVA	2.3; 3.3; 4.2	2L-VSC	MV IGBT	Vector Control
	VDM6000	0.3 – 8 MVA	2.3; 3.3; 4.2	4L-FLC-VSC	MV IGBT	Vector Control
	VDM7000	7 – 9.5 MVA 6/8 MVA	3.3	3L-NPC-VSC	GTO PP-MV IGBT	Vector Control
Siemens	Perfect Harmony	0.3 - 30 MVA	2.3 - 13.8	ML-SCHB-VSC	LV (MV) IGBT	Vector Control
	Sinamics GM150	0.6 - 10.1 MVA	2.3; 3.3; 4.16; 6; 6.6	3L-NPC-VSC	MV IGBT	Vector Control
	Sinamics SM150	5 - 28 MVA	3.3	3L-NPC-VSC	IGCT	Vector Control

5. Desarrollo del proyecto

5.1 Aspectos generales

Tras esta breve introducción de los principales dispositivos electrónicos y topologías en el marco teórico, y algunas de las estrategias de modulación y control más estudiadas y utilizadas en el estado del arte, podemos contextualizar las decisiones tomadas en torno a las consideraciones de diseño del proyecto. Como conmutador, se utilizarán IGBT frente a MOSFET principalmente debido a un menor coste para unas características similares. Quedan así descartados el resto de semiconductores de potencia, por no ser óptimos para la conmutación a alta frecuencia. De entre las topologías revisadas, como se discutió en el apartado anterior, la topología Neutral Point Clamped ofrece una mejor respuesta dinámica frente a la Flying Capacitor, por lo cual es adecuada para el propósito de partida del proyecto. Como estrategia de control, se llevará a cabo el Control de Vectores Espaciales (FOC), ya que es el método más utilizado y extendido para el control de motores, por su robustez y bajo contenido armónico.

5.2 Herramientas utilizadas

Las herramientas de software utilizadas durante el estudio y la realización del proyecto han sido:

- Matlab Simulink: Realización de simulaciones y estudio del comportamiento dinámico del control del inversor.
- NI Multisim/Ultiboard: Desarrollo de los esquemas eléctricos, prototipado de PCB y diseño 3D de la misma.
- SolidWorks: Diseño 3D de la caja del inversor, posteriormente fabricada con la impresora 3D.
- Arduino IDE: Programación de la tarjeta de desarrollo del Atmega2560.

5.3 Estudio de la solución adoptada

En esta sección, se profundizará en cada uno de los aspectos técnicos de la solución adoptada, concluyendo con la resolución teórica del proyecto.

5.3.1 Space Vector Pulse Width Modulation de 3 Niveles

Como se vio en la ilustración 20, la topología NPC de 3 niveles y 3 fases cuenta con 12 IGBTs (con sus respectivos diodos Flyback) como conmutadores, 2 condensadores encargados de generar el punto neutro de tensión, y 6 diodos de enclavamiento que conectan el punto neutro con los IGBTs intermedios para generar un escalón (nivel) extra en la salida del inversor.

Dentro de los 2^{12} posibles estados de conmutación, solamente existen 27 combinaciones (24 estados activos y 3 estados nulos) que son seguros para el dispositivo. Estos 27 estados los podemos ver representados como 19 vectores en la ilustración 28.

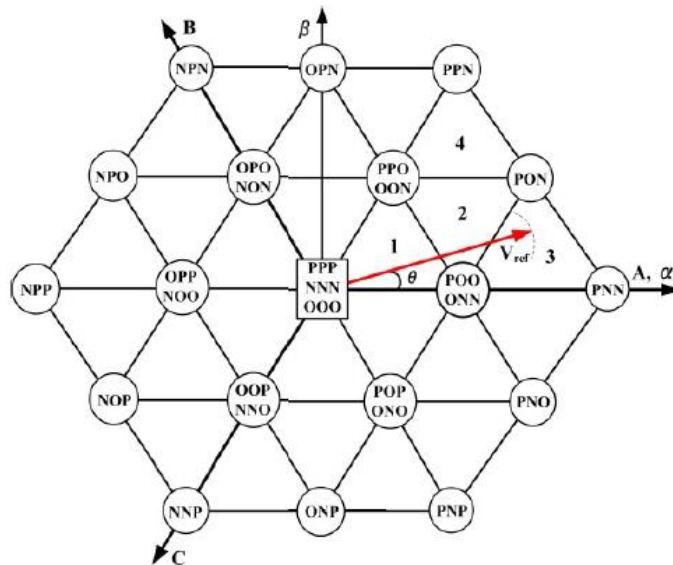


Ilustración 28. Diagrama de vectores espaciales para el inversor NPC de 3 niveles

Dentro de estos 24 estados activos, 12 pertenecen a vectores cortos, que producen $\frac{V_{DC}}{3}$, 6 son vectores medios, con $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$, y 6 son vectores largos y producen $\frac{2V_{DC}}{3}$. En estos estados, como se mencionó antes, los pares de interruptores S1-S3 y S2-S4 son complementarios. En la tabla 4 se pueden ver los distintos estados de conmutación por

rama, mientras que en la tabla 5 se recogen los distintos vectores agrupados por su tamaño.

Tabla 4. Diferentes estados de conmutación

Estado de Conmutación	Lógica de conmutación por Fase (A, B, C)			
	S _{x1}	S _{x2}	S _{x3}	S _{x4}
P	1	1	0	0
O	0	1	1	0
N	0	0	1	1

Tabla 5. Diferentes combinaciones de estados

Combinación de estados de conmutación	Nivel de tensión
PPP, OOO, NNN	0 (Nulo)
PPO, POO, POP, OOP, OPP, OPO	$\frac{V_{DC}}{3}$ (Corto)
OON, ONN, ONO, NNO, NOO, NON	
PON, OPN, NPO, NOP, ONP, PNO	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ (Medio)
PNN, PPN, NPN, NPP, NNP, PNP	$\frac{2 V_{DC}}{3}$ (Largo)

Como se puede ver en la ilustración 28, los vectores cortos tienen estados redundantes (dos estados para un mismo vector), por lo que para un mismo vector se pueden utilizar ambos estados indistintamente. Sin embargo, tanto los vectores cortos como los medios son los causantes del desbalanceo de los condensadores, ya que afectan de manera diferente al condensador inferior que al superior.

En el caso de los vectores cortos, podemos diferenciar entre los vectores cortos negativos (OON, ONN), que descargan el condensador inferior, o los vectores cortos positivos (PPO, OPP), que descargan el condensador superior. Los vectores medios producen descarga en ambos condensadores y generan desbalanceo de una manera más compleja. Estos desbalances deben evitarse, ya que afectan de manera negativa al desempeño del inversor. En la ilustración 28 se puede ver cómo afectan los distintos estados a los condensadores:

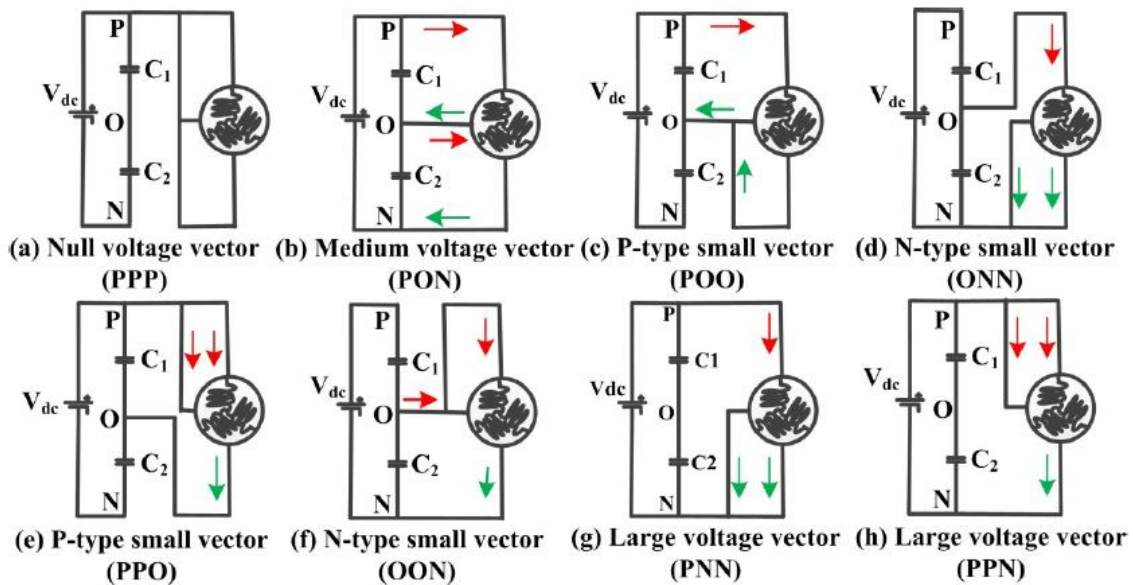


Ilustración 29. Efectos de los estados de conmutación sobre los condensadores

Existen distintas estrategias de control que se basan en el uso de las propiedades de los vectores cortos y en sus efectos sobre los condensadores, ya que, al ser estados redundantes (es decir, son intercambiables), se pueden aplicar diferentes secuencias de conmutación en base al estado de tensión de cada uno para mantener el circuito balanceado. Podemos establecer una relación entre la tensión de los condensadores (ecuación 20):

$$E_1 - E_2 = P \delta T_s \quad (19)$$

$$\left(\frac{1}{2} C V_2^2\right) = \left(\frac{1}{2} C V_1^2\right) - P \delta T_s \quad (20)$$

$$V_2 = \sqrt{V_1^2 - \frac{2 P \delta}{C f_s}} \quad (21)$$

$$\Delta V = V_1 - V_2 \quad (22)$$

Donde E_1 y E_2 son la energía almacenada en los condensadores superior e inferior y V_1 y V_2 sus correspondientes voltajes. P es la potencia de trabajo del inversor, δ el ciclo de trabajo, C la capacitancia de los condensadores y f_s la frecuencia de conmutación. Es inmediato, entonces, asumir que el desbalanceo será menor cuanto mayor sea la capacidad de los condensadores y la frecuencia de conmutación. Tanto la potencia entregada como el ciclo de trabajo variarán dependiendo de la demanda del motor.

Para llevar a cabo la secuencia de conmutación, se utiliza, de manera similar a la modulación SVPWM de dos niveles, un vector de referencia, el cual gira a una velocidad angular ω_e igual a la velocidad objetivo. Dependiendo de la posición de este vector dentro de cada uno de los sectores y regiones del hexágono de vectores de la ilustración 28, la salida será una combinación de los tres vectores más cercanos (Nearest Three Vectors, N3V), cumpliendo las ecuaciones (14) y (15).

Por simetría, las propiedades y ecuaciones utilizadas en el primer sector (0-60 °) se pueden extender al resto de sectores mediante translación, por lo que podemos reducir el problema a hallar la posición del vector entre las cuatro regiones que dividen el primer sector y calcular el tiempo de pertenencia en cada estado de conmutación.

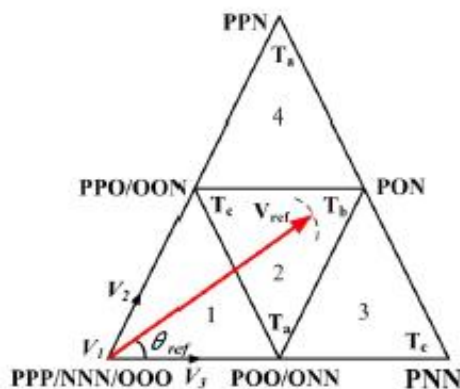


Ilustración 30. Distribución del sector I del hexágono de vectores

Los tiempos de pertenencia dentro del primer sector se pueden recoger en la tabla 6, y tal como hemos dicho antes, calcular los tiempos en los demás sectores en base a los del primero.

Tabla 6. Tiempo de conmutación para cada región en el sector I

Región	T_a	T_b	T_c
1	$T_s (2 m \sin (\pi/3 - \theta))$	$T_s (1 - 2 m \sin (\pi/3 + \theta))$	$T_s (2 m \sin (\theta))$
2	$T_s (1 - 2 m \sin (\theta))$	$T_s (2 m \sin (\pi/3 + \theta) - 1)$	$T_s (1 - 2 m \sin (\pi/3 - \theta))$
3	$T_s (2 - 2 m \sin (\pi/3 + \theta))$	$T_s (2 m \sin (\theta))$	$T_s (2 m \sin (\pi/3 - \theta) - 1)$
4	$T_s (2 m \sin (\theta) - 1)$	$T_s (2 m \sin (\pi/3 - \theta))$	$T_s (2 - 2 m \sin (\pi/3 + \theta))$

Donde m es el índice de modulación, cuyo rango es $0 \leq m \leq 1$ y expresa la relación de longitud del vector de referencia dentro de una circunferencia inscrita en el hexágono (y por tanto con radio $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$), por lo que lo podemos definir matemáticamente:

$$V_m = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (23)$$

$$m = \sqrt{3} V_m / V_{DC} \quad (24)$$

Para calcular el sector en el que se halla el vector de referencia, se determina de la siguiente manera:

- Si $0 \leq \theta < 60$, entonces pertenece al sector I
- Si $60 \leq \theta < 120$, entonces pertenece al sector II
- Si $120 \leq \theta < 180$, entonces pertenece al sector III
- Si $180 \leq \theta < 240$, entonces pertenece al sector IV
- Si $240 \leq \theta < 300$, entonces pertenece al sector V
- Si $300 \leq \theta < 360$, entonces pertenece al sector VI

Y para calcular la región:

- Si m_1, m_2 , y $(m_1 + m_2) < 0.5$, entonces pertenece a la región 1
- Si $m_2 > 0.5$, entonces pertenece a la región 2
- Si $m_1 > 0.5$, entonces pertenece a la región 3
- Si $m_1, m_2 < 0.5$ y $(m_1 + m_2) > 0.5$, entonces pertenece a la región 4

Donde:

$$m_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m \sin(\theta) \quad (25)$$

$$m_1 = m \left(\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}} \right) \quad (26)$$

Una vez calculada la posición del vector de referencia (región y sector), se procede a calcular los tiempos de conmutación, tal y como aparece reflejado en la tabla 6. Estos tiempos representan la distancia a la que está el vector de referencia de cada uno de los

tres vectores más cercanos, siendo el tiempo de pertenencia en el vector mayor cuanto más próximo esté el vector de referencia de éste, y siendo menor cuanto más alejado esté.

La secuencia de conmutación a aplicar depende de la estrategia que se utilice, pero siempre suele ir orientada a reducir el desbalanceo de los condensadores mediante el uso de vectores cortos, como se explica más arriba. Algunas de ellas, utilizan diferentes patrones dependiendo del nivel de tensión de cada condensador, realizando así un control por histéresis, algunas de las cuales reducen en gran medida el desbalanceo y, por ende, la THD de la corriente. En este proyecto se implementa una secuencia ampliamente extendida, que trata de reducir el desbalanceo utilizando todos los estados posibles dentro de una misma región. Con el fin de que únicamente cambie un interruptor en cada conmutación, la dirección que se sigue para obtener la secuencia es la siguiente:

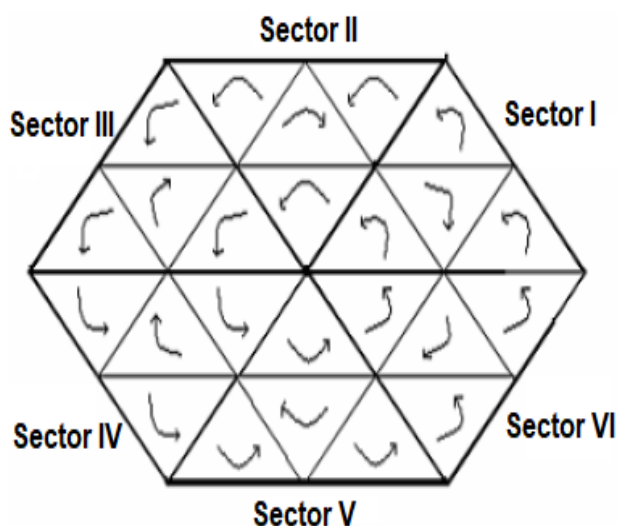


Ilustración 31. Sentido de giro del patrón de conmutación

Por lo tanto, el patrón de conmutación del primer sector sería:

Región 1: NNN, ONN, OON, OOO, POO, PPO, PPP

Región 2: ONN, OON, PON, POO, PPO

Región 3: ONN, PNN, PON, POO

Región 4: OON, PON, PPN, PPO

Y gráficamente serían:

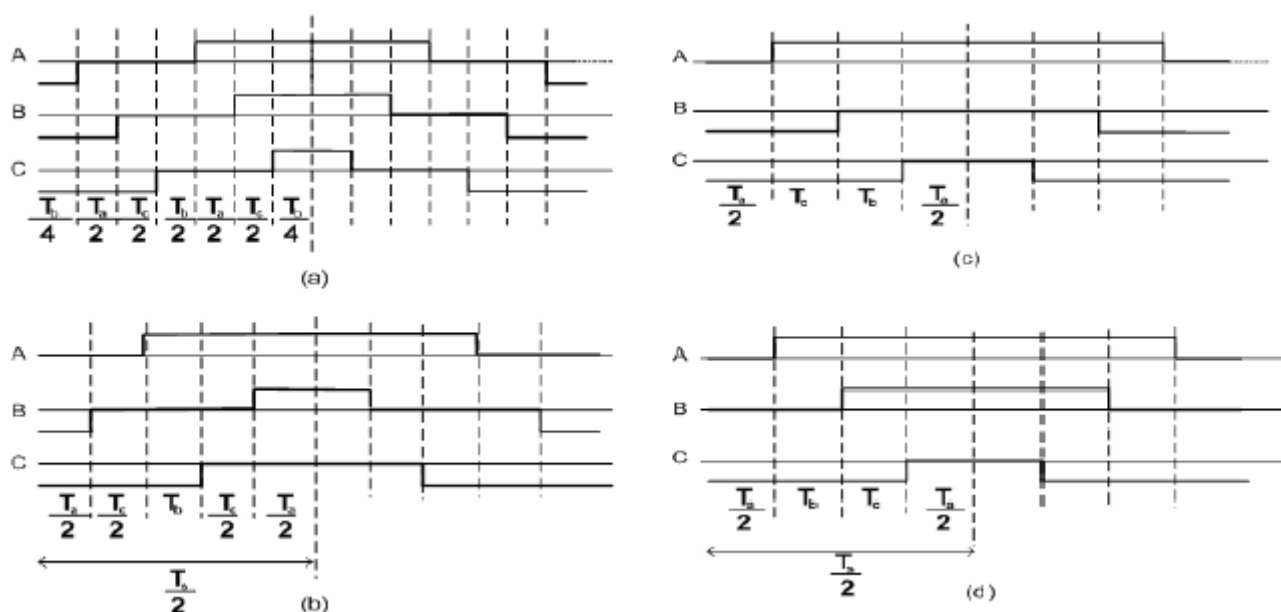


Ilustración 32. Patrón de conmutación del Sector I. a) Región 1 b) Región 2 c) Región 3 d) Región 4

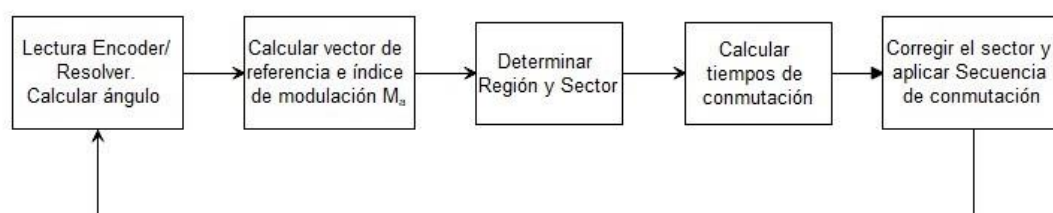


Ilustración 33. Diagrama de flujo del SVPWM

Con el flujograma de la ilustración 33 se recoge de manera resumida el algoritmo de Space Vector Modulation, que se usará como parte del algoritmo de control vectorial.

En este algoritmo no se incluye el funcionamiento en la zona de sobremodulación ($m > 1$), dejándolo como trabajo futuro del proyecto, pues requiere de una carga computacional mayor, limitando el microcontrolador actual (Atmega 2560) el rendimiento del controlador. En un trabajo futuro se planteará la implementación en otras familias de microcontroladores (STM32F4 de STMicroelectronics o C2000 de Texas Instruments) con mayor frecuencia de trabajo y una arquitectura con mayor número de periféricos y funcionalidades.

5.3.2 Field Oriented Control

Como se explica en el Estado del Arte, el funcionamiento del FOC se basa en la capacidad de controlar tanto el flujo magnético como el torque a través de las componentes de la intensidad en el sistema de referencia d-q. Para ello es necesario el correcto alineamiento de la lectura de la posición del rotor con el vector de posición, de otro modo el funcionamiento no sería el óptimo, ya que se hace uso de las transformadas de Clarke y Park para dicho cambio de sistema de referencia, y ambas van a tomar parámetros de la posición angular.

$$T = \frac{3P}{2} [\lambda i_q - (L_q - L_d) i_q i_d] \quad (27)$$

La ecuación 26 relaciona el torque con las componentes de la intensidad, siendo λ el enlace de flujo del rotor, P los pares de polos del motor y L_q y L_d las componentes de la inductancia. Para un motor de imanes permanentes de superficie se sabe que $L_d = L_q$, por lo que la saliencia es 0 para este tipo de motores, y al ser P y λ constantes, se tiene que el torque es directamente proporcional a la intensidad i_q , por lo que se dice que i_q es la componente de par.

A su vez, i_d genera flujo magnético. Para un motor de inducción, se necesita generar dicho flujo magnético para que se produzca interacción entre el rotor y el estátor, por lo que i_d debe tener un valor distinto de 0. Para un motor de imanes permanentes, sin embargo, los imanes producen suficiente flujo magnético, por lo que no es necesario generar flujo adicional, buscando siempre que el valor de i_d sea 0, lo que significa que toda la intensidad se invierte en generar torque, situando el punto de máximo torque por amperio (MTPA) en 90° y -90° .

Es importante mencionar la versatilidad de la estrategia de control, ya que como se menciona arriba, simplemente cambiando la consigna de una de las variables, se puede utilizar un mismo sistema para controlar tanto motores de imanes permanentes como motores de inducción. Además, con el FOC se puede conseguir sobrepasar la velocidad base del motor, como se explicará en un apartado dedicado al Flux Weakening, aunque no se tratará en profundidad ni se incluirá en el proyecto, ya que queda fuera de los objetivos propuestos.

Una vez esté fijada la demanda de cada una de las variables de entrada, se hace una lectura de las variables y se genera una señal de error. Esta señal de error se introduce en un controlador PI. La variable D se suele excluir debido a que es un sistema sensible al ruido, y la componente derivativa puede crear inestabilidades o reducir la eficiencia al amplificar también este ruido. Los valores del controlador se pueden evaluar mediante el criterio de Ziegler-Nichols.

Una vez tenemos la señal de salida del controlador se aplica la transformada inversa de Park para retornar la tensión a valores AC. Esta tensión en el marco de referencia $\alpha\beta$ servirá como parámetro de entrada del algoritmo SVPWM, del cual se obtendrá como salida los valores para la configuración de los registros del PWM del microcontrolador. La salida del PWM excita los drivers de los IGBTs, que, como se verá más adelante, requieren de una referencia de tierra individual para no exceder la tensión V_{GE} máxima del IGBT, y además ofrecer aislamiento galvánico entre el controlador y el circuito de potencia, para mayor seguridad tanto del dispositivo como de la persona que lo manipule.

Este algoritmo de control se puede recoger en 4 pasos fundamentales:

1. Medir la corriente que circula por el motor y la posición del rotor.
2. Comparar la corriente con la corriente de referencia y generar una señal de error
3. Amplificar dicho error y generar una tensión de referencia
4. Modular esta tensión de referencia (SVPWM) y aplicarla al motor.

5.3.2.1 Desacoplo en FOC

En sistemas donde se requiera el desacoplo total de las señales de control, o bien por necesitar de una alta precisión, o bien en procesos con frecuentes transitorios, es conveniente añadir un elemento más al control, ya que en los términos de tensión v_d y v_q aparecen términos cruzados, como se aprecia en los elementos subrayados de las ecuaciones (27) y (28). Estos términos crean perturbaciones cruzadas, lo que conlleva a transitorios más largos y con mayores picos corriente. En sistemas de baja potencia o en estado estacionario no se hace tan notable su influencia, sin embargo, es importante tener dichos efectos en cuenta.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \underline{L_q} \omega_e i_q \quad (28)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \underline{L_d} \omega_e i_d + \omega_e \underline{\lambda} \quad (29)$$

Estos parámetros subrayados, una vez calculados, se sustraen a la salida del controlador PI, para obtener las tensiones como señales puramente independientes la una de la otra. Al ser un término en lazo abierto, puede llevar a estados de saturación del sistema, por lo que se añade un filtrado a la salida que satisfaga la condición expuesta en (29).

$$\frac{\sqrt{OUT_{PI d}^2 + OUT_{PI q}^2}}{V_{BUS}} < 1 \quad (30)$$

Donde los términos superiores son las salidas del controlador PI de i_d e i_q respectivamente.

5.3.2.2 Flux Weakening

Como se explicó en la introducción, el límite de velocidad de un motor ω_b se alcanza cuando la BEMF obtenida alcanza el mismo valor que la tensión de excitación del motor. Para ir más allá de esta velocidad, entonces, debe reducirse esta BEMF, en lo que se conoce como Flux Weakening o debilitamiento de flujo.

El enlace de flujo magnético producido por los imanes permanentes del motor es directamente proporcional a dicha BEMF, por lo tanto, reduciendo el enlace de flujo magnético del motor, podemos reducir de manera efectiva la BEMF, y así poder superar la velocidad base ω_b . Para ello, basta con aplicar valores de i_d negativos, con lo que reduciremos el flujo, así como el torque, disminuyendo la eficiencia del motor en contra de prolongar su rango dinámico.

Hay diversas estrategias y algoritmos para operar en la región de Flux Weakening, que no se discutirán debido a la complejidad y profundidad del tema, aunque queda abierto

como ampliación el incorporar un algoritmo de Flux Weakening para demostrar su aplicación práctica.

5.3.3 Driver IGBT

Tras sufrir la destrucción de varios dispositivos durante la primera fase de testeo, se vio la necesidad de utilizar drivers con aislamiento para disparar los IGBT de manera segura. Al estar alimentados con 200V, si no se utilizan diferentes referencias de tensión, es fácil sobrepasar el límite de V_{GE} que acarrea el daño del IGBT. Por ello, se plantean distintos tipos de drivers:

5.3.3.1 Driver con Transformador de Pulsos:

El transformador de pulsos consiste, como un transformador corriente, en dos devanados arrollados sobre un mismo núcleo de ferrita, diseñado para inducir pulsos de onda cuadrada, normalmente con relación de transmisión 1:1. Esto se debe a que no están diseñados para aumentar o disminuir la tensión, si no para ofrecer aislamiento galvánico y referencias de tensión aisladas.

Una gran limitación que poseen es la frecuencia de trabajo, ya que no pueden transmitir ondas con una baja frecuencia ($< 2\text{kHz}$) debido a la saturación del transformador, que tan sólo es capaz de transferir corriente en AC. Además, sin un acondicionamiento adecuado, también se produce saturación con ciclos de trabajo elevados, por lo que se suele acompañar de componentes tanto activos como pasivos para su funcionamiento en un mayor rango. Otra desventaja es su precio, más elevado que otras opciones, además de ocupar un área y un volumen mayor que utilizando otras estrategias.

Como principal ventaja, cabe mencionar su robustez cuando se tienen frecuencias de trabajo óptimas (20-100kHz) y con el acondicionamiento adecuado, además de que, en algunos casos, como con los IGBT, es interesante el hecho de que con el apagado del PWM aparece una tensión negativa en la salida del transformador, aplicándose a la compuerta del IGBT, lo que ayuda a acelerar el proceso de corte. Otra ventaja, que además reduce el precio y el volumen requerido, son los transformadores de doble devanado, con los que se pueden controlar dos IGBT complementarios con un solo transformador (figura 34b)

Ilustración 34. Drivers con Transformador. a) Single-ended b) Double-ended

El funcionamiento de este circuito integrado se basa en la operación de Bootstrap o Charge Pump. El condensador de abajo se carga directamente a través de la fuente de alimentación. Cuando el conmutador de abajo se cierra, el potencial del emisor o del surtidor del dispositivo de arriba (conectado con el condensador de arriba) coincide con la tierra, por lo que el condensador superior se carga a través del diodo, que previene la descarga bloqueando la tensión inversa. Una vez está cargado el condensador superior, proporcionará tensión necesaria para disparar el driver del conmutador superior.

La principal desventaja de esta topología es evidente: no se puede prolongar el disparo durante un periodo largo de tiempo ya que el condensador sufriría una descarga por debajo del umbral V_{GEmin} y entraría en la región óhmica, por lo que la frecuencia de conmutación debe ser relativamente alta. Al hacer uso de condensadores, introduce una constante de tiempo τ que producirá retardos en el disparo, lo cual puede no ser deseable bajo ciertas circunstancias. Además, para un inversor de 3 niveles, harían falta 2 fuentes de tensión independientes por rama, con un total de 6 fuentes de tensión, lo cual lo hace poco práctico.

Para otro tipo de topologías es un circuito muy potente por su utilidad y versatilidad, debido a que por lo general el uso de los conmutadores en configuración Push-Pull es complementario, por lo que, durante la apertura del conmutador superior, el inferior se cierra, cargando el condensador superior y previniendo así que en el siguiente ciclo el condensador esté descargado, teniendo únicamente que cargar el condensador en la primera operación. Además, con pocos componentes auxiliares, se puede modificar la topología para evitar este tipo de secuencia de puesta en marcha.

5.3.3.3 Driver con Bootstrap Low-Cost

Al igual que el circuito integrado anterior, el driver propuesto se basa en el principio de Bootstrap, añadiendo modificaciones para poder utilizarlo en un inversor de 3 niveles, que se pueden ver en la ilustración 36.

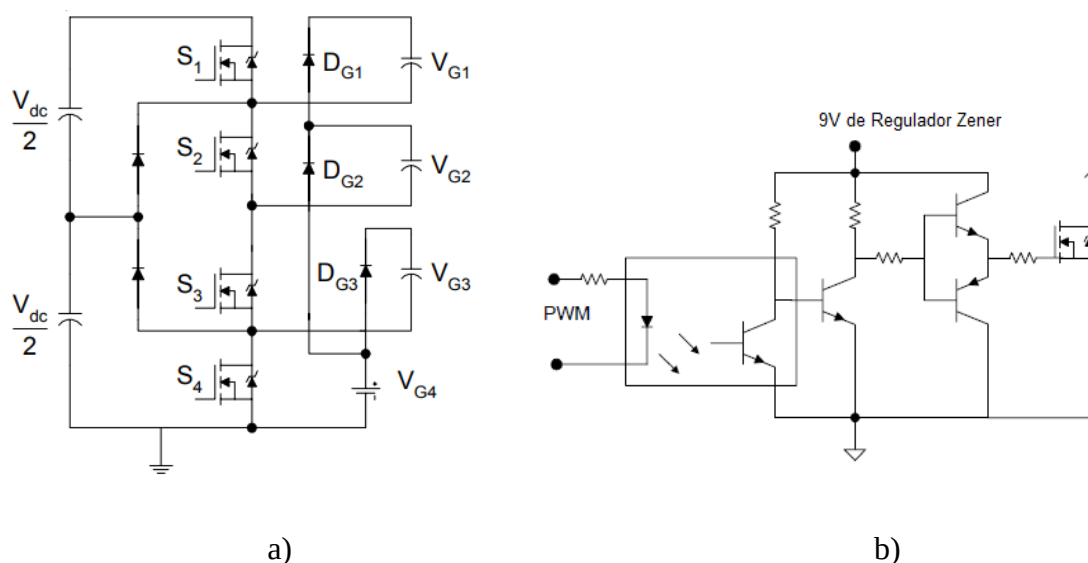


Ilustración 36. Modificaciones propuestas a) Bootstrap para topología de 3 niveles. b) Driver propuesto.

En la ilustración 36a, en lugar de utilizar un solo condensador, se utilizan 3, más la propia fuente, como fuentes independientes para los drivers. El principio de funcionamiento es el mismo que se ha explicado en el apartado anterior, teniendo en cuenta que los condensadores V_{G2} y V_{G1} serán cargados por el condensador inmediatamente inferior. El driver de la ilustración 33b presenta un regulador Zener a la salida del condensador, lo que da una referencia de tensión más estable. Se coloca un optoacoplador que sirve para proporcionar aislamiento galvánico entre la etapa de potencia y la de control, además de adaptar el nivel de tensión de 5V a 9.1V. La lógica de salida del optoacoplador está invertida, por lo que se corrige con un transistor NPN, el cual está conectado a la base de un par de transistores Push-Pull, que actúan directamente sobre la compuerta del IGBT.

Esta última opción ha sido la elegida para el proyecto, puesto que, con una sola fuente de alimentación, podemos proveer a todos los drivers de tensión, además de aislamiento galvánico proporcionado por el optoacoplador, característica que no posee el IR2110. En contra, tiene un volumen considerablemente mayor que la solución integrada, aunque menor que utilizando transformadores de pulsos, además de introducir mayor ruido y tener un estudio menos exhaustivo, debido principalmente a la falta de tiempo. Además, debe ejecutar una secuencia de arranque para asegurar que al comienzo todos los condensadores estén cargados.

5.4 Simulación con Matlab Simulink

Se ha elegido Simulink como software de simulación tanto por su potencia y versatilidad, como por su amplia librería y su interfaz intuitiva mediante una programación gráfica de bloques.

Se comenzó con la realización del modelo de la estrategia de modulación SVPWM, que más tarde formará parte del modelo de FOC. Para este modelo se utilizaron principalmente componentes de la librería “Simscape/Specialized Technology/Fundamental Blocks”, donde se incluyen los componentes eléctricos, como los IGBTs, diodos y fuentes de tensión, mientras que la lógica se realizó mediante bloques de código Matlab (funciones Matlab), para mayor compacidad a la hora de construir el diagrama de bloques.

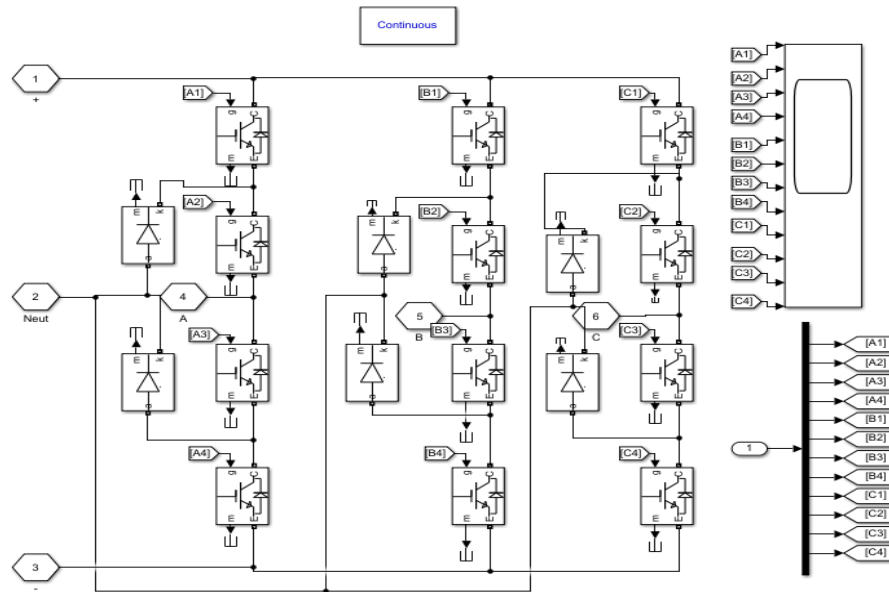


Ilustración 37. Modelo Inversor NPC 3 niveles

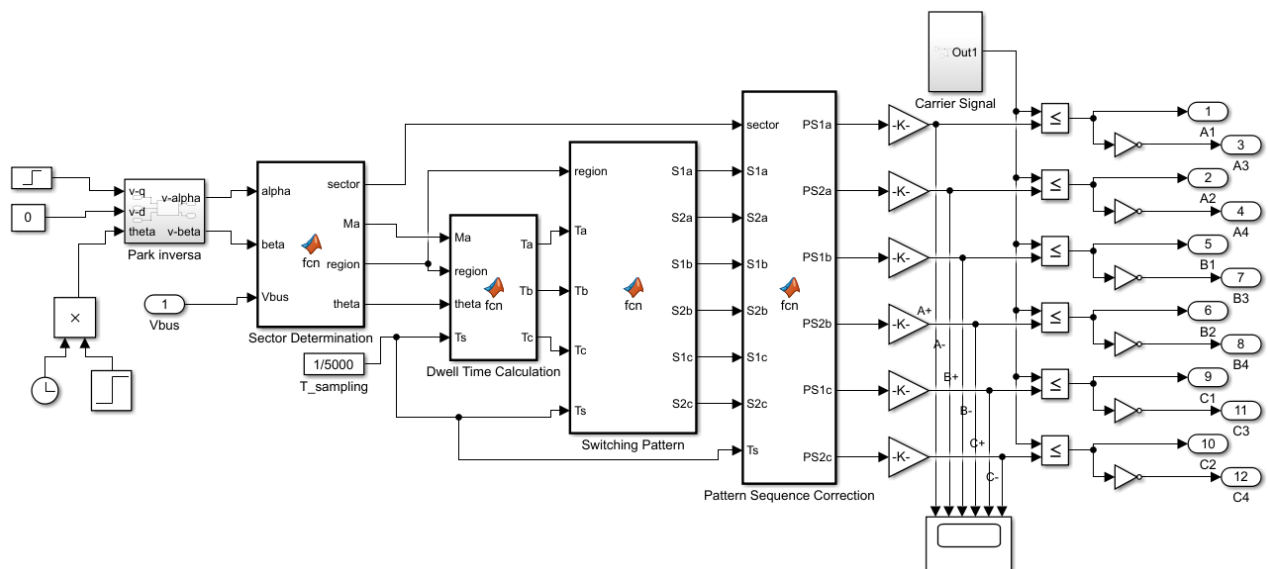


Ilustración 38. Modelo Space Vector Modulation

El código incluido en la ilustración 38 se añadirá en el Anexo II. En dicho código se recoge el algoritmo anteriormente explicado en el apartado 5.3.2, utilizando como fuente de tensión valores DC en el sistema de referencia d-q, pudiendo variar la frecuencia y la amplitud con señales escalón. En la ilustración 39 se puede apreciar la onda característica del SVPWM, resultado de aplicar los tiempos de establecimiento en la secuencia de conmutación predeterminada, y que es dividida en semiciclo positivo y negativo para a continuación ser comparada con una señal portadora. El semiciclo positivo dará el disparo del IGBT 1, y el semiciclo positivo dispara el IGBT2 (el IGBT 1 es complementario del IGBT3, y el IGBT 2 del IGBT4).

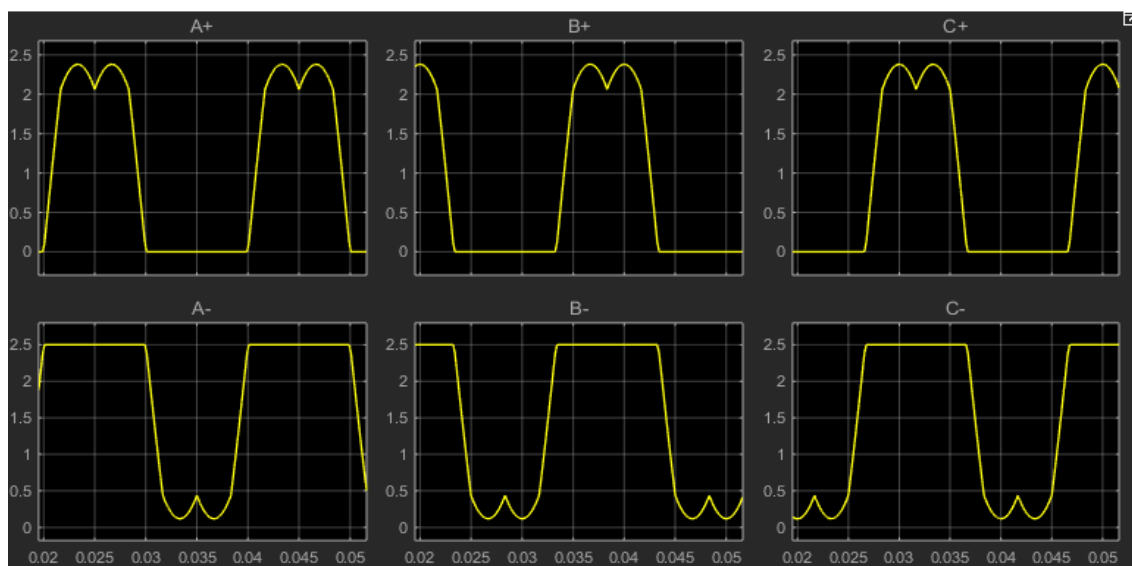


Ilustración 39. Forma de onda portadora del SVPWM. $f=50\text{Hz}$, $m=0.95$

En esta simulación no se tienen en cuenta los tiempos muertos, quedando como tarea futura realizar simulaciones analizando el efecto de los tiempos muertos y la aparición de componentes armónicas y subarmónicas en la corriente.

Tras las comprobaciones del correcto funcionamiento del modelo de SVPWPM propuesto, se lleva a cabo el modelado del FOC, añadiendo dos controladores PI para la corriente y uno para la velocidad, retroalimentación de parámetros del motor, y las transformadas necesarias, además de conectar de manera opcional un bloque de desacoplo. Por problemas de convergencia del modelo y tiempos de simulación extremadamente largo, y al tener resultados satisfactorios del modelo de SVPWM, se sustituye el mismo por un generador trifásico controlado, con el fin de validar el controlador del motor. El modelo se muestra en la ilustración 40.

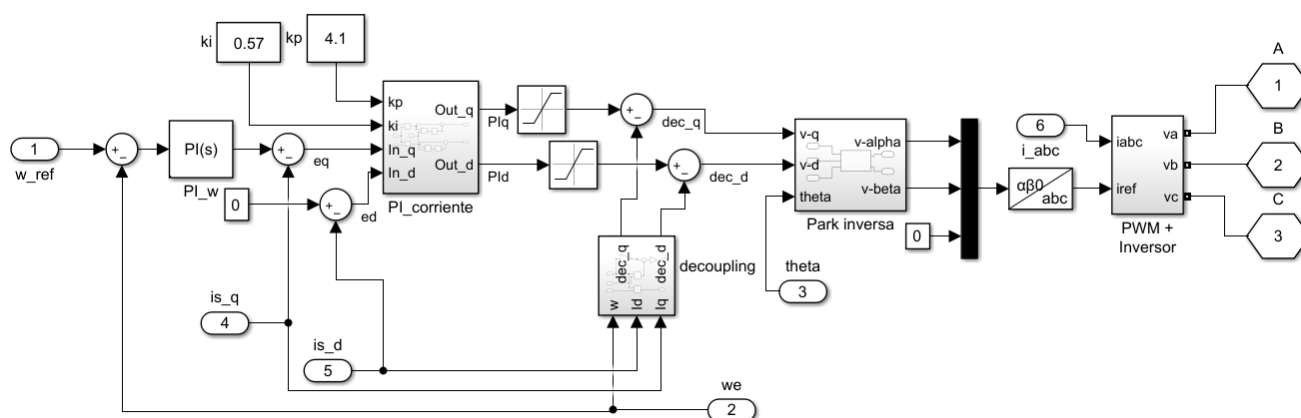


Ilustración 40. Modelo FOC propuesto

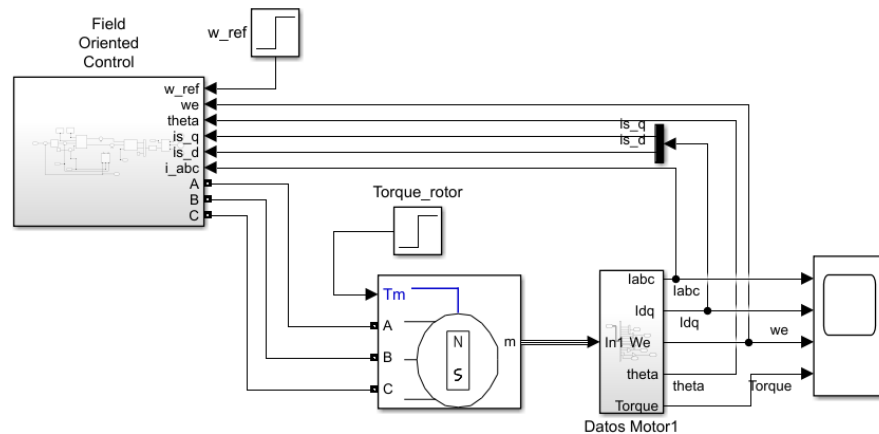


Ilustración 41. Modelo de controlador propuesto

Se ha añadido como carga un motor síncrono con las características obtenidas en el Anexo II, de los ensayos del motor disponible en el laboratorio de Máquinas Eléctricas, en lugar de la carga RL utilizada anteriormente. Además, se dispone de una entrada escalón para fijar la velocidad de referencia (en rad/s) y otra para ajustar el torque aplicado en el rotor.

5.4.1 Resultados obtenidos

5.4.1.1 Modelo Space Vector PWM

Se han realizado simulaciones con varios valores de amplitud y de frecuencia para validar el modelo en el amplio rango de funcionamiento del motor. Para ello, se utiliza una carga RL serie, con una resistencia de 24.3Ω y una inductancia de 6mH , tal y como el modelo del motor. Se utiliza dicha carga ya que, al ser una operación en lazo abierto, no se pueden ajustar los parámetros frente a perturbaciones.

Las simulaciones se han realizado con tensiones de 65V y 120V , y con frecuencias de 20Hz , 50Hz y 90Hz , mostrando los valores de THD, así como las tensiones de desbalanceo de los condensadores para cada caso. Se puede apreciar que, tal y como se explicó en el análisis teórico, la amplitud del desbalanceo es directamente proporcional a la amplitud de la tensión de salida e inversamente proporcional a la frecuencia. También, se puede observar cómo se reduce levemente el THD al reducir el desbalanceo.

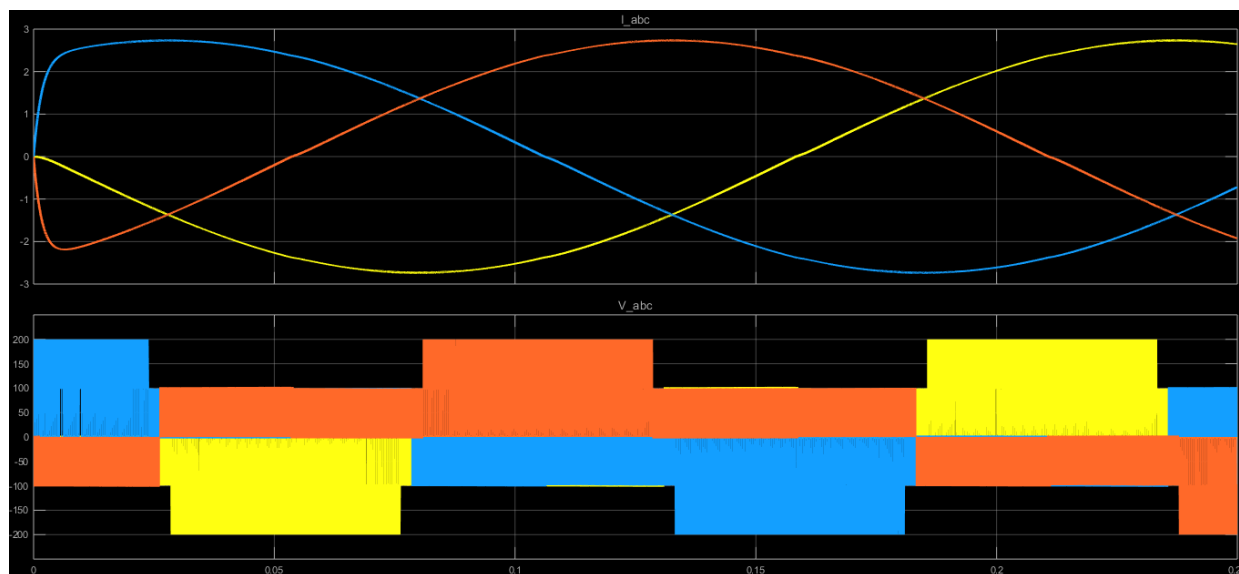


Ilustración 43. Ensayo SVPWM. 65V, 20Hz. THD = 0.798

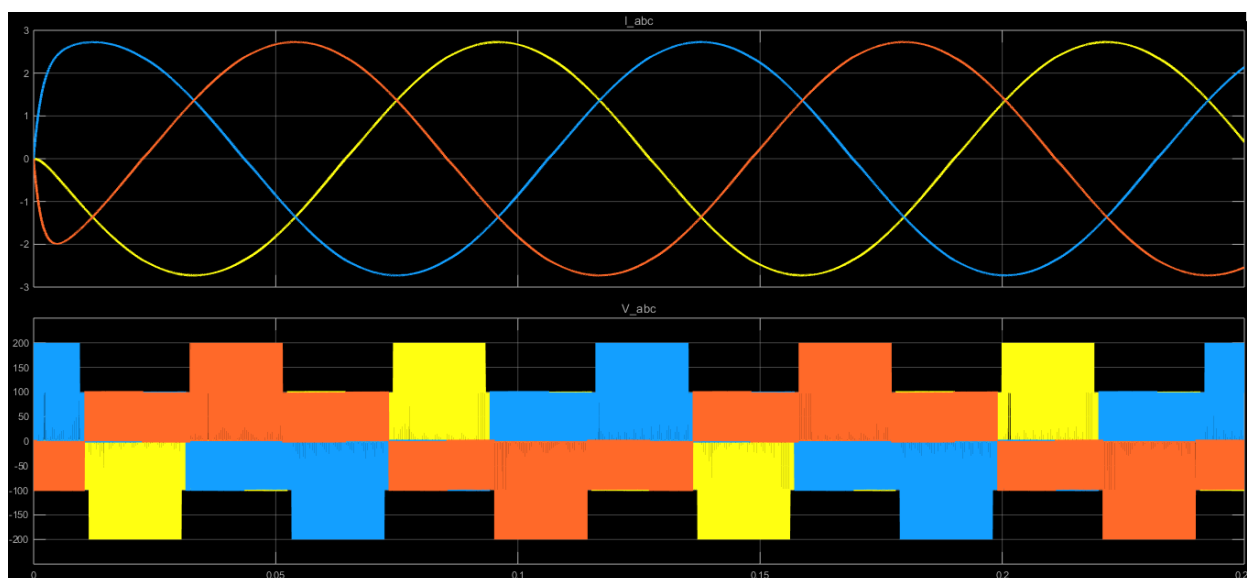


Ilustración 42. Ensayo SVPWM. 65V, 50Hz. THD = 0.774

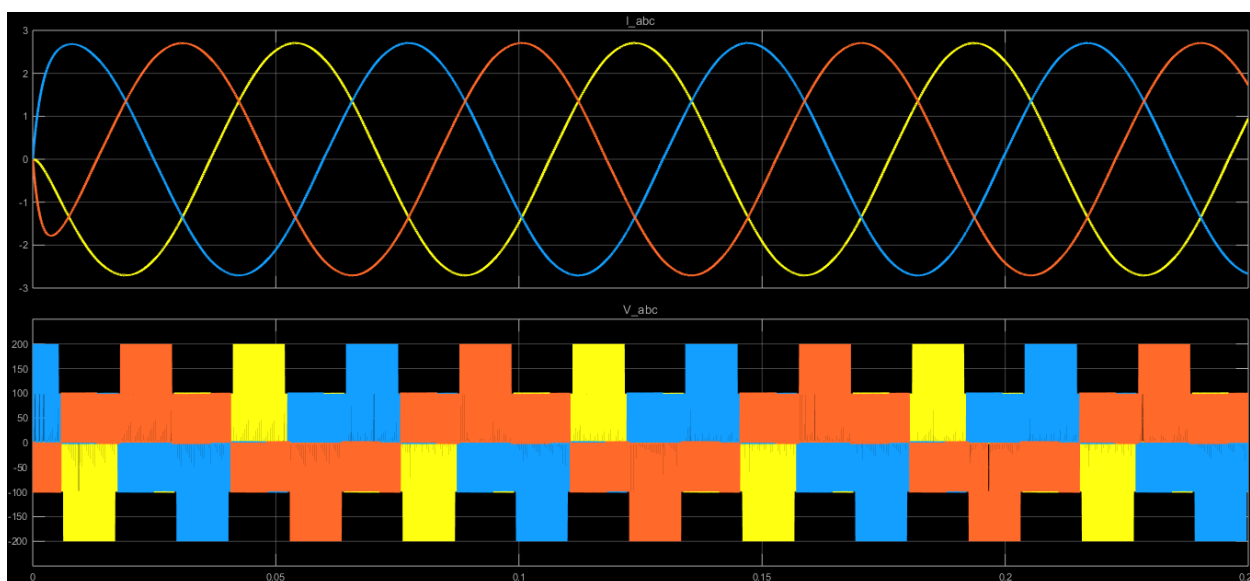


Ilustración 44. Ensayo SVPWM. 65V, 90Hz. THD = 0.75

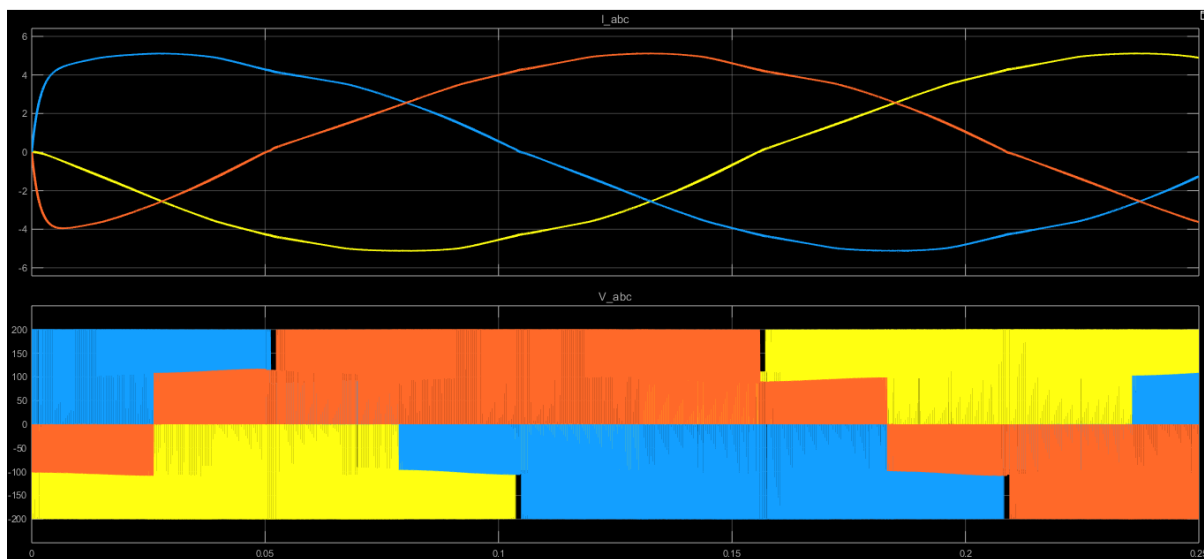


Ilustración 47. Ensayo SVPWM. 120V, 20Hz. THD = 0.85

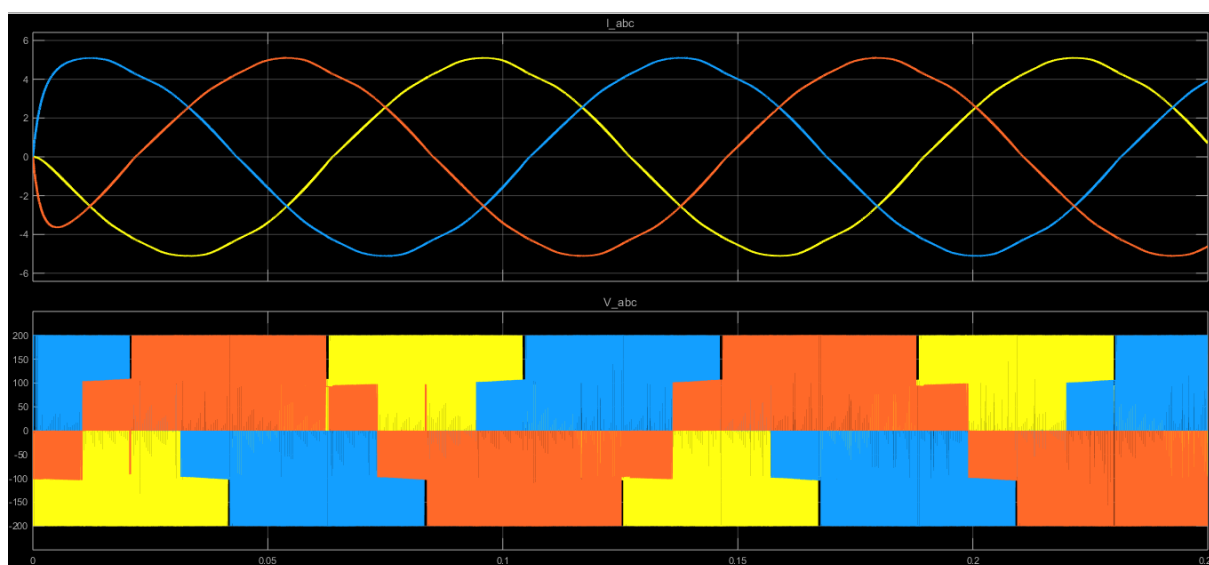


Ilustración 46. Ensayo SVPWM. 120V, 50Hz. THD = 0.78

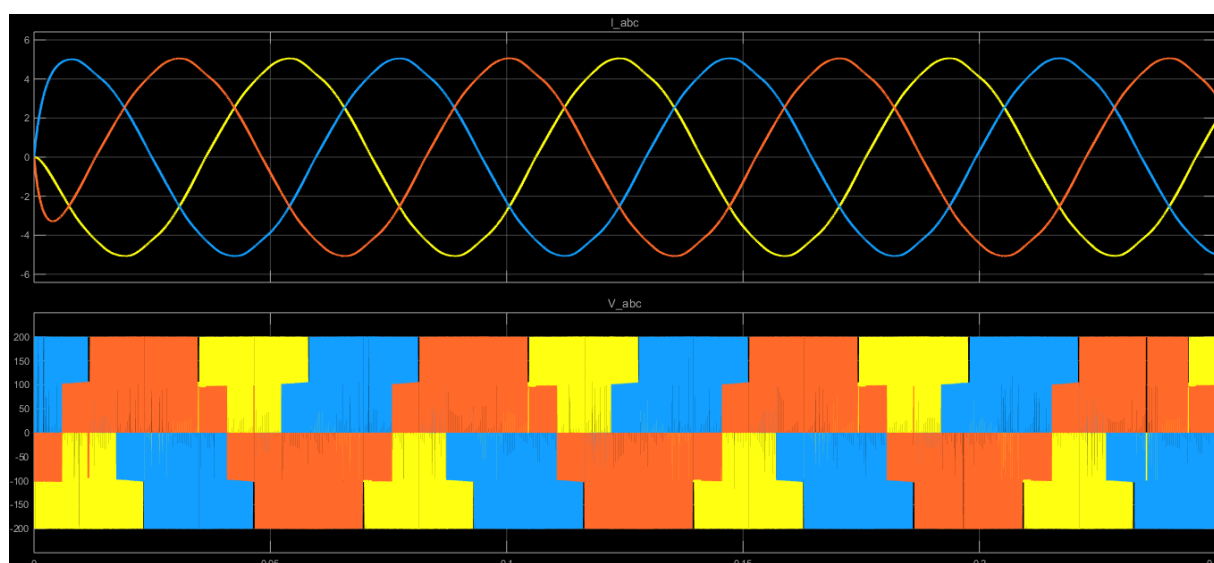
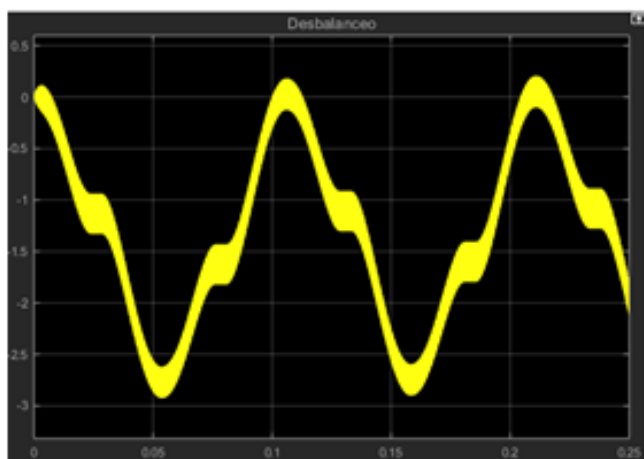
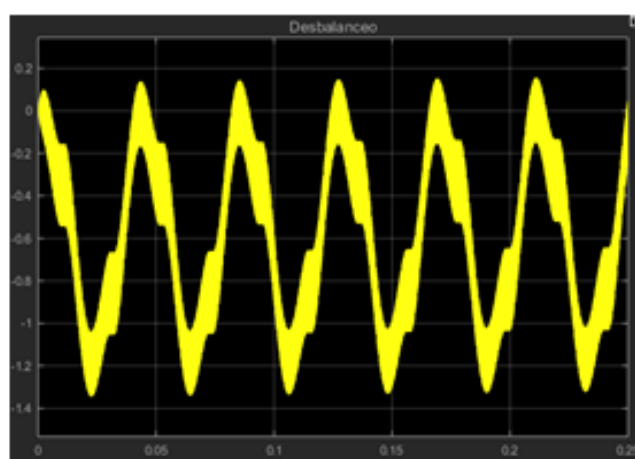


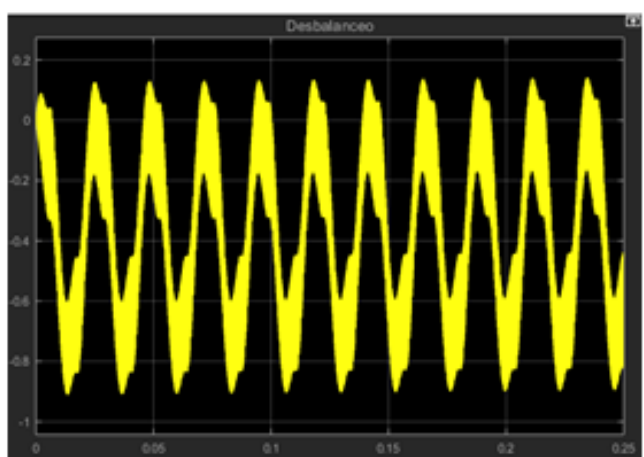
Ilustración 45. Ensayo SVPWM. 120V, 90Hz. THD = 0.77



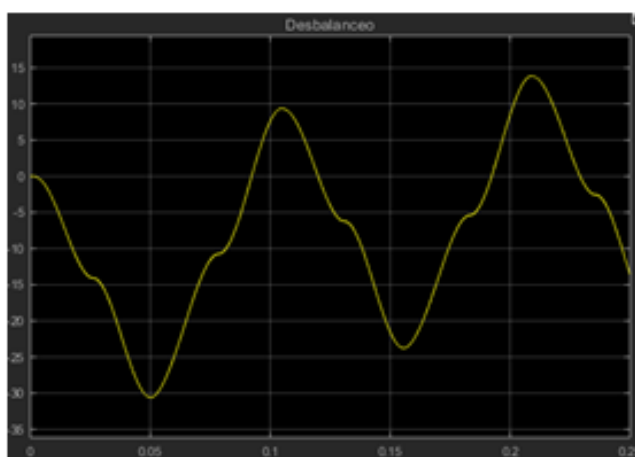
a)



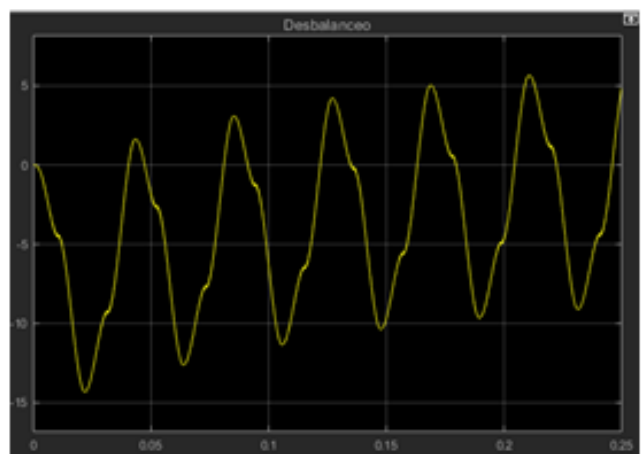
b)



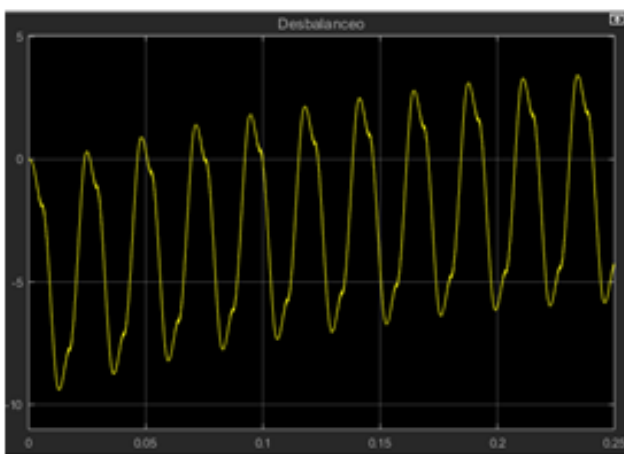
c)



d)



e)



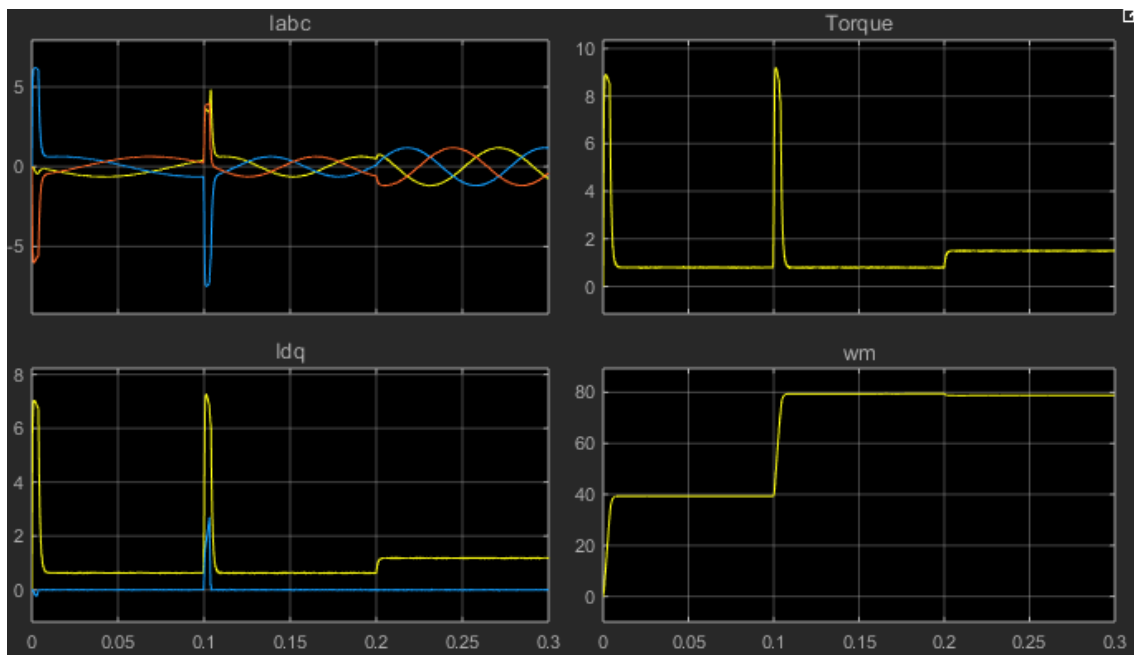
f)

Ilustración 48. Desbalanceo de los condensadores. a) 65V, 20Hz. $\Delta V=3V_{pp}$. b) 65V, 50Hz. $\Delta V=1.45V_{pp}$. c) 65V, 90Hz. $\Delta V=1V_{pp}$.

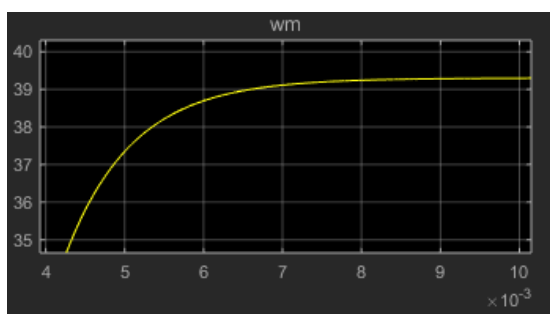
d) 120V, 20Hz. $\Delta V=40V_{pp}$. e) 120V, 50Hz. $\Delta V=15V_{pp}$. f) 120V, 90Hz. $\Delta V=9V_{pp}$.

5.4.1.2 Modelo Field Oriented Control

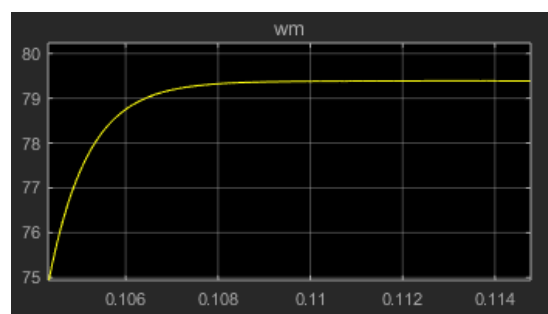
Este modelo se ha enfocado en el Field Oriented Control, para determinar valores que eliminen el error en estado estacionario en la velocidad. Al no poder medir el momento de inercia del motor, los tiempos de establecimiento no serán significativos, ya que varían considerablemente al aumentar el momento de inercia del rotor. Para ello, se variarán los parámetros K_p y K_i de los distintos controladores frente a una misma secuencia aplicada, de un escalón de velocidad de 40 a 80Hz, y un escalón de torque de 0.8 a 1.5 N/m



a)

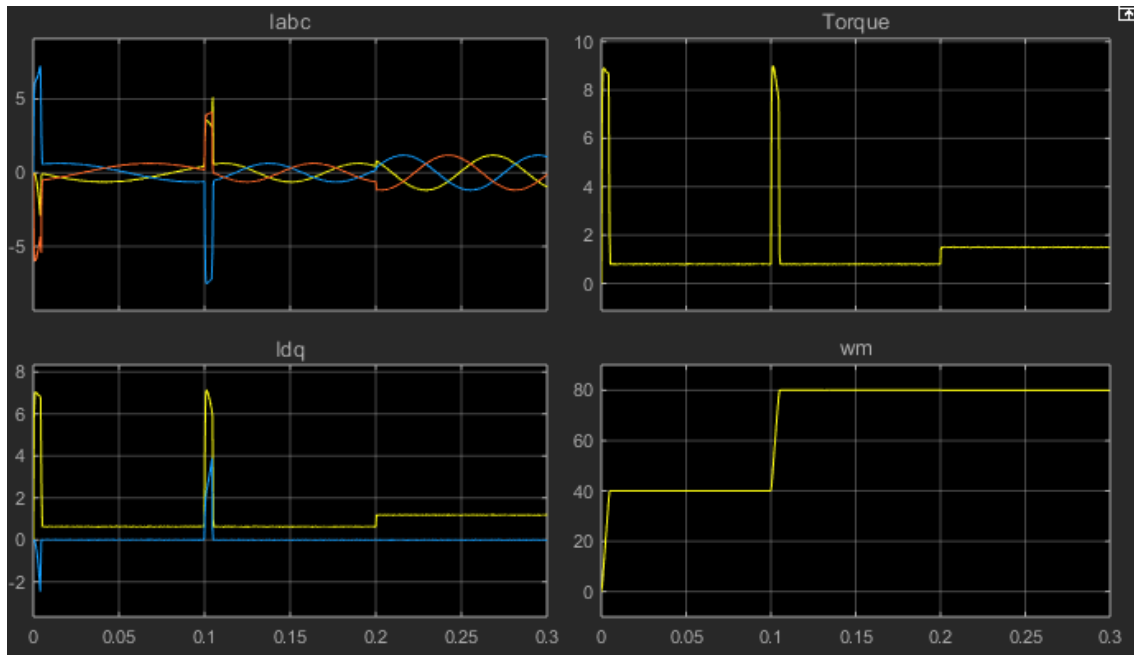


b)

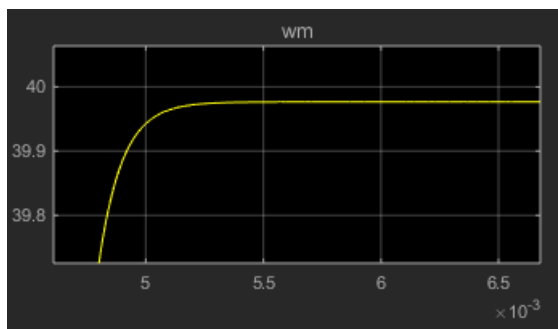


c)

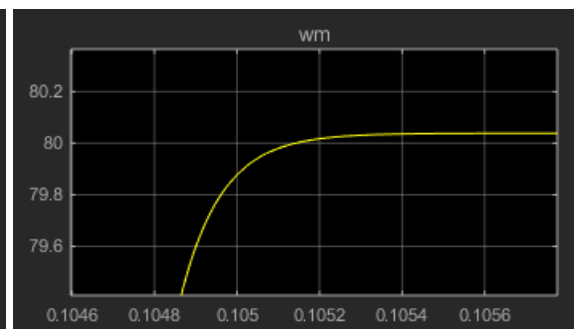
Ilustración 49.a) Simulación FOC. PI velocidad: $K_p=1.2$, $K_i=0.41$. PI corriente: $K_p=2.3$, $K_i=0.27$ b) escalón 1 ampliado. c) escalón 2 ampliado



a)



b)



c)

Ilustración 50. a) Simulación FOC. PI velocidad: $K_p=8.97$, $K_i=0.82$. PI corriente: $K_p=12.1$, $K_i=0.57$ b) escalón 1 ampliado. c) escalón 2 ampliado

En la ilustración 49 b) y c) se puede ver que el error es pequeño, aunque en la ilustración 50 b) y c) este error es reducido considerablemente. Aun así, se puede apreciar claramente en las dos ilustraciones que el método desacopla las dos señales, variando i_q al variar el torque, mientras i_d permanece constante, manteniendo una eficiencia máxima al aplicar toda la corriente en producir par, y no invertir parte de esta en generar flujo innecesario.

5.5 Implementación en Arduino Mega 2560

La implementación del control vectorial en el microcontrolador integra todos los elementos anteriormente mencionados en la simulación en Simulink. En la ilustración 51 se muestra un diagrama de los elementos empleados, tanto hardware externo como periféricos integrados en el microcontrolador. Además de los drivers y el inversor, previamente discutidos, y el motor, se utiliza un encoder incremental de 1024 pasos y con un acople específico para el motor. El encoder proporciona al sistema información acerca de la posición y la velocidad del rotor, esenciales en el control vectorial, como ya se ha explicado.

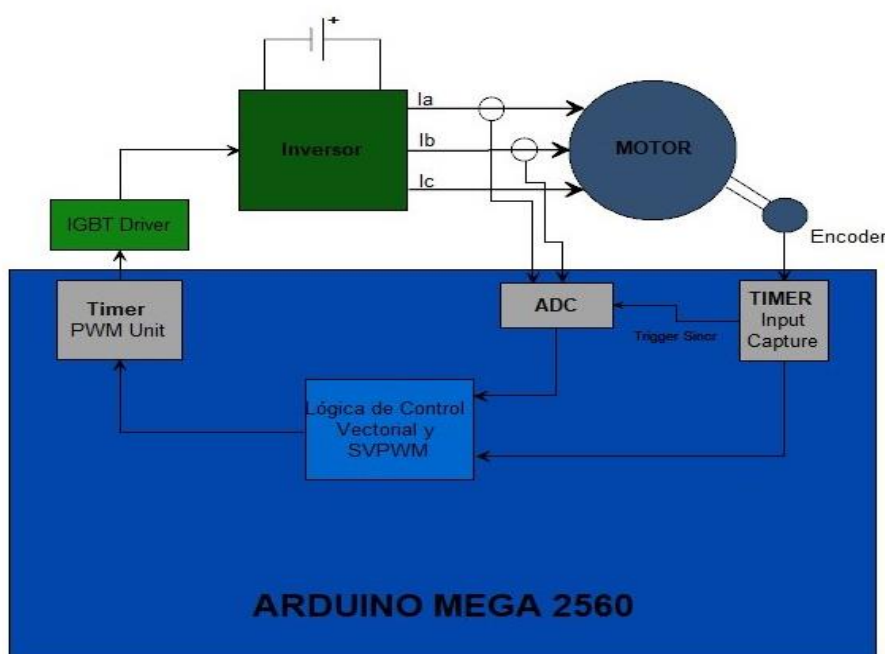


Ilustración 51. Periféricos y Hardware utilizados para el FOC

El firmware del microcontrolador se rige en base al flujograma de la ilustración 52, donde se diferencia el código ejecutado tanto en el bucle principal como en las distintas interrupciones empleadas, agilizando estas interrupciones el flujo del programa en gran medida y dando un mayor dinamismo y controlabilidad. Los estados de conmutación se recogen en una matriz de orden 7x7, donde la primera fila contiene los 3 vectores nulos, y cada fila siguiente contiene los estados de cada uno de los 6 sectores, sistematizando la selección de éstos dentro de la interrupción del Timer 1. El PWM debe ser simétrico para no aumentar la THD de la corriente, y debido a limitaciones que presenta el modo “*Phase and Frequency Correct PWM*” del Timer 1 (no se pueden asignar más de 3 flags o marcas

por período), se opta por el modo “CTC”, actualizando la semilla o valor del Timer cada vez que comienza a contar. Al no actualizar los valores hasta el fin de cada periodo, se consigue igualmente un PWM simétrico, pudiendo hacer tantas subdivisiones del periodo como el método de conmutación requiera.

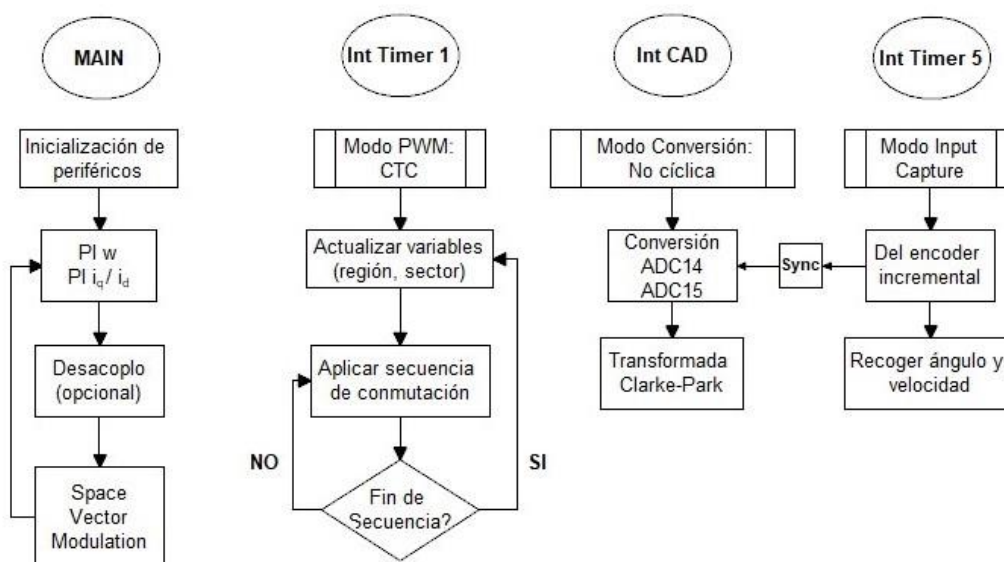


Ilustración 52. Flujograma del código de Arduino

Para una mayor precisión en la medida de la corriente, la lectura del conversor analógico digital está sincronizada con la interrupción del Timer 5, la cual se activa con cada pulso del encoder. De esta manera, la información de la corriente instantánea será precisamente relacionada con el ángulo de rotor, reduciendo el error en la reconstrucción de la onda AC de corriente.

Además, con vistas a reducir el tiempo de computación, cálculos que tomar más ciclos de máquina y se repiten a lo largo del código, como pueden ser el seno o el coseno, se realizan una única vez al actualizar el ángulo, y su valor se almacena en variables, de cara a no tener que repetir los cálculos de manera ineficiente.

El código está escrito de tal manera que se pueden cambiar los parámetros básicos del controlador, así como del motor, sin necesidad de estudiar el código en profundidad, ya que todos los parámetros están definidos al comienzo del código mediante *#defines*, pudiendo cualquier persona modificar solamente los valores numéricos manteniendo la integridad del código original.

6. Conclusión y trabajo futuro

6.1 Conclusiones del proyecto

En este proyecto se ha presentado la teoría detrás de los inversores multinivel y el control vectorial aplicado a motores de imanes permanentes, pudiendo así concluir:

Los inversores multinivel tienen un gran campo de investigación por delante. A pesar de sus desventajas, como las asociadas al balanceo del punto neutro, complejidad de control (especialmente en niveles >7) y aumento en pérdidas de conducción en los semiconductores, ofrece ventajas mucho mayores que los inversores de 2 niveles. La principal ventaja es la reducción natural de la distorsión armónica de la corriente, debido a los pasos intermedios añadidos, además de mejorar la eficiencia general del sistema y poder utilizar semiconductores con tensiones máximas menores que la tensión del bus DC. Aun así, muchos prefieren trabajar con inversores de 3 niveles en lugar de utilizar órdenes superiores, por la dificultad tanto a nivel computacional, como a nivel físico (desbalanceo y coste).

El SVM o SVPWM es el método de modulación más utilizado en el control de motores, así como en otros campos, debido a su fácil implementación en sistemas digitales, su buen uso de la fuente DC y su baja distorsión de corriente, y junto al FOC permite realizar un control robusto y eficiente sobre los distintos tipos de motores, bien sean motores de inducción, BLDC o PMSM. Se ha comprobado que la implementación del SVM en inversores multinivel es sólo una extensión del método convencional, además de poder operar en la región de sobremodulación en caso de implementarse. Igualmente, el FOC también permite operar en la región de Flux Weakening, prolongando el rango dinámico del motor a costa de perder eficiencia, lo cual puede ser de gran utilidad en algunas aplicaciones.

Arduino es una plataforma ampliamente extendida debido a su versatilidad, facilidad a la hora de escribir código y bajo precio, tanto de la tarjeta como de componentes externos. A pesar de ello, para tareas más exigentes y específicas, como es el caso, puede presentar ciertas limitaciones o dificultades en la implementación de ciertas tareas, aun pudiendo encontrar microcontroladores con características muy superiores en el mercado. Arduino sigue manteniendo su popularidad debido a su bajo coste y su amplia

comunidad, que respalda el proyecto con foros activos donde se comparte gran cantidad de información.

6.2 Trabajo futuro

Tras discutir los resultados obtenidos, quedan propuestos los aspectos siguientes como trabajo pendiente para ampliar y mejorar el proyecto:

- Testear y validar el prototipo construido del controlador con resultados experimentales
- Incluir en el algoritmo de modulación SVPWM la posibilidad de operar en la zona de sobremodulación ($m > 1$), así como incluir un algoritmo de Flux Weakening.
- Integrar los distintos módulos (Potencia, drivers de los IGBT, microcontrolador) en una sola placa, eliminando el uso innecesario de cables y elementos mecánicos externos.
- Realizar un sistema de adquisición de datos que conecte con una base de datos en la nube (Firebase, por ejemplo) y que realice una subida de los parámetros del controlador cada segundo, mediante algún módulo Wifi (ESP 8266), pudiendo también establecer por comandos o por una app la velocidad de referencia.
- Realizar una interfaz mediante Python que cambie los parámetros básicos del controlador de una manera sencilla e intuitiva.
- Dotar al controlador de cierta capacidad para reconocer el tipo de motor y sus características fundamentales (R_s , L_q , L_d , λ , ...).
- Añadir un display que muestre características del controlador en tiempo real, como RPM o I_q e I_d .

7. Bibliografía

- [1] B. K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives", 1st ed. AP, 2006, pp. 25-73.
- [2] S. Sakunthala, R. Kiranmayi, P. N. Mandadi, "A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives," *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, Chennai, 2017, pp. 537-540
- [3] J. Zhao, Y. Yu, "Brushless DC Motor Fundamentals", MPS Application Note, 2011.
- [4] J. Shao, "Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives", Master Thesis, Virginia Tech, Sep. 2003.
- [5] J. Honrubia Blanco, "Modelado, ensayo y control de un motor eléctrico destinado a tracción", Trabajo Fin de Grado, EPS Jaen, Junio 2018
- [6] A. Zentai and T. Daboczi, "Improving Motor Current Control Using Decoupling Technique," *EUROCON 2005 - The International Conference on "Computer as a Tool"*, Belgrade, 2005, pp. 354-357
- [7] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans. on I.A.*, Vol. 17, No.5, September/October 1981, pp.518-523.
- [8] Rodriguez J., Lai J.S., Peng F.Z.: „Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications". *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [9] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, July 2010.
- [10] Y. Fatima, R. Yadav, R. Shing, "Multilevel Inverters: A Survey of Different Topologies and Controls", *International Journal of Engineering and Technical Research (IJETR)* ISSN: 2321-0869, Volume-3, Issue-6, June 2015.
- [11] N. Ahmed, A. Haider, D. Van Hertem, L. Zhang, H. Nee, "Prospects and challenges of future HVDC SuperGrids with modular multilevel converters," *Proceedings of the*

2011 *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham, 2011, pp. 1-10.

[12] R. Krishnan, “Electrical Motor Drives Modelling Analysis and Control”, Pearson Education Publisher, 2003.

[13] Harshada V. Deo, R. U. Shekokar “A Review of Speed Control Techniques Using PMSM,” IJIRT vol. 1 Issue 11, 2014 pp 247-253

[14] V. N. Haskar Reddy, C. S. Babu, K. Suresh, “Advanced Modulating Techniques for Diode Clamped Multilevel Inverter Fed Induction Motor” ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences Vol. 6, No 1, 2011, pp. 90-99.

[15] D. Ocen, “Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor”, Master Thesis, KTH Stockholm, May 2005.

[16] A. Choudhury. “Three-Level Neutral Point Clamped (NPC) Traction Inverter Driver for Electric Vehicles”. PhD Thesis, Concordia University, Montreal, 2015.

[17] B. Tolunay. “Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters - a LabVIEW Implementation” Uppsåla Universitet. 2012

[18] Fairchild Application Note 6076. “Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC” 2008

[19] B. A. Welchko, M. B. de Rossiter Correa and T. A. Lipo, "A three-level MOSFET inverter for low-power drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 3, pp. 669-674, June 2004.

[20] L. Balogh, “Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits.” Texas Instruments Application Report, 2018.

[21] F. J. C. Padilha, W. I. Suemitsu, M. D. Bellar and P. M. Lourenco, "Low-Cost Gate Drive Circuit for Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage-Source Inverter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 4, pp. 1196-1204, April 2009.

ANEXO I: PLANOS

1. Planos Placa de Potencia.

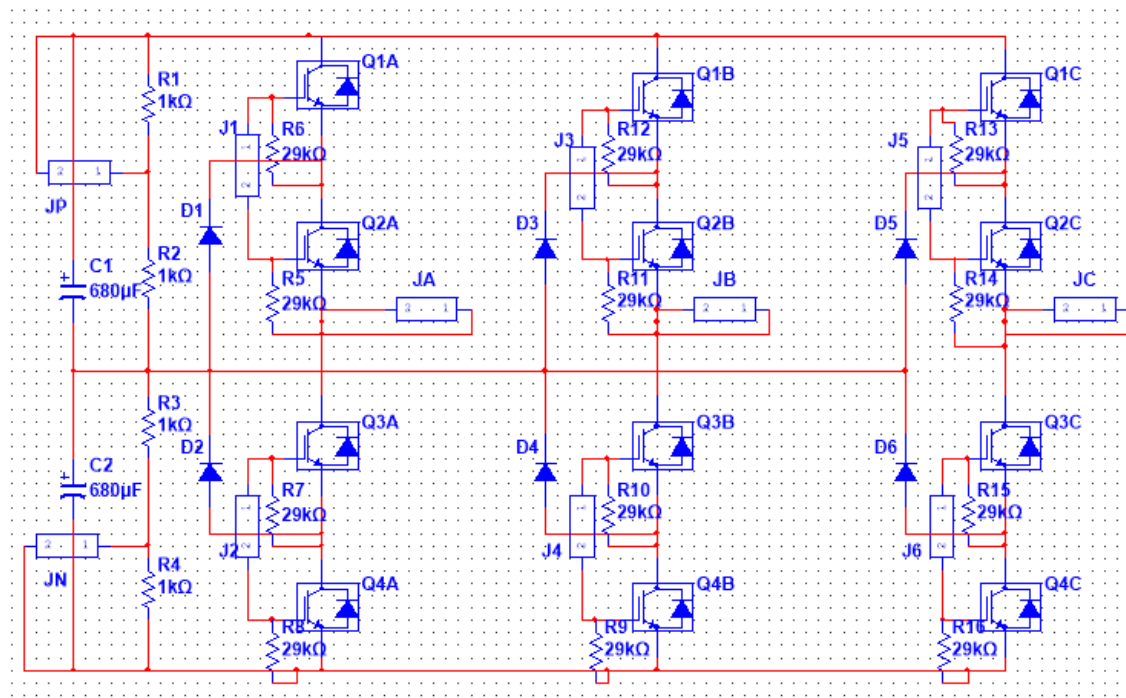


Ilustración 53. Esquemático inversor NPC 3 niveles

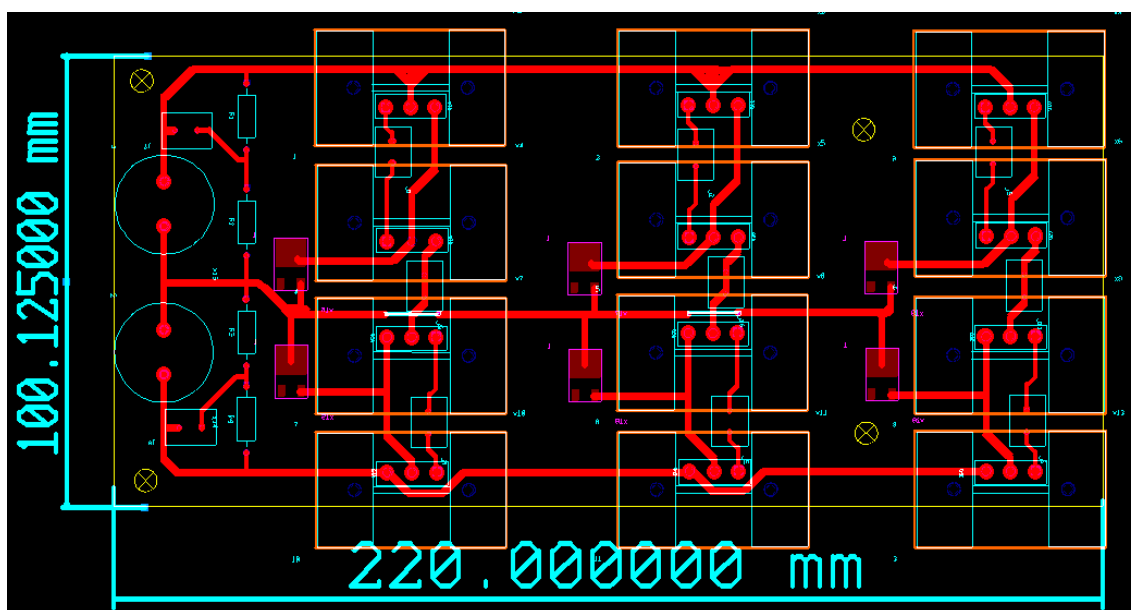


Ilustración 54. Diseño PCB de la placa del inversor

2. Planos Placa Driver IGBT

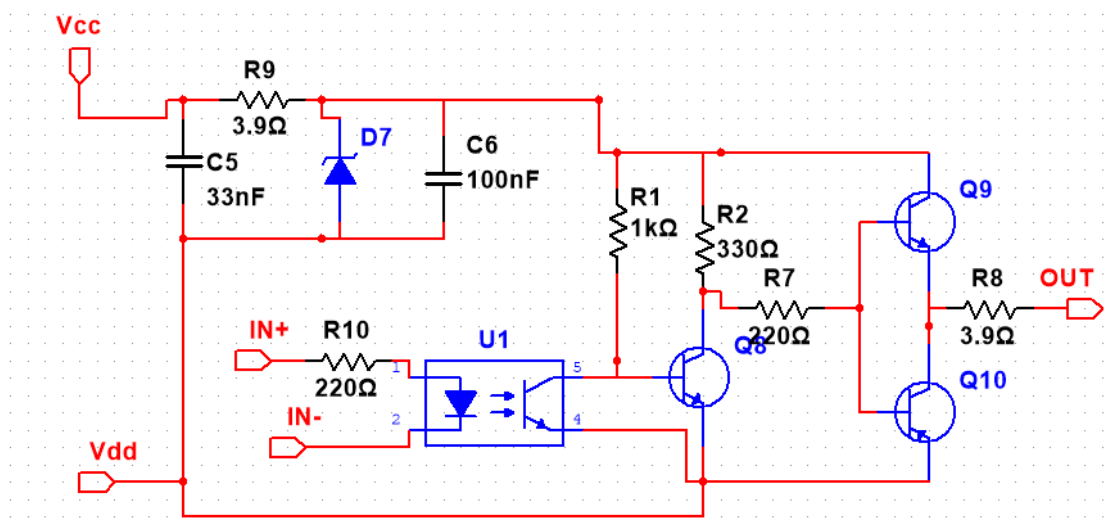


Ilustración 55. Esquemático driver IGBT

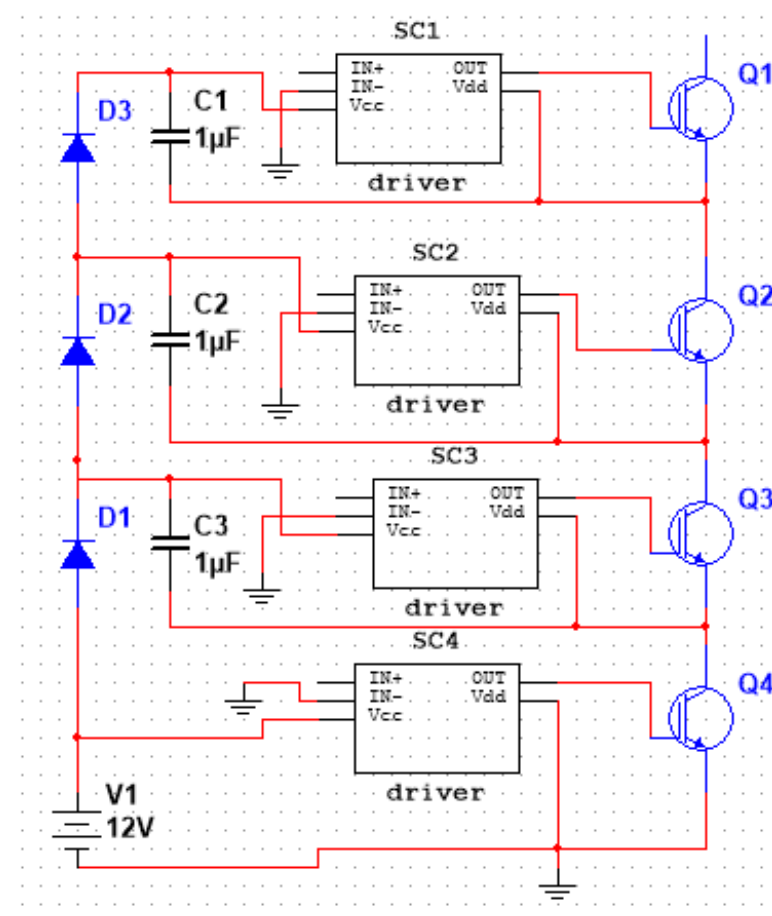


Ilustración 56. Esquemático del Bootstrap

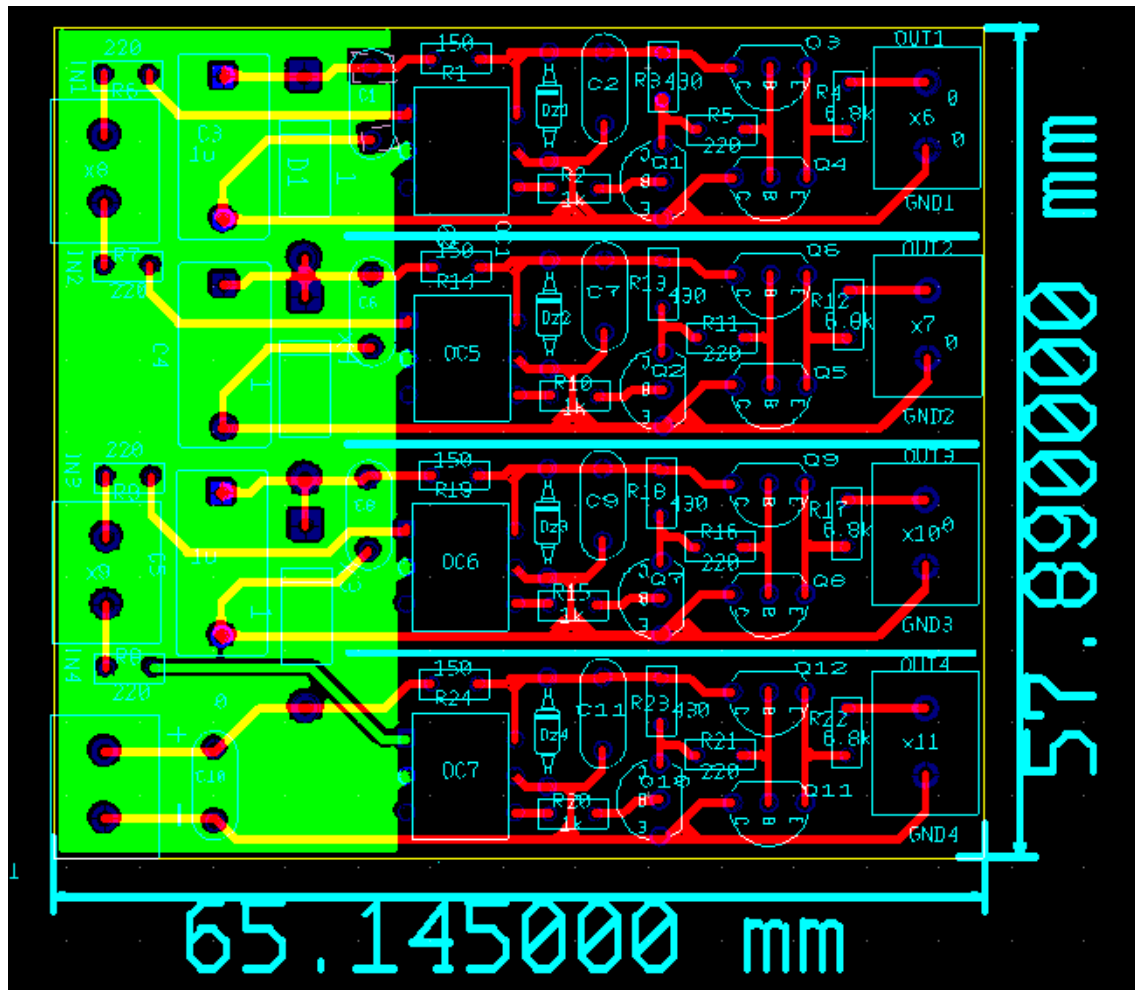
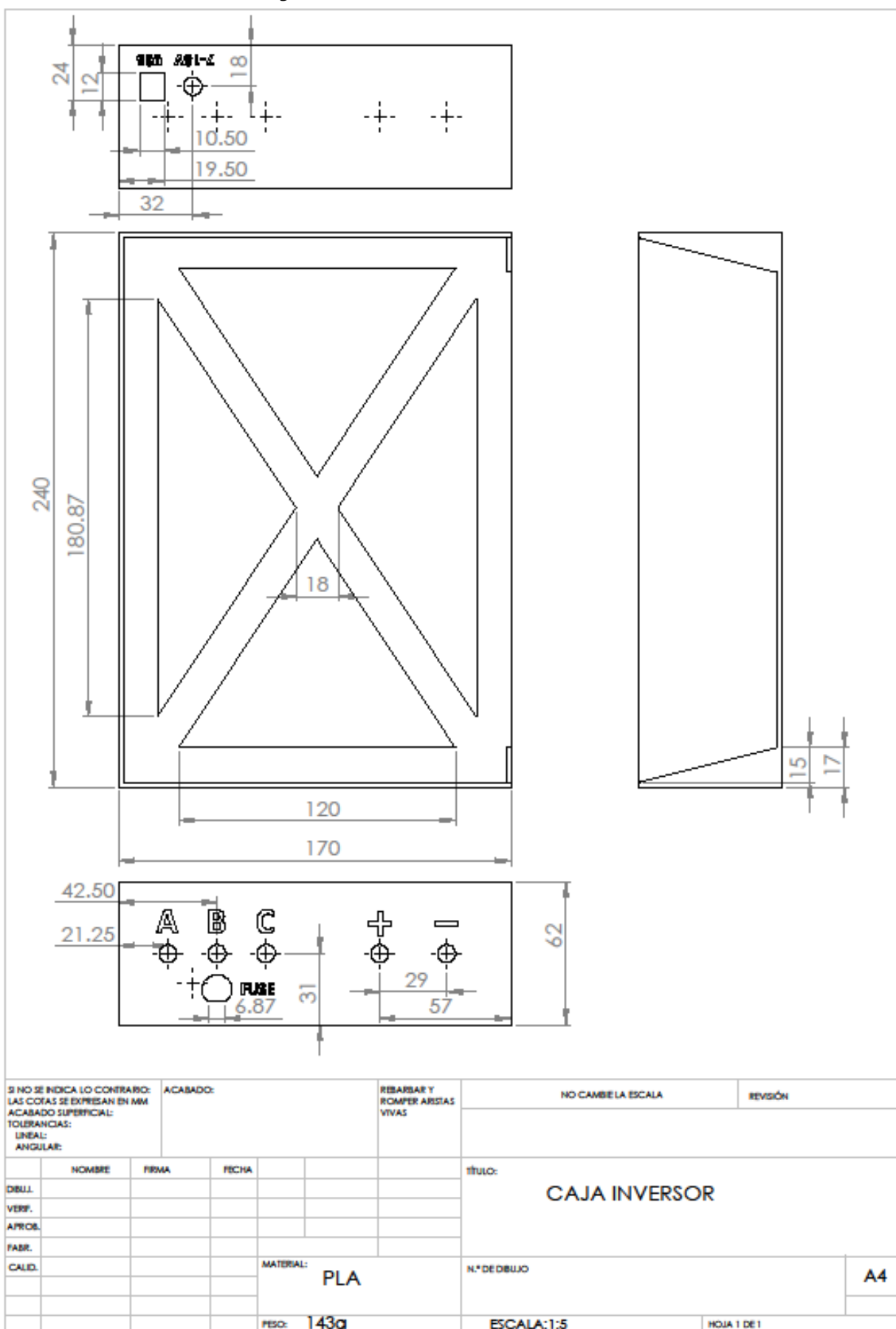


Ilustración 57. Diseño PCB de Bootstrap + driver IGBT

3. Planos de la caja



4. Vistas 3D del ensamblaje final

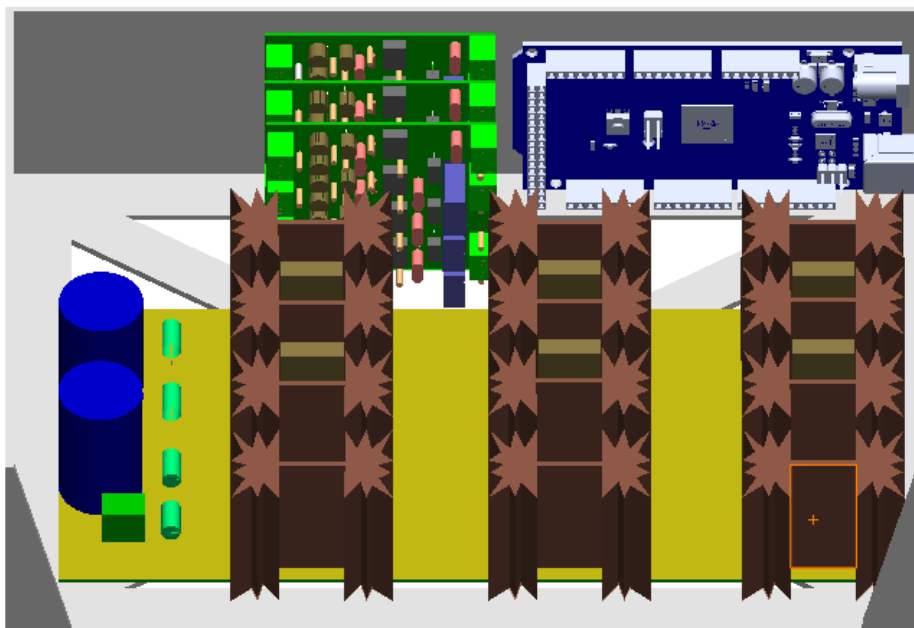


Ilustración 58. Vista lateral del ensamblaje 3D

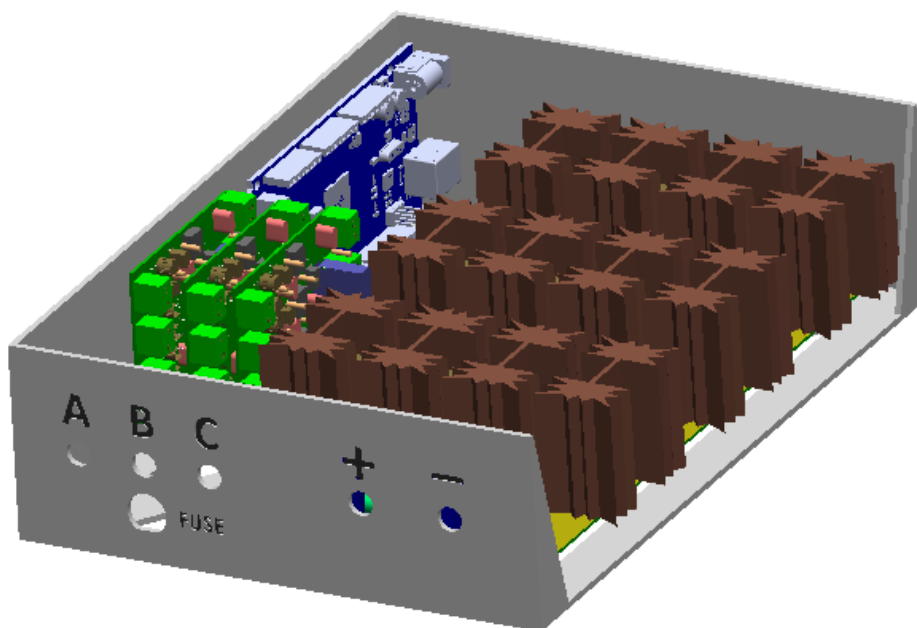


Ilustración 59. Vista isométrica del ensamblaje 3D

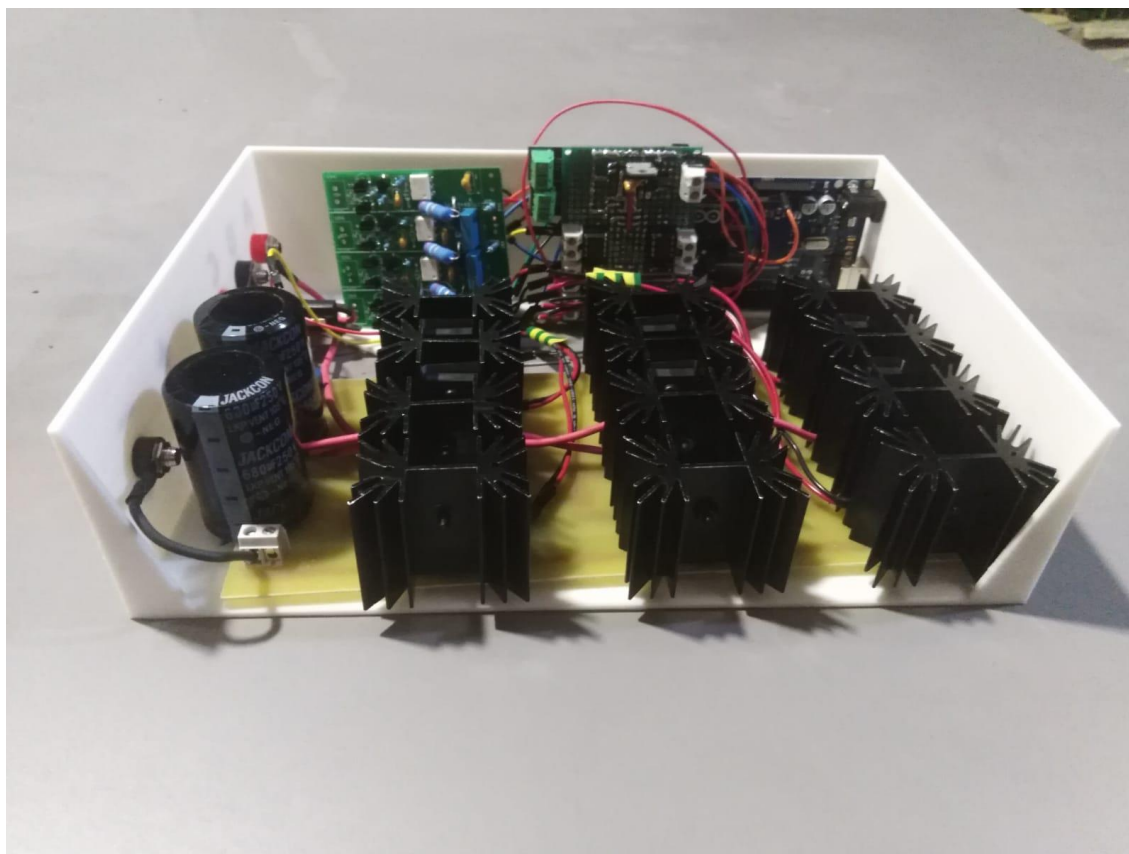


Ilustración 59. Prototipo real ensamblado

ANEXO II: CÁLCULOS

1. Cálculos de Placa de Potencia

1.1 Potencia máxima permitida por los IGBT

Se tienen disipadores térmicos, así como silicona aislante para los IGBT, a partir de los que se tiene que calcular si para la intensidad máxima del motor (1.1A) soporta la subida de temperatura, cuantificando las pérdidas de conducción y de conmutación.

Datos

$$R_{TH \text{ disipador}} = 6.6^{\circ}\text{C/W}, \quad R_{TH \text{ silicona}} = 0.47^{\circ}\text{C/W}, \quad R_{JC \text{ IGBT}} = 0.6^{\circ}\text{C/W}$$

$$T_{amb} = 30^{\circ}\text{C}, \quad T_{MAX} = 175 * 0.8 = 140^{\circ}\text{C}$$

$$P_{\text{Max Perdidas}} = \frac{140-30}{(6.6+0.6+0.47)} = 14.34 \text{ W}$$

Por lo que la potencia máxima de pérdidas nunca debe superar ese límite. A continuación, se calculará la potencia disipada cuando el motor funcione a plena carga (200V, 1.1A), siendo esta inductiva, para uno de los IGBT centrales, que conducen un tiempo mayor (~85% del tiempo):

$$W_{on} = \frac{1}{2} V_{oc} I_L (t_{don} + t_{rise}) = \frac{1}{2} * 200 * 1.1 * (16+45) \text{ ns} = 6.7 \mu\text{J}$$

$$W_{\text{conducción}} = V_{sat} I_L t_{\text{conducción}} = 2.35 * 1.1 * \frac{0.85}{5000 \text{ Hz}} = 439.45 \mu\text{J}$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} V_{oc} I_L (t_{doff} + t_{fall}) = \frac{1}{2} * 200 * 1.1 * (19+189) \text{ ns} = 22.88 \mu\text{J}$$

$$P_{\text{Perdidas}} = f (W_{on} + W_{\text{conducción}} + W_{off}) = 5000 (6.7 + 439.45 + 22.88) \mu\text{J} = 2.345 \text{ W}$$

Representando un 93.7% de las pérdidas en conducción, y tan sólo un 6.3% en conmutación. Estas pérdidas representan una temperatura de la unión de:

$$T_j = T_{amb} + P_{\text{perdidas}} R_{th} = 30 + 2.345 * 7.67 = 47.98^{\circ}\text{C}$$

Siendo esta temperatura bastante inferior a la temperatura máxima permitida, por lo tanto, no se tendrán problemas de sobrecalentamiento en los IGBT.

1.2 Ancho de pista de la PCB

Los cálculos del ancho de pista de la PCB se han realizado mediante un programa, el cual, para un ancho de 2.5 mm, supone una subida de 10°C para una corriente de 5A, por lo que tampoco tendremos subidas de temperatura críticas en las pistas.

1.3 Desbalanceo máximo de los condensadores

Se calculará el desbalanceo máximo que sufre el punto neutro del inversor en base a la ecuación (26) de la memoria:

Datos:

$$P_{\text{motor}} = 300\text{W}, \quad \delta = 0.85, \quad C = 680\mu\text{F}, \quad f = 5000\text{Hz}$$

$$\Delta V = \sqrt{\frac{2 P \delta}{C f}} = \sqrt{\frac{2 * 300 * 0.85}{680\mu\text{F} 5000\text{Hz}}} = 12.25\text{V} \rightarrow 6.12\% \text{ de } V_{\text{BUS}}$$

Se tiene este valor como referencia para estudiarlo frente a estrategias de modulación que corrijan el desbalanceo del punto neutro, cuantificando así la reducción conseguida.

2. Cálculos de Driver IGBT

2.1 Condensador Bootstrap

Para calcular la capacidad mínima, primero hay que cuantificar la carga eléctrica que tiene que suministrar, datos que se extraen de los datasheets correspondientes:

Carga de compuerta del IGBT: $Q_{\text{GATE}} = 163\text{nC}$

Intensidad de fuga Gate-Source: $I_{\text{LKGS}} = 250\text{nA}$

Corriente de inactividad (quiescent current) del Bootstrap máxima: En nuestro caso incluiremos la intensidad de fuga del Zener: $I_{\text{LKZ}} = 75\mu\text{A}$

Intensidad de fuga del diodo de Bootstrap: $I_{\text{LKDIO}} = 10\text{nA}$

Con lo que obtenemos una carga total de:

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LKGS} + I_{LKZ} + I_{LKDIO}) t_{on} = 163nC + (0.25 + 75 + 0.01) \mu A * \frac{0.85}{5000 \text{ Hz}} = 175.8nC$$

Fijamos un valor máximo de caída de tensión del condensador $\rightarrow 0.2V$

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{total}}{\Delta V_{boot}} = \frac{175.8nC}{0.2V} = 878.9 \text{ nF} \approx 1\mu F$$

2.2 Resistencia Zener

Para calcular la resistencia limitadora necesaria para el diodo Zener de 9.1V, procedemos de la siguiente manera

$$R_{Lim} = \frac{V_{Emin} - V_Z}{I_{Zmin} + I_{Lmax}} = \frac{(12 - 0.6 * 3) - 9.1}{5mA - 450mA} = 3.7 \sim 3.9 \Omega$$

$$P_R = 0.45^2 * 3.9 = 2.15 \text{ W}$$

3. Cálculo de parámetros del motor

3.1 Resistencia del estátor

La resistencia del estátor se calcular de manera inmediata con un multímetro. Al estar conectadas en estrella, si medimos la resistencia entre los bornes A y B, por ejemplo, estaremos midiendo la resistencia del devanado A y del B, por lo que la resistencia individual será la mitad. Aunque hay que tener en cuenta que esta medida es solamente una estimación, puesto que la resistencia real se ve influenciada por la temperatura.

$$R_{A \rightarrow B} = 49.6 \Omega \rightarrow R_S = 24.8 \Omega \text{ (a } 25^\circ C)$$

3.2 Enlace de flujo magnético.

El enlace de flujo magnético que ocurre entre el devanado y los imanes permanentes se puede medir utilizando la siguiente fórmula:

$$\lambda = \frac{V_{pk-pk}}{2\sqrt{3} 2\pi f_e}$$

Se tomaron varios datos para realizar una media de los resultados

$$1000 \text{ RPM: } \lambda = \frac{V_{pk-pk}}{2\sqrt{3} 2\pi f_e} = \frac{158V_{pp}}{2\sqrt{3} 2\pi 49.2Hz} = 0.43889 \frac{V*s}{rad}$$

$$1500 \text{ RPM: } \lambda = \frac{V_{pk-pk}}{2\sqrt{3} 2\pi f_e} = \frac{682V_{pp}}{2\sqrt{3} 2\pi 73.1Hz} = 0.42864 \frac{V*s}{rad}$$

$$2000 \text{ RPM: } \lambda = \frac{V_{pk-pk}}{2\sqrt{3} 2\pi f_e} = \frac{928V_{pp}}{2\sqrt{3} 2\pi 101Hz} = 0.42214 \frac{V*s}{rad}$$

Se aprecia una tendencia a reducirse el flujo a medida que se aumenta la velocidad, probablemente producido por cierta incertidumbre en la medida, o bien por una disminución de i_d (i_d negativo) por parte del inversor, lo que reduce el flujo efectivo.

Para el modelo, se tomará una media de los 3 valores $\lambda = 0.42989 \frac{V*s}{rad}$

3.3 Número de polos

Con los mismos datos de las medidas anteriores, se puede ver el número de polos como la relación entre frecuencia eléctrica y frecuencia mecánica

$$p = \frac{f_m}{f_e}$$

Siendo inmediato el cálculo, en todos los casos el número de polos es $p = 2$.

3.4 Inductancias L_d y L_q

El cálculo de estos parámetros no pudo llevarse a cabo por falta de equipamiento, debiendo bloquear completamente el rotor para realizar la medida. Una vez el rotor esté bloqueado, se aplica una señal escalón en uno de los devanados y se mide la constante de tiempo τ del devanado.

Para la inductancia L_d , se conectan los terminales B y C al potencial positivo, y el terminal A es conectado a tierra. Una vez medida la constante de tiempo, se aplica la siguiente fórmula:

$$L_d = \frac{2}{3} \tau R$$

De manera similar, para obtener la inductancia L_q se conecta A al potencial positivo y B y C a tierra. Tras medir la constante de tiempo, se aplica:

$$L_q = \frac{2}{3} \tau R$$



Ilustración 60. Ensayo del motor

ANEXO III: PRESUPUESTO

1. Bill-of-Material

Tabla 7. Bill of Material: Placa de Potencia

BILL-OF-MATERIAL Placa de Potencia				
Cantidad	Valor	Componente	Designación	Descripción
12		IGBT	Q1A, Q2A, Q3A, Q4A, Q1B, Q2B, Q3B, Q4B, Q1C, Q2C, Q3C, Q4C	STGW30V60DF TO-247
12	6.3°C/W	Disipador		RS PRO-1763945
12	0.48°C/W	Silicona térmica		Sil-Pad K-4
11		Conector orif. Pasante PCB	J1, J2, J3, J4, J5, J6, JA, JB, JC, JP, JN	
6		Diodo ultrarrápido	D1, D2, D3, D4, D5, D6	VS-8EWH02FN-M3 D-PAK(TO-252AA)
2	680 uF 250V	Condensador electrolítico	C1, C2	RS PRO Series 20%, 250V
2	180k	Resistencia	R1, R3	¼ W
2	6.8k	Resistencia	R2, R4	¼ W

Tabla 8. Bill of Material: Placa de control y driver

BILL-OF-MATERIAL Placa de Control y Driver				
Cantidad	Valor	Componente	Designación	Descripción
22		Conector orif. Pasante PCB		
1		Placa Desarrollo		Arduino Mega 2560
2	5A	Sensor de Corriente		ACS 712
9	1uF 63V	Condensador poliéster		B32521 PET EPCOS poly cap
12	3.3nF	Condensador cerámico		
12	100nF	Condensador cerámico		
9	2A 100V	Diodo		HER202G DO15
12	9,1V 5W	Diodo Zener		1N5346BG
12	3.9 ohm 3W	Resistencia		ROC3S 3R9 3W
36	220 ohm	Resistencia		¼ W
12	1k ohm	Resistencia		¼ W
12	330 ohm	Resistencia		¼ W

12		Transistor PNP		BC32725 TA TO92
24		Transistor NPN		BC33740TA T092
12		Optoacoplador		H11L1VM

2. Tabla de Precios

Tabla 9. Tabla de Precios

TABLA DE PRECIOS			
Componente	Precio unitario	Cantidad	Precio Total
Silicona térmica	0.29€	12	3.48€
Fusible 3A	0.62€	1	0.62€
Condensador 250V 680uF	3.37€	2	6.74€
IGBT	2.764€	12	33.17€
Disipador	1.24€	12	14.88€
Diodo	0.78€	6	4.68€
Conector Pasante PCB	0.11€	11+22	3.63€
Sensor Corriente	2.25	2	4.5€

Placa Desarrollo ATMEL 2560	5.84€	1	5.84€
Placa Fotorresistente	5.34€	1	5.34€
Condensador poliéster 1uF	0.192€	12	2.3€
Condensador cerámico 33nF	0.12€	12	1.44€
Condensador cerámico 100nF	0.12€	12	1.44€
Diodo 2A	0.068€	9	0.62€
Diodo Zener 9.1V	0.309€	12	3.72€
Resistencia 3.9 ohm	0.172€	12	2.06€
Resistencia 220 ohm	0.05€	36	1.8€
Resistencia 330 ohm	0.05€	12	0.6€
Resistencia 1k ohm	0.05€	12	0.6€
Transistor PNP	0.169€	12	2.03€
Transistor NPN	0.186€	24	4.47€
Optoacoplador	0.64€	12	7.7€
PCB Driver	6.14€	3	18.42€
		SUBTOTAL	130.19€

	IVA (21%)	27.34€
Caja Impresa 3D		53.21€
	TOTAL	210.74€

ANEXO IV: CÓDIGO MATLAB/SIMULINK Y ARDUINO

1. Código de Matlab/Simulink

1.1 Sector Determination

```
function [sector, Ma, region, theta] = fcn(alpha, beta, Vbus)
sector=0;
region=0;

theta=atan2(beta,alpha);
Vref=sqrt((alpha^2)+(beta^2));
%Vref y theta creados a partir del sist. de referencia alpha beta

if(theta>=0)&&(theta<(pi/3))
    sector=1;
end
if(theta>=pi/3)&&(theta<(2*pi/3))
    sector=2;
end
if(theta>=2*pi/3)&&(theta<(pi))
    sector=3;
end
if(theta>=pi)&&(theta<(-2*pi/3))
    sector=4;
end
if(theta>=(-2*pi/3))&&(theta<(-pi/3))
    sector=5;
end
if(theta>=(-pi/3))&&(theta<(0))
    sector=6;
end

if theta < 0    %mantenemos theta entre 0 y 360°
    theta=theta+2*pi;
end
while(theta>pi/3)
    %acotamos al primer sector (0-60°) para realizar los cálculos
    theta=theta-pi/3;
end

Ma=Vref/(Vbus*2/3);

if(Ma > 1) %Mantenemos Ma dentro del rango [0,1]
    Ma=1;
end

m1=Ma*2/sqrt(3)*sin(pi/3-theta);
m2=Ma*2/sqrt(3)*sin(theta);

if(m1<0.5 && m2<0.5 && (m1+m2)<0.5)
    region=1;
end

if(m1<0.5 && m2<0.5 && (m1+m2)>0.5)
    region=2;
end
```

```
if (m1>0.5)
    region=4;
end

if (m2>0.5)
    region=3;
end
```

1.2 Dwell Time Calculation

```
function [Ta,Tb,Tc] = fcn(Ma,region,theta,Ts)
Ta=0;
Tb=0;
Tc=0;
%-----

%-----Cálculo de Tiempos-----

k = (2/sqrt(3))*Ma*Ts;

if(region==1)
    Ta=2*k*sin(pi/3-theta);
    Tb=Ts-2*k*sin(pi/3+theta);
    Tc=2*k*sin(theta);
end

if(region==2)
    Ta=Ts-(2*k*sin(theta));
    Tb=2*k*sin(pi/3+theta)-Ts;
    Tc=Ts-(2*k*sin(pi/3-theta));
end

if(region==3)
    Ta=(2*k*sin(theta))-Ts;
    Tb=2*k*sin(pi/3-theta);
    Tc=(2*Ts)-(2*k*sin(pi/3+theta));
end

if(region==4)
    Ta=(2*Ts)-(2*k*sin(pi/3+theta));
    Tb=2*k*sin(theta);
    Tc=(2*k*sin(pi/3-theta))-Ts;
end
```

1.3 Switching Pattern

```
function [S1a,S2a,S1b,S2b,S1c,S2c] = fcn(region,Ta,Tb,Tc,Ts)
S1a=0;
S2a=0;
S1b=0;
S2b=0;
S1c=0;
S2c=0;

if (region==1)
    S1a=Tc/4+Ta/4;
    S2a=Ts/2;
    S1b=Tc/4;
```

```

        S2b=Ts/2-Ta/4;
        S1c=0;
        S2c=Ts/2-Ta/4-Tc/4;
    end

    if (region==2)
        S1a=Tc/4+Ta/4+Tb/2;
        S2a=Ts/2;
        S1b=Tc/4;
        S2b=Ts/2-Ta/4;
        S1c=0;
        S2c=Ta/4+Tc/4;
    end

    if (region==3)
        S1a=Ts/2-Tc/4;
        S2a=Ts/2;
        S1b=Tc/4+Ta/2;
        S2b=Ts/2;
        S1c=0;
        S2c=Tc/4;
    end

    if (region==4)
        S1a=Ts/2-Ta/4;
        S2a=Ts/2;
        S1b=0;
        S2b=Ta/4+Tb/2;
        S1c=0;
        S2c=Ta/4;
    end
end

```

1.4 Pattern Sequence Correction

```

function [PS1a,PS2a,PS1b,PS2b,PS1c,PS2c] =
fnc(sector,S1a,S2a,S1b,S2b,S1c,S2c,Ts)

```

```

PS1a=0;
PS2a=0;
PS1b=0;
PS2b=0;
PS1c=0;
PS2c=0;

if(sector==1)
    PS1a=S1a;
    PS2a=S2a;
    PS1b=S1b;
    PS2b=S2b;
    PS1c=S1c;
    PS2c=S2c;
end
if(sector==2)
    PS1a=Ts/2-S2b;
    PS2a=Ts/2-S1b;
    PS1b=Ts/2-S2c;
    PS2b=Ts/2-S1c;
    PS1c=Ts/2-S2a;
    PS2c=Ts/2-S1a;
end
if(sector==3)
    PS1a=S1c;

```

```
PS2a=S2c;  
PS1b=S1a;  
PS2b=S2a;  
PS1c=S1b;  
PS2c=S2b;  
end  
if (sector==4)  
    PS1a=Ts/2-S2a;  
    PS2a=Ts/2-S1a;  
    PS1b=Ts/2-S2b;  
    PS2b=Ts/2-S1b;  
    PS1c=Ts/2-S2c;  
    PS2c=Ts/2-S1c;  
end  
if (sector==5)  
    PS1a=S1b;  
    PS2a=S2b;  
    PS1b=S1c;  
    PS2b=S2c;  
    PS1c=S1a;  
    PS2c=S2a;  
end  
if (sector==6)  
    PS1a=Ts/2-S2c;  
    PS2a=Ts/2-S1c;  
    PS1b=Ts/2-S2a;  
    PS2b=Ts/2-S1a;  
    PS1c=Ts/2-S2b;  
    PS2c=Ts/2-S1b;  
end
```

2. Código de Arduino

```
#define DESACOPLO
```

```
/*Características del motor*/
```

```
#define V_BUS 200
```

```
#define N_POLOS 2
```

```
#define FLUX_LINK 0.42214
```

```
#define Rs 24.8
```

```
#define Lq 0.00614
```

```
#define Ld Lq
```

```
/*Características del control PI*/
```

```
#define Kp_V 1
```

```
#define Ki_V 1
```

```
#define Kp 1 //Kp y Ki son iguales para los PI de la corriente d y q
```

```
#define Ki 1
```

```
/*Estados de conmutación*/
```

```
#define P 0x0C // 1 1 0 0
```

```
#define O 0x06 // 0 1 1 0
```

```
#define N 0x03 // 0 0 1 1
```

```
#define SET(a,b) a|=b
```

```
#define CLEAR(a,b) a&=b
```

/*Tiempo de Sampleo*/

```
#define TS (1/5e3)/2 *10e6 //5kHz, tiempo expresado en us
```

/*Funciones ASM*/

```
#define ADCSTART ADCSRA|=0x40; //Start ADC Conversion
```

```
#define NOP __asm__("nop\n\t") //No Operation
```

```
/*Definicionn de variables globales */
```

```
uint8_t sector, region;
```

```
volatile float ia,ib,ic;
```

```
float ids,iqs;
```

```
float vqs,vds;
```

```
float valpha,vbeta;
```

```
volatile uint16_t theta, ovf;
```

```
volatile uint16_t velocidad;
```

```
float ta,tb,tc;
```

```
unsigned long t_v, t_q, t_d =0;
```

```
float error,integral_v,integral_q,integral_d;
```

```
float iq_ref;
```

```
float sin_theta, cos_theta;
```

```
uint16_t vel_ref;
```

```
uint16_t estados_conm[7][7] =
```

```
{ {P<<8+P<<4+P , O<<8+O<<4+O , N<<8+N<<4+N , 0 , 0 , 0 , 0 },
```

// (PPP) (OOO) (NNN) --- --- --- ---

{ P<<8+O<<4+O , O<<8+N<<4+N , P<<8+N<<4+N , P<<8+O<<4+N , P<<8+P<<4+N
, P<<8+P<<4+0 , O<<8+O<<4+N }, // (POO) (ONN) (PNN) (PON) (PPN) (PPO) (OON)

{ P<<8+P<<4+O , O<<8+O<<4+N , P<<8+P<<4+N , O<<8+P<<4+N , N<<8+P<<4+N
, 0<<8+P<<4+0 , N<<8+O<<4+N }, // (PPO) (OON) (PPN) (OPN) (NPN) (OPO) (NON)

{ O<<8+P<<4+O , N<<8+O<<4+N , N<<8+P<<4+N , N<<8+P<<4+O , N<<8+P<<4+P
, O<<8+P<<4+P , N<<8+O<<4+O }, // (PPO) (NON) (NPN) (NPO) (NPP) (OPP) (NOO)

{ O<<8+P<<4+P , N<<8+O<<4+O , N<<8+P<<4+P , N<<8+O<<4+P , N<<8+N<<4+P
, O<<8+O<<4+P , N<<8+N<<4+O }, //(OPP) (NOO) (NPP) (NOP) (NNP) (OOP) (NNO)

{ O<<8+O<<4+P , N<<8+N<<4+O , N<<8+N<<4+P , O<<8+N<<4+P , P<<8+N<<4+P
, P<<8+O<<4+P , O<<8+N<<4+O }, //(OOP) (NNO) (NNP) (ONP) (PNP) (POP) (ONO)

{ P<<8+O<<4+P , O<<8+N<<4+O , P<<8+N<<4+P , P<<8+N<<4+O , P<<8+N<<4+N
, P<<8+O<<4+0 , O<<8+N<<4+N } };//(POP) (ONO) (PNP) (PNO) (PNN) (POO) (ONN)

/*Función de desacoplo de vq y vd*/

```
void Desacoplo(void){
```

```
    float dec_q= (velocidad*FLUX_LINK + Ld*velocidad*ids);
```

```
    float dec_d= Lq*velocidad*iqs;
```

```
    vqs= vqs-dec_q;
```

```
    vds=vds-dec_d;
```

```
}
```

/*Función transformada de Clarke y Park*/

```
void ABC_to_DQ(void){
```

```
    float ibeta=(ib-ic)/sqrt(3);
```

```
/*ialpha=ia*/
```

```
ids=ia*cos_theta+ibeta*sin_theta;
```

```
iqs=-ia*sin_theta+ibeta*cos_theta;
```

```
}
```

```
/* Función transformada de Park inversa*/
```

```
void DQ_to_AlphaBeta(void){
```

```
    valpha= vds*cos_theta-vqs*sin_theta;
```

```
    vbeta=vds*sin_theta+vqs*cos_theta;
```

```
}
```

```
/*Función de Tiempo Muerto*/
```

```
void Dead_Time (void){
```

```
    for(int i=0;i<5;i++){ //Con i=10-> 4us, con i=5-> 2.4us
```

```
        NOP;
```

```
    }
```

```
}
```

```
/*Función de Secuencia de Conmutación y actualización del Timer1*/
```

```
void Sec_Conmutacion(uint16_t v, uint16_t semilla_t){
```

```
    OCR1A=semilla_t;
```

```
    CLEAR(PORTA,v & 0x0F00);
```

```
    CLEAR(PORTB,v & 0x00F0);
```

```
    CLEAR(PORTC,v & 0x000F);
```

```
Dead_Time();

SET(PORTA,v & 0x0F00);

SET(PORTB,v & 0x00F0);

SET(PORTC,v & 0x000F);

}

/*Space Vector Modulator*/

void SVPWM (void){

    /* SELECTOR DE SECTOR */

    float v_ref=sqrt(valpha*valpha + vbeta*vbeta);

    if(0<theta && theta <=60)

        sector=1;

    else if (60 < theta && theta<=120)

        sector = 2;

    else if (120< theta && theta <= 180)

        sector = 3;

    else if (180 < theta && theta <=240)

        sector = 4;

    else if (240 < theta && theta <=300)

        sector = 5;

    else

        sector = 6;
```

```
/* SELECTOR DE REGION */

float sin_pi3_plus_theta = sin(PI/3 +theta);

float sin_pi3_minus_theta = sin(PI/3 - theta);

float ma = v_ref / (V_BUS * 2 / 3);

if(ma > 1){

    ma=1;

}

float m1 = ma * 2 / sqrt(3)* sin_pi3_minus_theta;

float m2 = ma * 2 / sqrt(3) * sin_theta;

if(m1<0.5 && m2< 0.5)

    if (m1+m2 < 0.5)

        region = 1;

    else

        region = 2;

    else if (m1>0.5)

        region = 3;

    else if (m2>0.5)

        region = 4;

/* CÁLCULO DE TIEMPOS DE CONMUTACIÓN */

float k = (2*sqrt(3))*ma*TS;

if (region == 1){
```

```
ta= 2*k*sin_pi3_minus_theta;

tb= TS-2*k*sin_pi3_plus_theta;

tc=2*k*sin_theta;

}

else if (region == 2){

ta=TS-(2*k*sin_theta);

tb=2*k*sin_pi3_plus_theta-TS;

tc=TS-(2*k*sin_pi3_minus_theta);

}

else if(region==3){

ta=(2*k*sin_theta)-TS;

tb=2*k*sin_pi3_minus_theta;

tc=(2*TS)-(2*k*sin_pi3_plus_theta);

}

else if(region==4){

ta=(2*TS)-(2*k*sin_pi3_plus_theta);

tb=2*k*sin_theta;

tc=(2*k*sin_pi3_minus_theta)-TS;

}

ta = ta / 0.5; //semilla= tiempo(us) / 0.5us t_timer
```

tb = tb / 0.5;

tc = tc / 0.5;

}

/*MAIN*/

void setup() {

cli(); //Deshabilitamos las interrupciones

/*Configuración de puertos E/S*/

DDRA|=0x0F;

DDRB|=0x0F;

DDRC|=0x0F;

/*Timer5 Config- Input Capture Mode*/

TCCR5A=0x00; //Normal Mode

TCCR5B=0x42; //Noise Canceller =0, Rising Edge, Prescaler = 64

TIMSK5=0x21; // Input Capture y OVF interrupt enable

/*Timer1 Config- CTC Mode*/

TCCR0A=0x00; // Normal Mode

TCCR1B=0x0A; // Prescaler = 8

TIMSK1=0x01; // OVF interrupt enable

/*ADC Config*/

ADMUX=0x40; // Right-Align y VRef

ADMUX|=0x16; //ADC14

ADCSRA=0x88; //Interrupt y ADC Enable

ADCSRA|= 0x03; //Prescaler a 128

sei();

}

void loop() {

vel_ref=map(analogRead(A12),0,1023,0,2000); //RPM Max =2000;

/*PI Control loop para v*/

t_v= micros() - t_v;

error = vel_ref-velocidad;

integral_v= integral_v + (error*t_v);

iq_ref= (Kp_V*error + Ki_V*integral_v);

t_v=micros();

ABC_to_DQ(); //Transformada de Clarke-Park

/*PI Control loop para iq*/

t_q = micros() - t_q;

error = iq_ref - iqs;

integral_q = integral_q + (error*t_q);

vqs = (Kp*error + Ki*integral_q);

t_q=micros();

/*PI Control loop para id*/

t_d = micros()- t_d;

error = 0 - ids; //id_ref=0, salvo en debilitamiento de flujo

integral_d = integral_d + (error*t_d);

vds = (Kp*error + Ki*integral_d);

t_d=micros();

#ifdef DESACOPLO

Desacoplo(); //Desacoplamos las señales vds y vqs

#endif

DQ_to_AlphaBeta(); //Transformada de Park Inversa

SVPWM();

}

/* ADC Complete Interrupt Handler */

ISR(ADC_vect){

```
uint16_t i;

if((ADMUX&0x01)==1){ //ADC15

    i=ADC;

    ia=((i*5/1023)-2.5)/0.185;

    ADMUX&= ~0x01; // ADC14

    ADCSTART;

}

else{

    i=ADC;

    ib=((i*5/1023)-2.5)/0.185;

    ic= -(ia+ib);

    ADMUX|=0x01; //ADC15

}

}

/* Timer 5 Input Capture Interrupt Handler */

ISR(TIMER5_CAPT_vect){

    uint16_t capt = ICR5;//Recoge el valor del tiempo de cada rev

    ADCSTART;

    static uint16_t cont=0;

    cont++;

}
```

```
if(cont >= 1024){  
  
    cont=0;  
  
}  
  
theta= (cont*360)/1024; //Por ahora sólo vamos a tener información entera del ángulo  
  
sin_theta=sin(theta);  
  
cos_theta=cos(theta);  
  
float f= 1.0 /(((ovf<<16)+capt)*4.0e-6); //us transcurridos por cada pulso -> 4us por cada  
incremento del timer  
  
ovf=0;  
  
velocidad= (uint16_t) (30*f/PI); //Velocidad mecánica en RPM  
  
f=f/N_POLOS; //Frec eléctrica en rad/s  
  
}
```

/* Timer 5 OVF Interrupt Handler */

```
ISR(TIMER5_OVF_vect){  
  
    ovf++;  
  
}
```

/*Timer 1 OVF Interrupt Handler */

```
ISR(TIMER1_OVF_vect){  
  
    static uint16_t ta_,tb_,tc_;  
  
    static char fin_secuencia=1;
```

```
static char pasos,direccion,region_,sector_;
```

```
if(vel_ref==0){ //Si no demandamos velocidad, salimos de la rutina
```

```
    return;
```

```
}
```

```
if(ta==0 && tb==0 && tc==0)
```

```
    return;
```

```
if(fin_secuencia==1){ //Actualiza sólo al final del ciclo
```

```
    ta_ = (uint16_t) ta;
```

```
    tb_ = (uint16_t) tb;
```

```
    tc_ = (uint16_t) tc;
```

```
    region_ = region;
```

```
    sector_ = sector;
```

```
    pasos = 0;
```

```
    direccion = 1; //Dirección ascendente
```

```
    fin_secuencia=0;
```

```
}
```

```
if(region_==1){
```

```
    switch(pasos){
```

```
        case 0:
```

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[0][2],tb_/4); //NNN
```

```
break;
```

case 1:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][1],ta_/2); //ONN
```

```
break;
```

case 2:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][7],tc_/2); //OON
```

```
break;
```

case 3:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[0][1],tb_/2); //OOO
```

```
break;
```

case 4:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][0],tc_/2); //POO
```

```
break;
```

case 5:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][6],ta_/2); //PPO
```

```
break;
```

case 6:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[0][0],tb_/2); //PPP
```

/*!!! IMPORTANTE !!! Doblamos el tiempo de esta secuencia ya que sólo se ejecuta una vez*/

```
direccion=0; //dirección descendente

break;

}

}

else if(region_==2){

switch(pasos){

case 0:

    Sec_Conmutacion(estados_conm[sector][1],ta_/2); //ONN

    break;

case 1:

    Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][6],tc_/2); //ONN

    break;

case 2:

    Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][3],tb_); //PON

    break;

case 3:

    Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][0],tc_/2); //POO

    break;
```

case 4:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][5],ta_); //PP0
```

/*!!! IMPORTANTE !!! Doblamos el tiempo de esta secuencia ya que sólo se ejecuta una vez*/

```
direccion=0; //dirección descendente
```

```
break;
```

```
}
```

```
}
```

```
else if(region_==3){
```

```
switch(pasos){
```

case 0:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][1],ta_/2); //ONN
```

```
break;
```

case 1:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][2],tc_); //PNN
```

```
break;
```

case 2:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][3],tb_); //PON
```

```
break;
```

case 3:

```
Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][0],ta_); //PO0
```

/*!!! IMPORTANTE !!! Doblamos el tiempo de esta secuencia ya que sólo se ejecuta una vez*/

direccion=0; //dirección descendente

break;

}

}

else if(region_==4){

switch(pasos){

case 0:

Sec_Conmutacion(estados_conm[sector][1],ta_/2); //ONN

break;

case 1:

Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][3],tb_); //PON

break;

case 2:

Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][4],tc_); //PPN

break;

case 3:

Sec_Conmutacion(estados_conm[sector_][5],ta_); //PP0

/*!!! IMPORTANTE !!! Doblamos el tiempo de esta secuencia ya que sólo se ejecuta una vez*/

```
    direccion=0; //dirección descendente

    break;

}

}

if(direccion==1){

    pasos++; //Dirección ascendente

}

else{

    if(pasos==0){

        fin_secuencia=1;

        return;

    }

    else{

        pasos--; //Dirección descendente

    }

}}
```