



GRADO EN INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA

TRABAJO FIN DE GRADO

CONTROL DE CORRIENTE Y/O TENSIÓN DE SALIDA DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS FUENTE DE TENSIÓN MODULARES Y MULTINIVEL (MMC) PARA SU CONEXIÓN A LA RED ELÉCTRICA.

Autor: Pablo Gallego Fernández

Codirector: Aurelio García Cerrada

Codirector: Francisco J. Renedo Anglada

Madrid

Julio de 2019

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
CONTROL DE CORRIENTE Y/O TENSIÓN DE SALIDA DE
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS FUENTE DE TENSIÓN MODULARES Y
MULTINIVEL (MMC) PARA SU CONEXIÓN A LA RED ELÉCTRICA en la ETS
de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2018-2019. es de mi autoría, original e inédito y
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es
plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada
de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Pablo Gallego Fdez. Fecha: 1/07/2019



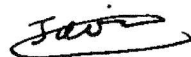
Autorizada la entrega del proyecto

CODIRECTORES DEL PROYECTO



Fdo.: Aurelio García Cerrada Fecha: 24/07/2019

Fdo.: Francisco.J Renedo Anglada Fecha: 24/07/2019



AUTORIZACIÓN PARA LA DIGITALIZACIÓN, DEPÓSITO Y DIVULGACIÓN EN RED DE PROYECTOS FIN DE GRADO, FIN DE MÁSTER, TESIS O MEMORIAS DE BACHILLERATO

1º. Declaración de la autoría y acreditación de la misma.

El autor D. Pablo Gallego Fernández DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: CONTROL DE CORRIENTE Y/O TENSIÓN DE SALIDA DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS FUENTE DE TENSIÓN MODULARES Y MULTINIVEL (MMC) PARA SU CONEXIÓN A LA RED ELÉCTRICA, que ésta es una obra original, y que ostenta la condición de autor en el sentido que otorga la Ley de Propiedad Intelectual.

2º. Objeto y fines de la cesión.

Con el fin de dar la máxima difusión a la obra citada a través del Repositorio institucional de la Universidad, el autor **CEDE** a la Universidad Pontificia Comillas, de forma gratuita y no exclusiva, por el máximo plazo legal y con ámbito universal, los derechos de digitalización, de archivo, de reproducción, de distribución y de comunicación pública, incluido el derecho de puesta a disposición electrónica, tal y como se describen en la Ley de Propiedad Intelectual. El derecho de transformación se cede a los únicos efectos de lo dispuesto en la letra a) del apartado siguiente.

3º. Condiciones de la cesión y acceso

Sin perjuicio de la titularidad de la obra, que sigue correspondiendo a su autor, la cesión de derechos contemplada en esta licencia habilita para:

- a) Transformarla con el fin de adaptarla a cualquier tecnología que permita incorporarla a internet y hacerla accesible; incorporar metadatos para realizar el registro de la obra e incorporar “marcas de agua” o cualquier otro sistema de seguridad o de protección.
- b) Reproducirla en un soporte digital para su incorporación a una base de datos electrónica, incluyendo el derecho de reproducir y almacenar la obra en servidores, a los efectos de garantizar su seguridad, conservación y preservar el formato.
- c) Comunicarla, por defecto, a través de un archivo institucional abierto, accesible de modo libre y gratuito a través de internet.
- d) Cualquier otra forma de acceso (restringido, embargado, cerrado) deberá solicitarse expresamente y obedecer a causas justificadas.
- e) Asignar por defecto a estos trabajos una licencia Creative Commons.
- f) Asignar por defecto a estos trabajos un HANDLE (URL *persistente*).

4º. Derechos del autor.

El autor, en tanto que titular de una obra tiene derecho a:

- a) Que la Universidad identifique claramente su nombre como autor de la misma
- b) Comunicar y dar publicidad a la obra en la versión que ceda y en otras posteriores a través de cualquier medio.
- c) Solicitar la retirada de la obra del repositorio por causa justificada.
- d) Recibir notificación fehaciente de cualquier reclamación que puedan formular terceras personas en relación con la obra y, en particular, de reclamaciones relativas a los derechos de propiedad intelectual sobre ella.

5º. Deberes del autor.

El autor se compromete a:

- a) Garantizar que el compromiso que adquiere mediante el presente escrito no infringe ningún derecho de terceros, ya sean de propiedad industrial, intelectual o cualquier otro.
- b) Garantizar que el contenido de las obras no atenta contra los derechos al honor, a la intimidad y a la imagen de terceros.
- c) Asumir toda reclamación o responsabilidad, incluyendo las indemnizaciones por daños, que

podieran ejercitarse contra la Universidad por terceros que vieran infringidos sus derechos e intereses a causa de la cesión.

- d) Asumir la responsabilidad en el caso de que las instituciones fueran condenadas por infracción de derechos derivada de las obras objeto de la cesión.

6º. Fines y funcionamiento del Repositorio Institucional.

La obra se pondrá a disposición de los usuarios para que hagan de ella un uso justo y respetuoso con los derechos del autor, según lo permitido por la legislación aplicable, y con fines de estudio, investigación, o cualquier otro fin lícito. Con dicha finalidad, la Universidad asume los siguientes deberes y se reserva las siguientes facultades:

- La Universidad informará a los usuarios del archivo sobre los usos permitidos, y no garantiza ni asume responsabilidad alguna por otras formas en que los usuarios hagan un uso posterior de las obras no conforme con la legislación vigente. El uso posterior, más allá de la copia privada, requerirá que se cite la fuente y se reconozca la autoría, que no se obtenga beneficio comercial, y que no se realicen obras derivadas.
- La Universidad no revisará el contenido de las obras, que en todo caso permanecerá bajo la responsabilidad exclusiva del autor y no estará obligada a ejercitar acciones legales en nombre del autor en el supuesto de infracciones a derechos de propiedad intelectual derivados del depósito y archivo de las obras. El autor renuncia a cualquier reclamación frente a la Universidad por las formas no ajustadas a la legislación vigente en que los usuarios hagan uso de las obras.
- La Universidad adoptará las medidas necesarias para la preservación de la obra en un futuro.
- La Universidad se reserva la facultad de retirar la obra, previa notificación al autor, en supuestos suficientemente justificados, o en caso de reclamaciones de terceros.

Madrid, a ...25..... deJulio..... de ...2019....

ACEPTA

Fdo



ÍNDICE

1. INTRODUCCION Y PLANTEAMIENTO	5
1.1 HVDC vs HVAC	5
1.2 TOPOLOGÍA DE LOS SISTEMAS HVDC.....	7
2. DESCRIPCION DE LAS TECNOLOGIAS VSC.....	9
2.1 CONVERTIDORES DE DOS NIVELES.....	9
2.2 BENEFICIOS DE LOS CONVERTIDORES MULTINIVEL.....	12
2.3 CONVERTIDORES MULTINIVEL EN CASCADA	14
2.3.1 CONVERTIDOR MMC CON SUBMODULOS POR MEDIO PUENTE O HALF-BRIDGE	15
2.3.2 CONVERTIDOR MMC CON SUBMODULOS POR PUENTE COMPLETO O FULL-BRIDGE	16
2.4 FUNCIONAMIENTO DE LOS BLOQUES SIMULINK DE LOS CONVERTIDORES MMC	17
3. DESCRIPCION DEL MODELO DE SIMULACIÓN DESARROLLADO.....	23
3.1 OBJETIVOS	23
3.2 ALCANCE.....	23
3.3 PROCEDIMIENTO	24
3.4 HERRAMIENTAS UTILIZADAS.....	24
4. DISEÑO DEL CONTROL DE CORRIENTE PARA EL LAZO INTERNO DE CORRIENTE CONECTADO A RED A TRAVES DE FILTRO L	25
4.1 DISEÑO DE LA PLANTA PARA EL LAZO INTERNO DE CORRIENTE CONECTADO A RED A TRAVES DE FILTRO L	25
4.2 CALIBRACION DE LOS CONVERTIDORES Y LAS MODULADORAS DE ANCHO DE PULSO PARA CONVERTIDOR ALIMENTANDO A CARGA TRIFÁSICA	33
4.2.1 PROCEDIMIENTO	33
4.2.2 ANALISIS RESULTADOS	37
4.2 SIMULACION DE MODELO DETALLADO DEL CONTROL DE CORRIENTE PARA CONVERTIDOR MMC CONECTADO A RED A TRAVES DE FILTRO L	39
4.2.1PROCEDIMIENTO.....	39
4.2.2 ANALISIS RESULTADOS	42
4.3 DISEÑO DEL MODELO SIMPLIFICADO PARA EL CONTROL DE TENSION PARA CONVERTIDOR MMC CONECTADO A LA RED A TRAVES DE FILTRO LC.	43
4.3.1PROCEDIMIENTO.....	43
4.3.2 ANALISIS RESULTADOS	45
4.4 SIMULACION DEL MODELO DETALLADO DEL CONTROL DE TENSION PARA CONVERTIDOR MMC CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE FILTRO LC.....	48
4.4.1PROCEDIMIENTO.....	48

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

4.4.2 ANALISIS RESULTADOS:	53
5. COMPARATIVA TECNOLOGÍA DE PUENTE COMPLETO CON LA TECNOLOGÍA DE MEDIO PUENTE.....	55
5.1 DISEÑO DEL CONTROL DE CORRIENTE EN MEDIO PUENTE	55
5.1.1 BUS CC	56
5.1.3 CORRIENTE DE SALIDA	58
5.1.5 MODELO SIMULINK.....	61
5.1.6 RESULTADOS DE LA SIMULACION	63
5.2 CONCLUSIÓN	65
6. RESUMEN	67
7. REFERENCIAS.....	69
8 ANEXO PROGRAMAS SIMULINK UTILIZADOS.....	71
8.1 Ldqp.slx.....	72
8.2 MODULOS_MMC_A_RED_ELECTRICA_CONTROL_INTENSIDAD.slx.....	74
8.3 PLANTA_DESIGN_CONTROL_TENSION.slx	77
8.4 CONTROL_TENSION_EN_GENERADORES_IDEALES	78
8.5 CONTROL_TENSION_MMC_A_CARGA.....	79
8.6 CONTROL_TENSION_MMC1_A_RED_ELECTRICA	80

INDICE FIGURAS

Figura 1 Topología de un sistema VSC. _____	8
Figura 2 Esquema del convertidor de dos niveles monofásico de medio puente.[2] _____	10
Figura 3 Primer paso de operación, conducción del interruptor.[2] _____	10
Figura 4. Segundo paso de operación , conducción de diodo.[2] _____	10
Figura 5 Captura de la evolución del tren de pulsos PWM respecto a la amplitud de la onda moduladora.[2] _____	11
Figura 6 Comparativa del tren de pulsos PWM según el numero de niveles disponibles y los armónicos generados. [2] _____	13
Figura 7 Esquema de montaje para sistema de convertidores multinivel en cascada[3] _____	14
Figura 8 Gráfica actuación módulos de convertidor MMC en un periodo dado _____	14
Figura 9 Gráfica actuación Half-bridge para un semiperiodo dado. [2] _____	15
Figura 10 Gráfica actuación módulo Full Bridge para periodo dado. [2] _____	16
Figura 11 Gráfica de actuación de cadena de módulos Full-bridge para un periodo dado. [2] _____	16
Figura 12 Bloque SIMULINK para Full-Bridge y Half Bridge. Externamente los bloques son exactamente iguales. [3] _____	17
Figura 13 Ventana de configuración Convertidor Full-Bridge. _____	17
Figura 14 Esquema interno del bloque MMc Simulink _____	18
Figura 15 Esquema simplificado de los convertidores conectados a la red eléctrica. e_a, b, c la tensión de cada fase a la salida del inversor, L la inductancia de la bobina y $V_{ca, b, c}$ la tensión de la red _____	25
Figura 16 Control de lazo cerrado para planta calculada. _____	29
Figura 17 Esquema del modelo simplificado completo(para más detalle véase Anexo, programa Ldqp) _____	30
Figura 18 Esquema interno del bloque de desacoplamiento PLL _____	30
Figura 19 Diagrama Black-Nichols de la planta extraída del modelo de la Figura16. _____	31
Figura 20 Diagrama Black-Nichols para regulador PI incluido a la planta extraída del modelo de la Figura16. _____	32
Figura 21 Respuesta a escalón de valor 1pu de corriente de referencia en $t=0$. _____	33
Figura 22 Esquema completo de la prueba de calibración _____	34
Figura 23 Bloque representativo del sistema físico ideal para la calibración. _____	35
Figura 24 Bloque de alimentación de las moduladoras. _____	35
Figura 25 Bloque representativo del sistema físico equipado con convertidores MMC _____	36
Figura 26 Ventana de configuración convertidores. _____	36
Figura 27 Captura de la onda trifásica generada por los convertidores en la red. _____	37
Figura 28 Comparativa onda originada en el MMC con onda generada por fuentes ideales. _____	38
Figura 29 Diagrama representativo del sistema físico _____	39
Figura 30 Diagrama de la alimentación a las moduladoras desde la salida del control. _____	40
Figura 31 Diagrama del control de corriente. _____	40
Figura 32 Diagrama realimentación de corriente _____	41
Figura 33 Diagrama realimentación de tensión. _____	41
Figura 34 Diagrama alimentación fuentes red eléctrica _____	41
Figura 35 Respuesta a escalón de 0.8 pu en referencia para i_d según control diseñado. _____	42
Figura 36 Respuesta a escalón de 0.2 pu en referencia para i_q _____	42
Figura 37 Diagrama del diseño de regulador de tensión según modelo simplificado. _____	44
Figura 38 Diagramas de Black de las entradas para las salidas directas y cruzadas. _____	45
Figura 39 Diagrama de Black de la planta con el regulador. _____	46
Figura 40 Diagrama de Control de Tensión _____	47
Figura 41 Respuesta a escalón de referencia 1p.u de tensión para cualquiera de los dos controles del sistema dimensionado. _____	48
Figura 42 Diagrama representativo del sistema físico. _____	49
Figura 43 Diagrama del control de tensión _____	50
Figura 44 Diagrama del sistema establecedor del tiempo. _____	50

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

Figura 45 Diagrama de las moduladoras de ancho de pulso	50
Figura 46 Filtrado de tensiones de red	51
Figura 47 Filtrado tensiones condensador.	51
Figura 48 Realimentación tensión red	51
Figura 49 Realimentación tensión condensadores.	52
Figura 50 Realimentación corriente de red	52
Figura 51 Realimentación corriente de condensador	52
Figura 52 Alimentación red eléctrica	52
Figura 53 Respuesta a escalón de 0.8 y 0.4 pu en las referencias de v_d (amarillo) y v_q (azul) para el tiempo $t=0$. Recorrido de la captura 10s.	53
Figura 54 Ventana configuración escalón en i_d	54
Figura 55 Ventana configuración escalón en i_q	54
Figura 56 Respuesta a escalón 0.8 y 0 pu en las referencias de v_d (amarillo) y v_q (azul) en $t=0$ seguido de escalón a 0.5 y 0.43 pu en las referencias de v_d y v_q . Recorrido de la captura 10s. ¡Error! Marcador no definido.	
Figura 57 Diagrama circuito convertidor por Half-Bridge [2]	56
Figura 58. Diagrama del control de la corriente saliente.	61
Figura 59. Diagrama del control de la corriente circulante y cálculo de la tensión de los convertidores	62
Figura 60 Diagrama sistema establecedor de la variable tiempo.	63
Figura 61 Respuesta a escalón de 0,8 y 0,3 pu de corriente en la referencia de i_d e i_q en $t=0$ para el control de corriente de salida. Recorrido de captura de 0.1s.	63
Figura 62 Respuesta a escalón a escalón de 0,3 y 0,1 pu de corriente en la referencia de i_d e i_q en $t=0$ para el control de corriente circulante. Recorrido de la captura de 0.03s.	64
Figura 63 Onda de tensión de salida de los brazos Half-Bridge. Recorrido de captura de 0.1s.	65

1. INTRODUCCION Y PLANTEAMIENTO

1.1 HVDC vs HVAC

El desarrollo de la red eléctrica y el incremento de las necesidades en los núcleos de consumo han generado la necesidad de innovar en el área del transporte de energía eléctrica. Esto se ve reflejado en la evolución de las distintas tecnologías relativas a la red de transporte, desde los propios apoyos de la red hasta los dispositivos de electrónica de potencia.

Entre las tecnologías que actualmente tienen un mayor potencial se encuentra la tecnología de transporte en corriente continua (HVDC). Con el transporte de corriente continua en alta tensión conseguimos multiplicar la potencia en el transporte, así como la distancia a la que se puede transportar la energía, dado que se solventan los problemas principales que limitan a la red en CA:

- El efecto pelicular: En CA la corriente tiende a circular por el exterior de la sección del cable según aumenta la frecuencia (50Hz en el caso de Europa). Dado que la resistencia es inversamente proporcional a la superficie que atraviesa la corriente el valor de la resistencia de los cables aumenta. Sin embargo en CC la frecuencia desaparece, permitiendo a la corriente atravesar toda la sección del cable y reduciendo el valor de su resistencia.
- Sincronismo: La interconexión entre sistemas de distintas regiones o zonas requiere de la sincronización de las fases. Trabajando en continua los conceptos de frecuencia y ángulo desaparecen, facilitando la disponibilidad para conectar entre sistemas.

- Limitación por capacidades parásitas: A medida que la longitud de las líneas de CA aumenta el valor de las capacidades parásitas también. Limitando las longitudes de las líneas por las corrientes de fuga y las sobretensiones generadas. En CC las capacidades parásitas no intervienen en el régimen permanente.

Al pasar de CA a CC el concepto de frecuencia desaparece, dejando de lado todos los problemas citados. Esto abre la puerta a muchas posibilidades de aplicación para las tecnologías HVDC. A día de hoy, trabajando en CC, existen varias aplicaciones como recoge la referencia [1]:

- Transmisión por cable submarino. Los cables de CA tienen una gran capacidad y para cables de más de 40–70 km, la circulación de potencia reactiva es inaceptable. Esta distancia se puede ampliar un poco con compensación de la potencia reactiva. Para distancias más grandes, HVDC es más económico. Un buen ejemplo es el enlace de 580 km, 700 MW, ± 450 kV NorNed HVDC entre Noruega y los Países Bajos.
- Líneas aéreas muy largas. Las líneas de CA largas requieren una compensación de potencia reactiva variable. Típicamente 600–800 km es la distancia de equilibrio y, para distancias más grandes, HVDC es más económico. Un buen ejemplo es el enlace de 1360 km, 3.1GW, ± 500 kVpcc DC a lo largo de la costa oeste de los Estados Unidos.
- Interconexión de dos redes de corriente alterna de diferentes frecuencias. Por ejemplo, el enlace de 500 MW, ± 79 kV. El Melo HVDC entre Uruguay y Brasil. El sistema uruguayo funciona a 50 Hz. mientras que la red nacional de Brasil funciona a 60 Hz.
- Interconexión de dos redes de CA no sincronizadas. Si la diferencia de fase entre dos sistemas de CA es grande, no se pueden conectar directamente. Un ejemplo

típico es la conexión 150 MW, ± 42 kV McNeill HVDC entre Alberta y Saskatchewan que interconecta, de forma asíncrona, el sistema eléctrico de la parte oriental de los EEUU con el sistema eléctrico de la parte occidental

- Intercambio de energía controlable entre dos redes de CA. El flujo de potencia en CA viene determinado por la impedancia de la línea y por lo tanto no se puede controlar directamente en cada línea. Muchos sistemas HVDC participan directamente en el poder de negociación entre áreas y un ejemplo típico es el enlace HVDC Highgate de 200 MW y ± 57 kV entre Quebec y Vermont.

1.2 TOPOLOGÍA DE LOS SISTEMAS HVDC

Existen dos tipos de topología para los sistemas HVDC: LCC (Line Commutated Converter) y VSC (Voltage Source Converter). La tecnología LCC es la primera tecnología usada en sistemas HVDC, es más madura que la VSC, y a diferencia de ella, se maneja mediante tiristores y se comporta como una fuente de corriente (visto desde la red), por otro lado, la VSC es mucho más nueva y flexible, hace uso de IGBTs para funcionar y se comporta como una fuente de tensión.

El sujeto de nuestro estudio son los convertidores MMC, que son convertidores VSC. Por ello nos centraremos en el funcionamiento de la topología VSC.

Estos sistemas (véase Figura1) están conformados por:

- Transformadores para los convertidores: que realizan la transformación de la tensión de salida del convertidor para limitar su tensión de trabajo.
- Filtro para armónicos de alta frecuencia.
- El convertidor VSC: que transforma la corriente continua en alterna y viceversa.
- Un bloque de condensadores en la parte de CC: Estos condensadores mantendrán el valor de tensión lo más uniforme posible para realizar la transformación de continua a alterna.

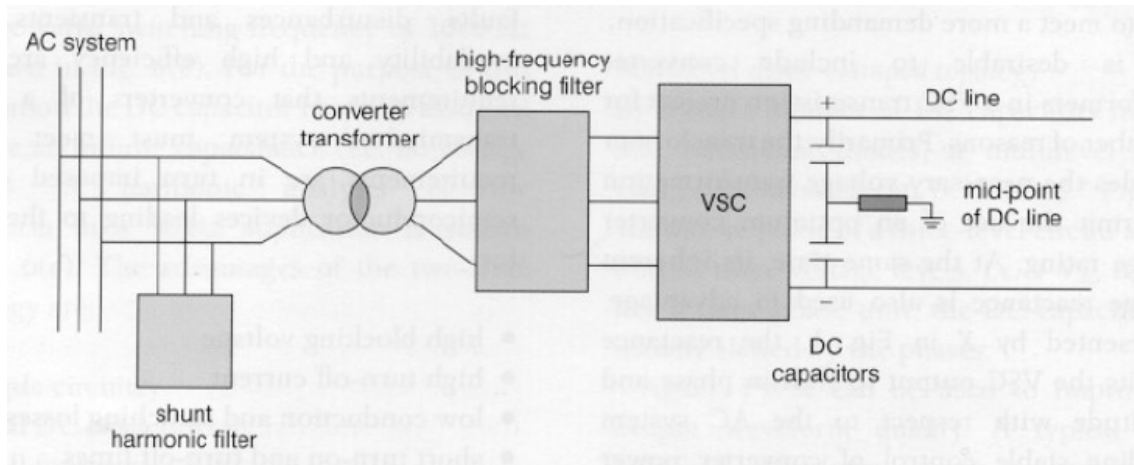


Figura 1 Topología de un sistema VSC.

De entre estos elementos, este proyecto estudia algunos aspectos del uso de convertidores electrónicos CC-CA fuente de tensión para su aplicación en sistemas HVDC. Estos sistemas se construyen con interruptores de estado sólido completamente controlables (al encendido y al apagado) y, en la actualidad, el IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor) es el más utilizado.

Actualmente el IGBT para estas aplicaciones puede soportar entre 6 y 6.5 kV cuando están apagados y por tanto su aplicación en instalaciones de alta tensión es limitada. Por ello, se utilizan los convertidores tipo fuente de tensión MMC (Multilevel Modular Converter), que mediante el uso de módulos ,conformados por puentes de IGBTs , conectados en serie dividen la tensión total del sistema entre cada uno de los módulos de manera que se puede trabajar en alta tensión.

El control de este tipo de convertidores será el punto principal de este estudio.

2. DESCRIPCION DE LAS TECNOLOGIAS VSC

Los convertidores electrónicos para las estaciones convertidoras en HVDC-VSC han ido cambiando a lo largo del tiempo para poder vencer las limitaciones de tensión de los interruptores. Primero explicaremos el funcionamiento del convertidor más básico, de dos niveles, para luego abordar directamente los convertidores MMC (Multilevel Modular Converter).

Aunque entre estos dos tipos de convertidor han existido diferentes tipos de convertidor multinivel, no hablaremos de ellos en tanto que han quedado obsoletos en poco tiempo y su topología y funcionamiento no sirven de apoyo para explicar los convertidores MMC.

2.1 CONVERTIDORES DE DOS NIVELES

Los convertidores de dos niveles son los convertidores más básicos y extendidos. Conforman la inmensa mayoría de los variadores de velocidad industriales utilizados hoy en día. Exploraremos su topología, su funcionamiento general y cada uno de sus pasos de operación [2].

Están equipados con condensadores de almacenado de poca duración que mantendrán el lado de corriente continua aproximadamente constante durante una fracción del ciclo fundamental independientemente de las corrientes del lado de alterna. Además, cuentan con dos módulos conectados en serie que permiten la circulación de corriente en ambas direcciones de manera controlada. Todos estos elementos se pueden apreciar en la Figura 2.

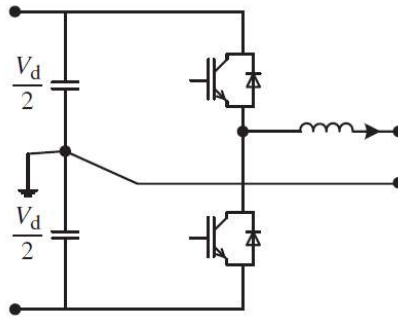


Figura 2 Esquema del convertidor de dos niveles monofásico de medio puente.[2]

Cuando se enciende S1 (ver Fig. 4), $v_s = +V_d/2$, independientemente de la dirección de la corriente i . Si $i > 0$ circula por S1, y si $i < 0$ circula por D1.

Cuando se enciende S2 (ver Fig. 5), $v_s = -V_d/2$, independientemente de la dirección de la corriente i . Si $i > 0$, circulará por D2 y si $i < 0$, circulará por S2.

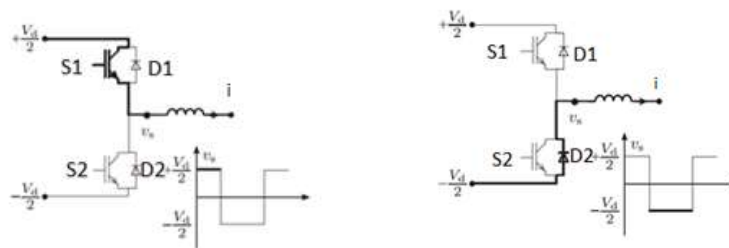


Figura 3 Primer paso de operación, conducción del interruptor.[[2]

Figura 4. Segundo paso de operación, conducción de diodo.[2]

Los interruptores nunca se activarán a la vez pues se provocaría un cortocircuito entre ambos puntos de tensión continua.

Viendo esto podemos sacar dos conclusiones: La tensión real a la salida del convertidor solo puede ser $\pm \frac{V_d}{2}$ y la frecuencia de conmutación es completamente controlable. Se puede generar una tensión variable de armónico fundamental usando modulación de ancho de pulso (PWM, del inglés Pulse Width Modulation)

Usando PWM, el convertidor genera pulsos de anchura variable de valor $+V_d/2$ o $-V_d/2$. El ancho de cada pulso, es proporcional a una senoidal de la frecuencia fundamental

(ver Fig. 6), donde los pulsos positivos más anchos coinciden con la parte positiva de la senoidal (moduladora) y los pulsos más anchos negativos coinciden con la parte negativa de la senoidal.

Con esta estrategia, la tensión v_s en la Fig. 6, tendría una componente fundamental de la misma frecuencia que la moduladora y con una amplitud que proporcional a la amplitud de la moduladora. Idealmente, los armónicos presentes en v_s son de frecuencia sensiblemente más alta que la de la componente fundamental.

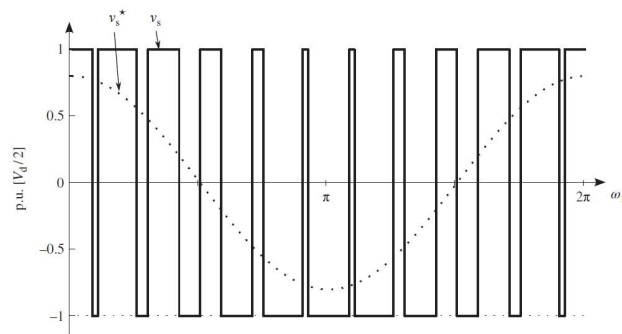


Figura 5 Captura de la evolución del tren de pulsos PWM respecto a la amplitud de la onda moduladora.[2]

Los armónicos en la tensión de salida deberán filtrarse para que no produzcan armónicos de corriente en el sistema CA. Afortunadamente, estos dispositivos se conectan a la red eléctrica o cargas, que tienen un fuerte carácter inductivo y los armónicos se filtran de manera natural.

El cambio brusco entre $+V_d/2$ y $-V_d/2$ no es práctico para niveles de tensión altos por problemas de compatibilidad electromagnética (fuerte dV/dt), y una versión ideal de tensión de salida con PWM requiere una frecuencia de conmutación alta para los interruptores que tampoco es práctica en sistemas HVDC-VSC. Finalmente, cada uno de los interruptores tiene que soportar una tensión V_d cuando está abierto. Por estas razones, hay que recurrir a topologías modulares para la realización de convertidores apropiados para HVDC-VSC. La topología actualmente más prometedora es la llamada modular multi-nivel conocida como MMC de sus siglas en inglés Modular Multi-level Converter.

2.2 BENEFICIOS DE LOS CONVERTIDORES MULTINIVEL

Los convertidores de dos niveles son soluciones prácticas y económicas para sistemas de baja potencia y tensión, hasta 1MVA aproximadamente. Tienen una estructura sencilla con pocos componentes que es más que suficiente para accionamientos industriales, pero para medias y altas tensiones aparecen una serie de limitaciones que se vuelven evidentes [1].

- Las corrientes del lado de alterna contendrán componentes armónicos múltiples de las frecuencias de conmutación. Este problema no se hace notable con tensiones bajas dado que las frecuencias de conmutación son muy altas y mitigan el problema. Sin embargo, no ocurre lo mismo para media y alta tensión. Al utilizar tensiones significativamente mayores nos vemos obligados a reducir la frecuencia de conmutación, haciendo que aparezcan armónicos, que requerirían filtros muy costosos.
- La máxima corriente de bloqueo disponible para los interruptores actuales se encuentra alrededor de unos pocos kilovoltios, lo que reduciría la potencia y la capacidad de transporte aprovechable de manera muy notable si no se utilizaran tecnologías multinivel para poder trabajar al menos con algunos cientos de kilovoltios.

En la figura 6 se podrán observar las ventajas en el contenido armónico de la tensión resultante al utilizar convertidores multinivel.

En conclusión, los sistemas multinivel no solo nos permitirán trabajar en rangos de tensión mayor, sino que además reducirá el estrés de los dispositivos y producirán una onda de alterna mucho más limpia de armónicos a pesar de trabajar con una frecuencia de conmutación mucho menor en cada interruptor.

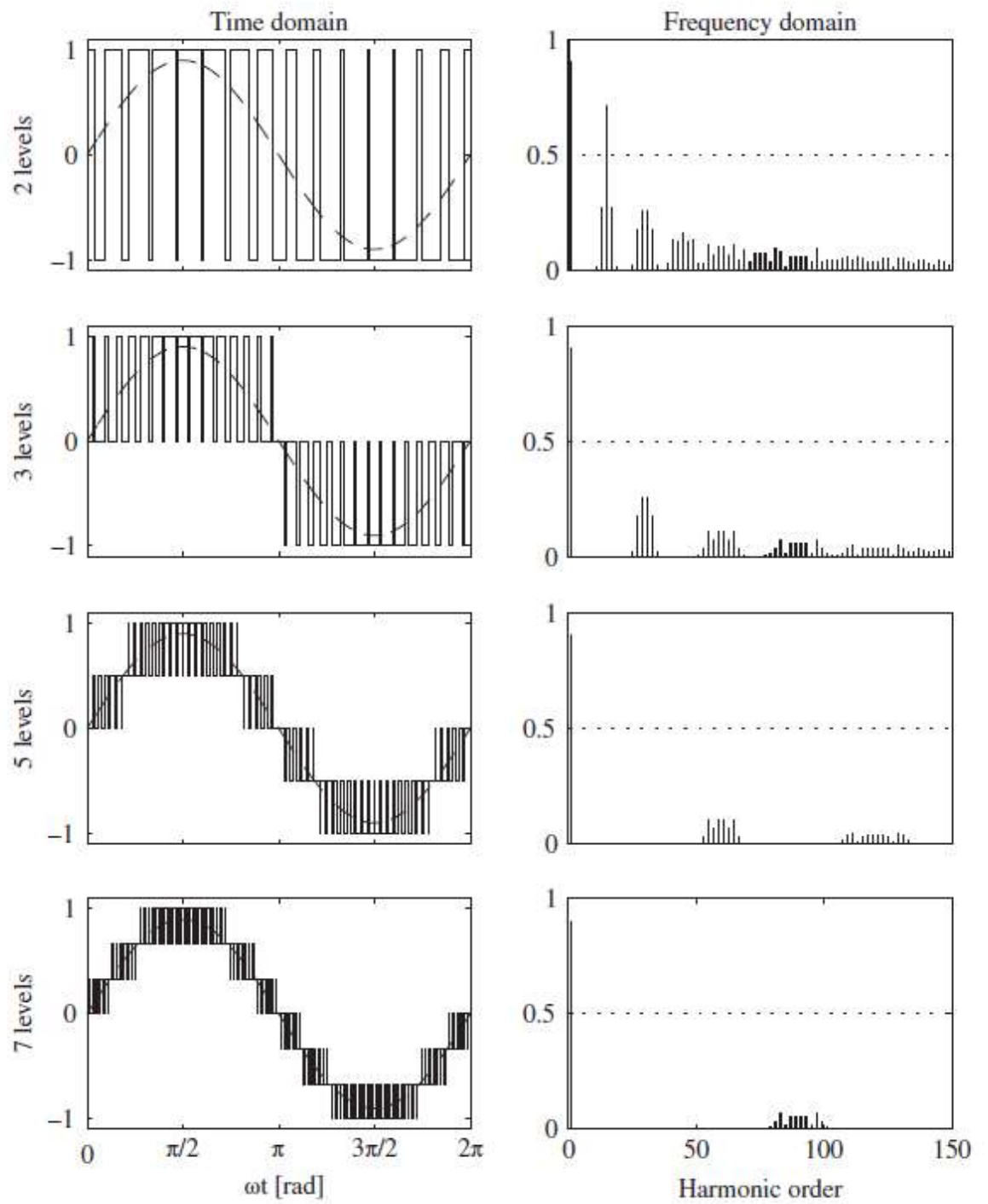


Figura 6 Comparativa del tren de pulsos PWM según el número de niveles disponibles y los armónicos generados. [2]

2.3 CONVERTIDORES MULTINIVEL EN CASCADA

Para aplicaciones de alta tensión los convertidores de dos niveles y otros multinivel no modulares (flying capacitor o clamped diode por ejemplo) exhiben importantes deficiencias, ya que el número de niveles no se puede ampliar fácilmente.

El esquema general está conformado por una cadena de módulos por cada fase que se reparte la tensión de salida total como muestra la Figura.7.

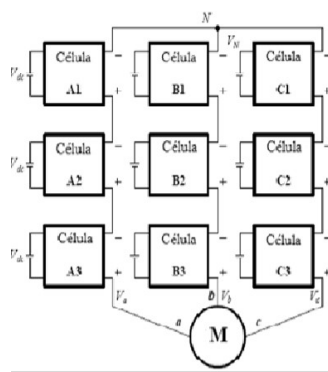


Figura 7 Esquema de montaje para sistema de convertidores multinivel en cascada[3]

Los bloques de construcción fundamentales de todos los convertidores multinivel en cascada son los submódulos de conmutación (también conocido como células o eslabones de cadena), derivado de la etapa de fase básica de dos niveles. Los esquemas de las dos alternativas básicas: Submódulos de medio puente y puente completo se han dibujado en la Fig. 8.

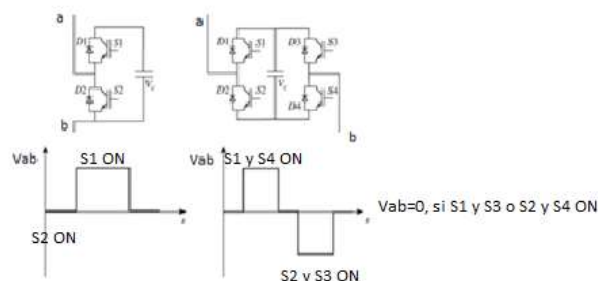


Figura 8 Gráfica actuación módulos de convertidor MMC en un periodo dado

izqda.: medio puente

drcha: puente completo. [2]

Los submódulos convertidores descritos pueden comportarse como fuentes de tensión controlables, siempre que el voltaje del condensador del submódulo se mantenga suficientemente constante. El submódulo de medio puente solo puede proporcionar una tensión unipolar y, por lo tanto, solo es adecuado para producir una tensión con un componente CC. El puente completo, por otro lado, es bipolar y puede suministrar una tensión alterna pura o una combinación de componentes de CA y CC.

2.3.1 CONVERTIDOR MMC CON SUBMODULOS POR MEDIO PUENTE O HALF-BRIDGE

La estructura general del circuito se parece a la de un convertidor trifásico de dos niveles. Hay tres fases con una conexión en el punto medio cada una. Juntos, estos puntos medios forman el terminal de CA del convertidor.

Por su propia configuración los módulos añadidos pueden generar la tensión del propio condensador o 0, de manera que el conjunto global tiene $N+1$ niveles de tensión monopolar donde N es igual al número de módulos.

Tal y como se observa en la figura 9, contamos con N módulos, que se refleja en el número de escalones hasta el valor pico $\sum V_c$. El número de escalones incluyendo el cero conformara los niveles totales de los que dispone el convertidor y a mayor número de niveles menor será el componente de armónicos.

De querer generar una onda de componente alterna pura deberemos conectar dos cadenas como la anterior a una tensión continua negativa y otra positiva a través de inductancias para evitar el cortocircuito. Para poder gestionar la alternancia entre la onda monopolar positiva y la negativa nos ayudaremos del control que usemos.

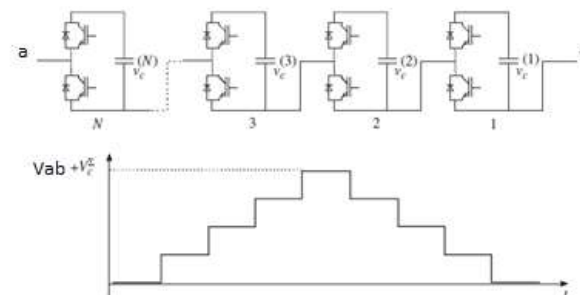


Figura 9 Gráfica actuación Half-bridge para un semiperiodo dado. [2]

2.3.2 CONVERTIDOR MMC CON SUBMÓDULOS POR PUENTE COMPLETO O FULL-BRIDGE

Las deficiencias del MMC ordinario con medios puentes en términos de manejo de faltas en el lado de la capacidad de continua se puede superar reemplazando los puentes intermedios por puentes completos [1]. La tensión bipolar que se puede obtener usando cadenas de puentes completos (como se observa en la Figura 10) permite que el convertidor controle tanto el lado de alterna como corrientes del lado de continua, incluso en el caso de un cortocircuito franco en el lado de continua

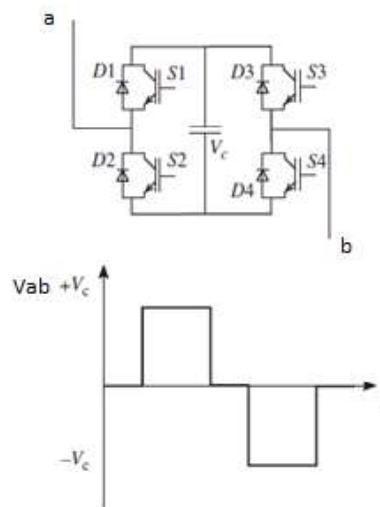


Figura 10 Gráfica actuación módulo Full Bridge para periodo dado. [2]

Además, en el funcionamiento normal, el uso de puentes completos puede permitir una extensión del rango de tensión de salida.

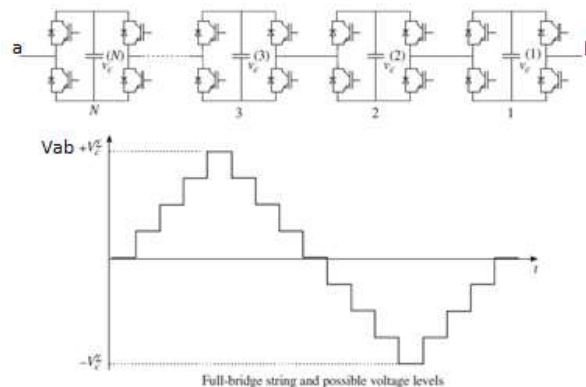


Figura 11 Gráfica de actuación de cadena de módulos Full-bridge para un periodo dado. [2]

Para una MMC-HB (Multilevel Modular Converter Half-Bridge) , la tensión del lado de CC es igual a la suma de las tensiones de salida de las cadenas en los brazos superior e inferior, mientras que la frecuencia interna del lado de alterna es la mitad de la diferencia entre estos..

2.4 FUNCIONAMIENTO DE LOS BLOQUES SIMULINK DE LOS CONVERTIDORES MMC

Dado que nuestro estudio se centra en el control de convertidores MMC, repasaremos los aspectos principales de los bloques de SIMULINK para Full-Bridge y Half-Bridge.

Los bloques tienen exactamente los mismos parámetros de entrada independientemente de su tipo, Full-Bridge o Half-Bridge, a diferencia de que se instala , se controla, y se alimenta de moduladoras de manera distinta.

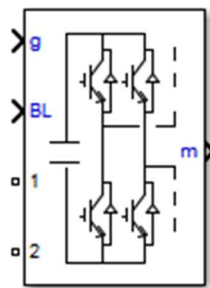


Figura 12 Bloque SIMULINK para Full-Bridge y Half Bridge. Externamente los bloques son exactamente iguales. [3]

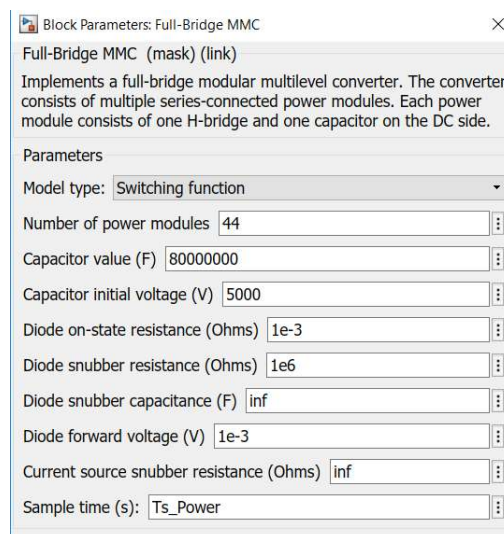


Figura 13 Ventana de configuración Convertidor Full-Bridge.

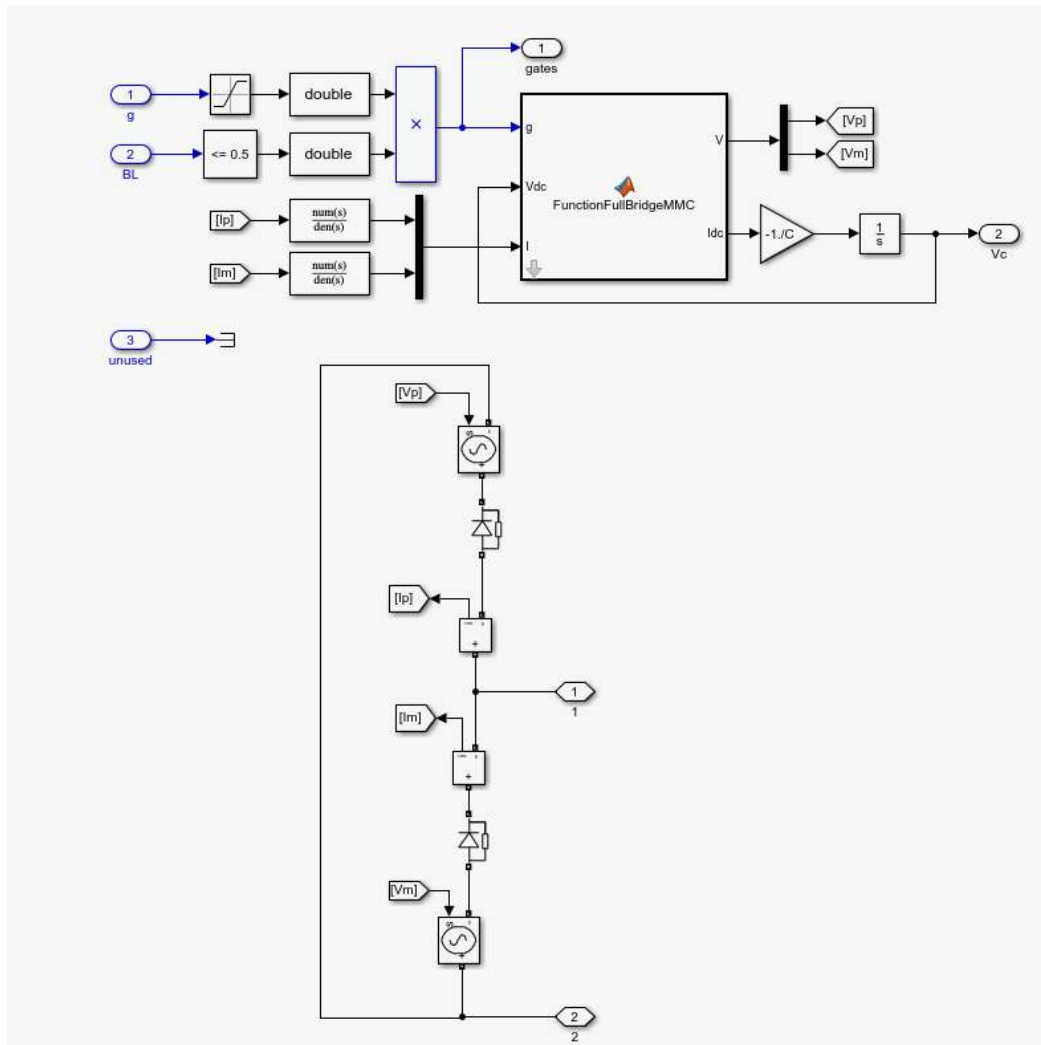


Figura 14 Esquema interno del bloque MMC Simulink

Tal y como se describe en las instrucciones aportadas por MathWorks para su uso tiene 4 modos de funcionamiento [4]:

El bloque MMC de medio puente implementa un convertidor de niveles múltiples modular de medio puente. El convertidor consta de varios módulos de alimentación conectados en serie. Cada módulo de alimentación consta de un medio puente y un condensador en el lado de CC.

Puedes elegir entre cuatro tipos de modelos:

Dispositivos de conmutación: el convertidor está modelado con pares IGBT / diodo. Un generador PWM multinivel produce impulsos de disparo (señales 0/1), que activan la conmutación en el convertidor.

Función de conmutación: el convertidor se basa en un modelo de función de conmutación. El modelo utiliza dos fuentes de tensión y dos diodos en el lado de CA, y dos fuentes de corriente en el lado de CC. El convertidor se controla mediante los impulsos de disparo producidos por un generador de PWM (señales 0/1) o mediante el disparo de impulsos promediados durante un período específico (promedios de PWM: señales de 0 a 1). Ambos modos de operación producen armónicos normalmente generados por un convertidor controlado por PWM y también simulan correctamente la operación de rectificación y el tiempo de cegamiento. Este tipo de modelo es adecuado para la simulación en tiempo real.

Modelo promedio (controlado por Uref): el convertidor se modela utilizando un modelo de función de conmutación controlado directamente por las señales de voltaje de referencia. No se requiere un generador de PWM. Este modelo proporciona las simulaciones más rápidas.

Modelo agregado: el convertidor se modela utilizando un modelo de función de conmutación en el que solo se utiliza un módulo equivalente para representar a todos los módulos. Este modelo agregado representa la dinámica del sistema de control, los armónicos del convertidor y los fenómenos de las corrientes circulantes. Sin embargo, debido a que un solo condensador virtual representa todos los condensadores de un brazo, el modelo asume que los voltajes de los condensadores de todos los módulos de potencia están equilibrados. Como resultado, no se puede simular un esquema de equilibrio de tensión del condensador. El modelo agregado se ejecuta mucho más rápido que un modelo detallado que usaría dos dispositivos de conmutación y un condensador para cada módulo de potencia individual de un brazo. Este modelo agregado también es adecuado para la simulación en tiempo real.

Los parámetros a introducir son:

Número de módulos de potencia: Especifica el número de módulos de alimentación conectados en serie que se encuentran en el convertidor. El valor predeterminado es 1.

Valor del condensador (F): Especifica la capacitancia, en faradios, de los condensadores conectados en el lado de CC de cada módulo de potencia. Puede especificar un solo valor que establezca todas las capacitancias en el mismo valor, o especificar un vector

que contenga diferentes valores de capacitancia para cada módulo de potencia. El valor predeterminado es $10e-3$.

Tensión inicial del condensador (V): Especifica la tensión inicial del condensador, en voltios, de los capacitores conectados en el lado de CC de cada módulo de potencia. Puede especificar un solo valor que establezca el voltaje inicial de todos los condensadores en el mismo valor, o especificar un vector que contenga un voltaje inicial diferente para cada módulo de potencia. El valor predeterminado es 1000.

Resistencia de los interruptores cuando conducen (ohmios): Resistencia interna de los dispositivos de conmutación, en ohmios. Este parámetro está disponible solo cuando configura el parámetro Tipo de modelo en "Switching devices". El valor predeterminado es $1e-3$.

Resistencia del circuito snubber (ohmios): La resistencia del amortiguador, en ohmios. Para eliminar los amortiguadores, establezca la resistencia del amortiguador a inf. Este parámetro está disponible solo cuando configura el parámetro Tipo de modelo en "Switching devices". El valor predeterminado es $1e6$.

Capacidad del circuito snubber (F): La capacitancia amortiguadora, en faradios. Para eliminar los amortiguadores, ajuste la capacitancia del amortiguador a 0. Este parámetro está disponible solo cuando configura el parámetro Tipo de modelo en Switching devices. El valor predeterminado es inf.

Resistencia del diodo cuando conduce (ohmios): Resistencia interna de los diodos, en ohmios. Este parámetro sólo está disponible cuando se establece el tipo de modelo de parámetros a "Switching function", "Average model (Uref-controlled)" o "Aggregate model". El valor predeterminado es $1e-3$.

Resistencia del circuito snubber de los diodos (ohmios): La resistencia del amortiguador, en ohmios. Para eliminar los amortiguadores, establezca la resistencia del circuito snubber a inf. Este parámetro sólo está disponible cuando se establece el tipo de modelo de parámetros a "Switching function", "Average model (Uref-controlled)" o "Aggregate model". El valor predeterminado es $1e6$.

Capacidad del circuito snubber de los diodos (F): La capacitancia amortiguadora en faradios. Para eliminar los amortiguadores, ajuste la capacidad del circuito snubber a 0. Este parámetro sólo está disponible cuando se establece el tipo de modelo de parámetros “Switching function”, “Average model (Uref-controlled)” o “Aggregate model”. El valor predeterminado es inf.

Caída de tensión del diodo (V): Voltaje directo, en voltios, a través del diodo cuando está conduciendo. Este parámetro sólo está disponible cuando se establece el tipo de modelo de parámetros a “Switching function”, “Average model (Uref-controlled)” o “Aggregate model”. El valor predeterminado es 1e-3.

Tiempo de muestreo (s): Especifica el tiempo de muestreo del bloque. Para implementar un bloque continuo, establezca en 0.

Este parámetro sólo está disponible cuando se establece el tipo de modelo de parámetros a “Switching function”, “Average model (Uref-controlled)” o “Aggregate model”. El valor predeterminado es 10e-6.

Las entradas y salidas son:

g: Señal de puerta vectorizada que controla el convertidor. La señal de activación contiene los impulsos de disparo para controlar dos interruptores en cada módulo de alimentación en el convertidor (doble el número de impulsos de los módulos de alimentación). Este puerto solo es visible cuando configura el parámetro Tipo de modelo en “Switching devices” o “Switching function”.

Uref: Señal de voltaje de referencia vectorizada que controla el convertidor. La señal vectorizada contiene una tensión de referencia para cada módulo de potencia en el convertidor. Este puerto solo es visible cuando configura el parámetro Tipo de modelo en “Average model (Uref-controlled)”.

N: Señal vectorizada de dos elementos [N_on , N_blk]. N_on representa el número de módulos de alimentación en el estado ON , y N_blk el número de módulos de alimentación en el estado bloqueado. El número de módulos de alimentación en el estado bloqueado normalmente se establece en cero para una operación nominal del convertidor. El número de módulos de alimentación en el estado ON se obtiene sumando todos los impulsos que disparan los dispositivos de conmutación superiores

(Q1) que están en el estado ON .N_blk debe ser igual a 0 si el convertidor está desbloqueado e igual al número de módulos de alimentación si está bloqueado. Entonces, al igual que para el modelo promedio, no es posible bloquear un módulo individual.

3. DESCRIPCION DEL MODELO DE SIMULACIÓN DESARROLLADO

3.1 OBJETIVOS

Los puntos a conseguir del proyecto de estudio son los siguientes:

- Comprender el funcionamiento de los MMC, así como sus aplicaciones al sistema de transporte energético.
- Modelar y probar un sistema que controle la corriente inyectada a la red a través de un filtro tipo L.
- Modelar y probar un sistema que controle la tensión aplicada a la salida para los convertidores con un filtro de tipo LC
- Explicar la decisión de diseño a la hora de utilizar submódulos full-bridge.

3.2 ALCANCE

Para los objetivos anteriores se espera:

- Para el control de corriente se debe conseguir un sistema que responda de manera rápida , basado en el estudio de lazo abierto de un modelo simplificado del sistema.El simulador propuesto se probará en un modelo de simulación detallado.
- Para el control de corriente se debe conseguir un sistema que responda de manera rápida , basado en el estudio de lazo abierto según un modelo simplificado y que posteriormente se probará en un modelo de simulación detallado..
- Para la comparativa de submódulos se realizara un estudio del lazo abierto del control de corriente de alimentación y circulante para half-bridge así como una comparativa de los elementos internos necesarios de cada configuración para el caso de estudio.

3.3 PROCEDIMIENTO

Los pasos que realizaremos en el diseño y puesta en marcha de los controles son los siguientes:

- Calibrado de los convertidores y las moduladoras de ancho de pulso para convertidor alimentando a carga trifásica.
- Diseño de la planta para el lazo interno de corriente conectado a red a través de filtro L
- Puesta en funcionamiento del control de corriente para convertidor MMC conectado a red a través de filtro L
- Diseño de la planta para el lazo externo de tensión conectado a red a través de filtro LC
- Puesta en funcionamiento del control de tensión para convertidor MMC conectado a una carga a través de filtro LC

3.4 HERRAMIENTAS UTILIZADAS

Para el diseño de los modelos de control de corriente y tensión para el MMC con full-bridge utilizaremos MATLAB y SIMULINK.

En MATLAB, dispondremos los valores de inicialización de las variables además de realizar los cálculos para el diseño matemático de los reguladores y explorar la naturaleza de la planta del sistema.

En SIMULINK, generaremos los modelos de simulación para compilarlos. A partir de ahí, sacaremos conclusiones de los resultados de la simulación para ajustar los controles.

4. DISEÑO DEL CONTROL DE CORRIENTE DE UN CONVERTIDOR CONECTADO A RED A TRAVÉS DE FILTRO L

4.1 DISEÑO DE LA PLANTA PARA EL LAZO INTERNO DE CORRIENTE CONECTADO A RED A TRAVÉS DE FILTRO L

En primer lugar, estudiaremos las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del sistema que hay que controlar (Véase Figura15).

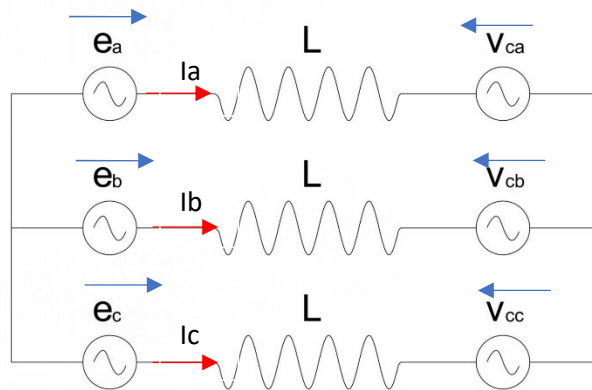


Figura 15 Esquema simplificado de los convertidores conectados a la red eléctrica. e_a, b, c la tensión de cada fase a la salida del inversor, L la inductancia de la bobina y $V_{ca, b, c}$ la tensión de la red

El comportamiento de una bobina (L) con una resistencia interna R_c puede modelarse como:

$$L \frac{di_l}{dt} + i_l R_c = v_L \quad (1)$$

El valor de la resistencia interna R_c es prácticamente despreciable.

Para un convertidor trifásico conectado a la red a través de un filtro L equilibrado se cumple que:

$$L \frac{di_a}{dt} = e_a - i_a R_c - v_{ca} \quad (2)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = e_b - i_b R_c - v_{cb} \quad (3)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = e_c - i_c R_c - v_{ca} \quad (4)$$

En (2)-(4) $e_{a,b,c}$ es la tensión de cada fase a la salida del inversor, $i_{a,b,c}$ la corriente por cada bobina y $v_{ca,b,c}$ la tensión de la red .

Como paso intermedio se le aplicará la transformada de Park a las distintas ecuaciones.

La Transformada de Park, permite expresar una variable trifásica (x_a, x_b, x_c) en función de sus componentes (x_d, x_q, x_0) en un sistema de coordenadas dq0. Para ello se requiere una referencia de ángulo del sistema oscilante abc (se requiere saber la frecuencia de la red eléctrica ω y el tiempo t).

Se realiza según la expresión:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [x_r] = [T][x] = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

Donde T es igual a:

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Si se le aplica la transformada de Park a las ecuaciones (2)-(4) se obtiene:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (e_d - i_d R_c - v_{cd} + \omega i_q) \quad (7)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L} (e_q - i_q R_c - v_{cq} + \omega i_d) \quad (8)$$

Donde $i_{d,q}$, y $v_{cd,q}$ son la corriente a través de las bobinas y la tensión de la red en ejes d-q respectivamente.

Resulta muy útil utilizar las ecuaciones en valores por unidad (p. u.) para ver los sobrepasos de las respuestas temporales de los lazos cerrados más fácilmente. La complejidad de usar las unidades en p. u. reside en utilizar correctamente las bases elegidas y tener en cuenta que, dependiendo de las bases las relaciones en los modelos dinámicos pueden cambiar.

Si en vez de usar una impedancia base que divida a todos los elementos, ya sean resistivos, inductivos o capacitivos, en vez, se opta por usar una inductancia base denominada L_b , habrá que tener en cuenta las siguientes singularidades:

Sabiendo que por la propia definición de los valores en p. u.:

$$R = R_b R_{pu}; L = L_b L_{pu} \quad (9)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} = \omega_b * L_b \quad (10)$$

Finalmente, teniendo en cuenta lo visto, si se aplica la transformada de Park a un sistema trifásico como los descritos, se obtiene el sistema dinámico en ejes d-q y en p.u. tal que:

$$\frac{di_d}{dt} = \omega_b (e_d/L - i_d R_c/L - v_{cd}/L + \omega i_q) \quad (11)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \omega_b (e_q/L - i_q R_c/L - v_{cq}/L + \omega i_d) \quad (12)$$

En (11) y (12) se puede ver que existe un acoplamiento en las dinámicas de las corrientes de ambos ejes, es decir, la dinámica de la corriente en el eje d depende de la corriente en el eje q y viceversa. Así mismo, en la dinámica de las tensiones, también hay un acoplamiento entre los ejes de forma análoga al que hay en las corrientes.

De cara al control, si ω es la frecuencia de la red eléctrica i_d , i_q , V_{cd} , V_{cq} e_d , e_q , son valores constantes en régimen permanente. Además, si se elige θ tal que $V_{cq}=0$, siempre, la potencia que llega a la red eléctrica es: $P=i_d V_{cd}$ y $Q=-i_q V_{cq}$. Para calcular ese ángulo θ que hay que usar en la Transformada de Park, se usa un algoritmo conocido por sus siglas en inglés PLL (de Phase Locked Loop)

Aplicando la transformada de Laplace y reordenando los términos se puede llegar a una función de transferencia entre la corriente por la bobina de ambos ejes y la tensión a la salida del inversor, de ambos ejes y en p. u. se obtiene:

$$i_d(s) = \frac{\omega_b}{Ls + \omega_b R_c} (e_d - v_{cd} + \omega L i_q) \quad (13)$$

$$i_q(s) = \frac{\omega_b}{Ls + \omega_b R_c} (e_q - v_{cq} + \omega L i_d) \quad (14)$$

La variable de mando sobre la que se tiene control es la tensión de salida del inversor. Se puede ver que la corriente de la bobina de un eje no solamente es función de la tensión a la salida del inversor, sino que también es dependiente de la corriente por el otro eje y de la tensión aplicada en la red.

$$u_{vd} = e_d - v_{cd} + \omega L i_q \quad (15)$$

$$u_{vq} = e_q - v_{cq} + \omega L i_d \quad (16)$$

En la Fig.15 se puede ver una estructura de control simple con la planta y un control PID cualquiera, en este trabajo no se ha considerado necesario utilizar acción diferencial por lo que el control que se ha usado es un PI.

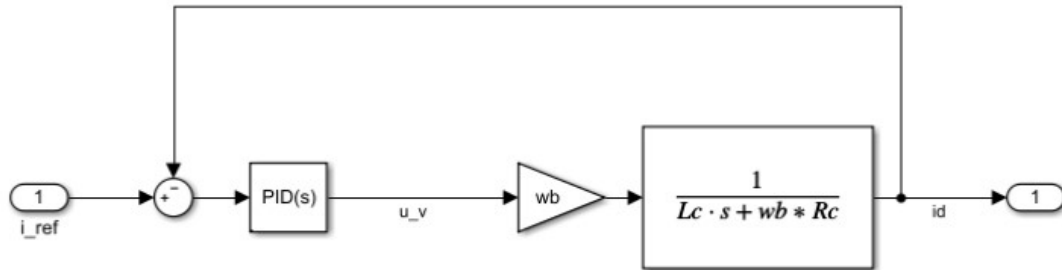


Figura 16 Control de lazo cerrado para planta calculada.

Debido a que se ha diseñado el regulador según el diagrama de bloques en la Figura 15, $e_{d,q}$ y se puede calcular con las ecuaciones (15) y (16), la corriente interna seguirá un cambio en su referencia, sin influir en la corriente de eje q. Sin embargo, ese desacoplo no es perfecto en la práctica, debido a factores como, ruidos en las medidas, retraso en las medidas, ruido por armónicos de alta frecuencia, errores numéricos en el cálculo de los mandos.

En la Fig. 17 se ha representado el modelo de SIMULINK que se ha construido para representar el problema de control de corriente en ejes d-q. Este modelo contiene las ecuaciones (13) y (14) que permiten calcular la corriente por la bobina a partir de las tensiones del inversor (e) y la tensión en la red (V_c).

La Fig. 17 también contiene un bloque que permitiría usar (15) y (16) para calcular la tensión que tenemos que aplicar con el inversor para modificar i_d (o i_q) sin afectar a la otra componente de la corriente.

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

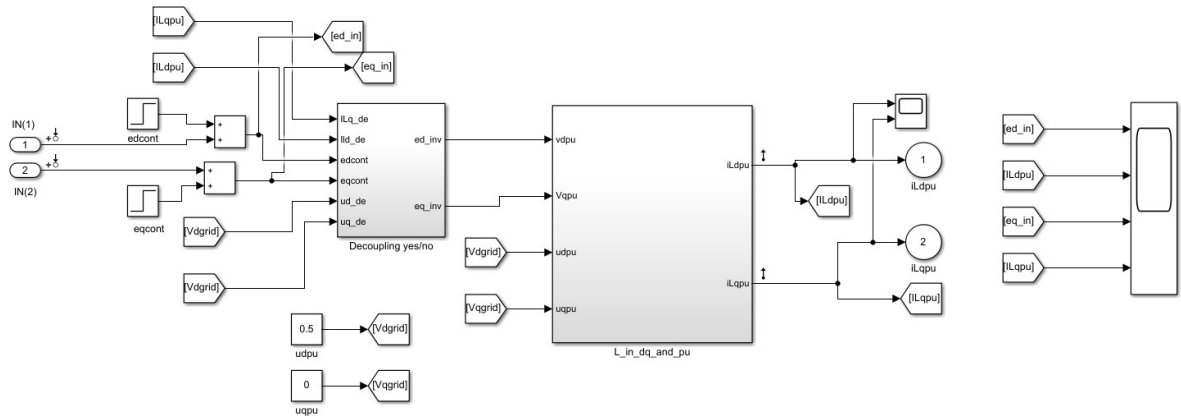


Figura 17 Esquema del modelo simplificado completo(para más detalle véase Anexo, programa Ldap)

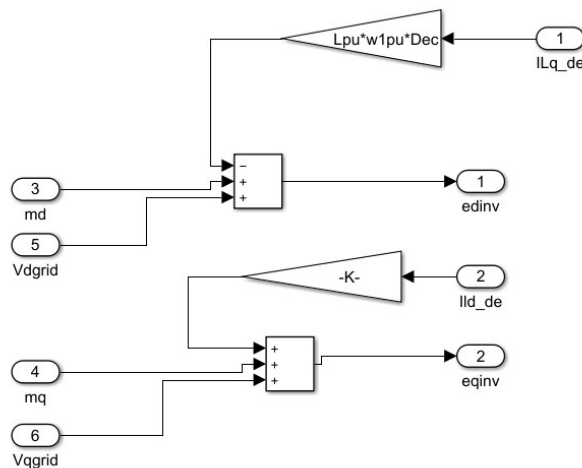


Figura 18 Esquema interno del bloque de desacoplamiento PLL

Para el diseño del PI utilizaremos código MATLAB. De esta manera podremos disponer de los parámetros de la planta que necesitamos para dimensionar el control.

Para ello extraeremos mediante el programa de linealización de Simulink las funciones de transferencia entre las entradas de las referencias y las salidas 1 y 2, que entenderemos como planta.

Esta planta la multiplicaremos por un factor que es la ecuación de los filtros de medida. Los filtros de medida son filtros Bessel de tercer orden. Estos filtros son necesarios para reducir el impacto de los ruidos derivados de la conmutación y en la

propia red. Aunque no contáramos con los filtros el control seguiría funcionando, pero daría un resultado con mayor componente de armónicos.

Los filtros los veremos situados en el sistema más adelante en el modelo detallado.

Con las funciones extraídas de cada lazo abierto y multiplicadas por la ecuación del filtro, que resultan en funciones iguales para i_d e i_q , podemos obtener el diagrama de Black-Nichols de la planta mostrada en la Fig. 19. [3]

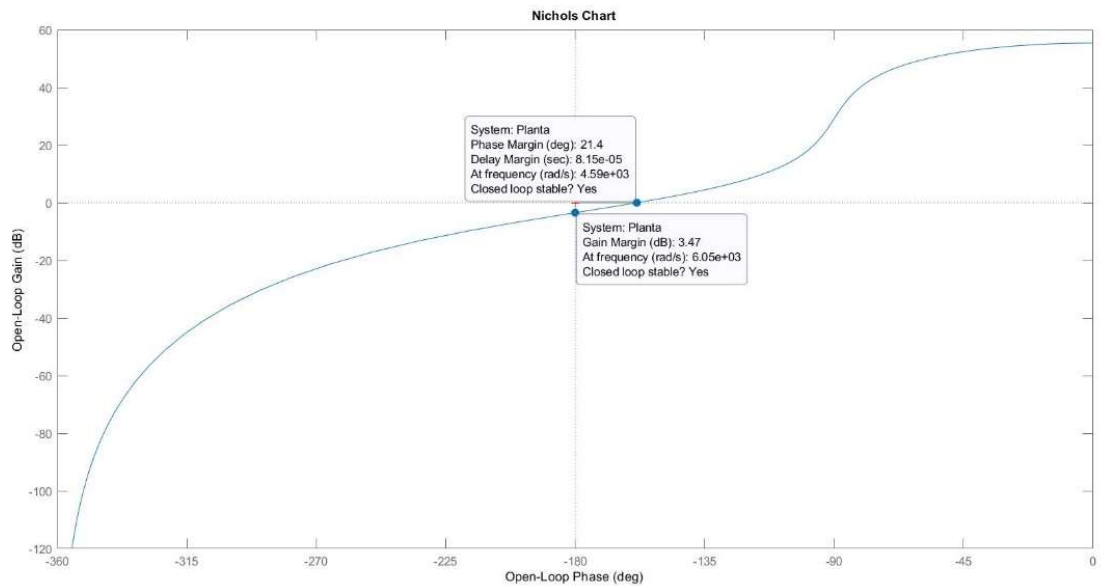


Figura 19 Diagrama Black-Nichols de la planta extraída del modelo de la Figura16.

Como podemos ver, la planta tiene poco amortiguamiento y margen de fase, por lo que intentaremos desplazar la planta hacia abajo con la parte proporcional del control (utilizando una K pequeña) y posteriormente desplazar hacia la izquierda la planta para disminuir el margen de fase resultante de desplazar la función hacia abajo, de esta manera quedara un sistema suficientemente rápido además de amortiguado.

Para nuestro caso hemos elegido una frecuencia de cruce $\omega=700\text{rad/s}$ y un margen de fase de 60 grados, que tras algunas operaciones de MATLAB se ve el resultado en la figura 20.

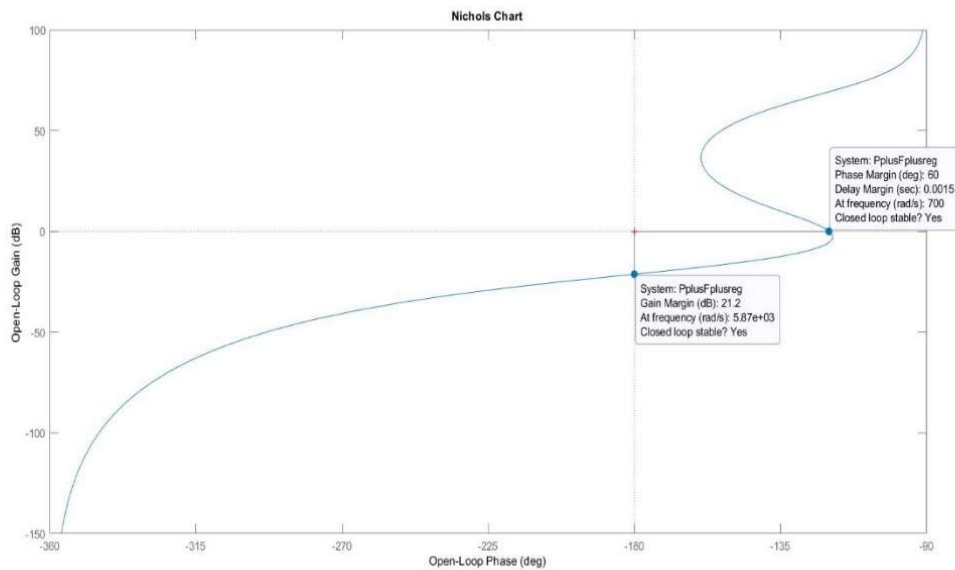


Figura 20 Diagrama Black-Nichols para regulador PI incluido a la planta extraída del modelo de la Figura 16.

Tal y como decíamos, es posible que la respuesta en lazo cerrado del modelo haya perdido algo de velocidad, pero ha ganado en amortiguamiento y margen de fase.

Para comprobar la validez de lo que hemos diseñado en lazo abierto debemos tener en cuenta la realimentación del control y probar un escalón en lazo cerrado. Llamaremos a la función obtenida del producto del regulador diseñado y la planta (para esta prueba será la función de transferencia entre la salida de id y su referencia) $G(s)$, y realizando la operación $\frac{G(s)}{1+G(s)}$ obtendremos $F(s)$, la función de lazo cerrado.

La respuesta de $F(s)$ a un escalón unitario en la entrada se ha dibujado en la Fig. 21.

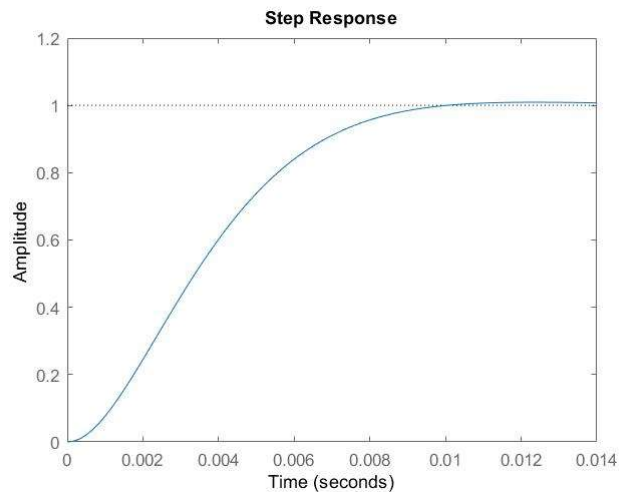


Figura 21 Respuesta a escalón de valor 1pu de corriente de referencia en $t=0$ del lazo cerrado de id.

Ocurre tal y como se predijo, hemos conseguido una respuesta rápida con una evolución muy amortiguada.

4.2 CALIBRACION DE LOS CONVERTIDORES Y LAS MODULADORAS DE ANCHO DE PULSO PARA CONVERTIDOR ALIMENTANDO A CARGA TRIFÁSICA

4.2.1 PROCEDIMIENTO

Para poder montar el modelo detallado en Simulink, una vez conocido el modelo simplificado y su regulador, necesitamos conocer la relación entre el valor de tensión dado a la moduladora y la salida del inversor.

El modelo de simulación preparado puede verse en la Figura 22, que consiste en dos sistemas alimentando dos cargas trifásicas idénticas. El primer sistema alimenta la carga a través de los convertidores de puente completo mientras que el segundo alimenta a la carga a través de generadores ideales. Con este modelo podremos hacer una comparación entre las tensiones que alimentan a cada carga según sea el convertidor o el generador ideal.

Tras construir el modelo fijaremos una referencia de tensión en unitarias. Esta referencia alimentará en paralelo a la moduladora que se conecta al convertidor y a la entrada de la referencia de los generadores ideales. Entre los generadores ideales y la referencia colocaremos una ganancia de valor K , que iremos ajustando hasta igualar la corriente que circula por las cargas y las tensiones aplicadas. Ajustando el valor de K con respecto

al valor de tensión de salida de los generadores ideales podremos establecer una relación entre la señal de entrada a la moduladora y la tensión ideal aplicada. La carga es muy inductiva y la corriente en el subsistema alimentado no tendrá muchos armónicos.

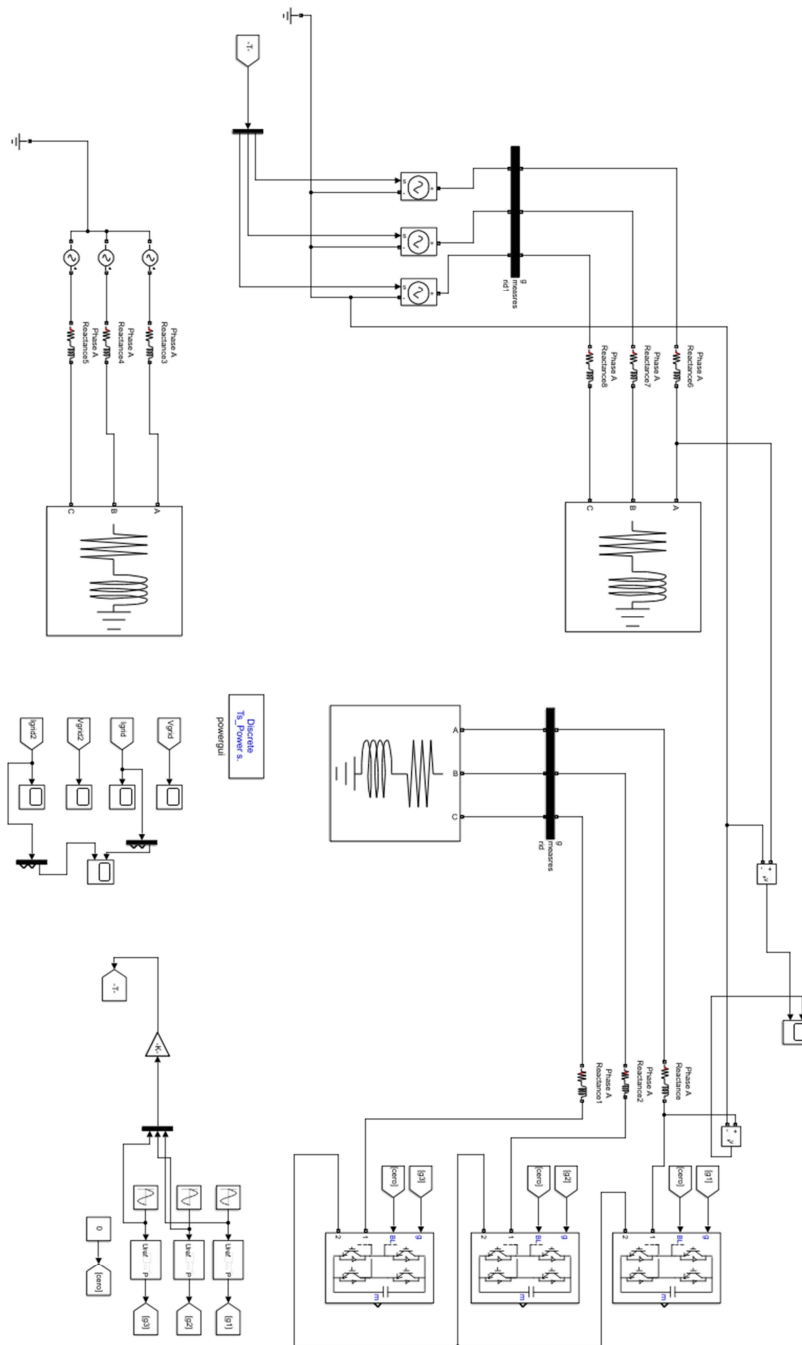


Figura 22 Esquema completo de la prueba de calibración

El sistema está conformado por 3 bloques funcionales. El primer bloque (Fig.23) consiste en 3 fuentes monofásicas ideales alimentando una carga trifásica a través de las inductancias de fase. Cada una de las fuentes está gobernada por el valor de la referencia que llega en la figura 21 al bloque “Goto” de variable T. Este bloque actuará como referencia para interpretar el correcto funcionamiento del sistema MMC.

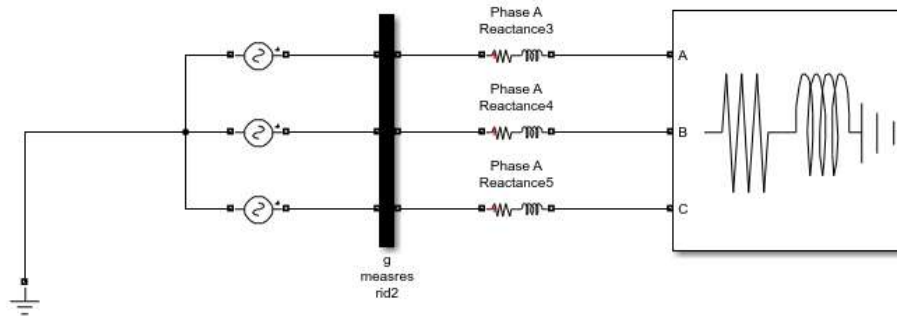


Figura 23 Bloque representativo del sistema físico ideal para la calibración.

El segundo bloque (Fig.24) lo conformarán las moduladoras de ancho de pulso con las entradas de la referencia deseada, que se dirigirán a los convertidores. En este bloque se aprecia como por un lado los generadores de onda senoidal alimentan a cada uno de los bloques moduladores a la vez que alimentan por otro lado el bloque “Goto” de nombre T con una ganancia K de por medio.

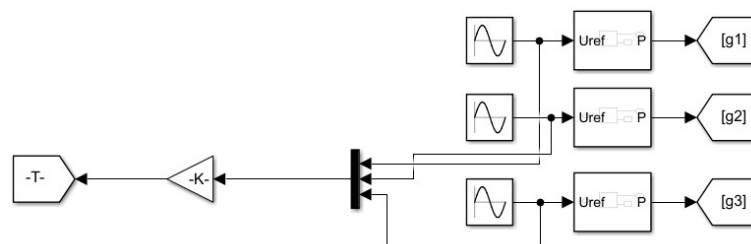


Figura 24 Bloque de alimentación de las moduladoras.

El tercer bloque (Fig.25) está formado por 3 convertidores MMC alimentando a una carga trifásica como la mostrada en el bloque 1. Los convertidores alimentarán la carga según la onda de pulsos que les llega a través de los bloques g1, g2 y g3.

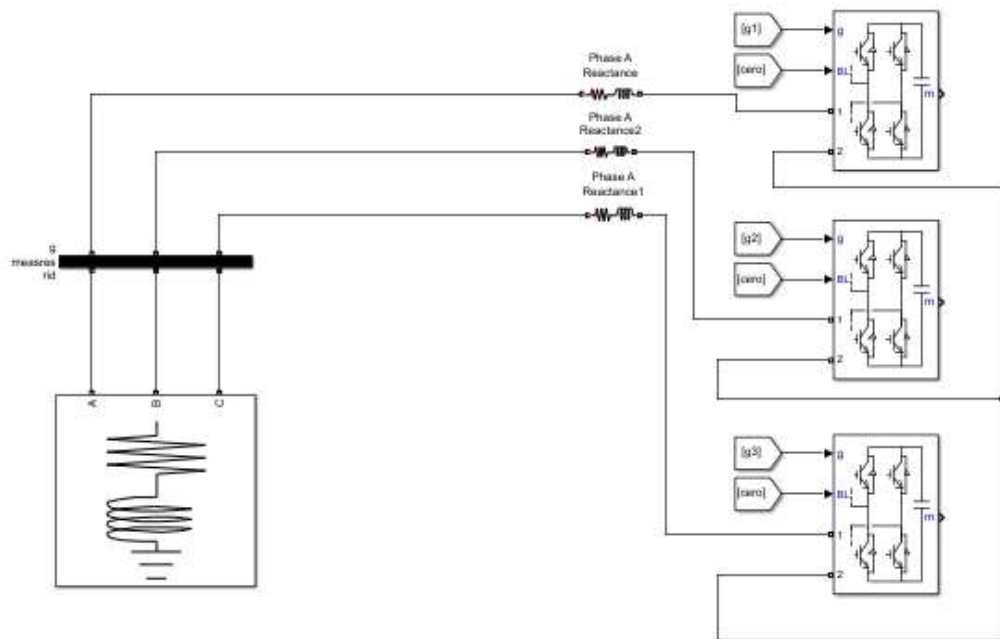


Figura 25 Bloque representativo del sistema físico equipado con convertidores MMC

Para generar las ondas las moduladoras se alimentan de la onda de referencia que deseamos en unitarias, pues ya se encarga de realizar la transformación a reales el propio convertidor (Fig.26).

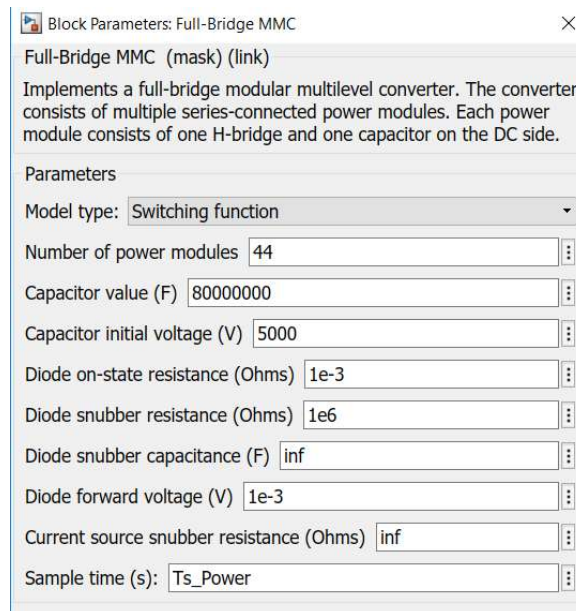


Figura 26 Ventana de configuración convertidores.

Dado que en nuestro estudio no incluiremos un sistema de gestión de la carga de los condensadores, supondremos unos valores de capacidad suficientemente altos de manera que en los ciclos de actuación nunca llegaran a descargarse.

4.2.2 ANALISIS RESULTADOS

Tras haber ajustado el valor de K obtenemos la siguiente conclusión: el convertidor trabaja con una onda de valor de pico de tensión igual a la tensión de cada condensador por el número de módulos utilizados. Por ello, K será igual al número de módulos por fase por el valor de tensión de los condensadores

Una vez realizada la simulación tomamos dos medidas para realizar dos comprobaciones:

La primera comprobación consistirá en la confirmación de que la onda que alimenta la carga es la que queremos aun estando conformada por pulsos en escalón. La medida de la onda trifásica de los convertidores MMC, que se mide a través de un scope colocado en la salida de la fase a del convertidor se ha dibujado en la Fig.27.

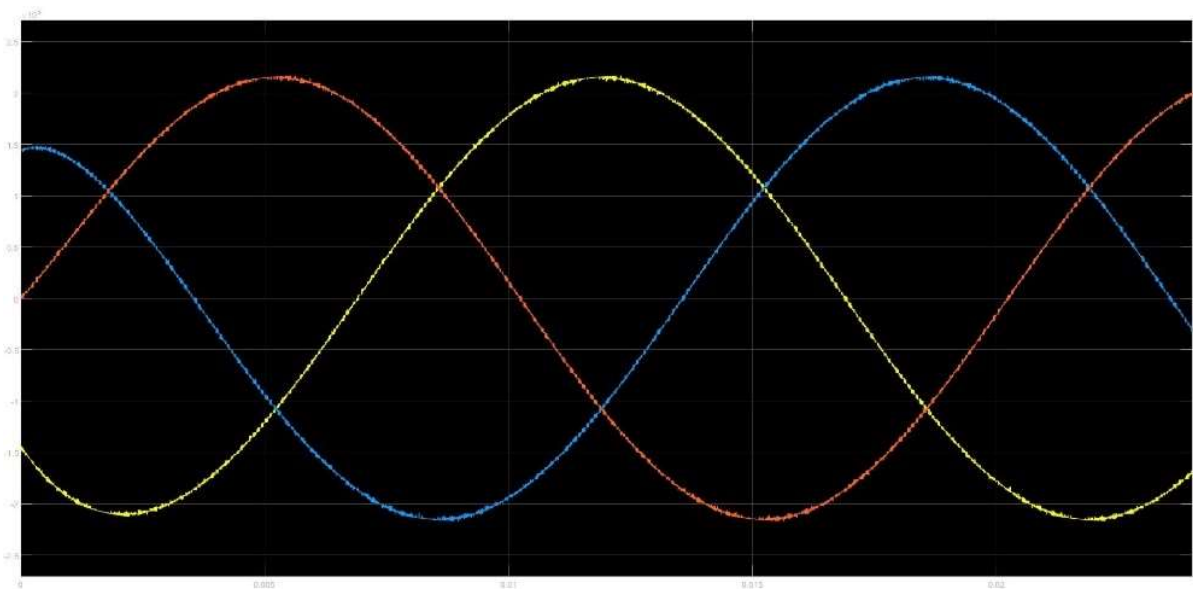


Figura 27 Captura de la onda trifásica generada por los convertidores en la red.

Tal y como se ve, el conjunto de ondas luce como ondas trifásicas, mismo módulo y desplazadas 120 grados unas de otras. Las ondas se mantienen como las ideales aun con el ruido de conmutación que se aprecia.

La segunda comprobación consiste en la comparación de la tensión de salidaa del MMC con la onda que proviene de las fuentes ideales (Fig.28). Esta onda se mide a través de un scope de doble entrada colocado a la salida de la fase a del convertidor y del generador ideal. La onda de los generadores ideales está libre de ruido mientras que la que proviene de los convertidores contiene ruido de conmutación

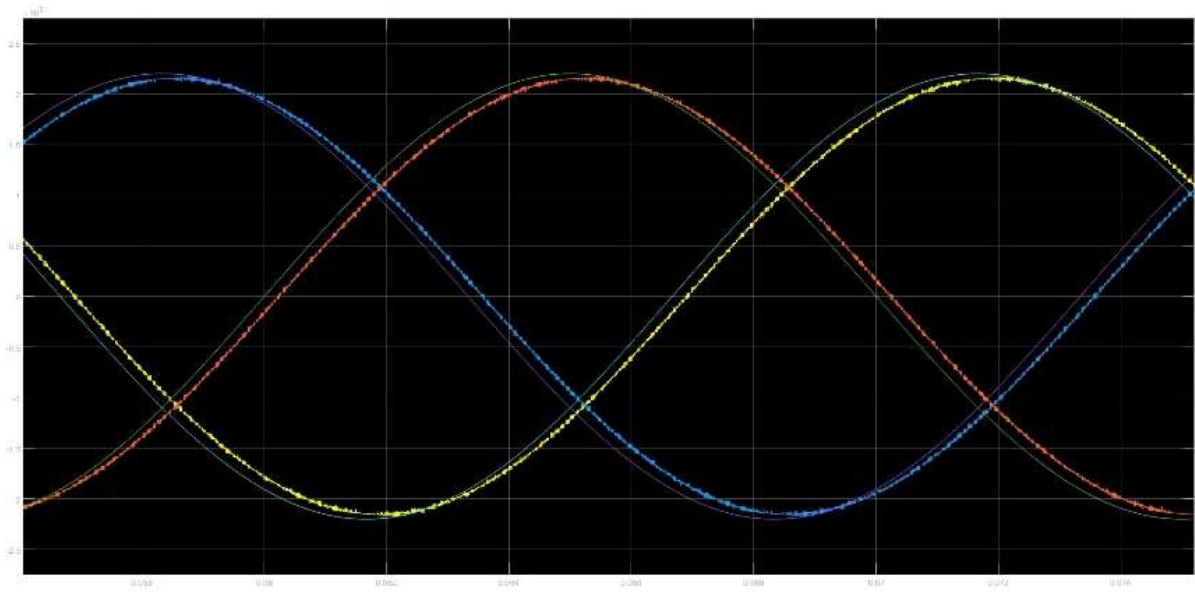


Figura 28 Comparativa onda originada en el MMC con onda generada por fuentes ideales.

A partir de esta medida podemos obtener dos conclusiones: que la onda mantiene la forma deseada y que existe un ínfimo retraso por parte de la onda MMC.

4.3 SIMULACION DE MODELO DETALLADO DEL CONTROL DE CORRIENTE PARA CONVERTIDOR MMC CONECTADO A RED A TRAVES DE FILTRO L

4.3.1 PROCEDIMIENTO

El modelo para simular los convertidores, la red eléctrica, los filtros, las medidas y el control se ha representado en la figura 29. El modelo esta conformado por 5 bloques funcionales mostrados en las figuras (29)-(34).

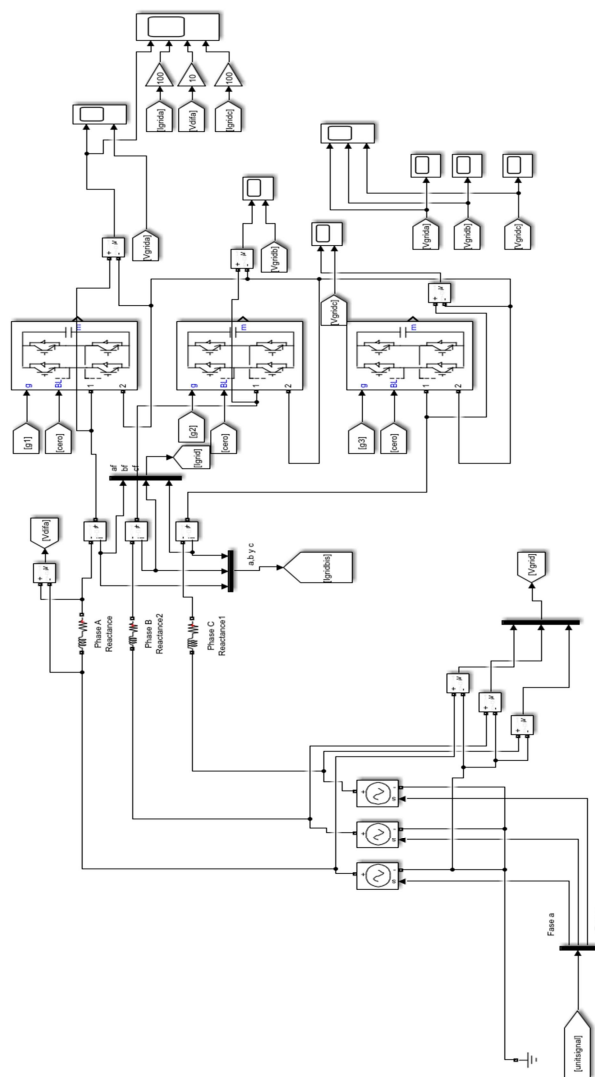


Figura 29 Diagrama representativo del sistema físico

La conversión tensión de referencia a pulsos de disparo se ha representado en la Fig. 30.

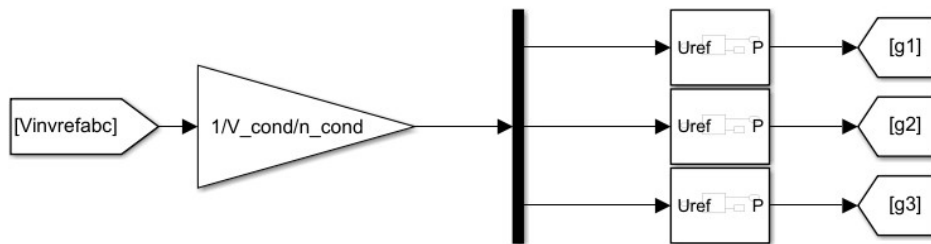


Figura 30 Diagrama de la alimentación a las moduladoras desde la salida del control.

Los controles de corriente de salida i_d e i_q se han representado en la Fig. 31.

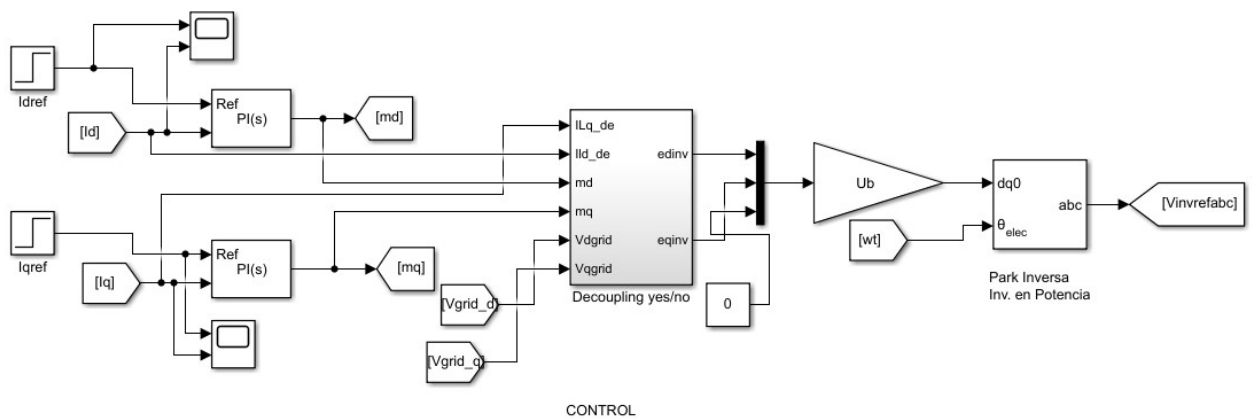


Figura 31 Diagrama del control de corriente.

Los controles mostrados en la figura 31 son la parte más importante del sistema, adaptan el mando que la planta recibe para conseguir el valor de salida deseado.

El filtrado y la realimentación de los parámetros del sistema se ha representado en la Fig. 32.

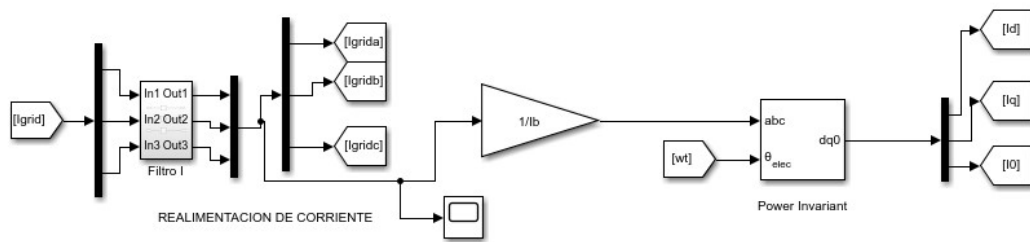


Figura 32 Diagrama realimentación de corriente

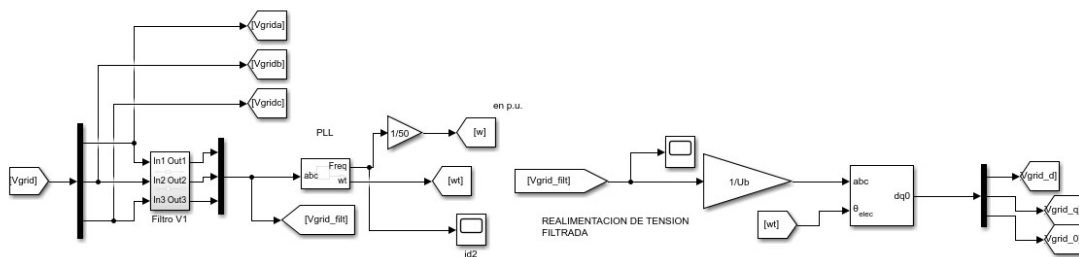


Figura 33 Diagrama realimentación de tensión.

La conversión tensión de referencia a la referencia que alimenta los generadores ideales se ha representado en la Fig. 34.

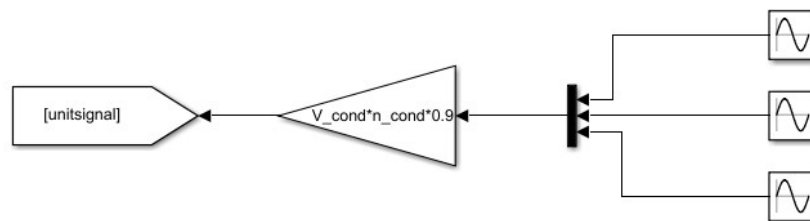


Figura 34 Diagrama alimentación fuentes red eléctrica

Para mantener una circulación de corriente en sentido a la red hemos fijado la tensión de red en 0,9 veces la tensión máxima que podemos aportar a través de los convertidores de manera que trabajemos con cierto margen. En la realidad esta tensión no es fija , pero con las medidas que tomamos y el control el sistema se mantendría igual.

4.3.2 ANALISIS RESULTADOS

Para nuestra simulación fijamos las intensidades deseadas a 0,8 y 0,2 , para i_d e i_q . El resultado a escalón del sistema físico se muestra en las Fig 35-36.

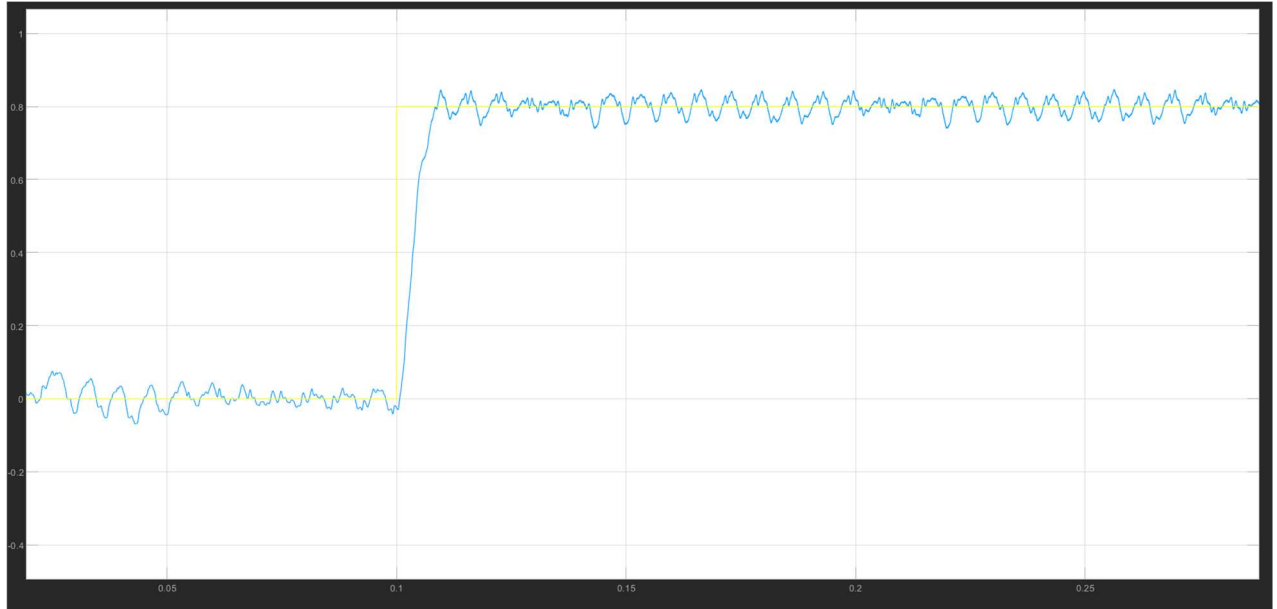


Figura 35 Respuesta a escalón de 0.8 pu en referencia para i_d según control diseñado en $t=0,1$.

Como se puede observar el establecimiento para un escalón a los 0.3 segundos se da en milésimas de segundo, de manera amortiguada y con un ruido de conmutación pequeño. Este ruido que acompaña a la señal decrece según vamos aumentando el número de módulos de conmutación.

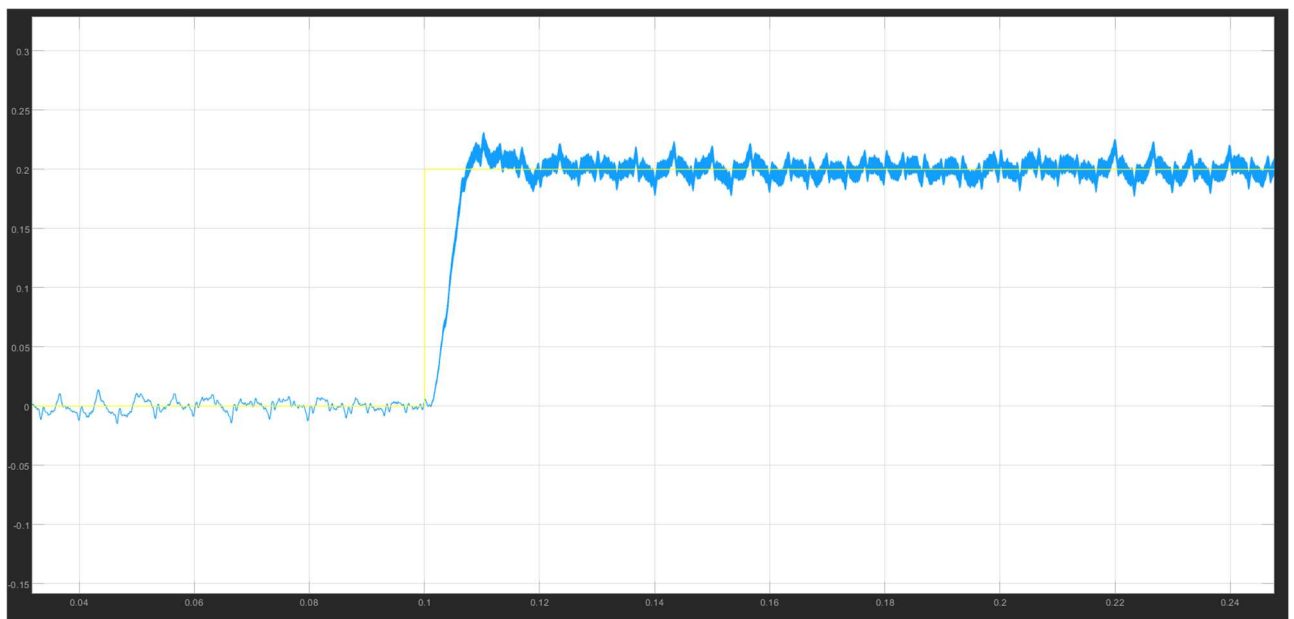


Figura 36 Respuesta a escalón de 0.2 pu en referencia para i_q según control diseñado en $t=0,1$

4.4 MODELO SIMPLIFICADO PARA EL CONTROL DE TENSION PARA CONVERTIDOR MMC CONECTADO A LA RED A TRAVES DE FILTRO LC.

4.4.1 PROCEDIMIENTO

Dado que ya hemos conseguido darle forma al control de corriente nos apoyaremos en él para formar el control de tensión. A partir de las ecuaciones diferenciales que reflejan el comportamiento de los condensadores a tensión podremos formar la parte que nos falta de la planta.

Las ecuaciones que definen el comportamiento dinámico de los condensadores en el dominio de Laplace son:

$$v_{cd}(s) = \frac{\omega_b}{Cs} (i_d - i_{od} + \omega v_{cq}) \quad (17)$$

$$v_{cq}(s) = \frac{\omega_b}{Cs} (i_q - i_{oq} + \omega v_{cd}) \quad (18)$$

Cabe añadir para el caso que los valor de $v_{cd,q}$ dejen de representar la tensión de la red como ocurría en la sección 4.1 y pasarán a representar la tensión en los condensadores.

A partir de estas ecuaciones conformaremos el modelo simplificado en un diagrama de Simulink, mostrado en la Fig. 37, del cual podremos extraer su función de lazo abierto y así dimensionar el control.

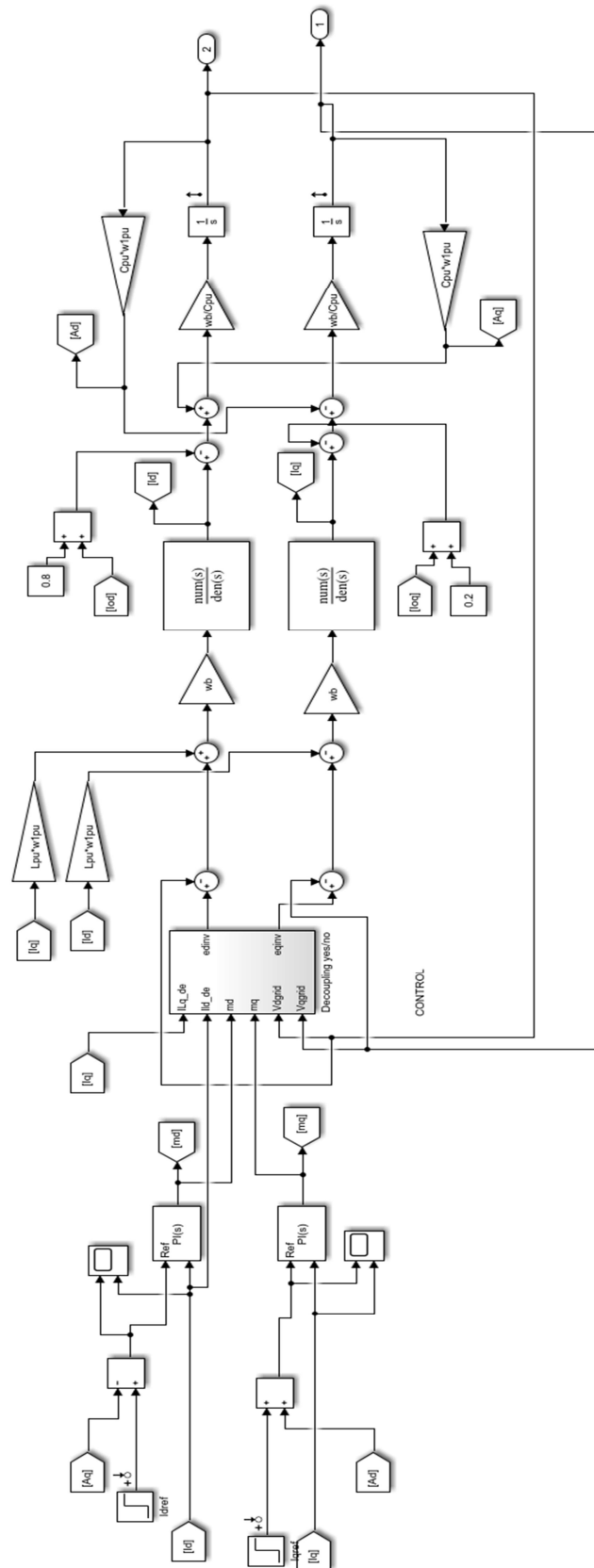


Figura 37 Diagrama del diseño de regulador de tensión según modelo simplificado.

4.4.2 ANALISIS DE RESULTADOS

En el diagrama de la Fig. 37 se pueden observar dos puntos marcados en la entrada de la referencia y otros dos en las salidas de v_d y v_q . Utilizando el programa de linealización de Simulink, extraeremos la función de transferencia de la nueva planta, que incluirá tanto la planta conformada por el filtro LC como el control del lazo de intensidad.

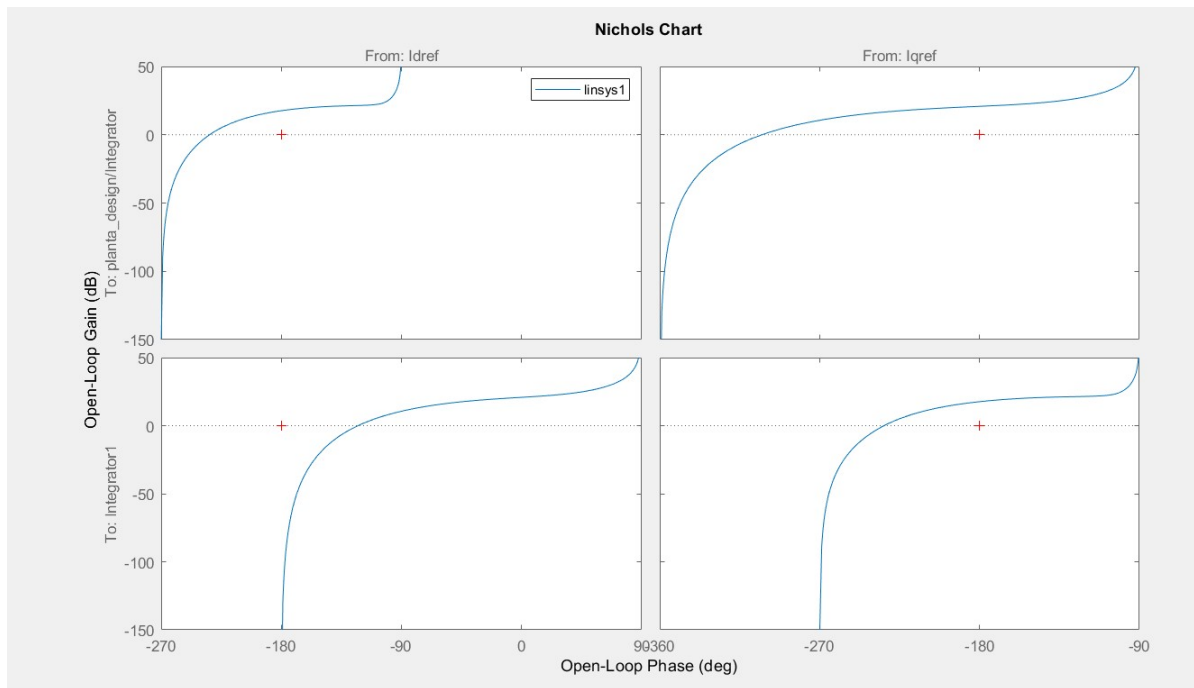


Figura 38 Diagramas de Black de las entradas para las salidas directas y cruzadas.

Tras realizar la linealización se observa lo siguiente, tanto el lazo cruzado como el lado a la propia referencia funcionarían, en principio, para dimensionar el control. Sin embargo, encontramos grandes dificultades para utilizar el control cruzado, pues generaba un sistema muy poco amortiguado con resonancias que hacía el control muy difícil de aplicar.

Una vez decididos a utilizar los controles de lazo cerrado i - i y q - q realizamos varias operativas en MATLAB para desplazar hacia abajo las plantas en el diagrama de Black y reducirles el margen de fase que resultaría con el aporte de la parte integral del control.

Para nuestro caso optamos por utilizar una frecuencia de cruce ω de 100 rad/s y un valor de L igual a 10. Haciéndolo así, la respuesta del sistema pueda ser relativamente rápida, sin superar la rapidez del lazo de corriente, y suficientemente amortiguada, para que no tengamos problemas con polos resonantes. Si observamos el diagrama de Black (Fig.39) del control resultante (Fig.40) veremos que, aunque la curva de resonancia es algo distinta, se cumplen

todos los criterios de estabilidad y la velocidad de la respuesta y el amortiguamiento son bastante buenos.

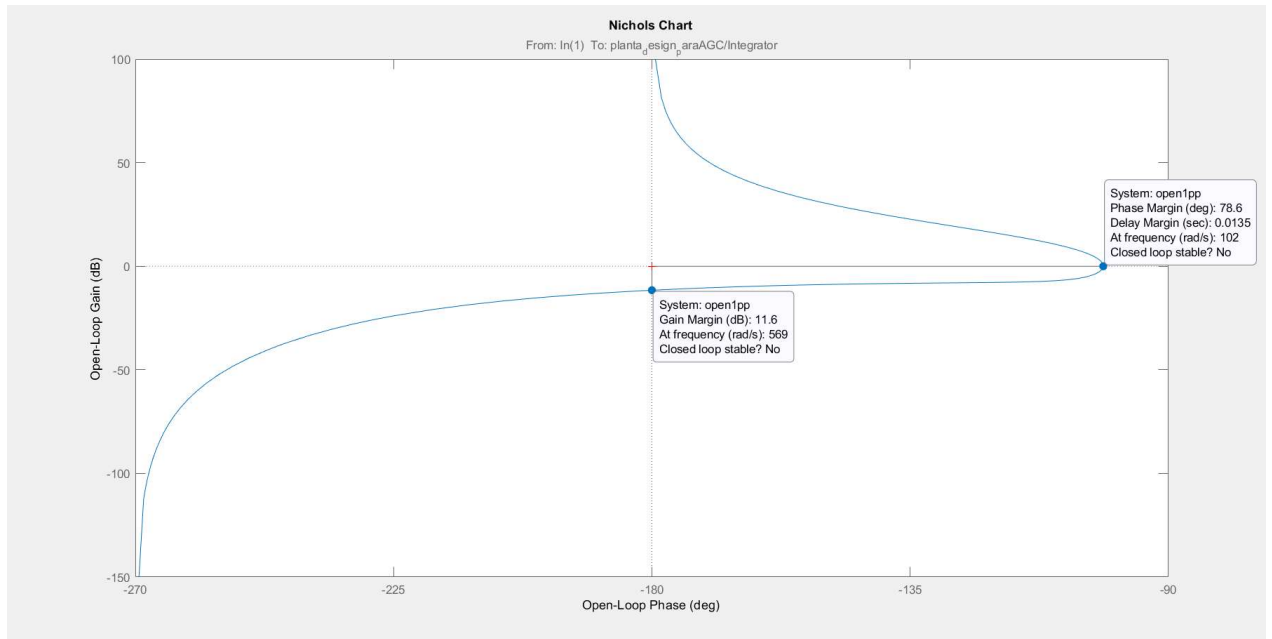


Figura 39 Diagrama de Black de la planta con el regulador.

Con un margen de fase de 78,6 grados y un margen de ganancia de 11.6 dB el sistema resultante es más lento que el del anterior control, pero en cuestión de milésimas de segundos establece los valores deseados. Cabe añadir, que los puntos de la figura en los que dice que no es estable en lazo cerrado vienen acompañados de una interrogación que supone un fallo de medida del programa, ya que el sistema si es estable en lazo cerrado.

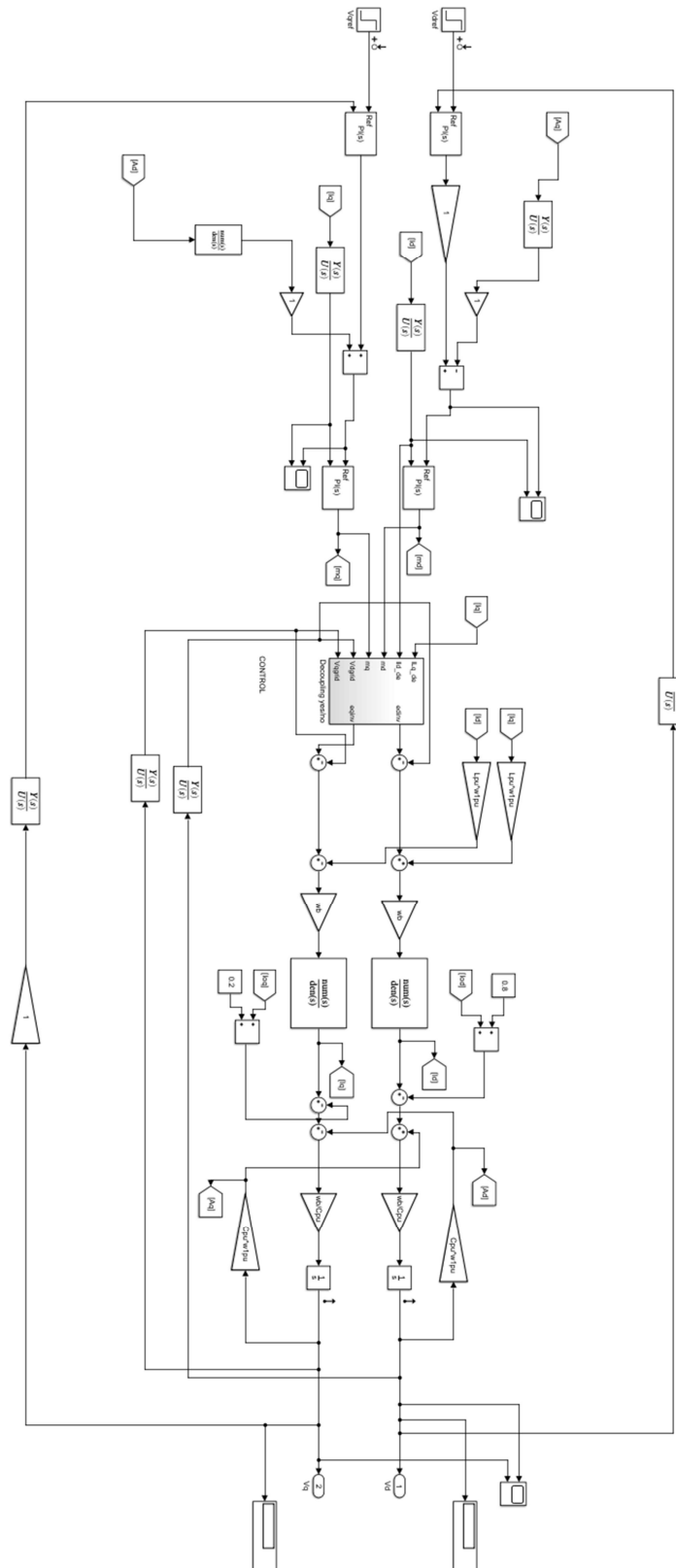


Figura 40 Diagrama de Control de Tensión

En la Fig.41. se ha dibujado la respuesta a escalón de referencia 1p.u de tensión para cualquiera de los dos controles, el de tensión en eje d y en eje q.

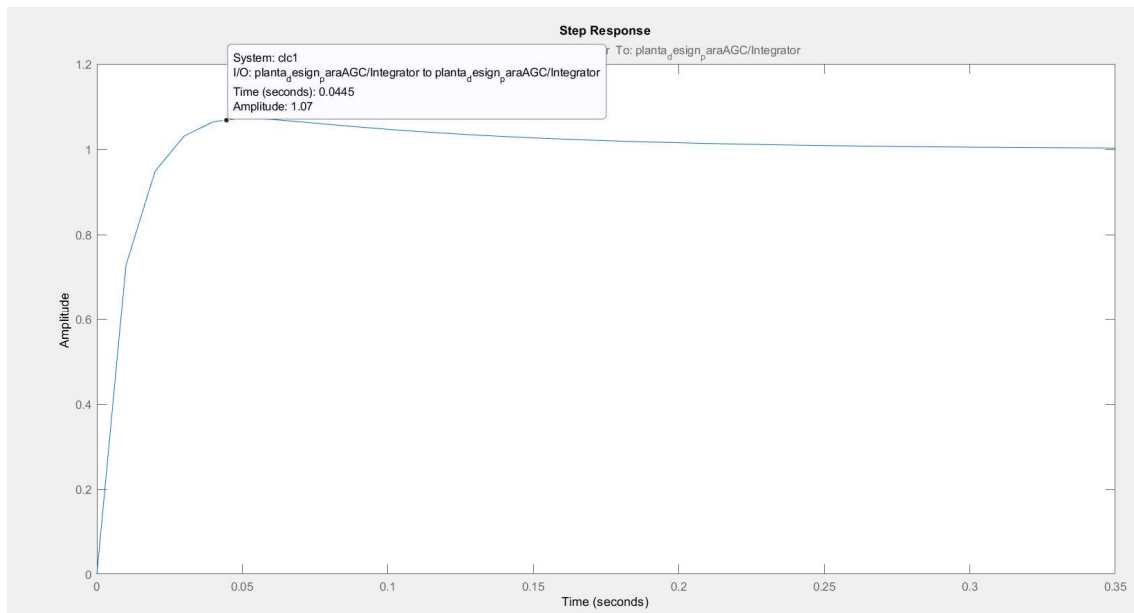


Figura 41 Respuesta a escalón de referencia 1p.u de tensión para cualquiera de los dos controles del sistema dimensionado en la Fig 40.

4.5 SIMULACION DEL MODELO DETALLADO DEL CONTROL DE TENSION PARA CONVERTIDOR MMC CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE FILTRO LC

4.5.1PROCEDIMIENTO

El escenario que se plantea es el siguiente: Los convertidores alimentan a la red a través de un filtro LC y una carga inductiva que separe las tensiones del condensador del filtro y la red eléctrica.

Utilizando el diagrama de Simulink del sistema físico pondremos a prueba el control y estudiaremos su actuación.

En este caso el sistema será similar al sistema físico del control de corriente y estará conformado por los bloques de las figuras de la 42 a la 52:

El modelo detallado del sistema físico se ha representado en la Fig. 42.

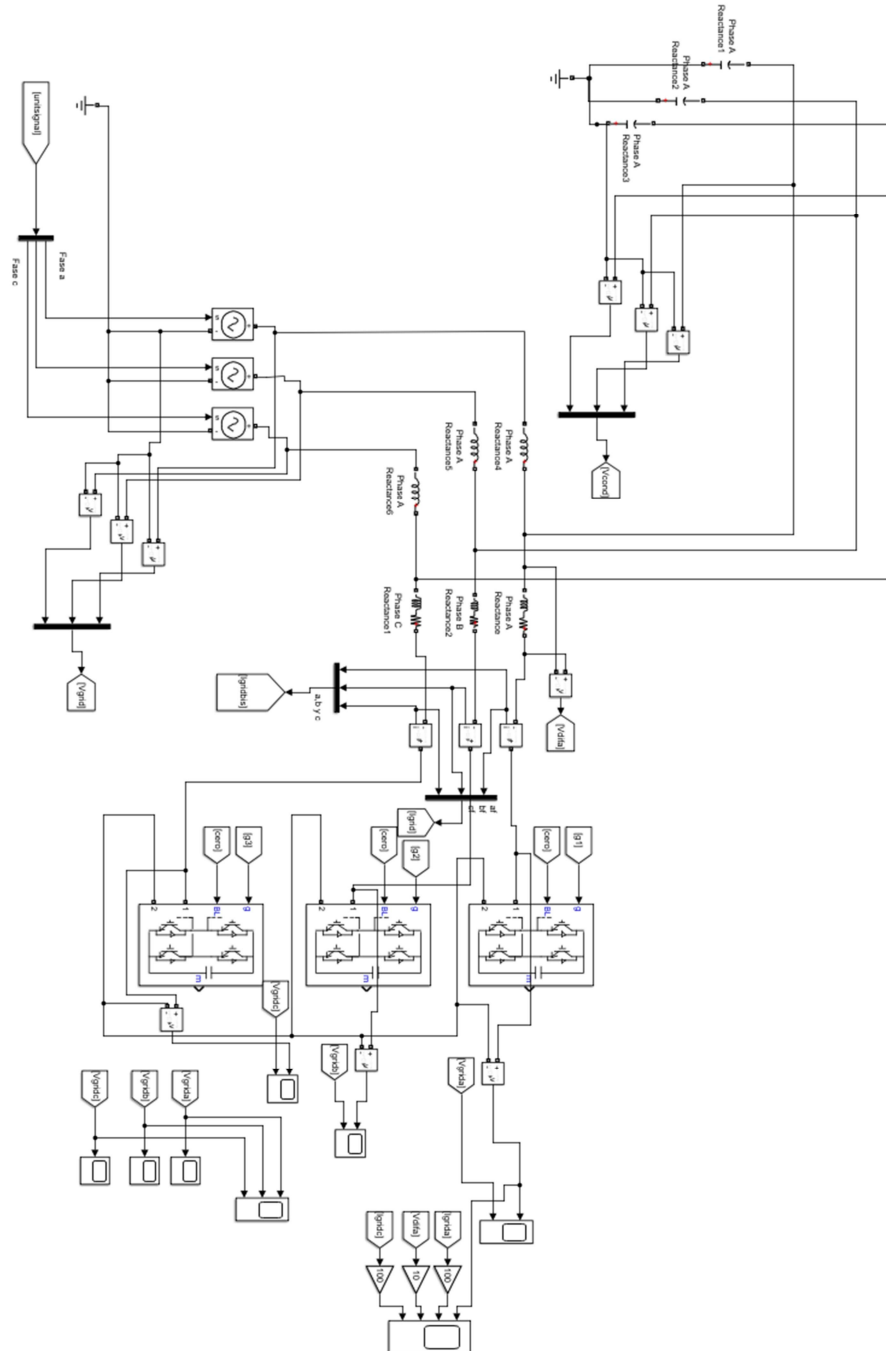


Figura 42 Diagrama representativo del sistema físico.

Los controles de tensión de salida v_d y v_q se han representado en la Fig. 43.

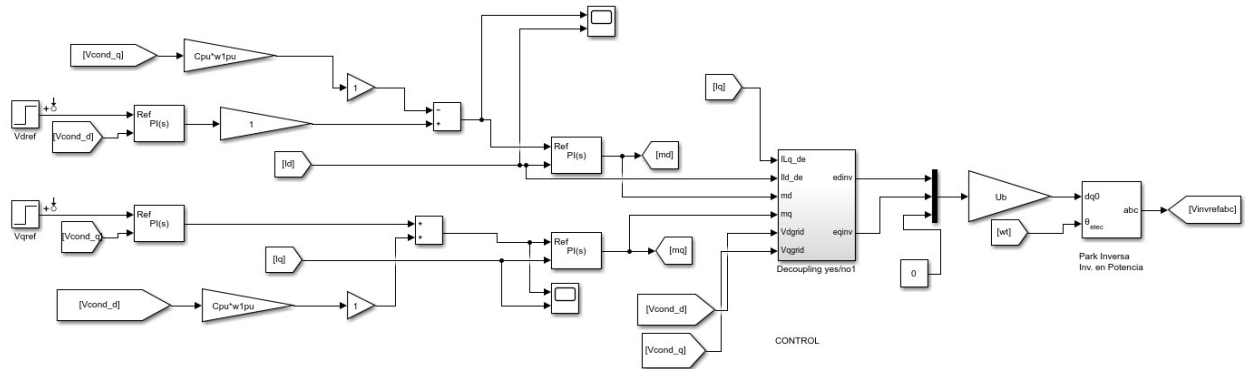


Figura 43 Diagrama del control de tensión

Establecimiento del tiempo de simulación para la transformada de Park se ha representado en la Fig. 44.

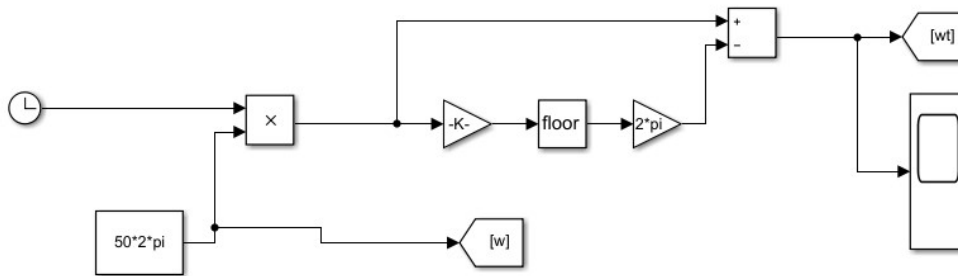


Figura 44 Diagrama del sistema establecedor del tiempo.

La conversión tensión de referencia a pulsos de disparo se ha representado en la Fig. 45.

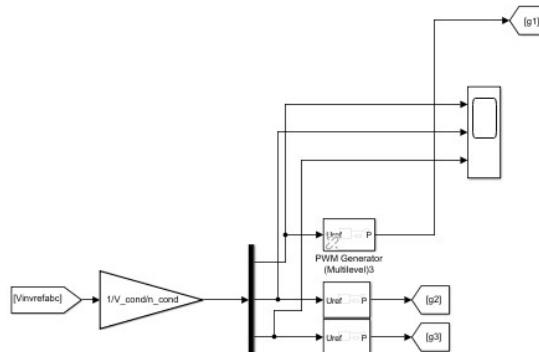


Figura 45 Diagrama de las moduladoras de ancho de pulso

El filtrado y la realimentación de los parámetros del sistema se ha representado en la Fig. 46-51

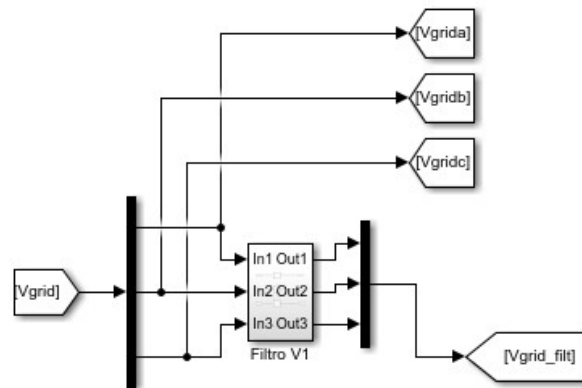


Figura 46 Filtrado de tensiones de red

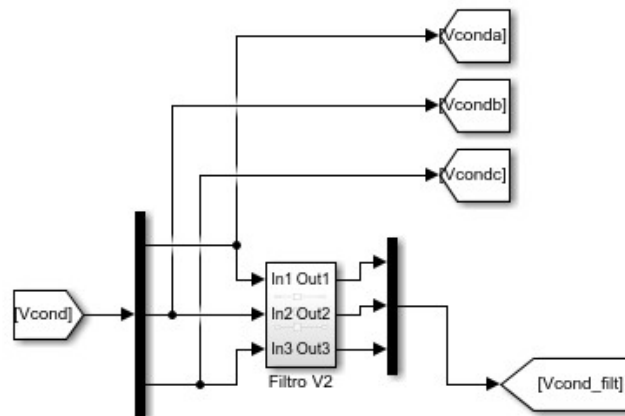


Figura 47 Filtrado tensiones condensador.

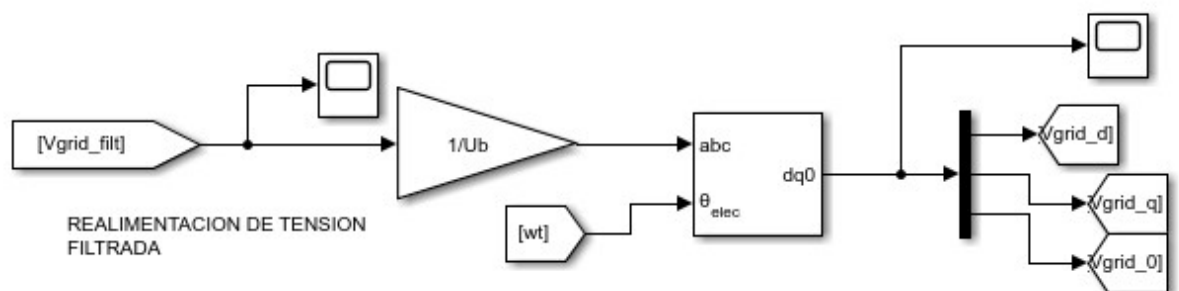


Figura 48 Realimentación tensión red

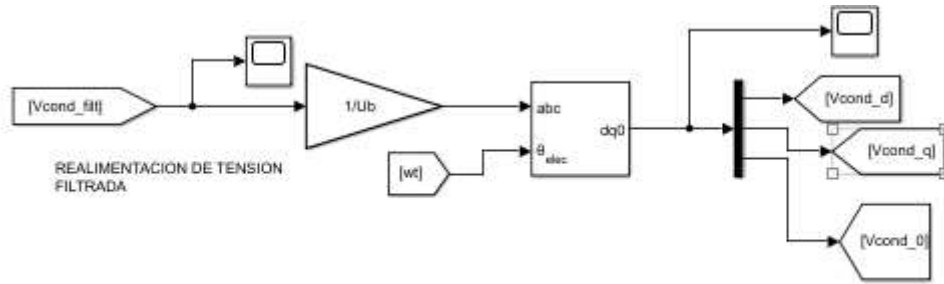


Figura 49 Realimentación tensión condensadores.

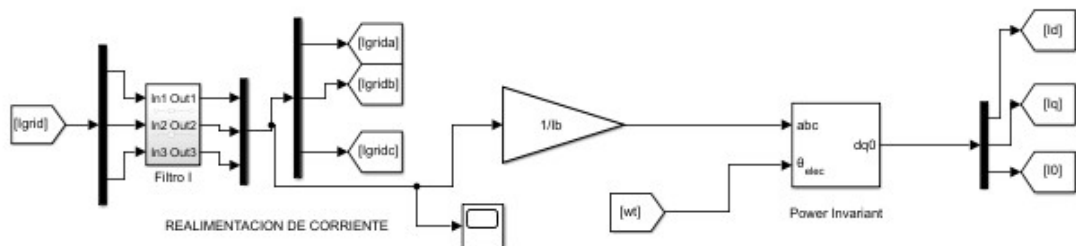


Figura 50 Realimentación corriente de red

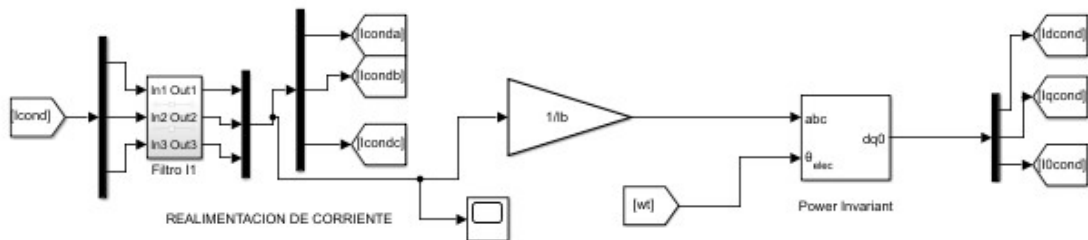


Figura 51 Realimentación corriente de condensador

La conversión tensión de referencia a la referencia que alimenta los generadores ideales se ha representado en la Fig. 52.

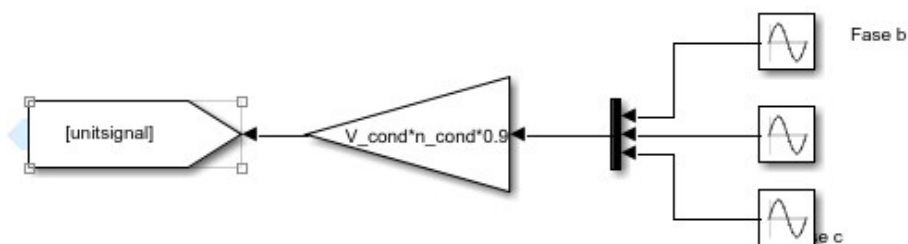


Figura 52 Alimentación red eléctrica

4.5.2 ANALISIS RESULTADOS:

Tras realizar la compilación del sistema se observa que los tiempos de simulación para el establecimiento del escalón no coinciden con los esperados, siendo el sistema de por si naturalmente mucho más lento.

En vez de tardar milésimas de segundo el sistema se establece en cosa de un par de segundos como se observará en la Fig.53.

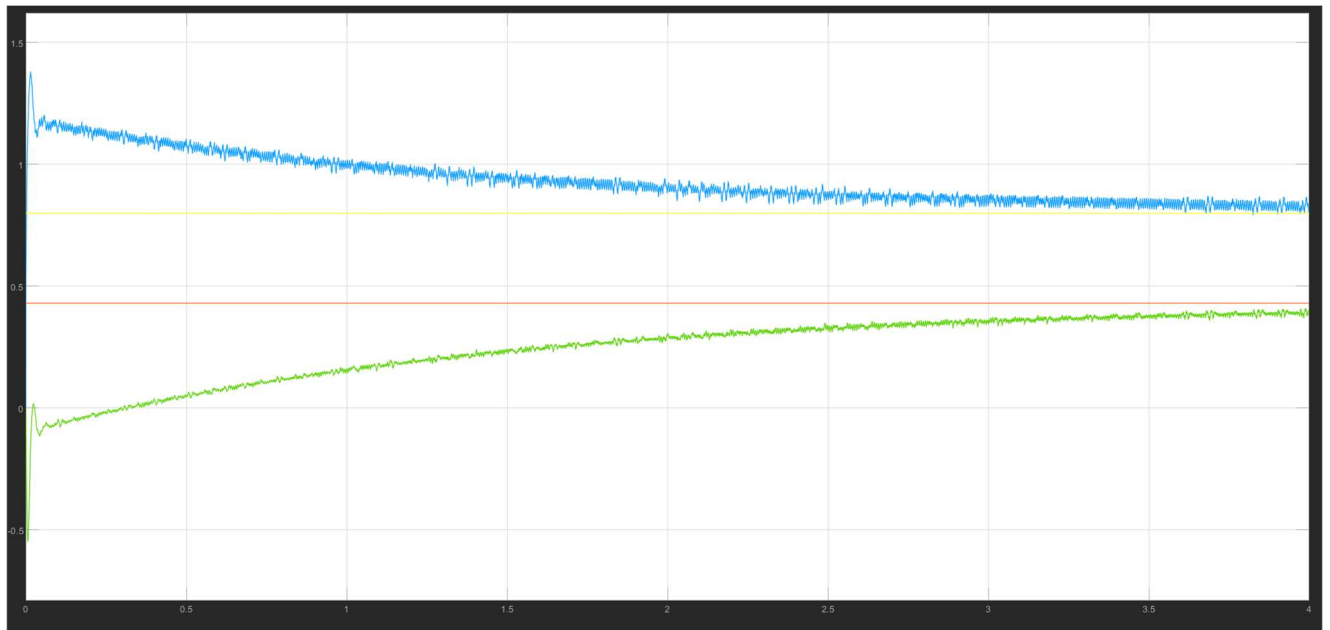
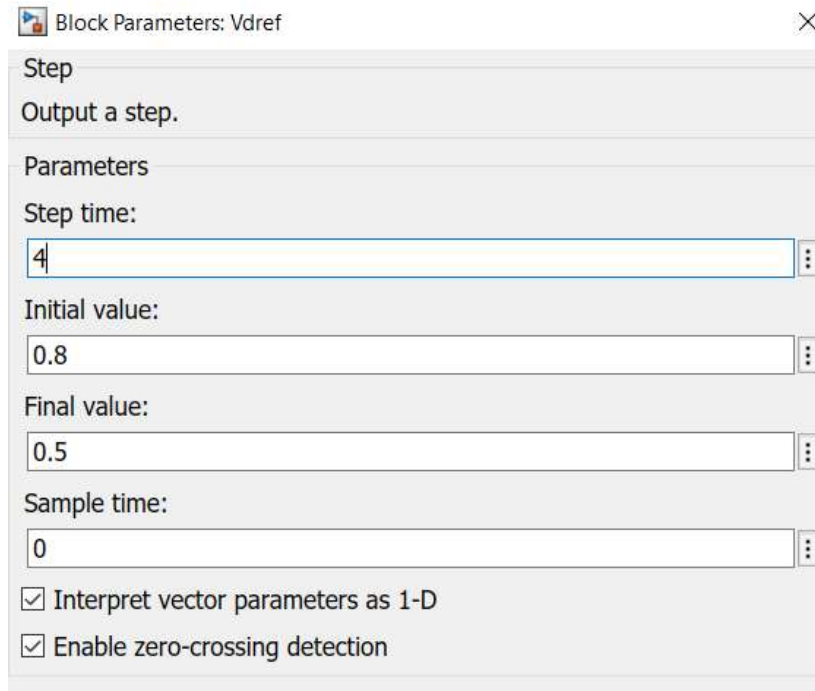


Figura 53 Respuesta a escalón de 0.8 y 0.4 pu en las referencias de vd(azul) y vq(verde) para el tiempo $t=0$. Recorrido de la captura 10s. Referencias de vd y vq en amarillo y naranja respectivamente.

Es cierto que se desencamina de la velocidad deseada, pero es el ajuste más rápido que se puede conseguir sin deteriorar amortiguamiento del sistema y sin utilizar programación por variables de estado.

Para poner a prueba el control realizaremos distintos escalones en el tiempo para ver como evolucionan los valores de Vd y Vq según hayamos designado los parámetros del escalón.

La configuración de los escalones puede verse en las Figs. 54 y 55.



Block Parameters: Vdref

Step

Output a step.

Parameters

Step time:

4

Initial value:

0.8

Final value:

0.5

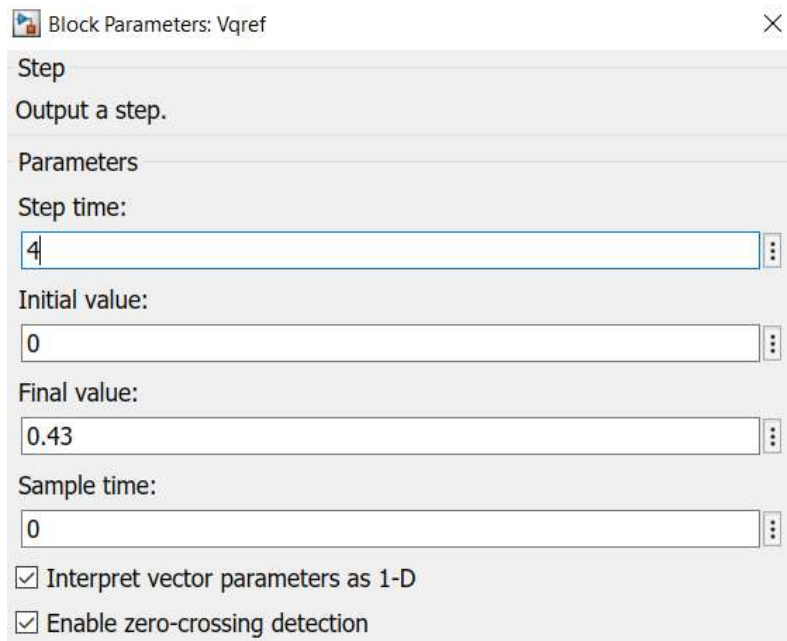
Sample time:

0

☒ Interpret vector parameters as 1-D

☒ Enable zero-crossing detection

Figura 54 Ventana configuración escalón en id



Block Parameters: Vqref

Step

Output a step.

Parameters

Step time:

4

Initial value:

0

Final value:

0.43

Sample time:

0

☒ Interpret vector parameters as 1-D

☒ Enable zero-crossing detection

Figura 55 Ventana configuración escalón en iq

5. COMPARATIVA ENTRE LA SOLUCIÓN CON MODULOS EN PUENTE COMPLETO CON LA TECNOLOGÍA CON MODULOS EN MEDIO PUENTE

Aunque este Proyecto se ha centrado en el estudio del control de corriente y tensión de salida para los convertidores MMC de puente completo (Full-Bridge), por lo intuitivo y práctico que es, también se pueden realizar controles en Half-Bridge. Por ejemplo, pondremos en práctica el control para la corriente de salida en el medio puente (Half-Bridge).

5.1 DISEÑO DEL CONTROL DE CORRIENTE EN MEDIO PUENTE

Para empezar a dimensionar el control debemos conocer las ecuaciones que gobiernan el comportamiento del sistema físico.

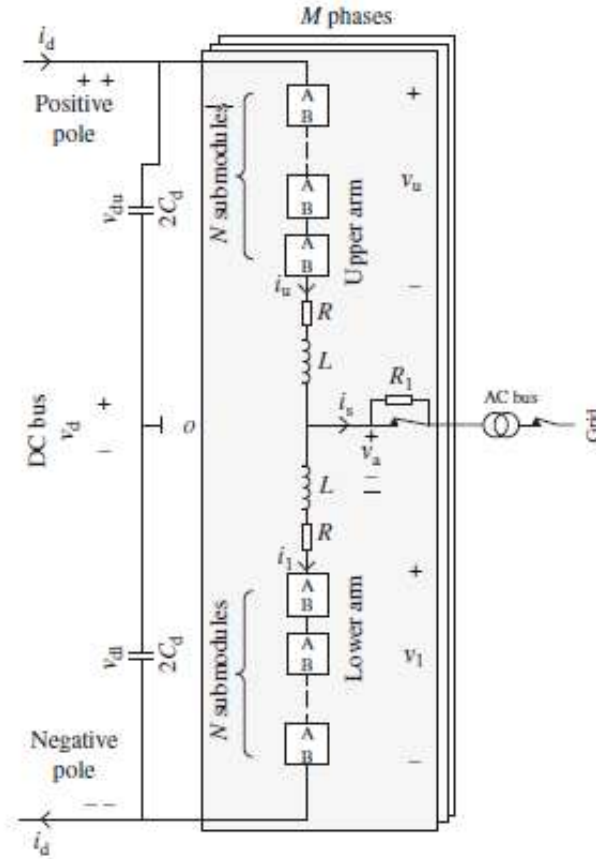


Figura 56 Diagrama circuito convertidor por Half-Bridge [2]

5.1.1.1 BUS CC

Con el fin de modelar dinámicamente, generalmente se puede considerar que el bus de CC tiene características capacitivas puras, con una capacidad $2C_d$ desde el neutro hasta los polos positivo y el negativo, respectivamente, es decir, una capacidad de polo a polo C_d [2]. Estas capacidades representan un modelo concentrado de las capacidades de polo a neutro de los cables de CC de polo positivo y negativo. interconectando dos MMC en una transmisión de corriente continua de alto voltaje (HVDC), más la capacitancia del condensador de polo a neutro en la estación del convertidor si está instalado. Suponemos para CC que los valores de la tensión en los condensadores se mantienen y son siempre iguales el uno al otro.

$$v_{du} = v_{dl} = \frac{v_d}{2} \quad (19)$$

Siendo v_{du} y v_{dl} los valores de las tensiones de los condensadores del lado de continua.

5.1.2 RELACIONES DINAMICAS PARA LAS CORRIENTES.

Por la propia distribución del circuito deberemos controlar dos corrientes, una primera corriente de salida deseada de nuestro convertidor y una corriente circulante que va de un brazo al otro del convertidor a consecuencia del paralelo realizado con la red.

Dirijamos nuestra atención a los circuitos que forman los brazos. Suponiendo que el bus de CC está equilibrado, se cumple que:

$$\frac{v_d}{2} - v_u - Ri_u - \frac{Ldi_u}{dt} \quad (20)$$

$$-\frac{v_d}{2} + v_l - Ri_l - \frac{Ldi_l}{dt} \quad (21)$$

$v_d/2$ es la tensión media del bus de continua, v_u es la tensión de la rama superior, i_u es la corriente de la rama superior, v_a tensión de salida del convertidor, v_l es la tensión de la rama inferior e i_l corriente que atraviesa la rama inferior.

Las variables que aparecen en las ecuaciones están referenciadas en la figura 56.

Respectivamente, sumando y restando estas dos relaciones, e introduciendo las corrientes circulantes i_c y de salida i_s se obtiene:

$$\frac{Ldi_s}{2dt} = \frac{-v_u + v_l}{2} - v_a - \frac{R}{2}i_s \quad (22)$$

$$\frac{Ldi_c}{dt} = -\frac{v_u + v_l}{2} + \frac{v_d}{2} - Ri_c \quad (23)$$

$$v_s = \frac{-v_u + v_l}{2} \quad (24)$$

$$v_c = \frac{v_u + v_l}{2} \quad (25)$$

De manera similar, la tensión interna v_c controla la corriente de circulación i_c (pero con signo opuesto), como lo muestra la segunda relación. Para que i_c sea puramente continua, según se desee, el convertidor debe controlarse de modo que $v_c = v_d/2 - R i_c \approx v_d/2$, ya que el lado derecho de la segunda relación luego desaparece en la primera relación. La impedancia que se debe considerar está compuesta por $L/2$ y $R/2$.

5.1.3 CORRIENTE DE SALIDA

Ahora es el momento de aplicar los resultados recopilados hasta ahora a la tarea de controlar la corriente de salida de la MMC-HB. La corriente de salida evoluciona según la primera relación en la ecuación:

$$\frac{L}{2} \frac{di_s}{dt} = v_s - v_a - \frac{R}{2} i_s \rightarrow i_s = \frac{2}{sL + R} (v_s - V_a) \quad (26)$$

En la (26), la tensión del bus de CA v_a se resta de v_s ; la corriente de salida es accionada por la diferencia de tensión $v_s - v_a$. En terminología de control se dice que v_a es una perturbación de carga. La tensión del bus de CA es una senoide de frecuencia fundamental, cuya amplitud y ángulo de fase idealmente deberían ser constantes.

5.1.4 CORRIENTE CIRCULANTE

El control de corriente circulante está íntimamente vinculado al control de tensión. Por lo tanto, el controlador de la corriente circulante debe modificarse en cierta medida para adaptarse al esquema de control de tensión. La dinámica de la corriente de circulación se rige por:

$$L \frac{di_c}{dt} = \frac{v_d}{2} - v_c - R i_c \rightarrow i_c = \frac{1}{sL + R} \left(\frac{v_d}{2} - V_c \right) \quad (27)$$

De manera similar a la tensión de salida v_s , v_c es igual a su referencia retrasada T_d , más un componente parásito Δv_c :

$$v_c = e^{-sT_d} v_c^* + \Delta v_c \quad (28)$$

Este componente parásito representa armónicos de conmutación. Para el control de tensión directa un componente de dos veces la frecuencia fundamental se suma a Δv_c . Además, un término feedforward, $v_d/2 - Ri^*c$ (Cuando, en la práctica, se debe usar una estimación en lugar de R), se puede agregar para compensar la caída de tensión resistiva y el término $v_d/2$. Dado que la tensión del bus de CC en general tiene menor cantidad de armónicos (y otras perturbaciones) que la tensión del bus de CA. Eso da lugar una relación de control:

$$v_c^* = \frac{v_d}{2} - Ri_c^* - R_a \left(1 + \frac{2\alpha_2 s}{s^2 + (2\omega_1)^2} \right) (ic^* - ic) \quad (29)$$

$$i_c^* = \frac{i_d}{M} + \Delta i_c^* \quad (30)$$

Donde R_a es la ganancia de P . Dado que v_c entra a la ecuación con un signo negativo, el término proporcional para el error de control $i^*c - ic$ debe tener un signo negativo en la ecuación. La referencia se establece en el valor de CC deseado $i_d/M = P/(Mv_d)$, más un incremento opcional, Δi^*c . excepto cuando se usa el control de tensión de circuito cerrado.

La ganancia R se selecciona de manera similar. La ganancia P aumenta efectivamente la resistencia de R a $R + R_a$; puede ser considerado como una "resistencia activa" (también llamada resistencia virtual), que se distingue con el subíndice a .

El controlador de corriente circulante debe estar diseñado para rechazar los componentes parásitos Δv_c y para aumentar la amortiguación [de R/L a $(R + R_a)/L$], pero no es necesario ser tan agresivo como el controlador de corriente de salida.

Dicho esto, y sabiendo la naturaleza de la planta, podremos montar el modelo de SIMULINK para la simulación de la planta.

5.1.5 MODELO SIMULINK

Los bloques contenidos en el modelo son los que aparecen en las figuras 58-60.

El control de la corriente saliente se ha representado en la Fig. 58.

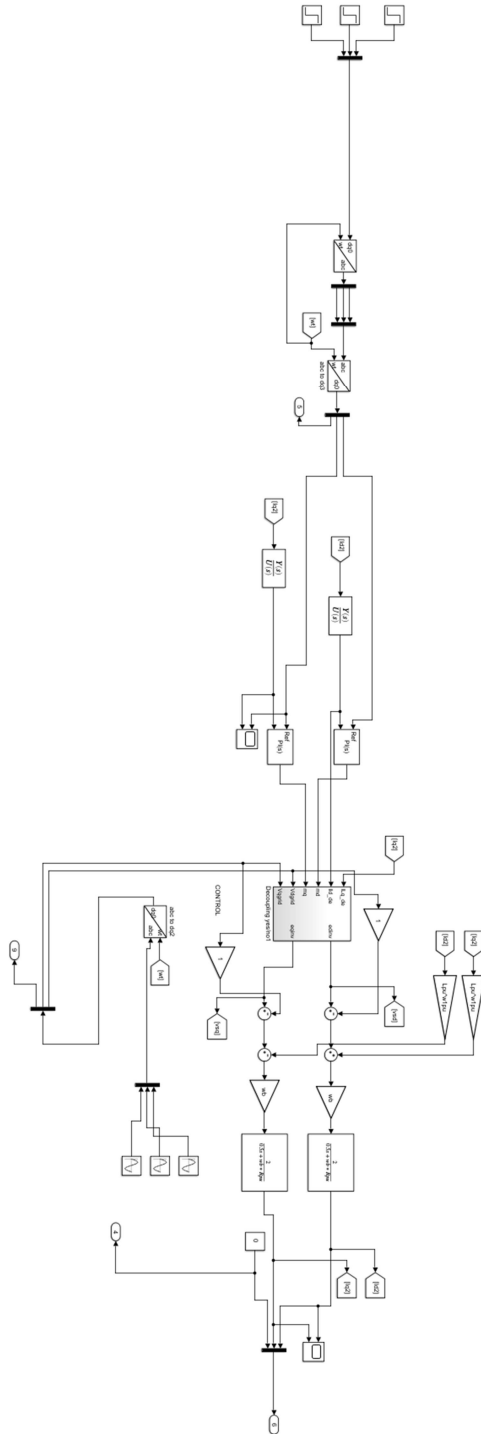


Figura 57. Diagrama del control de la corriente saliente.

El control de corriente circulante y salidas de las corrientes aplicadas a los convertidores se ha representado en la Fig. 59.

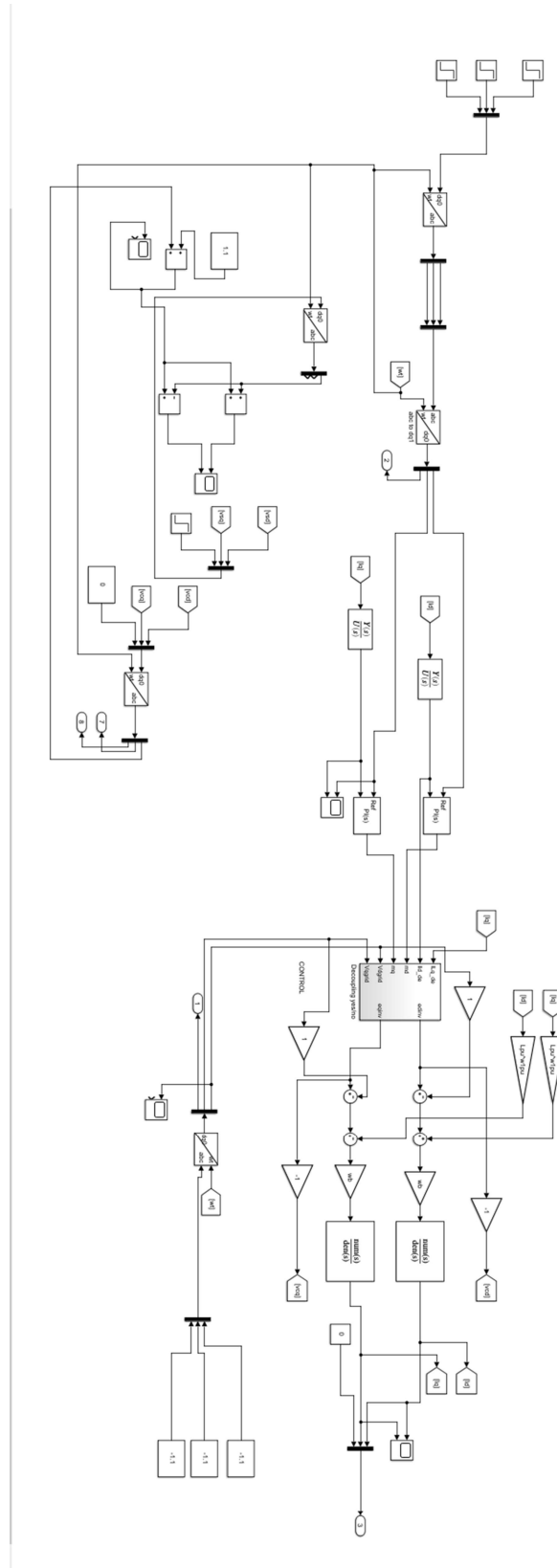


Figura 58. Diagrama del control de la corriente circulante y cálculo de la tensión de los convertidores

El establecimiento del tiempo y la frecuencia de la red para la transformada de Park se ha representado en la Fig.60.

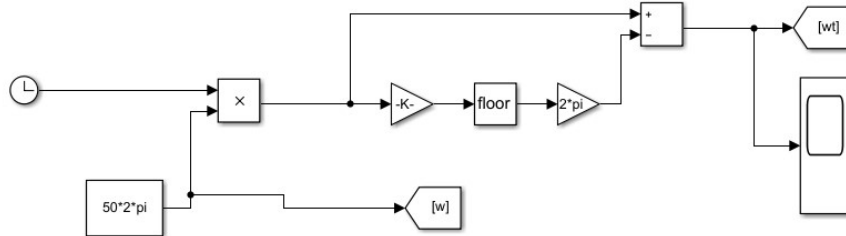


Figura 59 Diagrama sistema establecedor de la variable tiempo.

5.1.6 RESULTADOS DE LA SIMULACION

La respuesta del control de la corriente de salida en ejes dq para una referencia de 0.8 y 0.3 para las corrientes i_d e i_q :

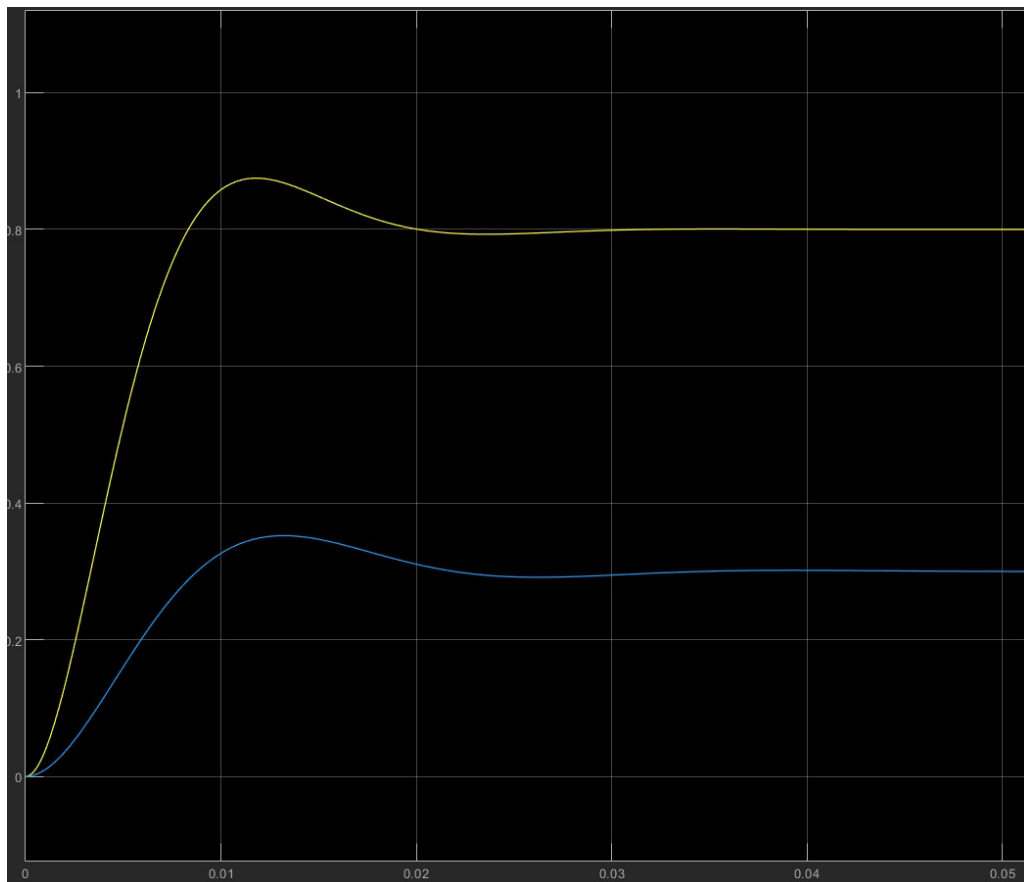


Figura 60 Respuesta a escalón de 0,8 y 0,3 pu de corriente en la referencia de i_d e i_q en $t=0$ para el control de corriente de salida. Recorrido de captura de 0.1s.

El control se mantiene sin problemas con una respuesta rápida y con poco sobrepaso. Hemos utilizado el mismo control que el que usábamos para los sistemas en puente completo, puesto que el esquema del circuito utilizado para la corriente saliente es el mismo.

La respuesta del control de la corriente circulante en ejes dq para una referencia de 0.3 y 0.1 para las corrientes i_d e i_q :

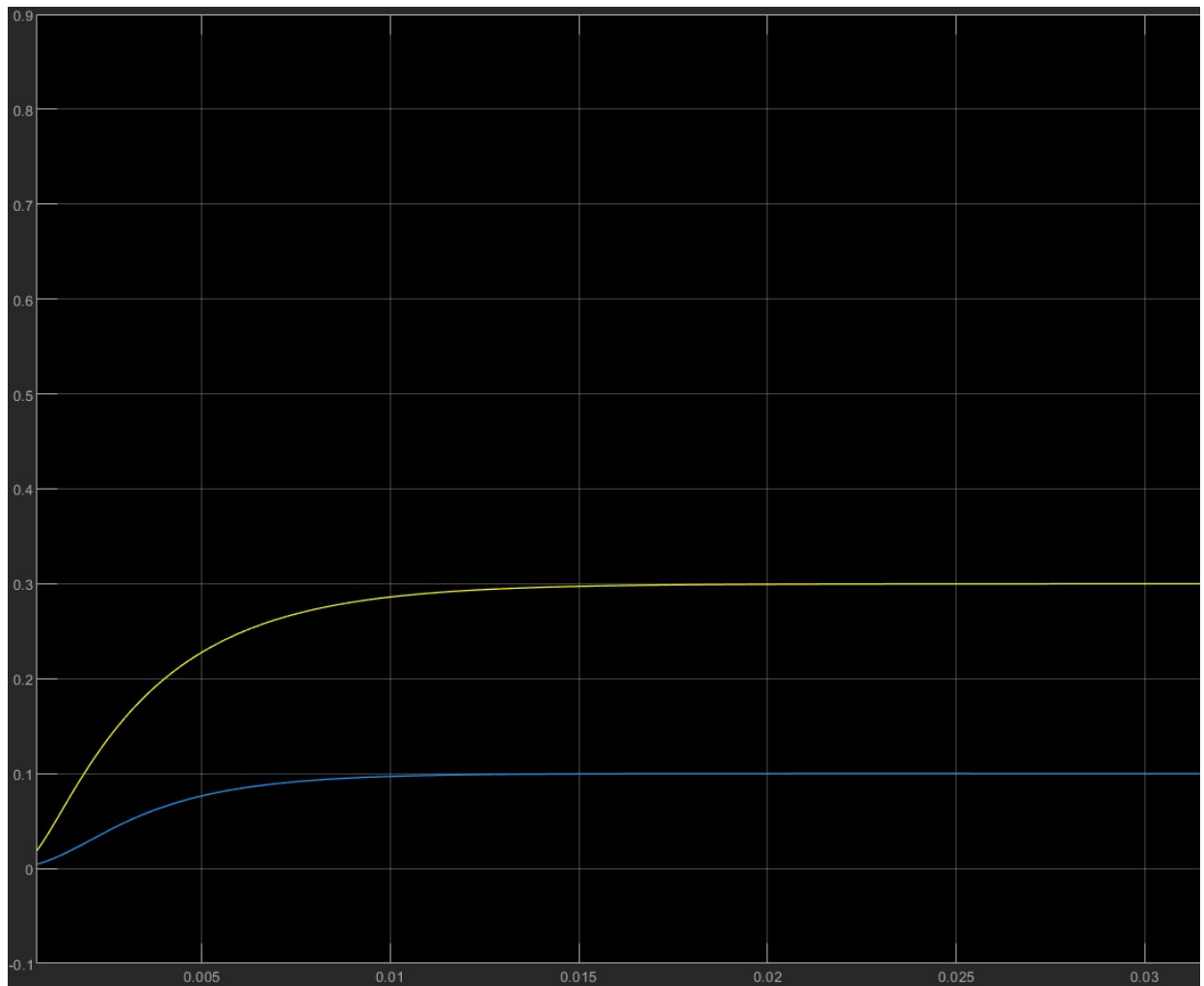


Figura 61 Respuesta a escalón a escalón de 0,3 y 0,1 pu de corriente en la referencia de i_d e i_q en $t=0$ para el control de corriente circulante. Recorrido de la captura de 0.03s.

El control de la corriente circulante da una respuesta amortiguada y rápida para una corriente de referencia de 0,3 y 0,1 p.u. Adaptando el modelo de los sistemas anteriores de manera que se adaptara al circuito equivalente de la corriente circulante hemos podido utilizar el regulador utilizado para el puente completo

La forma de las tensiones v_u y v_l se ha representado en la Fig.62.

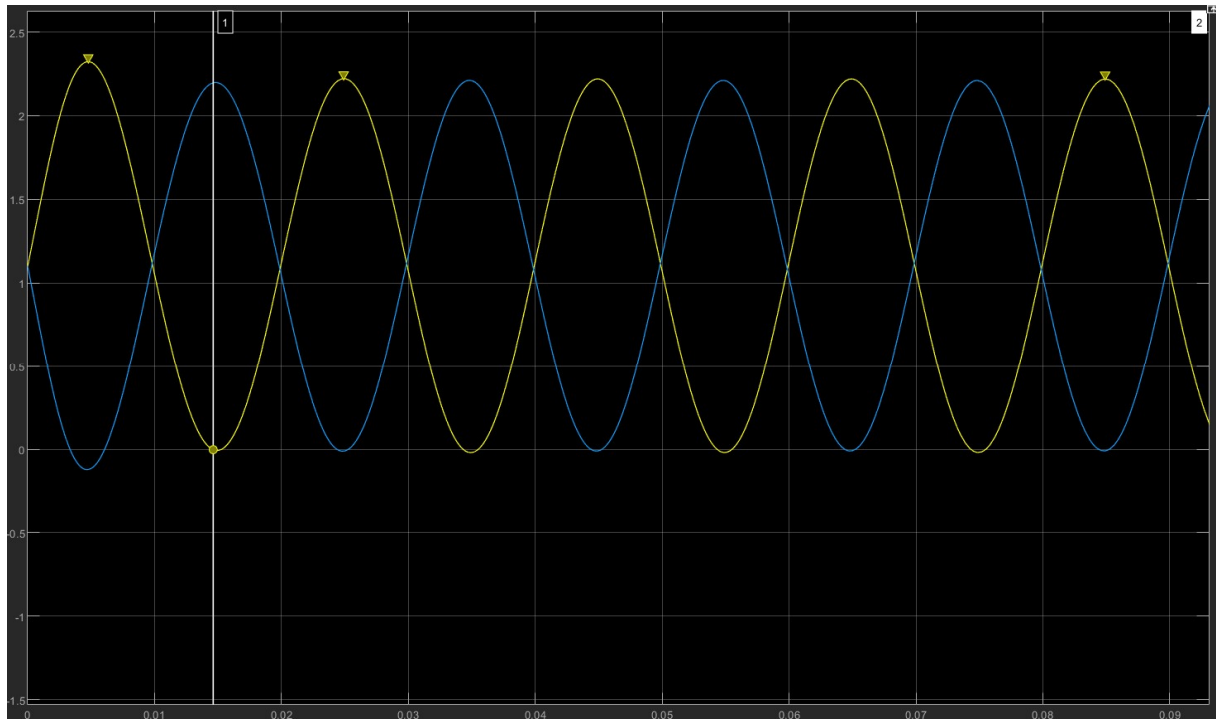


Figura 62 Onda de tensión de salida de los brazos Half-Bridge. Recorrido de captura de 0.1s.

5.2 CONCLUSIÓN

A la hora de elegir entre uno de los dos tipos de MMC (Full o Half-Bridge) para integrarlo en nuestro sistema, una de las opciones resulta mucho más práctica que la otra. El convertidor Full Bridge.

Utilizando Full-Bridge no existe la corriente circulante, principal problema del Half-Bridge, de esta manera, el control es mucho más intuitivo .

	Full-Bridge	Half-Bridge
nº Condensadores por módulo	4	2
nº IGBTs por módulo	4	2
nº Diodos por módulo	1	1
Brazos por fase	1	2
Materiales totales por módulo y fase	9	10

Si a esto le sumamos que el número de módulos por brazo incrementa significativamente en un sistema Half-Bridge, la opción que resultará más económica además será un sistema Full-Bridge.

En resumen, la facilidad que da el control del Full-Bridge en conjunto con la cantidad de material que requiere lo hace la opción más práctica y la más económica, dejando de lado el modelo de control por Half-Bridge.

6. RESUMEN

En este proyecto se ha estudiado el comportamiento de los convertidores tipo fuente de tensión MMC para poder controlarlos y conectarlos a la red eléctrica. Aun existiendo dos tipos de convertidores MMC hemos decidido estudiar con más detalle los convertidores de puente completo por lo intuitivo del diseño de sus controles.

El desarrollo del estudio se ha centrado en 3 puntos principales:

- El diseño del control de corriente para una conexión a red a través de un filtro L.
- EL diseño del control de tensión para la conexión a una carga a través de un filtro LC.
- La comparativa entre el uso de convertidores de puente completo y medio puente.

Para el diseño del control de corriente hemos comenzado por construir un modelo simplificado a partir de las ecuaciones que definen el sistema para dimensionar nuestro regulador PI, que posteriormente se ha aplicado sobre el modelo detallado.

Antes de haberlo probado en el modelo detallado hemos realizado una calibración de los convertidores. Este paso se realiza para saber cuál es la relación entre el valor en unitarias de la onda moduladora en comparación con el valor en unidades reales de la tensión de salida de los convertidores.

Hemos puesto a trabajar en paralelo dos sistemas alimentando a cargas trifásicas idénticas. Uno de ellos alimenta la carga con generadores ideales que reciben su valor de referencia en voltios mientras que el otro alimenta la carga utilizando convertidores.

Alimentando los generadores ideales a través de una ganancia de valor K haremos una comparación con la salida de los convertidores y ajustaremos su valor hasta que ambas salidas coincidan. Finalmente, el valor de K ha sido igual al número de módulos de cada convertidor por la tensión de cada condensador.

Tras ajustar la calibración el resultado ha sido satisfactorio en tanto que el control ha respondido rápidamente a los cambios de referencia sin sobrepasos ni resonancias.

Una vez terminado el control de corriente hemos procedido igual para el control de tensión. Hemos realizado un primer modelo simplificado sobre el que hemos diseñado el regulador que posteriormente hemos probado sobre el modelo detallado.

Al igual que ha ocurrido con el control de corriente, el resultado ha sido exitoso. La respuesta es algo más lenta que la del control de corriente, pero aun con todo y ello responde bien a los cambios de referencia con un sobrepaso muy pequeño.

Por último, hemos realizado un ensayo del funcionamiento de un control de la corriente de salida para convertidores de medio puente. Para este caso ayudándonos de las ecuaciones que definen el sistema hemos visto que podíamos mantener los controles que teníamos cambiando ligeramente las plantas. El resultado final funciona relativamente bien pero la complicación derivada de tener que controlar dos corrientes a la vez, la circulante y la saliente, es importante.

Tras el ensayo y la comparación de material utilizado para cada tipo de convertidor hemos concluido en que el uso de los convertidores de puente completo es la opción más práctica y más económica.

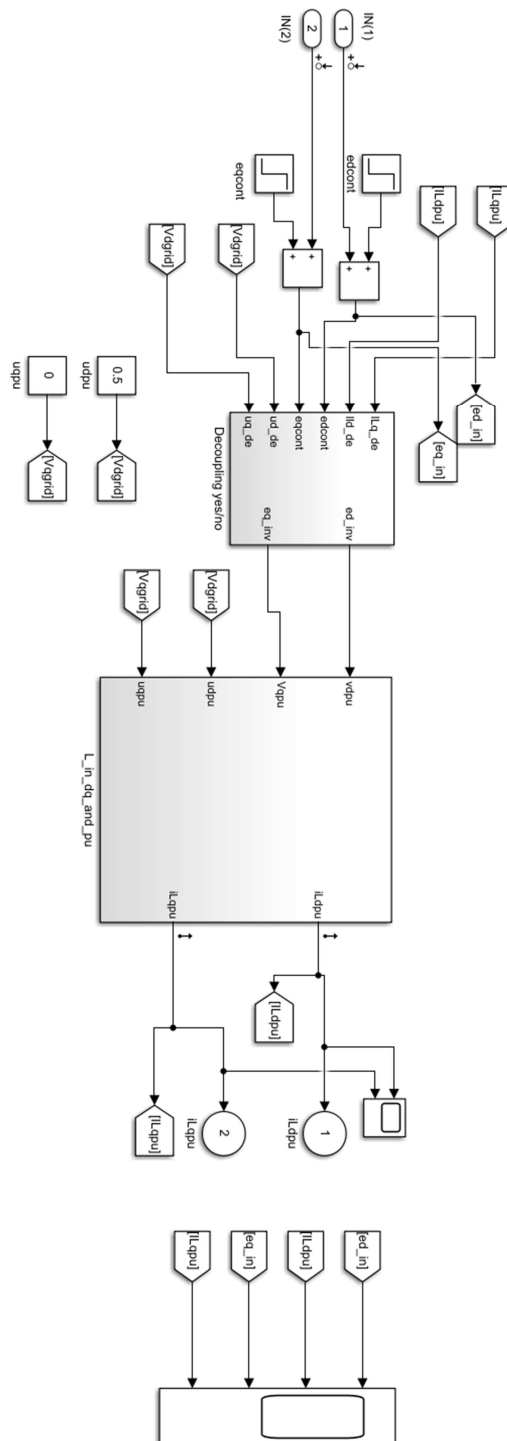
Finalmente, el estudio ha llegado a los objetivos que se proponía. Hemos imitado satisfactoriamente el comportamiento de los convertidores y hemos conseguido proponer unos controles funcionales.

7. REFERENCIAS

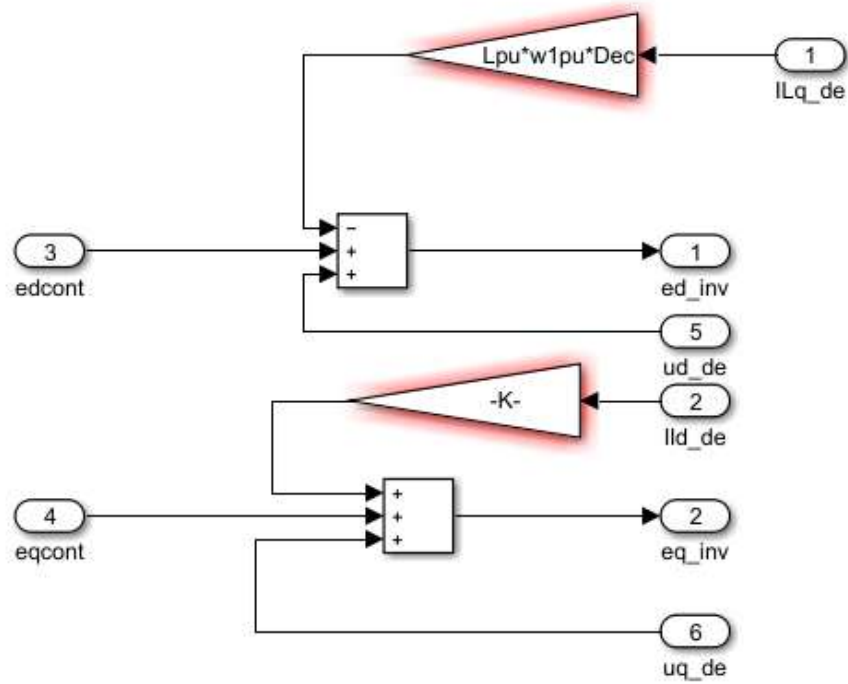
- [1] Jovcic.D, Ahmed.K , 2015 ,High voltage direct current transmission, Chichester, West Sussex, PO19 8SQ, United Kingdom, WILEY
- [2]Sharifabadi.K , 2016, Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems, Chichester, West Sussex, PO19 8SQ, United Kingdom, WILEY
- [3] F. Luis Pagola,2006,Regulación Automática,25,Colección Ingeniería,Universidad Pontificia de Comillas, San Vicente Ferrer 71 , Madrid 28015 , España,Edisofer SL
- [4] “ Ayuda Bloque simulink Convertidor MMC” último acceso en 24/07/2019
<https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/halfbridgemmc.html>

8 ANEXO PROGRAMAS SIMULINK UTILIZADOS

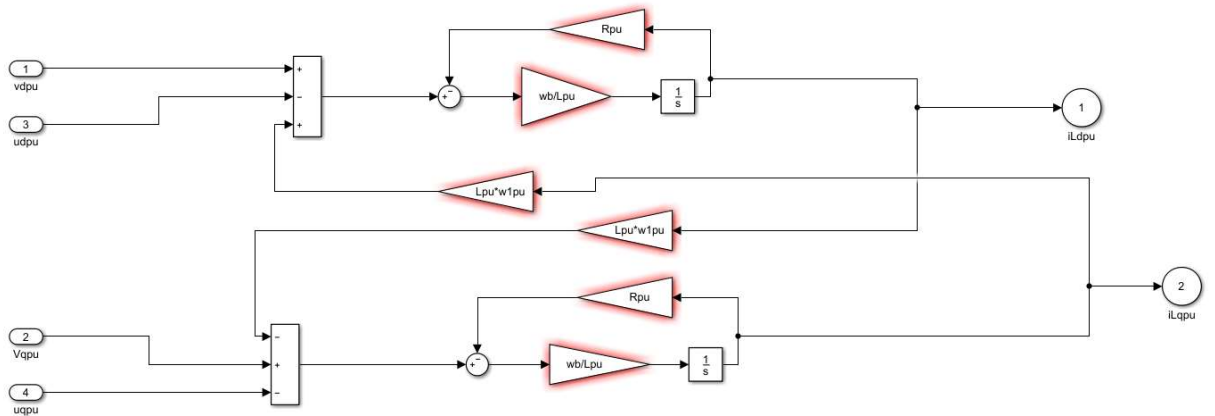
8.1 Ldqp.slx



- Interior bloque decoupling:

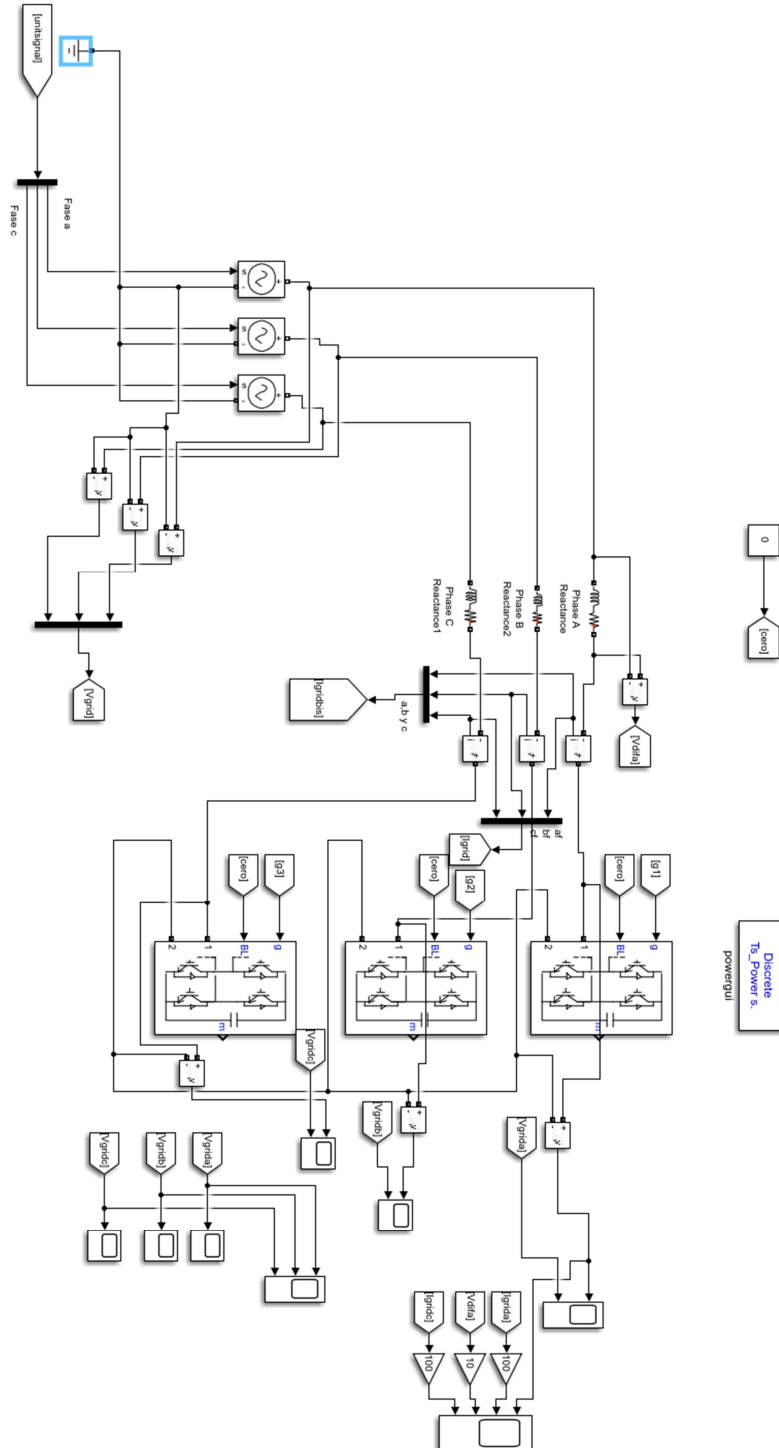


- Interior bloque L_in_dq_and_pu

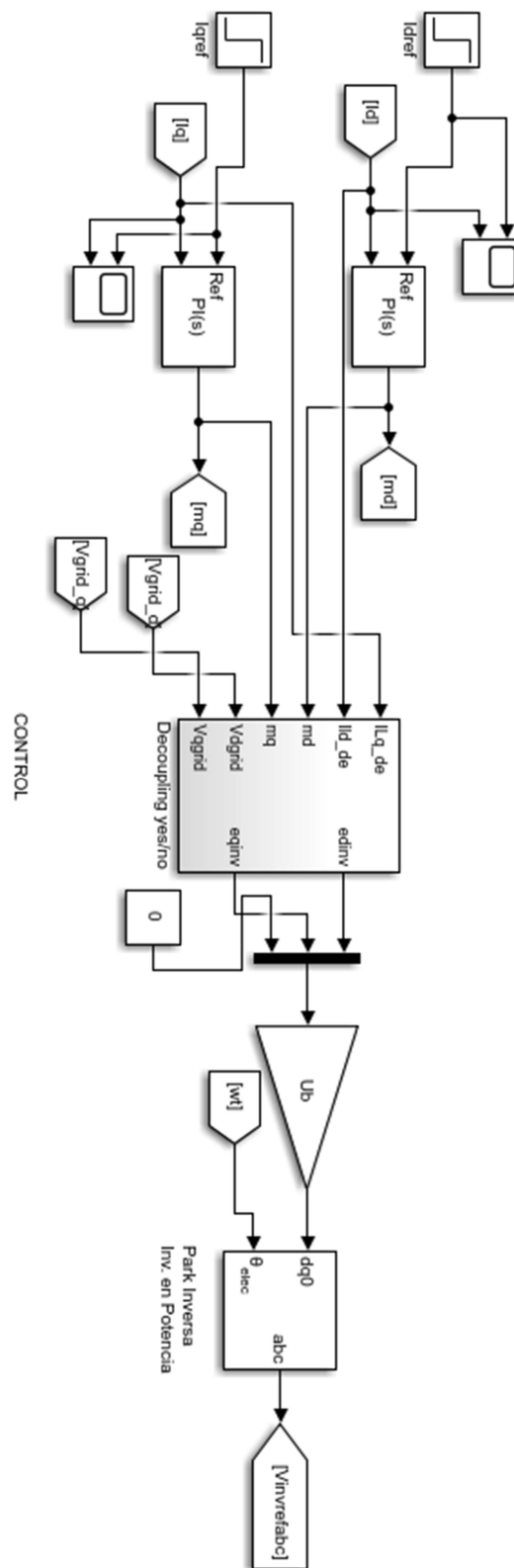


8.2 MODULOS_MMC_A_RED_ELECTRICA_CONTROL_INTENSIDAD.slx

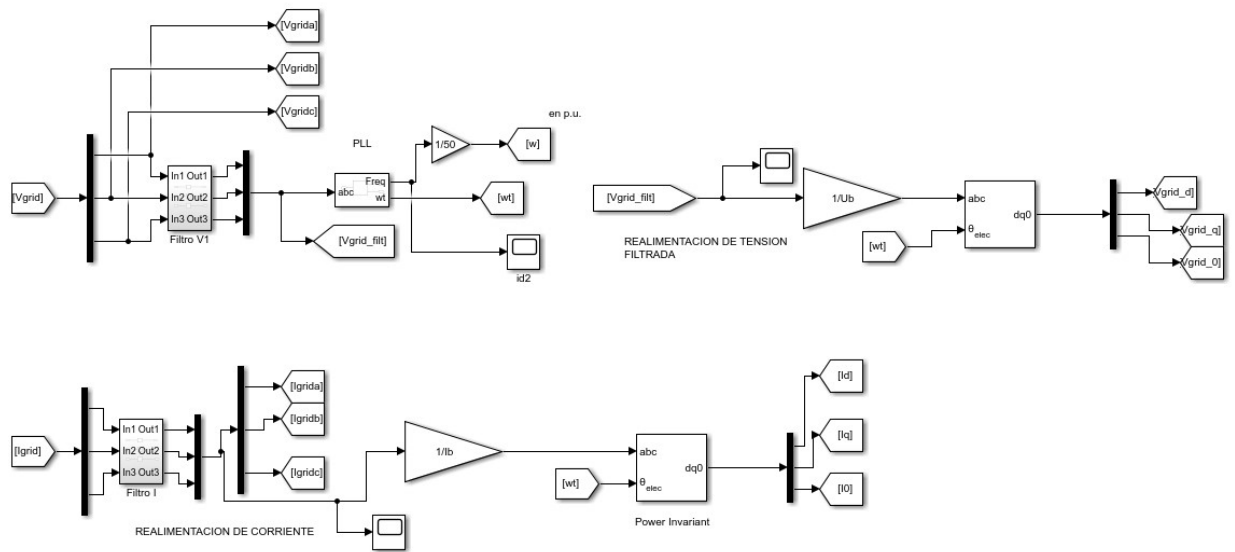
- Sistema físico



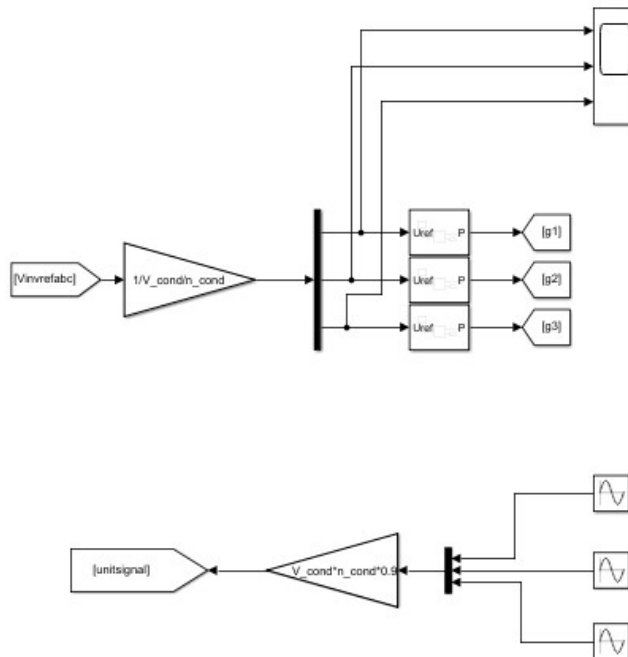
- Control



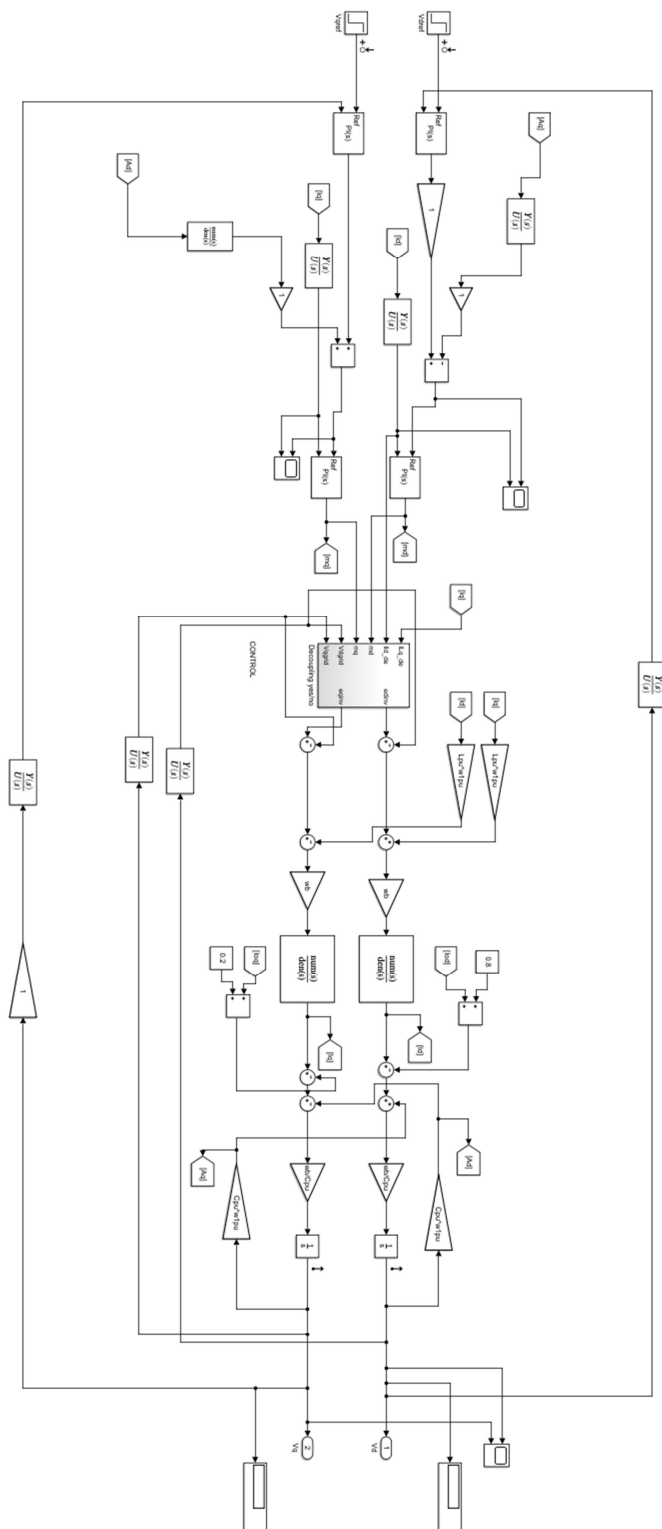
- Filtrado y realimentación de las corrientes



- Alimentación de las moduladoras y red eléctrica



8.3 PLANTA_DESIGN_CONTROL_TENSION.slx



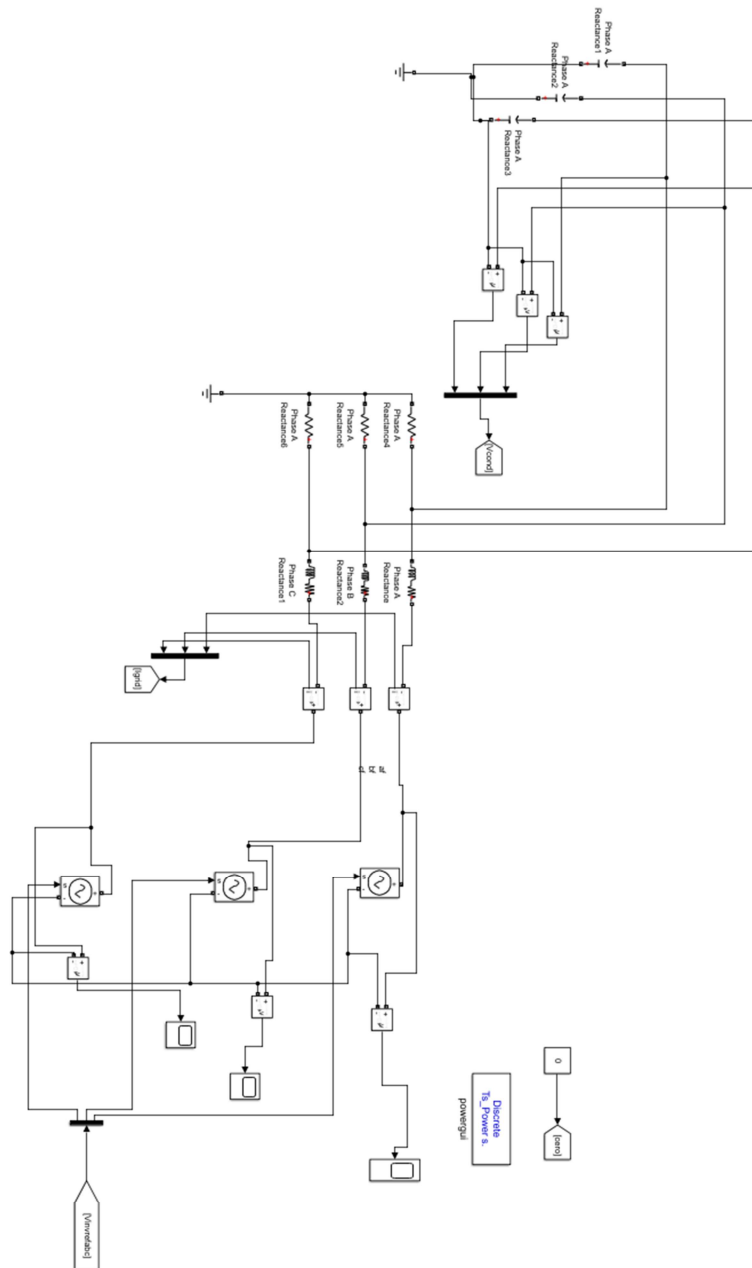
8.4 CONTROL_TENSION_EN_GENERADORES_IDEALES

Los controles, alimentaciones y filtros son iguales para todos los programas

CONTROL_TENSION y se añadirán en el programa

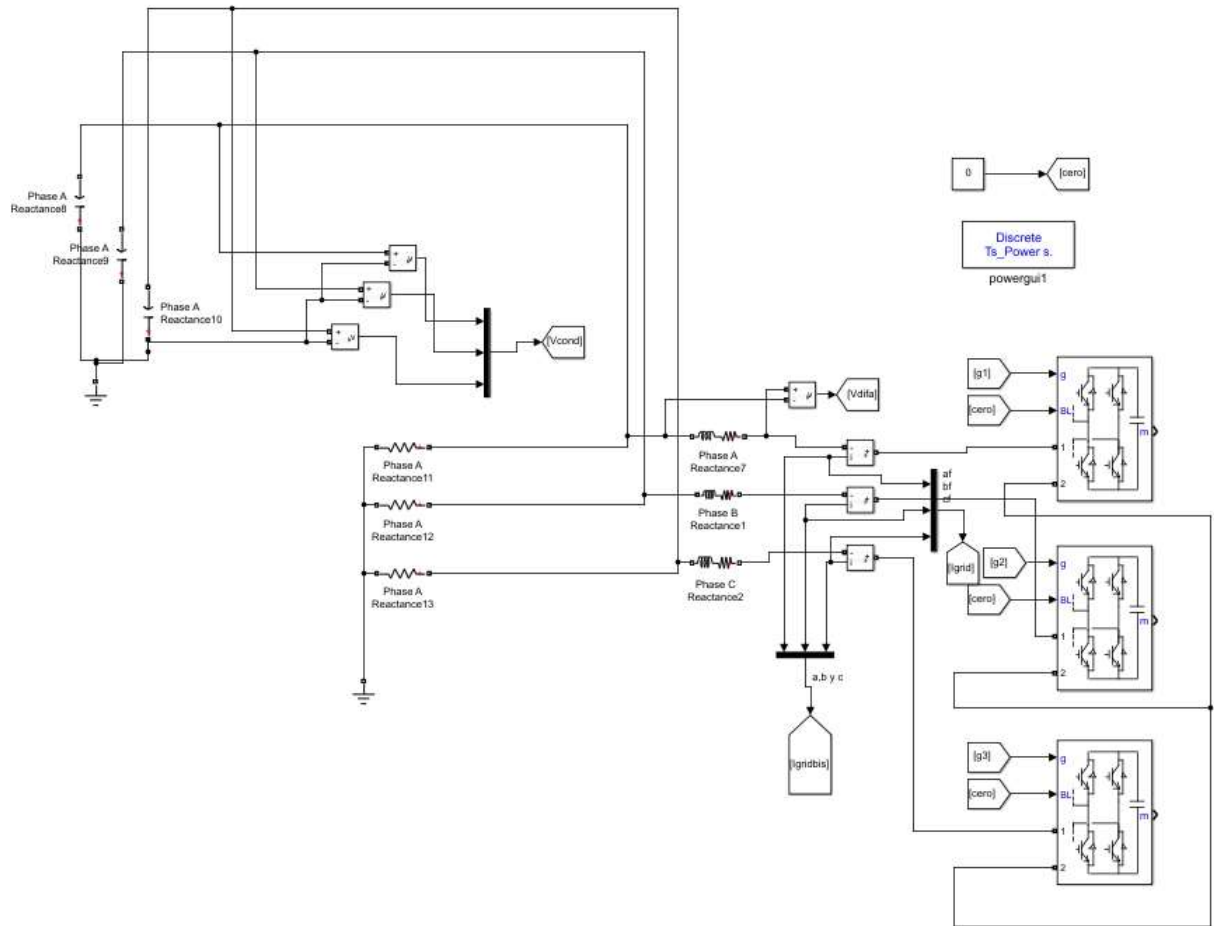
CONTROL_TENSION_MMC_CONECTADO_A_RED

- Sistema físico



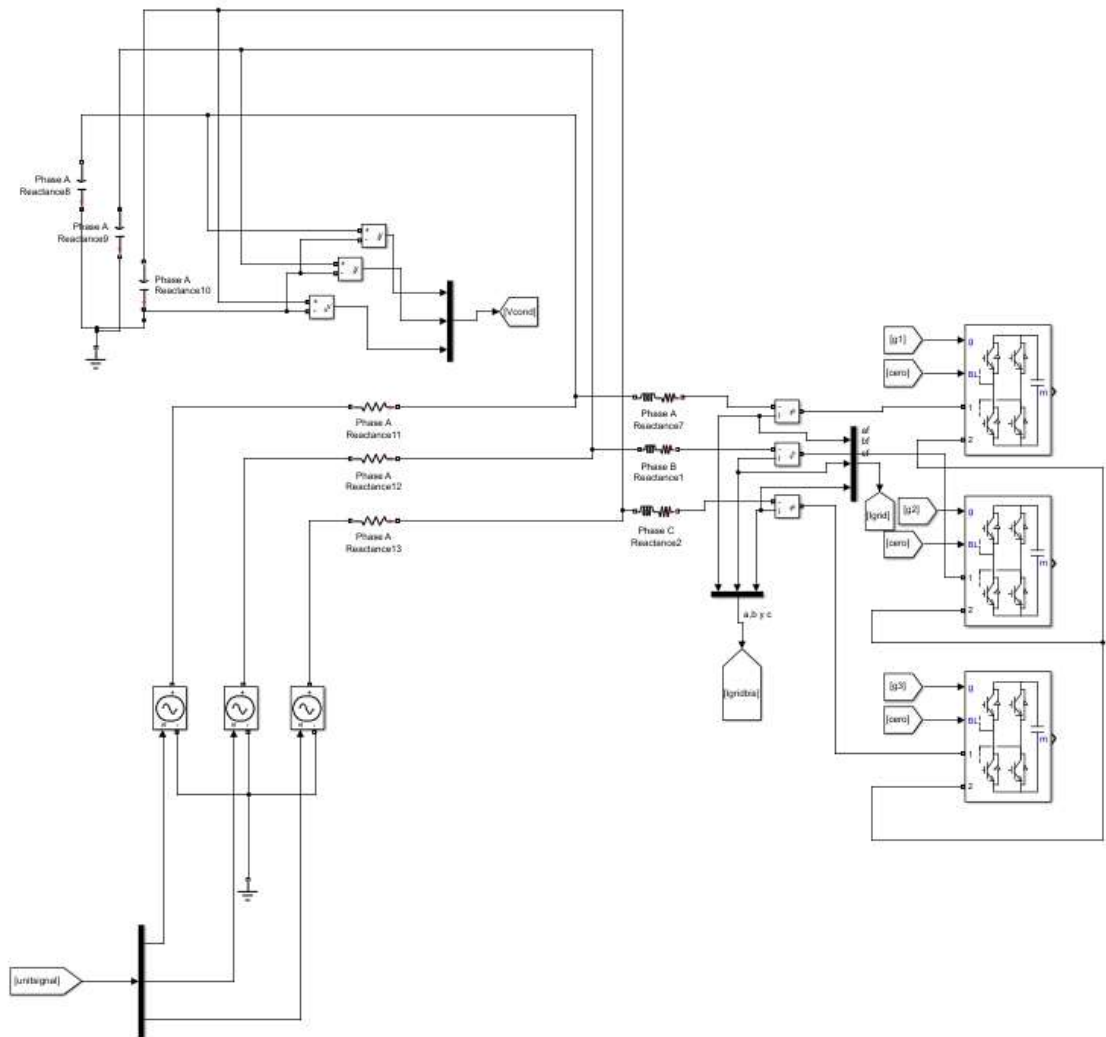
8.5 CONTROL_TENSION_MMC_A_CARGA

- Sistema físico

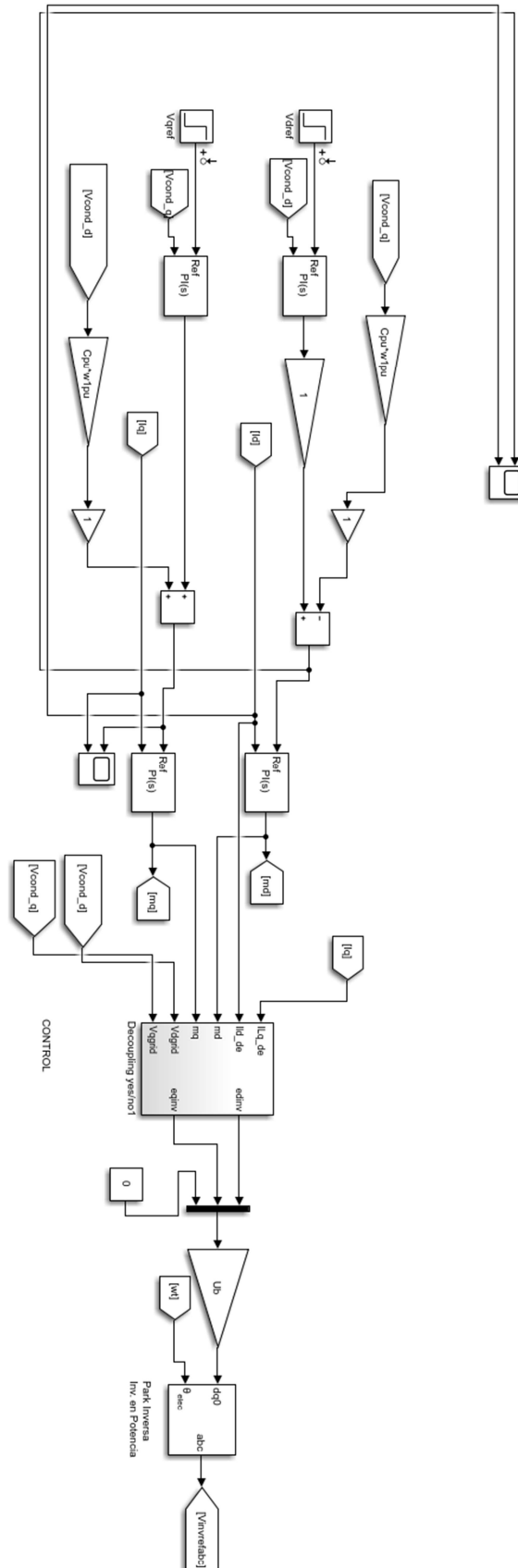


8.6 CONTROL_TENSION_MMC1_A_RED_ELECTRICA

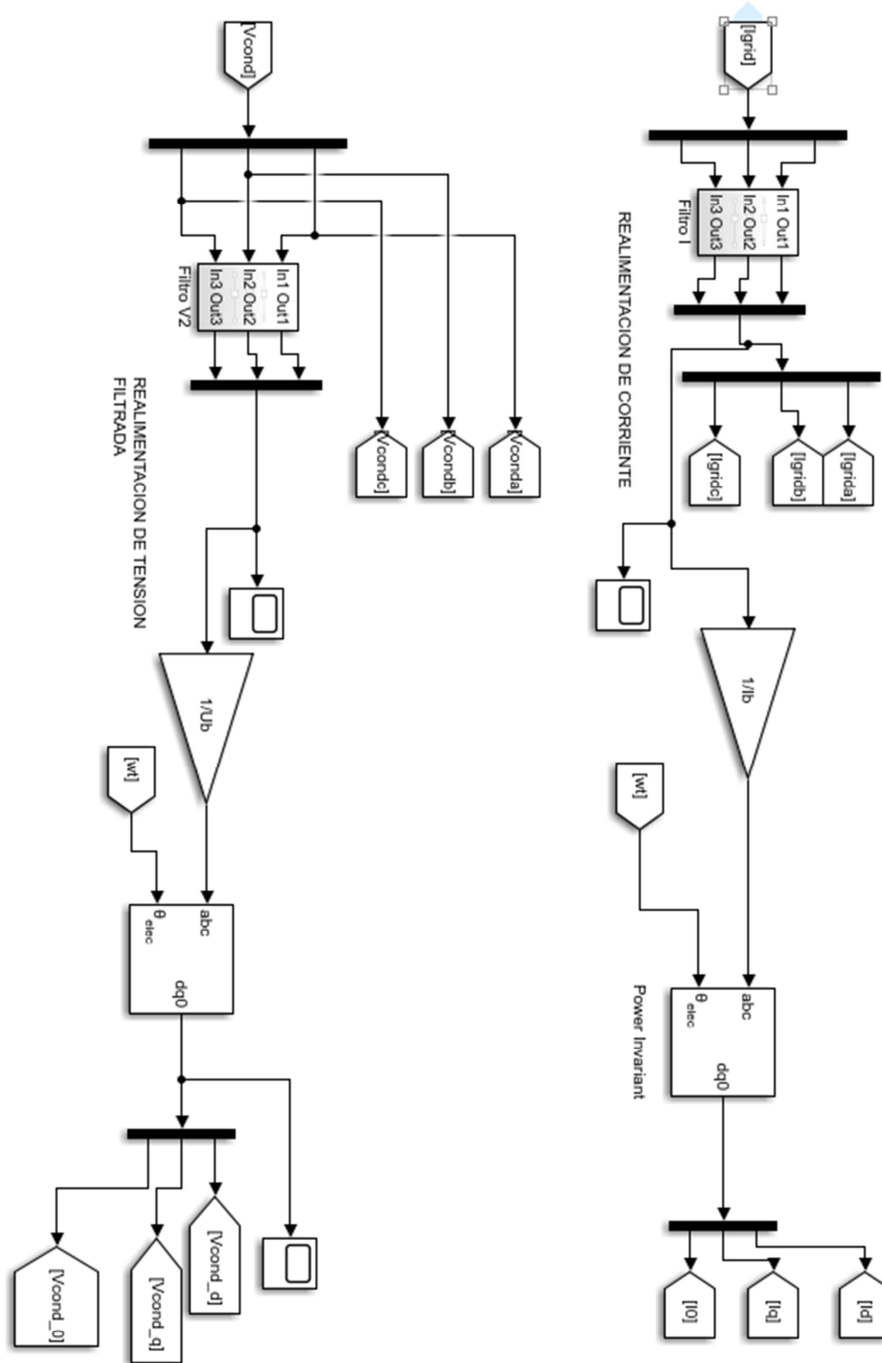
- Sistema físico



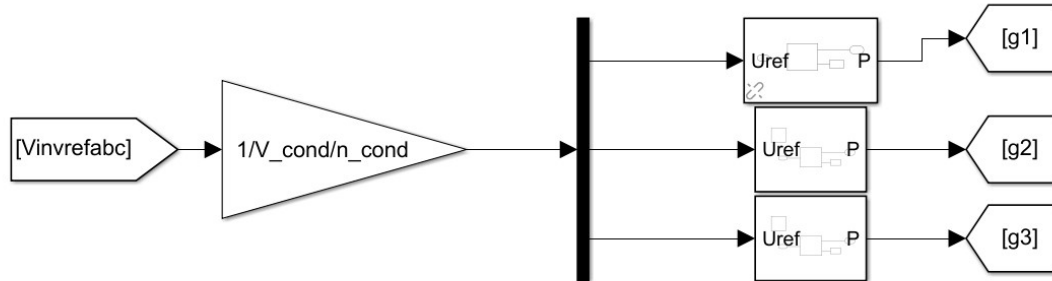
- Control de tensión



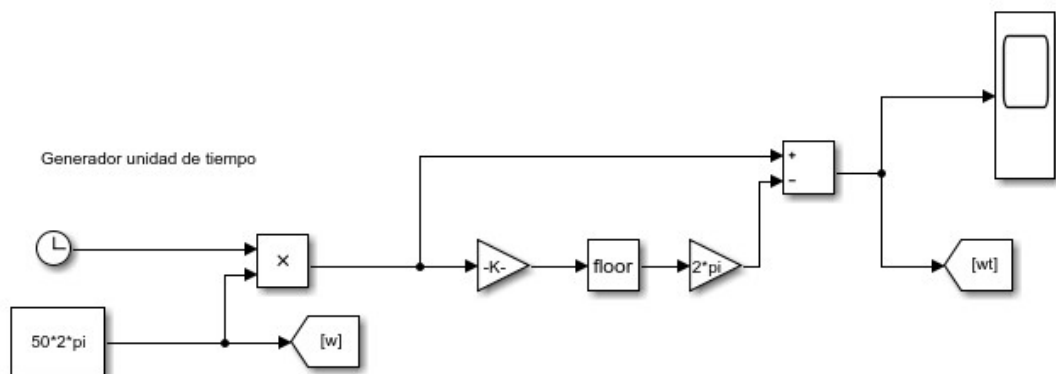
- Realimentación de corriente y tensión



- Alimentación moduladoras



Generador unidad tiempo



9. ANEXO CODIGO MATLAB UTILIZADO

% CARGO PARAMETROS TFG, Y USO UN MODELO d-q PARA VER ALGUNAS FUNCIONES DE
% TRANSFERENCIA

%Parámetros iniciales

```
Ts_Power=1.15e-5;
V_peak=1;          %En valores por unidad
IND_phase=0.11;
V_realpeak=220000;
n_cond=80;
V_cond=5000;
RI=1;              % resistencia de la bobina
Lreal=0.11;
Creal=0.23e-6
% La variable de Laplace
s=tf('s');
%% La red electrica
Vgridpeak=V_cond*n_cond*0.9;    % algo menor que la máxima
```

% Parámetros

% MAGNITUDES BASE

```
wb=50*2*pi;        % freq base rad/s
Ub=Vgridpeak/sqrt(2); % tension base, la simple rms
Sb=100e6;          % Potencia base trifasica
Ib=Sb/3/Ub;        % Corriente base
Zb=Ub/Ib;          % Impedancia base
Lb=Zb/wb;          % Inductancia base
Cb=1/(wb*Zb)       % Capacidad base

Lpu=Lreal/Lb;      % L en pu
Cpu=Creal/Cb;
Rpu=RI/Zb;         % R en pu Muy pequeña
w1pu = 1;          % freq. de trabajo en pu
ModctePcte=sqrt(3/2); % Para transformada de Park invariante en potencia

Dec=1;             % Dec=0, No desacoplo
                  % Dec=1, Si desacoplo

m =1;
```

%%%%%%%%% FUNCIONES DE TRANSFERENCIA USANDO EL MODELO Ldqp.slx

```
[Abis,Bbis,Cbis,Dbis]=linmod('Ldqp');
[num_ed_11,den_ed_11]=ss2tf(Abis,Bbis,Cbis,Dbis,1); % num_ed tiene dos filas
tf_ided_1=minreal(tf(num_ed_11(1,:),den_ed_11)); % TF entre id/ed, 0 (sin desacoplar)
tf_iqed_1=minreal(tf(num_ed_11(2,:),den_ed_11)); % TF entre iq/ed, 0 (sin desacoplar)
```

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

```
[num_ed_21,den_ed_21]=ss2tf(Abis,Bbis,Cbis,Dbis,2); % num_ed tiene dos filas
tf_ideq_1=minreal(tf(num_ed_21(1,:),den_ed_21)); % TF entre id/ed, 0 (sin desacoplar)
tf_iqeq_1=minreal(tf(num_ed_21(2,:),den_ed_21)); % TF entre iq/ed, 0 (sin desacoplar)
P=minreal(tf_ideq_1); % Uso esta planta para diseñar cuando tengo
% el inversor
```

```
%%% P tiene la funcion de transferencia entre la tension aplicable de eje d
%%% y la corriente de eje d
[zf,pf,kf]=besself(3,2000*1.5*pi); % antes era 5*2000 para 12 kHz y 2000*2 para 6kHz
besselffaa=minreal(zpk(zf,pf,kf));
% El filtro que ponemos
tffiltro=tf(besselffaa);
% La planta más el filtro
PplusFiltbessel=minreal(P*tffiltro);
```

```
% Diseño el regulador, teniendo en cuenta el filtro
% FRECUENCIA DE CRUCE
wo=700; %
Mf=60; % MARGEN DE FASE
Planta=PplusFiltbessel; % CON BESSEL, LAZO ABIERTO PARA DISEÑO
[magplanta,faseplanta]=bode(Planta,wo);
alphaPI=-180+Mf-faseplanta;
work=alphaPI+90;
wl=tan(work*pi/180);
IPIdi=wl/wo;
work=sqrt(1+wl^2)/wl;
KPIIdi=1/magplanta/work;
RegPIIdi=KPIIdi*(1+IPIdi*s)/IPIdi/s;
bPIIdi=0;
% Ahora c% Funcion de transferencia de lazo abierto
PplusFplusreg=Planta*RegPIIdi;
breg=bPIIdi; % Este valor lo fijo arbitrario, por ahora
Kreg=KPIIdi;
Ireg=IPIdi; % calculo algunas funciones de transferencia que me sirven
%%% Lazo cerrado frente a referencia
Cr=KPIIdi*(bPIIdi+(1/IPIdi/s));
CrG=Cr; % Para guardar
C=KPIIdi*(1+(1/IPIdi/s));
CG=C; % Para guardar
Pcl=minreal(Cr*(P/(1+C*Planta))); % El filtro de Bessel esta en Planta
PclG=Pcl; % Para guardar
PolesG=pole(Pcl);
%%% Y frente a la perturbacion
Pcl_d=minreal(-(P/(1+C*Planta)));
```

El código añadido para el diseño del regulador de tensión:

```
load('linsys0.mat') % Archivo que contiene la planta del sistema

tf0mat=tf(linsys1);
```

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

```
tf0u1o1=minreal(tf0mat(1,1));  
tf0u2o2=minreal(tf0mat(2,2));  
%Para el regulador de 200rad/s y 40 de margen de fase  
lw=10;l=10/100;  
Pip=(1+l*s)/l/s;  
open1p=tf0mat(1,1)*Pip;  
Pip2=10^(-29.4/20)*Pip;  
open1pp=tf0mat(1,1)*Pip2;  
Kreg2=10^(-29.4/20);  
lreg2=l;  
clc1=open1pp/(1+open1pp);
```


Resumen en español

En este proyecto se ha estudiado el comportamiento de los convertidores tipo fuente de tensión MMC para poder controlarlos y conectarlos a la red eléctrica. Aun existiendo dos tipos de convertidores MMC hemos decidido estudiar con más detalle los convertidores de puente completo por lo intuitivo del diseño de sus controles.

El desarrollo del estudio se ha centrado en 3 puntos principales:

- El diseño del control de corriente para una conexión a red a través de un filtro L.
- EL diseño del control de tensión para la conexión a una carga a través de un filtro LC.
- La comparativa entre el uso de convertidores de puente completo y medio puente.

Para el diseño del control de corriente hemos comenzado por construir un modelo simplificado a partir de las ecuaciones que definen el sistema para dimensionar nuestro regulador PI , que posteriormente se ha aplicado sobre el modelo detallado.

Antes de haberlo probado en el modelo detallado hemos realizado una calibración de los convertidores. Este paso se realiza para saber cual es la relación entre el valor en unitarias de la onda moduladora en comparación con el valor en unidades reales de la tensión de salida de los convertidores.

Hemos puesto a trabajar en paralelo dos sistemas alimentando a cargas trifásicas idénticas. Uno de ellos alimenta la carga con generadores ideales que reciben su valor de referencia en voltios mientras que el otro alimenta la carga utilizando convertidores.

Alimentando los generadores ideales a través de una ganancia de valor K haremos una comparación con la salida de los convertidores y ajustaremos su valor hasta que ambas salidas coincidan. Finalmente, el valor de K ha sido igual al numero de módulos de cada convertidor por la tensión de cada condensador.

Tras ajustar la calibración el resultado ha sido satisfactorio en tanto que el control ha respondido rápidamente a los cambios de referencia sin sobrepasos ni resonancias.

Una vez terminado el control de corriente hemos procedido igual para el control de tensión. Hemos realizado un primer modelo simplificado sobre el que hemos diseñado el regulador que posteriormente hemos probado sobre el modelo detallado.

Al igual que ha ocurrido con el control de corriente, el resultado ha sido exitoso. La respuesta es algo más lenta que la del control de corriente, pero aun con todo y ello responde bien a los cambios de referencia con un sobrepaso muy pequeño.

Por último, hemos realizado un ensayo del funcionamiento de un control de la corriente de salida para convertidores de medio puente. Para este caso ayudándonos de las ecuaciones que definen el sistema hemos visto que podíamos mantener los controles que teníamos cambiando ligeramente las plantas. El resultado final funciona relativamente bien pero la complicación derivada de tener que controlar dos corrientes a la vez, la circulante y la saliente, es importante.

Tras el ensayo y la comparación de material utilizado para cada tipo de convertidor hemos concluido en que el uso de los convertidores de puente completo es la opción más práctica y más económica.

Finalmente, el estudio ha llegado a los objetivos que se proponía. Hemos imitado satisfactoriamente el comportamiento de los convertidores y hemos conseguido proponer unos controles funcionales.

Resumen en inglés

In this project, the behavior of MMC voltage source type converters has been studied in order to control them and connect them to the electrical network. Even if there are two types of MMC converters, we have decided to study full bridge converters in more detail because of the intuitive design of their controls.

The development of the study has focused on 3 main points:

- The design of the current control for a network connection through an L filter.
- The design of the voltage control for connection to a load through an LC filter.
- The comparison between the use of full bridge and half bridge converters.

For the design of the current control we have started by building a simplified model from the equations that define the system to size our PI regulator, which has subsequently been applied to the detailed model.

Before having tested it in the detailed model, we performed a calibration of the converters. This step is performed to know what is the relationship between the unit value of the modulating wave compared to the value in real units of the output voltage of the converters.

We have worked in parallel two systems feeding identical three-phase loads. One of them feeds the load with ideal generators that receive their reference value in volts while the other feeds the load using converters.

Feeding the ideal generators through a gain of K value will make a comparison with the output of the converters and adjust their value until both outputs coincide. Finally, the value of K has been equal to the number of modules of each converter for the voltage of each capacitor.

After adjusting the calibration the result has been satisfactory while the control has responded quickly to the reference changes without overshoots or resonances.

Once the current control is finished, we have proceeded the same for the voltage control. We have made a simplified first model on which we have designed the regulator that we have subsequently tested on the detailed model.

As has happened with current control, the result has been successful. The response is somewhat slower than that of the current control, but still with everything and it responds well to the reference changes with a very small overshoot.

Finally, we have tested the operation of an output current control for half bridge converters. For this case, helping us with the equations that define the system, we have seen that we could maintain the controls that we had by slightly changing the plants. The final result works relatively well but the complication derived from having to control two currents at once, the circulating and the outgoing, is important.

After testing and comparing the material used for each type of converter we have concluded that the use of full bridge converters is the most practical and most economical option.

Finally, the study has reached the objectives that were proposed. We have successfully imitated the behavior of the converters and have managed to propose functional controls.