



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

**Diseño y control de un convertidor modular
multinivel para transmisión de energía
eléctrica en corriente continua de alta tensión
desde un parque eólico marino**

Autor:

Cebrián Illana, Sandra

Tutor:

**Martínez Rodrigo, Fernando
Departamento de tecnología electrónica**

Valladolid, Marzo 2018



RESUMEN Y PALABRAS CLAVE

En el presente trabajo de fin de grado se ha puesto de manifiesto el diseño de un sistema de transmisión de energía eléctrica de alta potencia desde un parque eólico marino, utilizando una tecnología novedosa con respecto al campo de los convertidores. Tras el desarrollo de las herramientas de diseño y control referentes a la transmisión de voltaje de alta tensión en corriente continua y el empleo de un convertidor modular multinivel, se ha realizado un análisis sobre un modelo de control de conexión asíncrona en el software MATLAB/SIMULINK el cual es la base para una posterior implementación de un proyecto completo.

Palabras clave: MMC, HVDC, energía eólica marina, multinivel, conexión asíncrona

ABSTRACT AND KEYWORDS

The aim of this bachelor thesis has revealed the design of a high power electric transmission system from an offshore wind farm, using an innovative technology in connection with the field of converters. After the development of high voltage direct current and the use of multilevel modular converter, performed an analysis on a control of asynchronous grid model in the software MATLAB/SIMULINK which is the basis for a subsequent implementation of a complete project.

Keywords: MMC, HVDC, offshore wind energy, multilevel, asynchronous tie



RESUMEN Y PALABRAS CLAVE

Sandra Cebrián Illana





INDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 OBJETIVOS.....	1
1.2 MOTIVACIÓN.....	1
1.3 ESTADO DEL ARTE	2
1.4 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	7
2. ESTUDIO DE LA APLICACIÓN	9
2.1 GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA DESDE PARQUES EÓLICOS MARINOS.....	9
2.1.1 TIPOS DE TURBINAS EÓLICAS	9
2.1.2 TOPOLOGÍAS RED OFFSHORE	14
2.1.3 TRANSFORMADORES.....	16
2.2 TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA DESDE PARQUES EÓLICOS MARINOS MEDIANTE HVDC-MMC	20
2.2.1 PLATAFORMA OFFSHORE	20
2.2.2 CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL	22
2.2.2.1 ESTRUCTURA BÁSICA DEL MMC	22
2.2.2.2 TOPOLOGÍAS MULTINIVEL	24
2.2.2.3 PRINCIPIOS DE OPERACIÓN DEL SUBMODULO.....	27
2.2.2.4 MODELO MATEMÁTICO MMC.....	28
2.2.2.5 DIMENSIONAMIENTO MMC.....	32
2.2.2.6 ELECCIÓN PARÁMETROS DEL MMC	33
2.2.3 CABLES HVDC	35
2.3.3.1 CABLES SUBMARINOS.....	36
2.3.3.2 TIPOS CABLES	37
2.3.3.3 RED AC CON CONEXIÓN A HVDC.....	41
2.3.3.4 CONFIGURACIÓN DE LA TRANSMISIÓN HVDC	42
2.2.4 PROTECCIONES Y PUESTA A TIERRA.....	45
2.2.5 FILTROS AC	48
2.3 CONEXIÓN A LA RED ELÉCTRICA DE TRANSPORTE DE UNA LÍNEA HVDC- MMC.	49
2.3.1 DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	50



2.3.2	FLUJO DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA.....	51
2.3.3	FALLOS EN CONEXIÓN A RED.....	53
2.4	APLICACIONES REALES.....	55
2.4.1	DOLWIN 1.....	57
2.4.1.1	CARACTERÍSTICAS PARQUE EÓLICO MARINO.....	60
2.4.1.2	CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR.....	61
2.4.1.3	CARACTERÍSTICAS TRANSMISIÓN.....	64
3.	ESTRATEGIAS DE CONTROL.....	67
3.1	PHASE LOCKED LOOP.....	67
3.2	REGULADOR DE CORRIENTE DQ.....	68
3.3	EQUILIBRADO DE LOS VOLTAJES DEL CONDENSADOR.....	70
3.4	REGULADORES DE POTENCIA ACTIVA, REACTIVA, VOLTAJE CC Y LAZOS DE CORRIENTE.....	71
3.5	TÉCNICAS DE MODULACIÓN PWM.....	74
3.6	SISTEMA ANTIWIND-UP.....	76
3.7	SISTEMA FEED-FORWARD.....	77
3.8	ARMÓNICOS.....	77
4.	TRANSMISIÓN ASÍNCRONA DE REDES CON CONEXIÓN HVDC-MMC EN ENTORNO DE SIMULACIÓN MATLAB Y SIMULINK.....	83
4.1	FUNCIONAMIENTO.....	83
4.1.1	SUBMODULOS.....	84
4.1.1.1	CONTROL SUBMODULO.....	84
4.1.1.2	RIZADO DEL CONDENSADOR.....	86
4.1.1.3	EQUILIBRADO DE LOS CONDENSADORES.....	88
4.1.2	CONTROL SISTEMA HVDC-MMC.....	89
4.2	DISEÑO DESARROLLADO.....	92
4.2.1	CONVERTIDOR 1.....	92
4.2.2	CONVERTIDOR 2.....	97
4.3	SIMULACIÓN DEL SISTEMA.....	100
4.3.1	CONVERTIDOR 1.....	100
4.3.2	CONVERTIDOR 2.....	102
4.3.3	COMPROBACIONES DE VARIACIÓN DE POTENCIA.....	104
5.	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	111



6. BIBLIOGRAFÍA.....	113
7. ANEXOS.....	117
7.1 TRANSFORMADA DE PARK	117
7.2 TRANSFORMADA DE CLARKE	119
7.3 CÓDIGO MATLAB FUNCIÓN HVDC_MMC_param.m	120
7.4 CÓDIGO MATLAB FUNCIÓN MODIFICADA HVDC_MMC_param.m...	123
7.5 RESPUESTA DE LAS VARIABLES DEL SISTEMA HVDC-MMC 1000MW ±320 KV.....	126
7.6 RESPUESTA DE LAS VARIABLES DEL SISTEMA HVDC-MMC 500MW ±320 KV.....	128
7.7 ESQUEMA CONTROL HVDC-MMC CONVERTIDOR 1	130
7.8 ESQUEMA CONTROL HVDC-MMC CONVERTIDOR 2	131



INDICE
Sandra Cebrián Illana





Índice figuras

Figura 1. Proyección SCOE para UK en 2025	3
Figura 2. Comparativa de la tecnología HVAC y HVDC	5
Figura 3. Proyecciones futuras del tamaño de turbinas eólicas.....	6
Figura 4. Áreas eólicas marinas de las costas españolas	7
Figura 5. Esquema turbina tipo A	10
Figura 6. Esquema turbina tipo B.....	11
Figura 7. Esquema turbina tipo C.....	12
Figura 8. Esquema turbina tipo D.....	13
Figura 9. Configuración radial WF.....	14
Figura 10. Configuración anillo WF.....	15
Figura 11. Configuración estrella WF	15
Figura 12. Configuración transformadores hasta 1800MW.....	18
Figura 13. Configuración transformadores de 1800-2540 MW.....	19
Figura 14. Configuración transformadores con más de 2540 MW.....	19
Figura 15. Escenario 1 para plataforma offshore	21
Figura 16. Escenario 2 para plataforma offshore	21
Figura 17. Escenario 3 para plataforma offshore	22
Figura 18. Estructura básica de MMC.....	23
Figura 19. Onda de salida AC de un MMC	23
Figura 20. Topología Neutral-Point Clamped	24
Figura 21. Topología Flying Capacitor	25
Figura 22. Topología Cascaded H-Bridge	26
Figura 23. Estados del submodulo HB.....	28
Figura 24. Primera fase de un MMC.....	29
Figura 25. Package de un módulo de 4,5 KV -FZ1200R45HL3- para aplicaciones HVDC.....	34
Figura 26. Proyecto con tecnología VSC-HVDC.....	35
Figura 27. Proyecto con tecnología MMC-HVDC.....	36
Figura 28. Capas de un conductor HVDC.....	37
Figura 29. Cable de papel impregnado	38
Figura 30. Cable refrigerado por aceite	39
Figura 31. Cable XLPE	39
Figura 32. Cable PPLP	40
Figura 33. Cable extruido para VSC.....	40
Figura 34. Configuración monopolar retorno a tierra.....	43
Figura 35. Configuración monopolar retorno metálico	43
Figura 36. Sistema bipolar HVDC	44
Figura 37. Puesta a tierra de un sistema HVDC-MMC	47
Figura 38. Proyecto offshore con conexión a red	49
Figura 39. Componentes conexión PCC.....	49
Figura 40. Distintas tensiones MMC	51
Figura 41. Diagrama PQ.....	52
Figura 42. Submodulo con protección	54
Figura 43. Distribución proyectos offshore en el Mar del Norte.....	57
Figura 44. Esquema tecnológico DoWin 1	59



Figura 45. Distribución parque eólico con conexión a DoWin Alpha	60
Figura 46. Esquema convertidor CTL.....	61
Figura 47. Comparativa de pérdidas de 2-lever y CTL.....	63
Figura 48. Cable submarino mar del Norte	65
Figura 49. Cable Mar de Wadden	65
Figura 50. Cable terrestre principal	66
Figura 51. Cable terrestre Norderney, Ems.....	66
Figura 52. Esquema de control PLL.....	67
Figura 53. Secuencia de operación dq.....	68
Figura 54. Grafica equivalencia abc- $\alpha\beta$	69
Figura 55. Grafica equivalente abc-dq	69
Figura 56. Proyección dq	71
Figura 57. PI Potencia activa.....	72
Figura 58. PI Potencia reactiva	72
Figura 59. PI Voltaje DC.....	73
Figura 60. Diagrama de control corriente CC.....	74
Figura 61. Gráfica niveles de salida de PWM.....	75
Figura 62. Diagrama de control Feed-Forward	77
Figura 63. MMC control hardware corriente circulante.....	79
Figura 64. Transmisión HVDC-MMC 1000MW, +320KV	83
Figura 65. Circuito eléctrico de un brazo de MMC.....	85
Figura 66. Rizado condensador	86
Figura 67. (a) Carga condensadores brazo superior (b) Carga condensadores brazo inferior.....	87
Figura 68. Voltaje de los condensadores	88
Figura 69. Lazo control superior HVDC MMC.....	89
Figura 70. Control sistema HVDC MMC.....	91
Figura 71. Construcción convertidor 1	92
Figura 72. Bloque de control PLL, Measurements and Transformation initial	93
Figura 73. Bloque de control potencia activa	94
Figura 74. Bloque de control potencia reactiva	95
Figura 75. Bloque regulación de corriente	96
Figura 76. Bloque PWM	97
Figura 77. Construcción convertidor 2	97
Figura 78. Bloque control Vdc.....	98
Figura 79. Configuración red con conexión convertidor 1.....	100
Figura 80. Vabc e labc 60 Hz	100
Figura 81. Potencia activa	101
Figura 82. Potencia reactiva.....	101
Figura 83. Configuración red con conexión convertidor 2.....	102
Figura 84. Vabc e labc 50 Hz	102
Figura 85. Voltaje DC (p.u.).....	103
Figura 86. Potencia activa convertidor 2.....	103
Figura 87. Potencia reactiva convertidor 2	104
Figura 88. P activa en 5 segundos al 50% de su valor inicial (0.5 p.u.)	104
Figura 89. P medida.....	105



Figura 90. Q1 activa en 6 segundos al 50% (0.5 p.u.).....	105
Figura 91. Q1 medida.....	106
Figura 92. Q2 activa en 7 segundos al 50% (0.5 p.u.).....	106
Figura 93. Q2 medida.....	107
Figura 94. Interconexión HVDC-MMC 500MW, +-320KV.....	107
Figura 95. Vabc e labc a 60 Hz.....	108
Figura 96. Vabc e labc a 50Hz.....	109
Figura 97. Vdc con P y Q al 50% de su valor inicial.....	109
Figura 98. Respuesta iq.....	126
Figura 99. iq_ref.....	126
Figura 100. id.....	127
Figura 101. id_ref.....	127
Figura 102. Respuesta id al 50% de P.....	128
Figura 103. Respuesta id_ref al 50% de P.....	128
Figura 104. Respuesta iq al 50% de Q.....	129
Figura 105. Respuesta iq_ref al 50% de Q.....	129
Figura 106. Esquema control convertidor 1.....	130
Figura 107. Esquema de control convertidor 2.....	131



INDICE
Sandra Cebrián Illana





Índice tablas

Tabla 1. Relación control de velocidad y potencia	9
Tabla 2. Estados del submodulo NPC	25
Tabla 3. Estados de conmutación del submodulo FC	26
Tabla 4. Estados del submodulo HB.....	28
Tabla 5. Parámetros de composición de cable HVDC	37
Tabla 6. Límites THD en los diferentes armónicos	50
Tabla 7. Proyectos con tecnología HVDC-VSC/MMC	56
Tabla 8. Ficha técnica del proyecto DoWin 1.....	58
Tabla 9. Estado del convertidor CTL	62
Tabla 10. Características cable submarino Mar del Norte	65
Tabla 11. Características cable submarino Mar de Wadden.....	65
Tabla 12. Características cable terrestre principal.....	66
Tabla 13. Características cable terrestre Norderney, Ems	66
Tabla 14. Número de submodulos en ON para n=5	70



INDICE
Sandra Cebrián Illana





Índice ecuaciones

Ecuación 1. Tensión de cada brazo.....	29
Ecuación 2. Capacidad efectiva de cada submodulo.....	29
Ecuación 3. Voltaje respecto el tiempo.....	29
Ecuación 4. Corriente por el brazo superior de la primera fase.....	29
Ecuación 5. Corriente por el brazo inferior de la primera fase.....	30
Ecuación 6. Dirección corrientes AC.....	30
Ecuación 7. Expresión de la corriente circulante.....	30
Ecuación 8. Corriente del brazo superior.....	30
Ecuación 9. Corriente del brazo inferior.....	30
Ecuación 10. Voltaje brazo superior.....	30
Ecuación 11. Voltaje brazo inferior.....	30
Ecuación 12. Ecuación fase del convertidor (1)	31
Ecuación 13. Ecuación fase del convertidor (2)	31
Ecuación 14. Variación de la corriente circulante.....	31
Ecuación 15. Variación del voltaje brazo superior.....	31
Ecuación 16. Corriente brazo superior.....	31
Ecuación 17. Variación del voltaje brazo inferior.....	31
Ecuación 18. Corriente brazo inferior.....	31
Ecuación 19. Matriz de variable de control del sistema.....	31
Ecuación 20. Voltaje submodulos HB.....	32
Ecuación 21. Voltaje condensadores submodulo HB.....	32
Ecuación 22. Energía de los condensadores.....	32
Ecuación 23. Energía almacenada del condensador del submodulo.....	33
Ecuación 24. Energía máxima almacenada.....	33
Ecuación 25. Capacidad del brazo (1)	33
Ecuación 26. Capacidad el brazo (2)	33
Ecuación 27. Inductancia del brazo.....	34
Ecuación 28. Equivalente de red respecto termino q	50
Ecuación 29. Equivalente de red respecto termino d	50
Ecuación 30. Valor de THD.....	51
Ecuación 31. Potencia aparente para cualquier conexión Y-T	51
Ecuación 32. Potencia activa.....	51
Ecuación 33. Potencia reactiva.....	51
Ecuación 34. Función de transferencia bloque PLL.....	68
Ecuación 35. Valor control proporcional.....	68
Ecuación 36. Valor tiempo integral.....	68
Ecuación 37. Matriz transformación $abc \rightarrow \alpha\beta$	68
Ecuación 38. Potencia activa marco dq	71
Ecuación 39. Potencia reactiva marco dq	72
Ecuación 40. Potencia de transmisión DC.....	73
Ecuación 41. Relación marco d con la potencia.....	73
Ecuación 42. Ecuación lazo interno d	73
Ecuación 43. Ecuación lazo interno q	73
Ecuación 44. Salida nivel máxima con $n=36$	75
Ecuación 45. Salida nivel 35 con $n=36$	75
Ecuación 46. Salida nivel 34 con $n=36$	75
Ecuación 47. Salida nivel 2 con $n=36$	75
Ecuación 48. Salida nivel 1 con $n=36$	75
Ecuación 49. Salida nivel mínima con $n=36$	75
Ecuación 50. Niveles saturación AntiWind-Up.....	76
Ecuación 51. Frecuencia de corte.....	78



INDICE

Sandra Cebrián Illana



Ecuación 52. Función de transferencia filtro 2° subamortiguado.....	78
Ecuación 53. THD.....	80
Ecuación 54. THD de tensión.....	80
Ecuación 55. Ecuación del comportamiento de submodulo HB.....	86
Ecuación 56. Relación V_f	92
Ecuación 57. Relación I_f	93
Ecuación 58. Potencia activa tres fases.....	93
Ecuación 59. Potencia reactiva tres fases.....	93
Ecuación 60. Potencia activa marco dq	93
Ecuación 61. Potencia reactiva marco dq	93
Ecuación 62. Potencia activa marco dq (p.u.)	94
Ecuación 63. Potencia reactiva marco dq (p.u.)	94
Ecuación 64. Potencia activa marco dq (p.u.) con restricción.....	95
Ecuación 65. Potencia reactiva marco dq (p.u.) con restricción.....	95
Ecuación 66. Ecuación regulación de corriente d	95
Ecuación 67. Ecuación regulación de corriente q	95
Ecuación 68. Ángulo PLL.....	119
Ecuación 69. Transformación dq	119
Ecuación 70. Matriz transformación $abc \rightarrow \alpha\beta$	120
Ecuación 71. Representación número complejo vector v_n	120
Ecuación 72. Representación número complejo vector v	120
Ecuación 73. Transformación $\alpha\beta$	121
Ecuación 74. Matriz transformación $abc \rightarrow \alpha\beta$	121



Glosario de términos y abreviaturas

MMC: Modular Multilevel Converter

HVDC: High-Voltage Direct Current

HVAC: High-Voltage Alternate Current

LCOE: Levelized Cost of Electricity

SCOE: Social Cost of Electricity

CC o DC: Corriente continua

CA o AC: Corriente alterna

P: Potencia activa

Q: Potencia reactiva

LCC: Line Commutated Converter

VSC: Voltage Source Converter

PWM: Pulse-width modulation

SCIG: Squirrel Cage Induction Generator (Generador de Inducción Jaula de Ardilla)

WRIG: Wound Rotor Induction Generator (Generador de Inducción de Rotor Bobinado)

DFIG: Doubly-Fed Induction Generator (Generador de Inducción Doblemente Alimentado)

PMSG: Permanent Magnet Synchronous Generator (Generador Síncrono de Imanes Permanentes)

WRSG: Wound Rotor Synchronous Generator (Generador Síncrono Rotor Devanado)

THD: Total Harmonic Distortion

NPC: Neutral-Point Clamped

FC: Flying Capacitor

CHB: Cascaded H-Bridge

HB: Half Bridge

XLPE: Cross-Linked Polyethylene



INDICE

Sandra Cebrián Illana



PPLP: Polypropylene Laminated Paper
SCADA: Supervisory Control and Data Acquisition
GIS: Gas Insulated Switchgears
AIS: Air-insulated Switchgears
NBS: Neutral Bus Switch
NBGS: Neutral Bus Ground Switch
GRTS: Ground Return Transfer Switch
MRTB: Metallic Return Transfer Breaker
PCC: Punto Conexión Común
CTL: Cascaded Two-Level
PLL: Phase Locked Loop
HV: High Voltage



INDICE
Sandra Cebrián Illana





1. INTRODUCCIÓN

1.1 OBJETIVOS

El objetivo principal del presente proyecto es poner en conocimiento el diseño que está presente en el uso de la tecnología HVDC-MMC, así como su empleabilidad en instalaciones reales y ser capaces de establecer un control óptimo del mismo.

Como objetivos desarrollados con más minuciosidad se obtienen los siguientes:

- Analizar con detenimiento el diseño sobre el convertidor modular multinivel.
- Obtener un análisis sobre el empleo de tecnología HVDC.
- Realizar un estudio sobre la influencia del empleo HVDC-MMC con respecto la generación de la energía eléctrica, su transmisión y su conexionado a red.
- Análisis de una instalación real con tecnología HVDC-MMC para obtener información de manera más concisa.
- Realizar un análisis sobre los diversos instrumentos de control que se emplean para el desarrollo de esta aplicación.
- Realizar de simulaciones que aporten verificaciones sobre los métodos de controlabilidad empleados sobre las potencias, voltajes y frecuencias.

1.2 MOTIVACIÓN

Los sistemas de generación de energía eléctrica renovable avanzan hacia una modernización constante dónde los recursos energéticos toman el papel principal.

La fuerte dependencia de los combustibles fósiles, el progresivo aumento de su coste y los nocivos efectos sobre el medio ambiente hacen que se lleve a cabo un innegable cambio hacia la adopción de diversos



recursos energéticos inagotables, económicos y respetuosos con el planeta. En este contexto, es estratégicamente necesario un enfoque en el que se involucren medios humanos, económicos y tecnológicos para llevar a cabo este gran cambio.

No cabe duda de que el escenario energético actual está cambiando debido a que tiene que hacer frente al aumento de la demanda eléctrica, el requerimiento de independencia de las fuentes agotables, el aumento de precios y permitir un planeta ambientalmente más sostenible.

La Unión Europea es pionera en este campo ya que está avanzando hacia los objetivos de seguridad de abastecimiento, competitividad y sostenibilidad. Existen unos objetivos europeos de energía para 2020 tales como una reducción de efecto invernadero de un 20% como mínimo respecto niveles de 1990 y obtener un 20% de la energía proveniente de fuentes renovables. Para 2050, la UE tiene como objetivo la reducción entre un 80-95% de las emisiones de gases de efecto invernadero lo cual conlleva a que prácticamente toda la energía eléctrica utilizada provenga de una fuente renovable.

En cuanto al marco de las fuentes renovables, la energía eólica es el recurso más sólido para cumplir con los requisitos y, sobre todo, con las investigaciones en el área de la energía eólica marina se aporta una importantísima fuente de recursos energéticos limpios.

1.3 ESTADO DEL ARTE

No cabe duda de que las energías renovables están en auge y cada vez cobran un mayor protagonismo. Actualmente, la energía eólica es una de las más utilizadas y con mayor perspectiva de futuro debido a los grandes avances que se están produciendo en dicho campo.

La fuerza del viento puede ser aprovechada en diversos medios, de ahí que surja la eólica onshore y la eólica offshore, siendo esta última la más prometedora en las próximas décadas. Este hecho se hace evidente analizando



el estudio SCOE debido a que no sólo importa el coste económico de los proyectos sino el impacto en la sociedad [29].

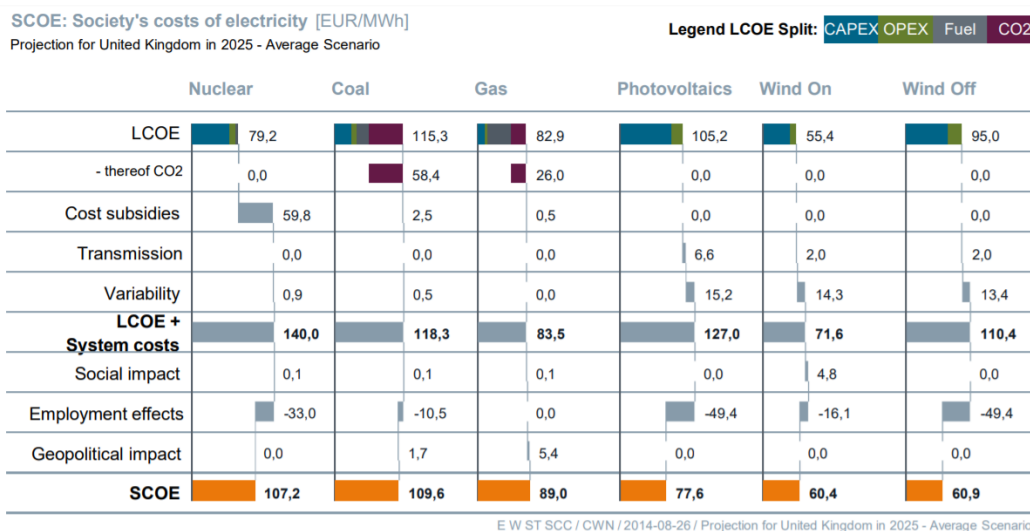


Figura 1. Proyección SCOE para UK en 2025

En el LCOE se observa como la energía eólica offshore posee un valor medio dentro del rango de todas las energías, en cuyo cálculo se tienen en cuenta los costes de inversión, operación, uso de combustible y emisión de CO₂. Posteriormente se alcanza el LCOE + System costs en el que se tienen en cuenta los factores tales como subsidios, costes de transmisión y costes de variabilidad.

El valor global, es decir, el SCOE es el que representa el coste total de la electricidad para la sociedad en cuyo cálculo se tiene en cuenta el impacto social, impacto geopolítico y económico. Tras este análisis, se puede concluir que la energía eólica es la más rentable de todas y cabe destacar, que la eólica offshore puede reducir aún más su SCOE. Además, si se tienen en cuenta ciertos requisitos previos como puede ser la construcción y montaje de un parque eólico offshore, de realizarse en tierra dichas partes, se puede ver reducido un 37% el coste del proyecto [38].

Es cierto que la eólica terrestre aporta ciertas ventajas frente eólica marina como puede ser un menor coste de inversión, transporte y mantenimiento, pero estas pueden ser obviados si se realiza un proyecto offshore eficaz. El factor más importante a la hora de crear un parque eólico es



INTRODUCCIÓN

Sandra Cebrián Illana



el estudio de la velocidad del viento de los distintos puntos geográficos. En el mar existe una mayor velocidad dado que no hay obstáculos y la rugosidad del suelo es mucho menor lo que conlleva a un aumento considerable de la producción eléctrica respecto un parque eólico terrestre.

También se deben de tener en cuenta aspectos menos ventajosos como un mayor mantenimiento ya que el medio es menos propicio, la construcción conlleva un mayor esfuerzo y es necesaria asegurar la poca probabilidad de fallos ya que el acceso es limitado sobre todo debido a posibles condiciones meteorológicas.

Por otra parte, está el cuidado del medio ambiente ya que se tiene en cuenta la fauna marina y rutas de emigración de aves para reducir lo máximo posible el impacto ecológico.

Otros factores pormenorizados son la profundidad y la distancia. Actualmente, la tecnología permite la instalación de aerogeneradores que pueden llegar hasta los 50 metros de profundidad, aunque se está comenzando a emplear la eólica flotante para solventar este problema [35].

Con respecto la distancia, se pueden utilizar dos tipos de tecnologías distintas dependiendo de los kilómetros hasta la costa que posea el parque eólico. Es conocido que, la energía eléctrica de alta potencia necesita ser transmitida y generalmente se transportaba en HVAC, pero debido a que las distancias de transmisión han aumentado considerablemente junto con una elevada potencia de transmisión, se ha tenido la necesidad de crear la transmisión HVDC.

ABB desarrolló esta tecnología en 1954 y desde entonces no ha dejado de avanzar hasta conseguir ser la transmisión pionera en este tipo de proyectos [33]. El empleo de HVDC es rentable a partir de una distancia crítica, tomándose esta como 50 km para cables submarinos o 600 km de cable para líneas aéreas. A pesar de que el coste inicial del transporte DC es muy superior que en AC y que la estación convertidora HVDC resulta cara, la línea de



transmisión requiere un número reducido de conductores lo que se reduce aproximadamente en un tercio del coste.

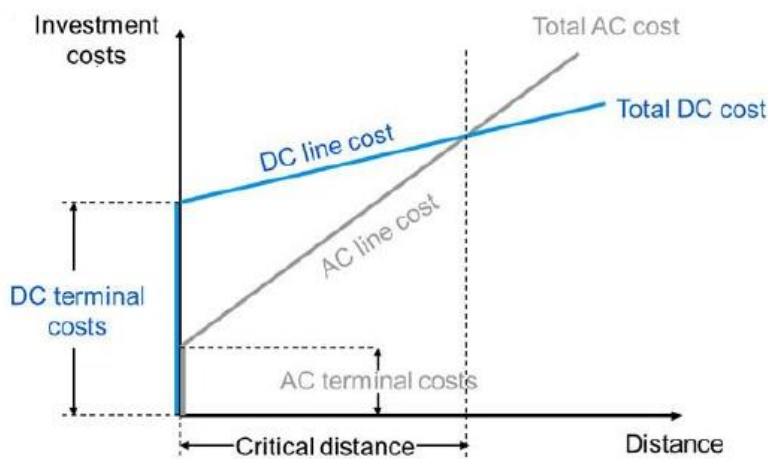


Figura 2. Comparativa de la tecnología HVAC y HVDC

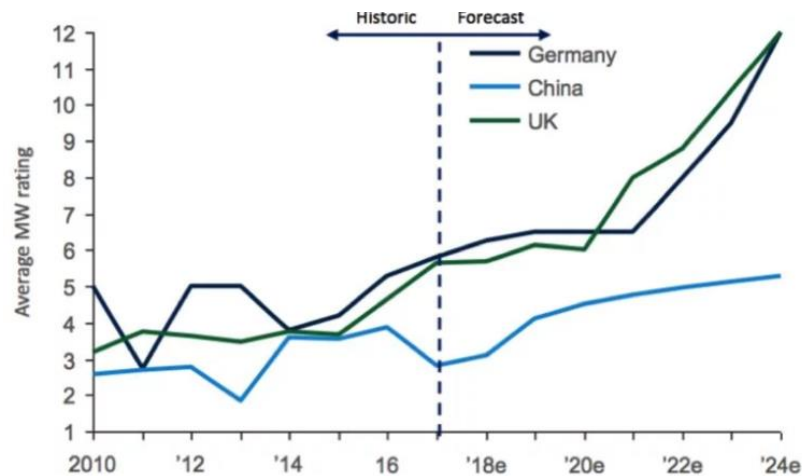
Además, el empleo de una transmisión HVDC ofrece diversas garantías como trabajar con redes asíncronas y una reducción drástica de las pérdidas de potencia al trabajar con un menor número de conductores.

La transmisión HVDC requiere una conversión CA/CC/CA que desde hace décadas ha sido llevado a cabo mediante convertidores LCC o VSC. La tecnología HVDC-LCC es la topología más antigua y está basada en tiristores ya que estos han sido los únicos capaces de proporcionar potencias en la tecnología HVDC hasta hace pocos años. Seguidamente surgió el convertidor VSC, basado en la modulación del convertidor como una fuente de tensión. Está compuesto por IGBTs con modulación PWM lo cual proporciona un control sobre la frecuencia y el nivel de tensión. Además, es posible un control de la potencia reactiva transmitida y lo cual no es posible hacerlo en otras configuraciones.

Dentro del mercado de los convertidores VSC y de red HVDC, está creciendo rápidamente el desarrollo de diversas tecnologías gracias a la inversión de eólica marina. Emergiendo como líder, se encuentra el MMC, creado en 2003 por Marquardt y el cual se está convirtiendo el tipo más común de transmisión HVDC-MMC.



Con respecto las turbinas eólicas, los aerogeneradores más grandes pueden entregar más potencia por coste unitario, mientras que las palas más largas son necesarias para los nuevos proyectos ya que estos están cada vez más ubicados en sitios de viento no óptimos. Un dato importante de los parques eólicos marinos es que aportan una mayor potencia debido a que el rotor alcanza dimensiones y con ello, una potencia mucho más elevadas. La industria eólica muestra signos de una tendencia al alza en el aumento de tamaño de aerogeneradores. Actualmente, el tamaño medio de turbinas eólicas offshore sobre los principales mercados europeos, como son Reino Unido y Alemania, está cerca de los 6MW, pero se prevé que en 2024 las turbinas offshore pasarán de los 6MW actuales a los 12 MW [36].



Source: MAKE

Figura 3. Proyecciones futuras del tamaño de turbinas eólicas

De igual forma, se pronostica que las dimensiones del rotor pasarán de los 105m a los 125m en 2024 como tamaño medio de los parques offshore existentes, aunque ya ha sido implantado en las costas del Reino Unido un aerogenerador de 220m de diámetro capaz de generar 216.000 kWh en solo 24 horas.

La situación de España respecto el empleo de la tecnología offshore está lejos de las potencias europeas debido a que las costas españolas alcanzan rápidamente grandes profundidades y los sistemas de fijación actuales lo hacen inviables. No obstante, el aumento en investigación de las



turbinas flotantes puede hacer cambiar el panorama actual y unir a nuestro país a la producción de esta energía limpia y con tanta visión de futuro [39].

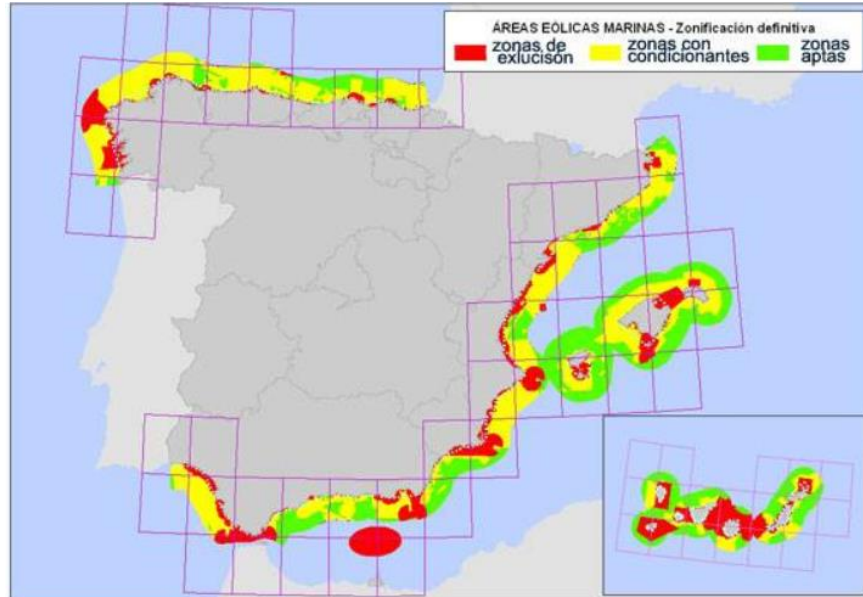


Figura 4. Áreas eólicas marinas de las costas españolas

1.4 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

Las diferentes partes que forman la memoria del proyecto serán nombradas a continuación.

Las siete partes que compone la memoria son:

Capítulo 1. Introducción

En este primer capítulo se hace hincapié al contexto actual de la energía renovable, la motivación del proyecto y lo que se pretende obtener con dicho proyecto.

Capítulo 2. Estudio de la aplicación

Este apartado abarca el concepto global que se tiene con el empleo de la tecnología HVDC-MMC. Se han diferenciado tres partes, las cuales son la generación de la energía eléctrica desde un parque eólico marino, su



INTRODUCCIÓN

Sandra Cebrián Illana



transmisión empleando tecnología HVDC y los requerimientos que existen con respecto la conexión a la red eléctrica.

Capítulo 3. Estrategias de control

En el capítulo 3 se explicarán las diversas estrategias de control que se utilizan para llevar a cabo una implementación eficaz en el uso de esta tecnología.

Capítulo 4. Transmisión asíncrona de redes con conexión HVDC-MMC en entorno de simulación MATLAB y SIMULINK

En este apartado se detalla cómo se lleva a cabo una transmisión asíncrona, obteniéndose las simulaciones del modelo implementado y comprobaciones sobre el funcionamiento

Capítulo 5. Conclusiones y trabajos futuros

El capítulo 5 contiene las conclusiones de esta memoria, así como posibles mejoras o ampliaciones que se pueden estudiar en un futuro.

Capítulo 6. Bibliografía

En este capítulo se presentan los recursos bibliográficos de los que se ha obtenido información para el desarrollo de la memoria.



2. ESTUDIO DE LA APLICACIÓN

2.1 GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA DESDE PARQUES EÓLICOS MARINOS

2.1.1 TIPOS DE TURBINAS EÓLICAS

Las configuraciones de turbinas eólicas pueden clasificarse por la capacidad de controlar la velocidad y por el tipo de control de potencia. En la siguiente tabla se muestran las distintas configuraciones existentes respecto el tipo de control que se requiera. Por otra parte, también hay una clasificación respecto al tipo de control de pala siendo bloqueo, paso o bloqueo activo, de los cuales, las casillas en gris no se tratarán ya que no se aplican actualmente en la industria de generadores eólicos [18].

Control de velocidad		Control de potencia		
		Bloqueo	Paso	Bloqueo activo
Velocidad fija	Tipo A	Tipo A0	Tipo A1	Tipo A2
Velocidad variable	Tipo B	Tipo B0	Tipo B1	Tipo B2
	Tipo C	Tipo C0	Tipo C1	Tipo C2
	Tipo D	Tipo D0	Tipo D1	Tipo D2

Tabla 1. Relación control de velocidad y potencia

Actualmente, existen 4 configuraciones de turbinas eólicas clasificadas de acuerdo con su velocidad de control.

- Tipo A: Aerogenerador de velocidad fija
- Tipo B: Aerogenerador de velocidad variable
- Tipo C: Turbina eólica de velocidad variable con convertidor de velocidad parcial
- Tipo D: Turbina eólica de velocidad variable con convertidor de velocidad completa



Tipo A: Aerogenerador de velocidad fija

Este tipo de turbina eólica funciona a una velocidad constante determinada por la frecuencia de la red de suministro, la relación de la caja de cambios y el diseño del generador. De este modo, la generación de potencia máxima sólo puede alcanzarse a la velocidad de un viento particular para la cual la turbina ha sido diseñada. Esta turbina eólica contiene un generador de inducción de jaula de ardilla (SCIG) conectado directamente a la red mediante un transformador. Se proporciona un banco de condensadores para compensar la necesidad del SCIG de absorber la potencia reactiva de la red eléctrica, además, se dispone de un arrancador suave basado en tiristores para suavizar la conexión de red de la máquina reduciendo las grandes corrientes que se producen cuando se inicia.

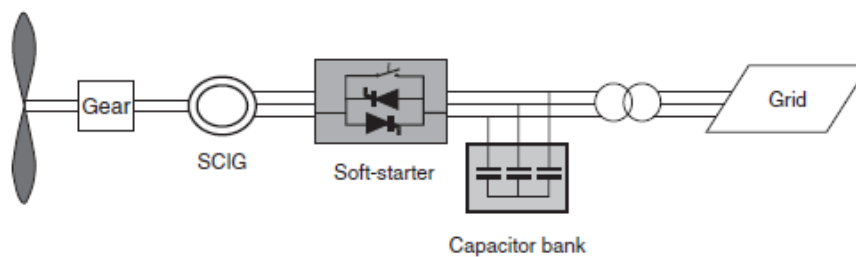


Figura 5. Esquema turbina tipo A

Independientemente del control utilizado, una turbina con velocidad fija convierte las fluctuaciones del aire en fluctuaciones mecánicas y eléctricas lo cual produce variaciones continuas del voltaje en el punto de conexión además de un gran desgaste mecánico. Así mismo, debido a estas fluctuaciones variará la potencia reactiva de la red eléctrica, a menos que haya un banco de condensadores, lo que aumenta las pérdidas de potencia. Como principal ventaja es que su coste es relativamente bajo y mayor simplicidad respecto su control y construcción.

Tipo A0

Este tipo de turbinas controladas por bloqueo no pueden llevar a cabo arranques asistidos, lo que conlleva que la secuencia de conexión no pueda ser controlada. A favor se tiene un precio relativamente bajo y su simplicidad.



Tipo A1

Las turbinas A1 perciben las pequeñas variaciones del viento en grandes variaciones de potencia en la salida, aunque como ventaja facilitan la controlabilidad de potencia, la puesta en marcha es controlada al igual que la parada de emergencia.

Tipo A2

Esta configuración mejora la utilización del sistema global respecto los tipos anteriores debido al control activo por bloqueo. Las turbinas de viento de velocidad variable por bloqueo no están incluidas ya que carecen de la capacidad para una reducción rápida de potencia. Si el aerogenerador está funcionando a máxima velocidad y hay una fuerte ráfaga, el par aerodinámico puede llegar a ser críticamente alto y puede resultar en una situación de fugas. Por lo tanto, por dicha razón y al igual que otros tipos tales como B0, B2, C0, C2, D0 y D2 no se utilizan en la industria actual de turbinas eólicas.

Tipo B: Aerogenerador de velocidad variable

En la siguiente figura se muestra un modelo de turbina eólica tipo B conocida como OptiSlip™ que emplea un generador de inducción de rotor bobinado (WRIG) con una resistencia variable unida a los terminales del rotor y un estator directamente conectado a la red. Además, al igual que en el aerogenerador de velocidad fija, se dota al sistema de un banco de condensadores y un arrancador suave de tiristores para cumplir con los requisitos de compensación de potencia reactiva.

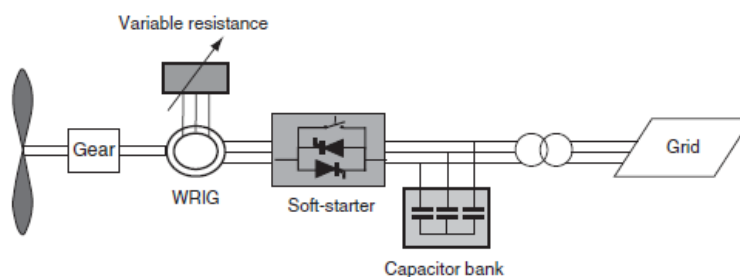


Figura 6. Esquema turbina tipo B



El concepto reside en que se tiene una resistencia adicional variable del rotor, que puede ser cambiada mediante un convertidor controlado, sin necesidad de emplear escobillas para variar la resistencia del devanado del rotor. A partir de la variación de la resistencia del rotor provoca que las curvas par-velocidad tengan una menor pendiente y una mayor variación de velocidad. Esta tecnología permite que se controle la potencia generada a partir de la velocidad, la cual varía en un rango de 0-10% por encima de la velocidad síncrona consiguiendo una reducción de tensiones mecánicas y fluctuaciones de la potencia de salida. Este rango está limitado por la potencia excesiva que se disipa en la resistencia externa en forma de calor.

Tipo C: Turbina eólica de velocidad variable con convertidor de velocidad parcial

Esta configuración, conocida como el concepto de generador de inducción doblemente alimentado (DFIG), corresponde a la turbina de viento de velocidad variable limitada con un generador de inducción de rotor bobinado (WRIG) conectado mediante un doble convertidor back-to-back de frecuencia de escala parcial (nominal aproximadamente 30% de la potencia nominal del generador).

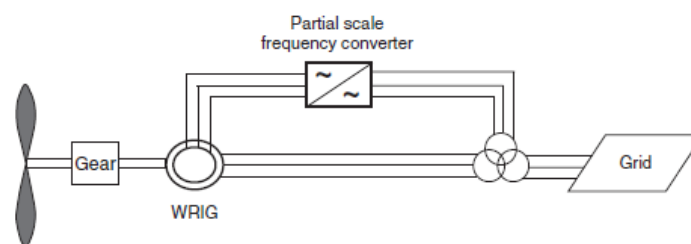


Figura 7. Esquema turbina tipo C

El convertidor del lado del generador se encarga del control de la potencia activa mediante la velocidad de la turbina y reactiva del generador. Esta configuración permite controlar la máquina en un rango de velocidad más amplio que la turbina eólica de tipo B (típicamente de -40% a 30% de la velocidad síncrona), de manera que la potencia a través del rotor puede ser bidireccional. Esta direccionalidad radica en que la velocidad sea superior o inferior a la de sincronismo además de que aporta corrientes de frecuencia variable.



Por otra parte, el convertidor del lado de red se encarga de mantener constante la tensión del bus de continua al igual que el factor de potencia unitario. Como ventajas posee que no necesita potencia reactiva de la red ya que el generador puede magnetizarse mediante el convertidor del lado del generador y al tener un convertidor de frecuencia más pequeño, puede ser atractivo desde el punto de vista económico. Por otra parte, sus inconvenientes es la utilización de anillos rozantes y escobillas para extraer potencia del rotor ya que estas son las posibles causas de los fallos en el funcionamiento del sistema.

Tipo D: Turbina eólica de velocidad variable con convertidor de velocidad completa

Esta configuración corresponde a la turbina de viento de velocidad variable completa, con el generador conectado a la red a través de un convertidor de frecuencia a escala completa por el cual atraviesa toda la potencia. Mediante este convertidor de frecuencia se realiza la compensación de potencia reactiva y la conexión a red más suave. Se pueden emplear un generador de inducción de jaula de ardilla, un generador de inducción de rotor bobinado o, por otra parte, un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG). En el caso de no utilizar caja multiplicadora como los fabricantes Enercon, Made o Lagerwey, se emplean generadores síncronos multipolares y un gran diámetro.

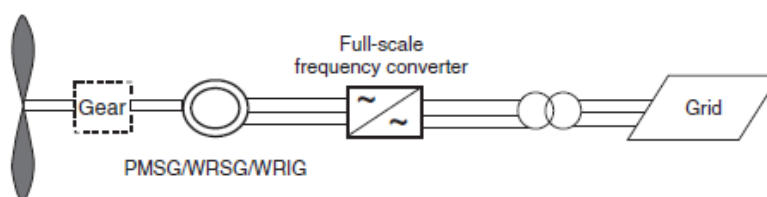


Figura 8. Esquema turbina tipo D

Como ventaja de la utilización de este tipo de turbina es que la máxima eficiencia en la extracción de energía se logra independientemente de la velocidad del viento mediante el empleo de dicho convertidor. Por otra parte, el buen soporte de voltaje, frecuencia y la capacidad de soporte del sistema



fault ride through se proporciona mediante un control adecuado del convertidor. Como inconveniente, posee un alto coste asociado al aerogenerador.

2.1.2 TOPOLOGÍAS RED OFFSHORE

Existen tres posibles diseños para el diseño de una red de un parque eólico marino [16].

Radial

Se trata de un sistema de recolección radial en el cual las turbinas eólicas se incluyen dentro del mismo alimentador como se muestra a continuación:

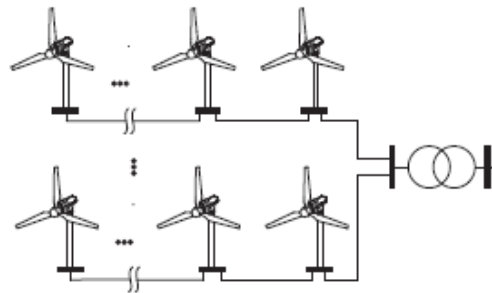


Figura 9. Configuración radial WF

El número máximo de aerogeneradores que se pueden conectar a un alimentador viene determinado por la potencia de cable y la potencia nominal de los generadores. El sistema de recolección es más barato y sencillo, pero presenta el problema de que, si ocurre un fallo en la primera turbina, toda la energía generada en las turbinas de esa línea estará perdida.

Anillo

Este nuevo sistema es más fiable respecto el anterior pero más costoso. Existen diversos tipos de anillos dependiendo de cómo se forme este pudiendo ser de unilateral, doble cara o multianillo.

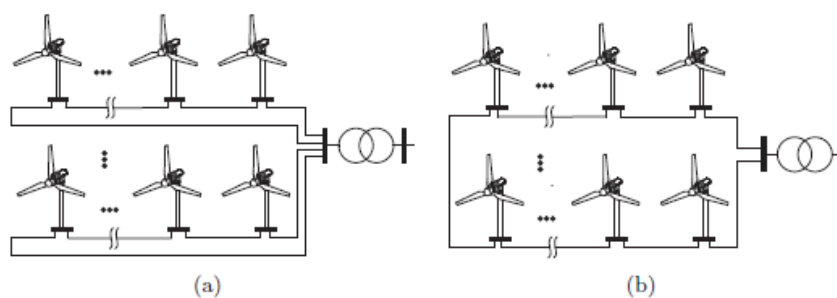


Figura 10. Configuración anillo WF

Por lo tanto, una configuración unilateral consiste en conectar un cable de la turbina más externa al colector, mientras que en el anillo de doble cara dos conectores están conectados entre sí por medio de un cable como se muestra en la figura 10 (b). Un inconveniente de la topología en anillo es que algunos cables deben ser sobredimensionados para permitir potencia bidireccional en caso de que ocurra un fallo de cable.

Estrella

Esta tecnología pretende conectar los aerogeneradores y el punto colector.

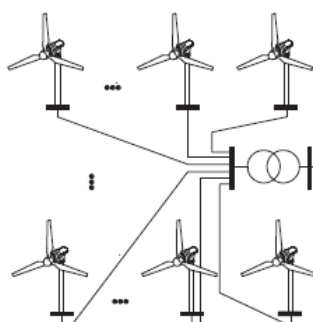


Figura 11. Configuración estrella WF

La ventaja de esta topología es que la fiabilidad del sistema aumenta, ya que un fallo del cable causa la pérdida de una sola máquina y no afecta al resto de conexiones, pero debido a las longitudes de cable más largas y menores valores de tensión de esta configuración, las pérdidas de cable y sus costos son significativamente más altos que en otros diseños.



2.1.1.3 TRANSFORMADORES

El empleo de transformadores de potencia debe de estar presente siempre con la finalidad de aumentar el voltaje de salida proveniente de las turbinas eólicas. Los que se sitúan dentro de cada turbina eólica aumentan la tensión de salida de la turbina de 690 V a 10-33 kV, mientras que los transformadores instalados en las plataformas offshore van de 10-33 kV hasta 132 KV. De este modo, las pérdidas de potencia se reducen y se requieren cables de sección transversal más pequeños, con la consecuente reducción de los costos de capital [21].

Es importante tener en cuenta la disposición de los mismos dentro de un parque eólico como las especificaciones técnicas teniendo en cuenta las condiciones industriales, económicas y medioambientales [22] [20].

Especificaciones del diseño

- Sistema aislante

Los transformadores pueden clasificarse en dos formas siendo de tipo líquido o seco. La diferencia reside en el medio de aislamiento eléctrico ya que puede ser papel/líquido o aislamiento aire/resina, respectivamente. En los últimos años ha habido un desarrollo de esta tecnología utilizándose un material aislante basado en aramida de alta temperatura denominado NOMEX y un líquido de silicona o líquido ester biodegradable denominados como SLIM o Bio-SLIM respectivamente.

Estos fluidos dieléctricos aislantes son menos inflamables (punto inflamación $>300^{\circ}\text{C}$) y respetuosos con el medio ambiente lo cual hace ver que son particularmente adecuados para aplicaciones offshore.

- Condiciones de operación

Las condiciones a las que un transformador se tiene que enfrentar en parque eólico marino son muy duras por lo que se tienen que tener en cuenta los siguientes puntos:



- **Ambiente de enfriamiento:**

El medio externo de refrigeración está expuesto al aire marino que es muy húmedo, salado y variable en temperatura. Los transformadores de líquido con tanques de acero que han tenido un tratamiento adecuado cumpliéndose C5I + M (superando las más altas clases de ISO 12944-2) lo que conlleva a que difícilmente sufrirán en este ambiente corrosivo.

Los transformadores de tipo seco, debido a que sus devanados son expuestos, son mucho más sensibles a la condensación, descargas parciales, grietas o variaciones de temperatura. La única manera de proteger el transformador de tipo seco es alojarlo en una envoltura hermética equipada con un intercambiador de calor, una unidad de tratamiento de aire (secado / filtrado) y ventilación forzada. Pero este diseño es costoso de fabricar, tiene grandes dimensiones, consume energía y necesita mantenimiento.
- **Vibraciones:**

En un parque eólico se debe de tener en cuenta el golpeo del viento sobre la góndola ya que producen vibraciones considerables. Los transformadores líquidos han vuelto a demostrar que poseen una mayor fiabilidad de soportar choques, aunque el transformador ha de estar muy sujeto restringiendo cualquier movimiento.
- **Variaciones de tensión:**

El carácter eléctrico del aislamiento NOMEX, combinado con un líquido dieléctrico de Clase K, hace que este sistema de aislamiento sea menos sensible a las altas tensiones eléctricas impuestas por frecuentes conmutaciones, sobrevoltajes transferidos y sobretensiones transitorias.



Además, los transformadores líquidos tienen la capacidad de regenerarse después de una descarga local.

El diseño de la disposición de transformadores dentro de un parque eólico marino es importante dependiendo de la potencia generada ya que se tomarán distintas configuraciones de los mismos.

Disposición parque eólico de alta potencia

La potencia de los parques eólicos se puede dividir en tres grupos, en cuyos casos el procedimiento de diseño de los transformadores es diferente según cada grupo [21] [22]:

A. Parques Eólicos con 1005 - 1800 MW

Para esta gama de potencias no se sobrepasan los límites de producción y transporte si se utilizan dos transformadores trifásicos de dos devanados (a) o dos transformadores trifásicos (b) en una subestación en una plataforma marítima. Además de la reducción de peso y volumen de un transformador, la fiabilidad y disponibilidad de una subestación y todo el sistema de transmisión de potencia aumentan en este caso.

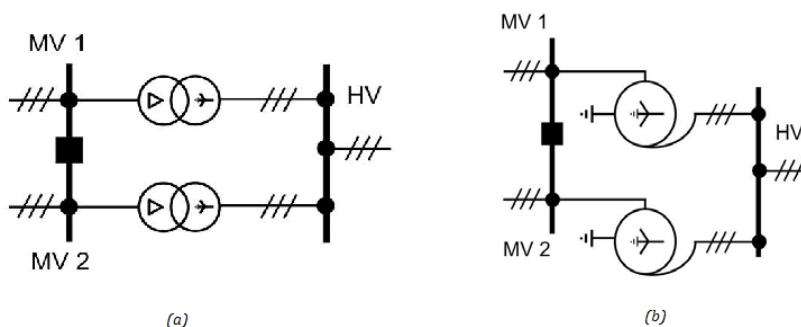


Figura 12. Configuración transformadores hasta 1800MW



B. Parques Eólicos con 1800 - 2540 MW

En este rango de potencia se sugiere el uso de un banco de transformadores siendo los tres monofásicos de dos devanados (a) o tres transformadores monofásicos(b).

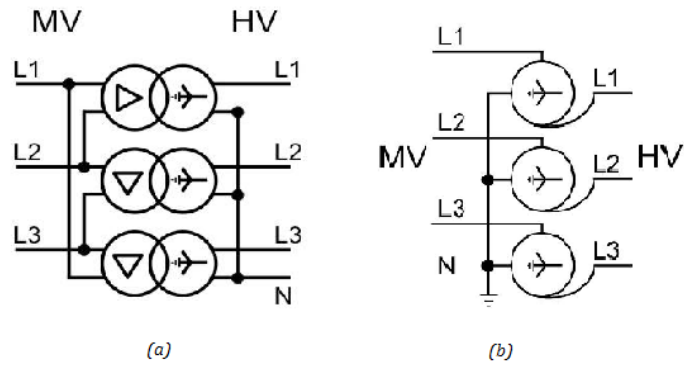


Figura 13. Configuración transformadores de 1800-2540 MW

C. Parques eólicos con más de 2540 MW

Debido a que no es posible instalar en un banco de transformadores de tan alta potencia, la subestación debe consistir en dos bancos de transformadores como se muestra en la figura 14. Para este parque eólico se sugiere instalar tres transformadores monofásicos en cada banco de transformadores.

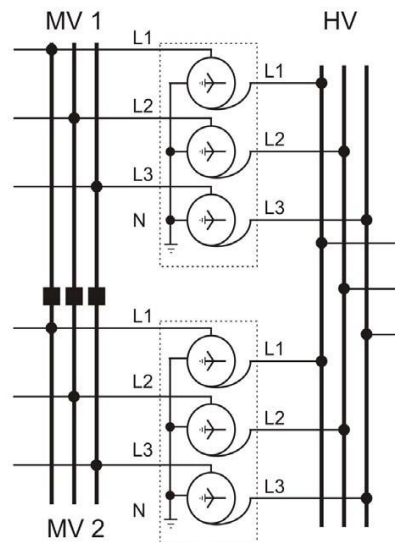


Figura 14. Configuración transformadores con más de 2540 MW



2.2 TRANSMISIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA DESDE PARQUES EÓLICOS MARINOS MEDIANTE HVDC-MMC

2.2.1 PLATAFORMA OFFSHORE

La estructura de una plataforma offshore debe estar diseñada para soportar múltiples condiciones como el impacto de olas, corrosión, mareas, etc... Además, debe de estar equipada con diferentes equipos tales como un convertidor en el caso de transmisión HVDC, transformadores, refrigeradores, entre muchos otros. Para diseñar las dimensiones y el peso apropiado de la plataforma, los factores claves son la profundidad del agua y el tamaño de la planta eólica [16]. Típicamente, las plataformas topsides pueden pesar cerca de 2.000 toneladas y tienen un área de 800 m² y una altura de 25 m sobre el nivel del mar. En el caso de una gran planta eólica, puede ser necesaria más de una plataforma de tierra.

Estas plataformas son un componente crucial en la conexión total de la aplicación offshore. Existen distintos tipos de disposición de estas plataformas dependiendo a las condiciones que se pretenda acomodar la tecnología. A continuación, se presentarán tres modelos de construcción de subestaciones [19]:

A. Escenario 1

Se emplea el concepto de una subestación con un transformador de 33/132 kV además de una plataforma la cual convierte AC a DC para el transporte de HVDC. Este esquema proporciona menores pérdidas de potencia, siendo sólo ligeramente más caro. Los transformadores en la subestación de transformador se sobrevaloran el 10% para proporcionar la capacidad de transferir energía reactiva.

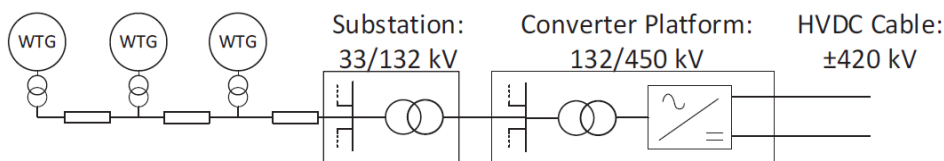


Figura 15. Escenario 1 para plataforma offshore

B. Escenario 2

Este escenario utiliza una tensión del sistema colector de 66 kV, lo que da la oportunidad de conectar más turbinas en cada cadena. El uso de la opción de 66 kV en el escenario 2 significa que los niveles de cortocircuito se reducen, las pérdidas de potencia se hacen más bajas y se pueden usar secciones transversales inferiores para los cables.

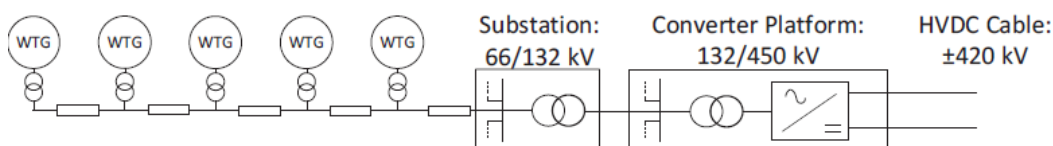


Figura 16. Escenario 2 para plataforma offshore

C. Escenario 3

El escenario 3 elimina la subestación del transformador, de modo que sólo hay cables de 66 kV en todo el parque eólico terminando ahora en la plataforma del convertidor. Un mayor empleo con cables de 66 kV en vez de cables de 132 kV da lugar a mayores pérdidas de cable en este escenario, sin embargo, las pérdidas del transformador se eliminan. Esto significa que, dependiendo de la distancia entre el transformador y la plataforma del convertidor, el escenario 3 podría proporcionar pérdidas mayores o menores que en el escenario 2.

Además, la eliminación de la plataforma del transformador crea algunas complicaciones en una estación offshore ya que los niveles de cortocircuito son más altos, ya que la impedancia del transformador ya no está presente, aunque no es una complicación, ya que los niveles de falla de las turbinas con



convertidores son más bajos. Por otra parte, el sistema de puesta a tierra en el parque eólico marino también se ve afectado al eliminar la subestación del transformador, ya que el punto de conexión a tierra más cercano para las turbinas está en la plataforma del convertidor.

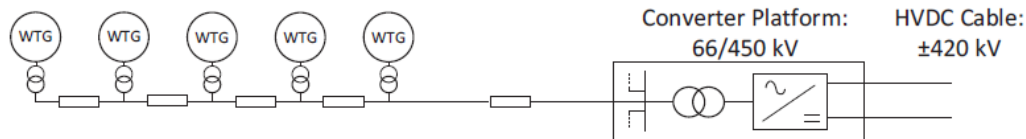


Figura 17. Escenario 3 para plataforma offshore

2.2.2 CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL

Se requiere de un elemento que sea capaz de transformar una señal de alterna y mostrar su salida como una señal continua o viceversa. Para ello se cuenta con los convertidores modulares multinivel que permite un voltaje con bajo contenido armónico sin utilización de filtros pasivos y con una reducción de las pérdidas por conmutación respecto otras tecnologías utilizadas en este tipo de proyectos [1].

2.2.2.1 ESTRUCTURA BÁSICA DEL MMC

La base de este convertidor reside en que está compuesto por un número de submodulos, los cuales se distribuyen simétricamente por un brazo teniendo dos brazos por fase y cada convertidor contiene tres fases. Cada brazo contiene una inductancia la cual se utiliza para acoplar la tensión de cada brazo a la tensión del bus de continua, además de limitar la corriente transitoria y compensar la diferencia de voltaje entre el brazo superior e inferior producido por la conmutación de ambos. Por otra parte, cada submodulo es utilizado para generar la tensión requerida a la salida del convertidor y está compuesto por conmutadores bidireccionales (IGBT y un diodo antiparalelo) y condensador para el almacenamiento de energía. Se debe de definir el tipo de submodulo ya que influye en la eficiencia del sistema y en el desarrollo del mismo.

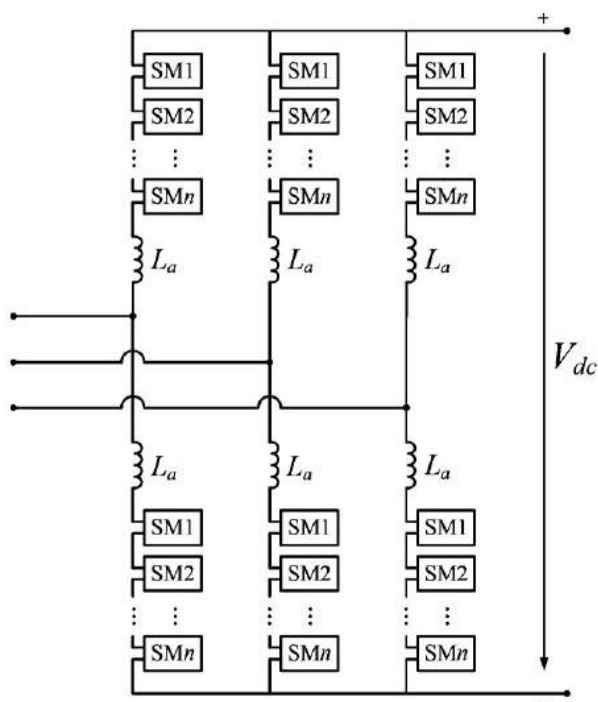


Figura 18. Estructura básica de MMC

El concepto general del comportamiento del MMC reside en el empleo de un cierto número de submodulos ya que ellos determinan la cantidad de niveles que se obtendrán, es decir, a mayor número de submodulos, mayores niveles de salida de AC se obtendrá y con ello un menor número de armónicos consiguiendo un menor valor de THD.

El comportamiento que se obtiene de la aplicación del convertidor modular multinivel con respecto otros convertidores convencionales es notable ya que se puede observar como en el MMC se asemeja mucho más a la curva sinusoidal obteniéndose pocas interferencias y una mayor eficiencia.

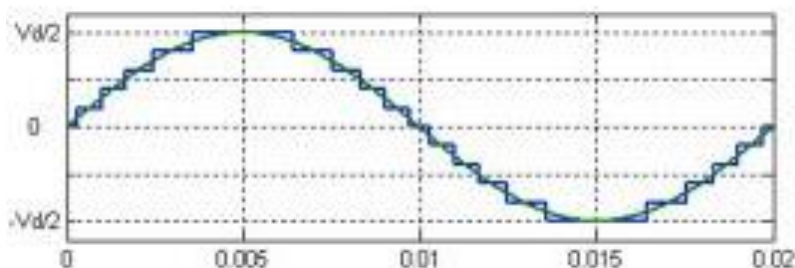


Figura 19. Onda de salida AC de un MMC



2.2.2.2 TOPOLOGÍAS MULTINIVEL

Con las diversas topologías acerca de las estructuras que pueden adoptar los submodulos ya que se centran en ellas mucho interés para mejorar la calidad de su forma de onda, lograr mayores niveles de potencia y con ello su eficiencia.

Hay distintas topologías multinivel entre las cuales destacan [49]:

A) NEUTRAL-POINT CLAMPED (NPC)

El convertidor Neutral-Point Clamped se utilizó por primera vez en un convertidor de tres niveles en el cual, el nivel de voltaje medio se definió como el punto neutro. Este convertidor está basado en una modificación de un convertidor de dos niveles, pero añadiendo dos semiconductores por fases como se puede ver en la figura siguiente:

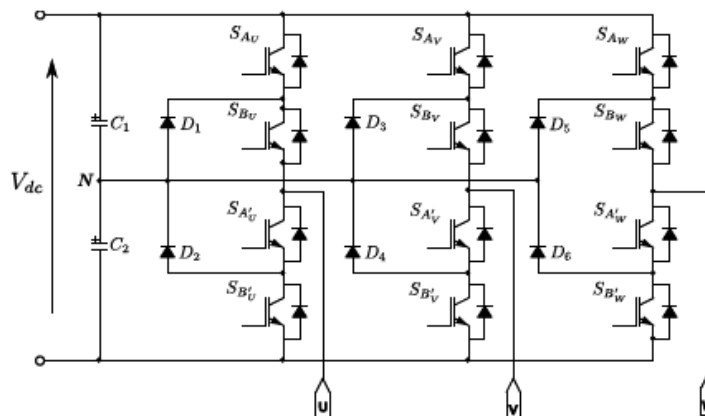


Figura 20. Topología Neutral-Point Clamped

Cuando S_{AU} y S_{BU} están cerrados, D_2 equilibra el voltaje entre S_{AU}' y S_{BU}' con S_{AU}' bloqueando el voltaje alrededor de C_1 y S_{BU}' alrededor de C_2 . Sin la presencia de ambos diodos, los niveles de voltaje no estarían presentes. A continuación, se presenta una tabla con los diferentes estados de conmutación:



	S_{AU}	S_{BU}	S_{AU}'	S_{BU}'
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

Tabla 2. Estados del submodulo NPC

Sin embargo, esta topología tiene varios inconvenientes. Bajo ciertas condiciones de operación, el NPC puede experimentar desequilibrios de tensión del condensador creando un potencial entre el punto neutro y formas de onda de salida distorsionadas. Esto implica la necesidad de un punto neutro o un control de equilibrado del condensador que es una tarea desafiante cuando el número de niveles de voltaje de salida es superior a tres.

B) FLYING CAPACITOR (FC)

La topología de FC convertidor consiste en que el condensador en cada fase se carga a un nivel de voltaje diferente, por lo tanto, cambiando los estados de los interruptores, se obtienen varios niveles de voltaje de salida.

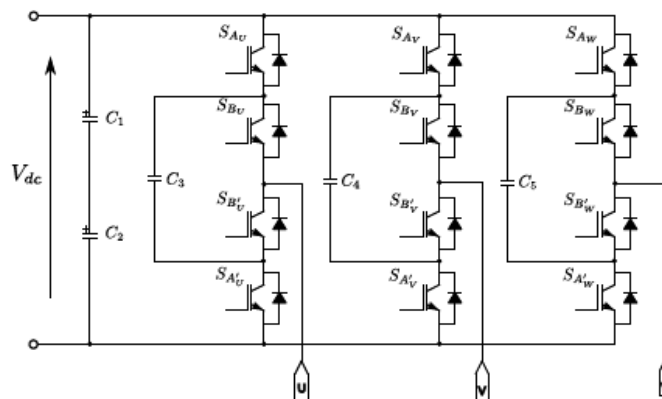


Figura 21. Topología Flying Capacitor

En este convertidor, el condensador C_3 se carga cuando S_{AU} y S_{BU}' se encienden y se descarga cuando se activa el polo S_{BU} y S_{AU}' . Debido al almacenamiento de energía en los condensadores, el convertidor atraviesa interrupciones de cortar duración y grandes caídas de voltaje. Como



desventaja, esta topología presenta una distribución desigual entre conmutadores, requiere precarga de condensadores y el número de niveles que puede presentar este convertidor está limitado a cuatro. En la siguiente tabla se muestran sus estados de conmutación para su primera fase:

	S_{AU}	S_{BU}	S_{AU}'	S_{BU}'
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	0	1
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

Tabla 3. Estados de conmutación del submodulo FC

C) CASCADED H-BRIDGE (CHB)

El convertidor CHB es un caso particular de un convertidor en cascada basado en conexión de células inversoras monofásicas de puente completo. Cada celda posee un suministro DC aislado, que se obtiene a partir de un suministro AC aislado.

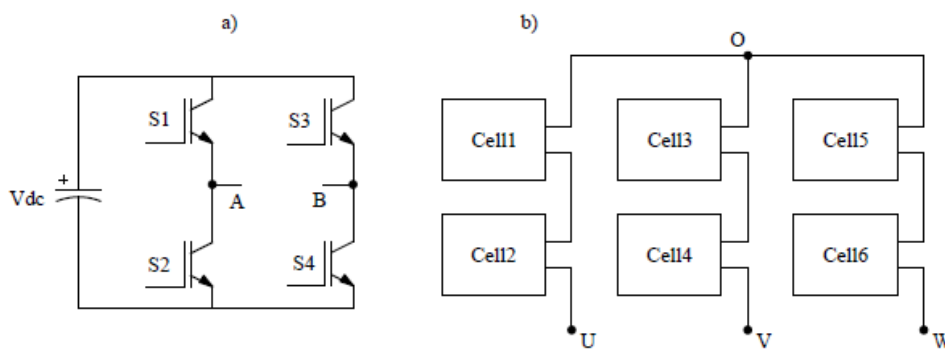


Figura 22. Topología Cascaded H-Bridge

Cada célula puede producir 3 niveles siendo estos V_{dc} , 0 y $-V_{dc}$ con N conexiones por fase y voltaje de salida con $2N+1$ niveles obteniendo un voltaje de salida como la superposición de las tres fases junto con la suma de todos sus submodulos.



Las principales ventajas del CHB sobre el NPC y FC son su estructura modular y la posibilidad de tener un control independiente sobre el componente de secuencia cero en la corriente.

2.2.2.3 PRINCIPIOS DE OPERACIÓN DEL SUBMODULO

La topología utilizada en el empleo de esta tecnología contiene submodulos de medio puente. Existen diversos estados posibles en función de la activación o desactivación de los polos que contiene el submodulo. Como se citó anteriormente, este submodulo estará formado por dos polos bidireccionales y un condensador que actúa como un almacén de energía y una fuente de voltaje. Los polos están compuestos por un IGBT y un diodo antiparalelo [3].

Cada submodulo adquiere dos estados dependiendo de la posición de polo. Cuando el polo S1 está en ON y S2 en OFF, el submodulo se introducirá en el circuito. El voltaje entre el terminal V_{SM} es igual al voltaje del condensador V_C . Cuando S2 está en ON y S1 en OFF el submodulo está puentado y el terminal de voltaje es cero. Como ello puede ser derivado desde la topología del submodulo, los polos tienen que operar de maneras complementarias para no cortocircuitar el condensador. Para controlar el número de submodulos insertados y puentados, se puede obtener un escalonamiento de voltaje de salida en los terminales AC del convertidor.

Se asume la representación de la figura siguiente que en dirección positiva de la corriente por los brazos i_x con color rojo y la negativa con azul. Cuando el submodulo es añadido, la corriente positiva carga al condensador, pasando por el diodo superior mientras la corriente negativa descargará al condensador. Cuando el submodulo está puentado el voltaje del condensador permanece constante.

La condición cuando ambos polos están en OFF puede servir para una carga inicial de los condensadores.

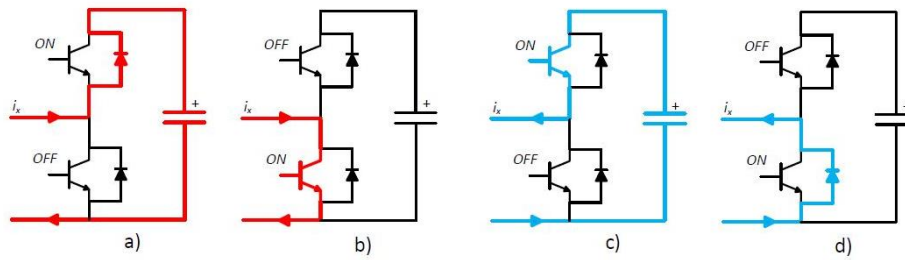


Figura 23. Estados del submodulo HB

En la tabla siguiente se resumen los casos explicados con anterioridad dependiendo del estado que adquiera cada polo y la polaridad de la corriente que atraviese el submodulo:

ESTADO DE CONMUTACIÓN		TERMINAL DE VOLTAJE SM	POLARIDAD DE LA CORRIENTE EN EL ARM	ESTADO DEL CONDENSADOR
S1	S2			
1	0	V_c	+	CARGA
0	1	0	+	PUENTEA
1	0	V_c	-	DESCARGA
0	1	0	-	PUENTEA
1	1	CORTOCIRCUITO CONDENSADOR		
0	0	CIRCUITO ABIERTO		

Tabla 4. Estados del submodulo HB

2.2.2.4 MODELO MATEMÁTICO MMC

En este capítulo se van a tratar los principios básicos de un convertidor modular multinivel en el que se irán detallando las ecuaciones que muestran el desarrollo del mismo [3]. El circuito MMC se muestra en la siguiente figura.

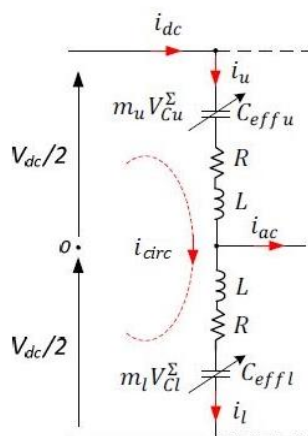


Figura 24. Primera fase de un MMC

Inicialmente se asume un número infinito de submódulos por brazo del MMC, lo cual se representará por capacitancias variables en serie con la inductancia y resistencia del brazo. Esta resistencia representa las pérdidas existentes en cada rama. Además, se toma un valor de m_u para el brazo superior y m_l para el inferior en el cual tomara el valor 0 cuando los submódulos de cada brazo son puenteados o 1 cuando están activados. La suma de los voltajes de cada brazo es V_{cx}^{Σ} y tomando la tensión insertada de cada brazo como:

$$v_x(t) = m_x(t) \cdot V_{cx}^{\Sigma} \quad (1)$$

La capacidad efectiva de cada submódulo puede ser calculada como:

$$C_{effx} = \frac{C_{SM}}{N \cdot m_x(t)} \quad (2)$$

Cuando la intensidad i_x fluye a través del condensador, el voltaje generado respecto al tiempo es el siguiente:

$$\frac{d}{dt} V_{cx}^{\Sigma} = \frac{i_x(t)}{C_{effx}} \quad (3)$$

La corriente por los brazos está compuesta por tres parámetros, siendo estos la componente de la corriente circulante, la mitad de la corriente de salida y un tercio de la corriente de continua.



$$i_u = i_{circ} + \frac{i_d}{3} + \frac{i_{ac}}{2} \quad (4)$$

$$i_l = i_{circ} + \frac{i_d}{3} - \frac{i_{ac}}{2} \quad (5)$$

Según la dirección de las corrientes, la corriente de salida se obtiene con la ecuación siguiente:

$$i_{ac} = i_u - i_l \quad (6)$$

La corriente circulante puede estar definida como la semisuma de las corrientes de los dos brazos.

$$i_{circ} = \frac{i_u + i_l}{2} \quad (7)$$

Esta corriente se debe de minimizar al máximo ya que produce un impacto negativo sobre el convertidor y con ello perjudicaría a su eficiencia. Si el término de la corriente circulante se introduce en la ecuación (7), se obtiene la relación entre las corrientes de los brazos.

$$i_u = i_{circ} + \frac{i_{ac}}{2} \quad (8)$$

$$i_l = i_{circ} - \frac{i_{ac}}{2} \quad (9)$$

Analizando el circuito del MMC y aplicando las leyes de Kirchhoff en una sola fase, las ecuaciones del brazo del convertidor pueden ser expresadas como:

$$e_v = \frac{V_{dc}}{2} - R_{arm} \cdot i_u - L_{arm} \frac{di_u}{dt} - m_u \cdot V_{CU}^\Sigma \quad (10)$$

$$e_v = -\frac{V_{dc}}{2} + R_{arm} \cdot i_l + L_{arm} \frac{di_l}{dt} + m_l \cdot V_{Cl}^\Sigma \quad (11)$$

Restando la ecuación (10) – (11):

$$V_{dc} - R_{arm} (i_u + i_l) - L_{arm} \frac{di_u + di_l}{dt} - [m_u \cdot V_{CU}^\Sigma + m_l \cdot V_{Cl}^\Sigma] = 0 \quad (12)$$

Sustituyendo el parámetro $i_u + i_l = 2 \cdot i_{circ}$



$$V_{dc} - 2 \cdot R_{arm} \cdot i_{diff} - 2 \cdot L_{arm} \frac{di_{diff}}{dt} - [m_u \cdot V_{CU}^\Sigma + m_l \cdot V_{Cl}^\Sigma] = 0 \quad (13)$$

Para transformar la ecuación anterior en matriz, se desarrollan las distintas ecuaciones.

Ecuación (13):

$$\frac{V_{dc} - 2 \cdot R_{arm} \cdot i_{circ} - m_u \cdot V_{CU}^\Sigma - m_l \cdot V_{Cl}^\Sigma}{2 \cdot L_{arm}} = \frac{di_{circ}}{dt} \quad (14)$$

Ecuación (10) con (7):

$$\frac{d}{dt} V_{CU}^\Sigma = \frac{i_u(t)}{C_{effu}} = \frac{N \cdot m \cdot i_u}{C_{SM}} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{CU}^\Sigma = \frac{N \cdot m_u \cdot i_{diff}}{C_{SM}} + \frac{N \cdot m_u \cdot i_{ac}}{2 \cdot C_{SM}} \quad (15)$$

$$i_u = i_{circ} + \frac{i_{ac}}{2} \quad (16)$$

Ecuación (11) con (8):

$$\frac{d}{dt} V_{Cl}^\Sigma = \frac{i_l(t)}{C_{effl}} = \frac{N \cdot m \cdot i_l}{C_{SM}} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{Cl}^\Sigma = \frac{N \cdot m_l \cdot i_{circ}}{C_{SM}} + \frac{N \cdot m_l \cdot i_{ac}}{2 \cdot C_{SM}} \quad (17)$$

$$i_l = i_{circ} - \frac{i_{ac}}{2} \quad (18)$$

La matriz obtenida es la siguiente:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circ} \\ V_{CU}^\Sigma \\ V_{Cl}^\Sigma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{arm}}{L_{arm}} & -\frac{m_u}{2 \cdot L_{arm}} & -\frac{m_l}{2 \cdot L_{arm}} \\ \frac{N \cdot m_u}{C_{SM}} & 0 & 0 \\ -\frac{N \cdot m_l}{C_{SM}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{circ} \\ V_{CU}^\Sigma \\ V_{Cl}^\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{N \cdot m_u \cdot i_{ac}}{2 \cdot C_{SM}} \\ -\frac{N \cdot m_l \cdot i_{ac}}{2 \cdot C_{SM}} \end{bmatrix} \quad (19)$$

i_{circ} solo depende del voltaje en el bus de continua V_{dc} y el voltaje total existente cuando están activados los submodulos, $m_x(t) \cdot V_{cx}^\Sigma$. Así mismo, la corriente circulante se puede alterar sin que influya en el lado AC ajustando ambos brazos de una misma fase con la misma cantidad de submodulos insertados.



2.2.2.5 DIMENSIONAMIENTO MMC

Como se ha descrito en apartados anteriores, la composición del MMC dispone de tres fases divididas en dos brazos, siendo el superior e inferior [8]. La definición del número de módulos por brazo se basa en diferentes criterios:

- El voltaje soportado por los semiconductores está relacionado con la siguiente ecuación, siendo N el número de submódulos por brazo:

$$\frac{V_{dc}}{N} \quad (20)$$

- La misma ecuación anterior se puede emplear para los condensadores de cada submódulo.

$$C_{mod} = \frac{Q_c}{0.2 \cdot \frac{V_{dc}}{2}} \quad (21)$$

Si N es el doble, la capacitancia es el doble de acuerdo con la ecuación anterior pero la energía será la mitad en base a la siguiente ecuación:

$$W_c = \frac{1}{2} C u_c^2 \quad (22)$$

- Si el número de submódulos es elevado, el voltaje entre las inserciones de los módulos es pequeño, la frecuencia de conmutación es alta y, por lo tanto, la ondulación de corriente es pequeña. Como consecuencia, se puede reducir el valor de la inductancia del brazo.

Como conclusión, en un diseño tecno-económico se debe de tener en cuenta el coste de los módulos adicionales, las especificaciones de diseño requeridas, las dimensiones de los condensadores que pueden causar restricciones en el proceso de construcción junto con la inductancia y filtros externos del lado de red.



2.2.2.6 ELECCIÓN PARÁMETROS DEL MMC

Condensador

Los condensadores de fuente de voltaje son los encargados de almacenar la energía de enlace DC. La energía máxima almacenada viene dada por la potencia nominal del convertidor y la relación potencia-energía.

$$EP = \frac{E_{Cmax}}{S_n} \quad (23)$$

Esta relación varía dependiendo de la aplicación del convertidor y típicamente es $EP = 10 \text{ J/kVA}$ a 50 J/kVA . Valores más bajos significan una reducción del coste del convertidor, pero existirán ondulaciones de voltaje más altas en el circuito de enlace de DC [8]. La máxima energía almacenada en los condensadores consta de $6n$ submodulos viene dada por cuya expresión viene dada.

$$E_{Cmax} = 6n \frac{C_{SM}}{2} \left(\frac{V_{dc}}{n} \right)^2 \quad (24)$$

Por lo tanto, la capacidad del brazo C_{arm} se puede calcular usando la relación de energía-potencia.

$$C_{arm} = \frac{E_{Cmax}}{3V_{dc}} = EP \frac{S_n}{3V_{dc}^2} \quad (25)$$

Además, cumpliéndose la siguiente relación:

$$C_{arm} = \frac{C_{SM}}{n} \quad (26)$$

Inductancia

El objetivo primordial de este componente es suprimir cualquier componente de alta frecuencia de las corrientes del brazo causado por las diferencias en las tensiones de los brazos superior e inferior. Para obtener un valor adecuado de la inductancia ésta depende de la tensión



del condensador junto de la técnica y frecuencia de conmutación. Además, se debe suprimir la corriente circulante evitando de esta forma, las resonancias.

$$L_{arm} = \frac{1}{C_{arm}\omega^2} \frac{2(h^2 - 1) + m_a^2 h^2}{8h^2(h^2 - 1)} \quad (27)$$

IGBT

La incorporación de IGBT da lugar el control de los voltajes en el proceso de conversión en los MMC. El recién lanzado 4.5 KV trench field stop IGBT junto con el diodo complementan las clases ya existentes de IGBTs de alta tensión de 3.3 KV y 6.5 KV. El IGBT de trench field stop es muy adecuado para circuitos inversores ya que se beneficia de la existencia de pérdidas de conducción bajas. Estas pérdidas bajas se consiguen mediante un aumento significativo de la densidad de portadores en comparación con generaciones anteriores.

El funcionamiento del IGBT y diodo se centra en la rápida conmutación del interruptor más allá de las condiciones estándares y un comportamiento robusto ante fallas o cortocircuitos. Además, estos nuevos dispositivos están diseñados para una temperatura de operación de hasta 150 °C.



Figura 25. Package de un módulo de 4,5 KV -FZ1200R45HL3- para aplicaciones HVDC



2.2.3 CABLES HVDC

Existe una creciente demanda de transmisión de energía eléctrica desde centros de generación los cuales se ubican lejos de la costa como son los parques eólicos marinos. Los sistemas HVDC es una de las soluciones más eficaces en este tipo de tecnología ya que influye tanto el carácter económico, eléctrico como medioambiental frente a la tecnología HVAC [5]. Los últimos 40 años se ha desarrollado esta tecnología HVDC frente la transmisión en corriente alterna lo que ha dado lugar a una serie de ventajas de un transporte frente al otro.

- Las mejoras con respecto los dispositivos electrónicos de potencia contribuyen en gran parte en el desarrollo óptimo y de mayor calidad en un sistema HVDC.
- Los sistemas HVDC permiten interconexiones entre varias redes que pueden ser asíncronas o con diferentes frecuencias de operación.

En el empleo de la tecnología previa a la utilización al MMC, se realizó con el transporte con el sistema VSC-HVDC. La configuración VSC-HVDC presenta los dos conductores de polaridad opuesta conectados a estaciones convertidoras. Los condensadores laterales de DC aseguran el soporte y el filtrado de la tensión de DC mientras que en los terminales AC del convertidor se conectan reactores de fase y filtros armónicos para garantizar el intercambio de potencia, limitar la corriente de fallo y bloquear armónicos debido a PWM.

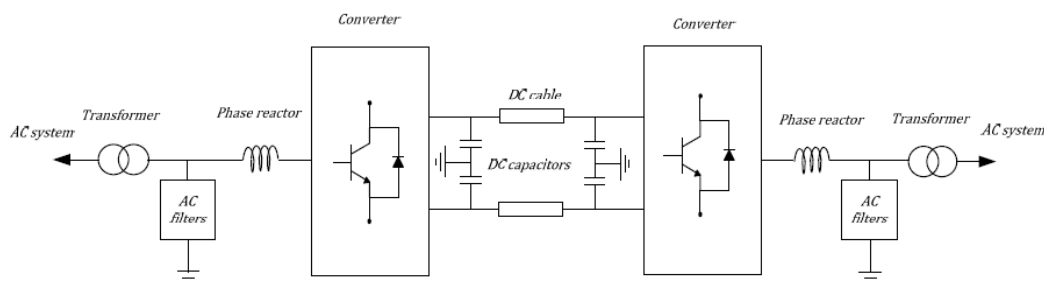


Figura 26. Proyecto con tecnología VSC-HVDC

La configuración VSC-HVDC contiene una compleja estructura, problemas de equilibrio de voltaje y consideraciones económicas, lo que



conlleva a basarse en otras tecnologías. Con la introducción de MMC, las áreas de aplicación de la transmisión VSC-HVDC pueden ampliarse debido a las numerosas ventajas como la modularidad, el aumento de la eficiencia y la fiabilidad que MMC presenta, con lo que se pretende sustituir las topologías actuales de VSC-HVDC en un futuro próximo.

La configuración del sistema de transmisión MMC-HVDC se muestra en la siguiente figura [3].

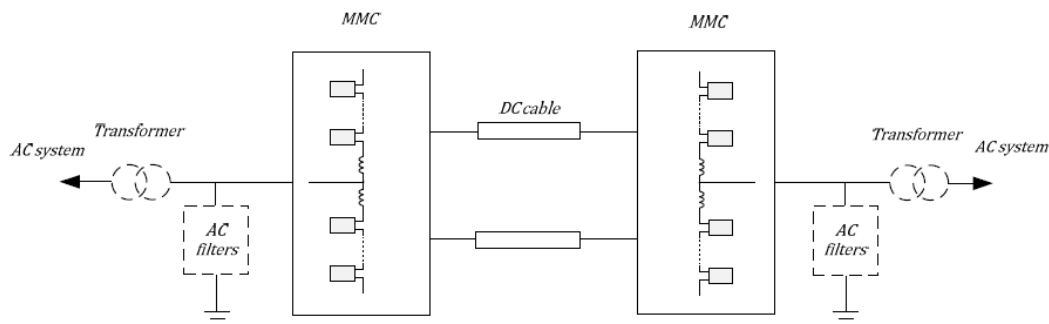


Figura 27. Proyecto con tecnología MMC-HVDC

En comparación con la topología anterior se observa que los filtros AC pueden ser reducidos o eliminados y debido al almacenamiento distribuido de energía en los submodulos de las fases, los condensadores del bus DC también se eliminan.

Hoy en día varios fabricantes ofrecen soluciones HVDC basadas en MMC, como ABB con su HVDC light, Siemens con HVDC Plus y Alstom con su HVDC MaxSine. Estas soluciones ya están en uso en varios proyectos encargados alrededor del mundo.

2.3.3.1 CABLES SUBMARINOS

Generalmente, al emplearse topología HVDC desde un parque eólico marino, gran parte del transporte de la energía se realiza por cables submarinos entre la estación rectificadora y la estación terrestre inversora. Los cables principales poseen una tensión principal mínima de $\pm 150\text{KV}$ consiguiendo una transmisión del enlace de gran potencia.

Con respecto a la empleabilidad de los cables, se puede utilizar un tercero para el retorno cuya función es secundaria a excepción de la existencia de una falla ya que se puede operar mediante él transmitiendo a mitad de tensión. En la siguiente figura se encuentra la sección de la cual están compuestos los tres cables pertenecientes a esta tecnología básica [13].

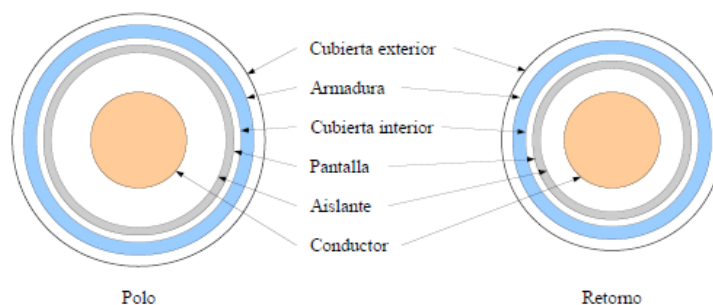


Figura 28. Capas de un conductor HVDC

En la tabla siguiente se muestran los parámetros que componen la sección de los cables en el sistema HVDC.

Layer	Material	Radio (mm)		ρ (n Ω m)	ϵ_r	μ_r
		polo	retorno			
Conductor	Cobre	18,2	18,2	17,6		1
Aislante	XLPE	33,2	27,2		2,5	1
Pantalla	Aleación de plomo	36,2	30,2	220		1
Cubierta interior	PE	38,8	32,8		2,3	1
Armadura	Acero galvanizado	43,8	37,8	180		10
Cubierta exterior	PP	48	42		2,2	1

Tabla 5. Parámetros de composición de cable HVDC

2.3.3.2 TIPOS CABLES

En la transmisión de energía desde un parque eólico marino, las ventajas de la HVDC frente a la HVAC se hacen aún más notables como se ha mostrado anteriormente. Por ello, el estado de la tecnología utilizada es el siguiente [17]:

Cable de papel impregnado (mass-impregnated cable)

Cable formado por un conductor central de cobre laminado cubierto por capas de papel impregnado en aceite y resinas. Seguidamente el cable es cubierto por unas capas de polietileno extruido el cual aporta protección



anticorrosión y acero galvanizado que lo protege contra las deformaciones mecánicas durante su funcionamiento. También suele reforzarse con una capa de acero y/o plomo para mantener aislado el medio ambiente de los componentes. Puede utilizarse para profundidades de más de 1000 m, está disponible para tensiones de hasta 600 kV con una sección de hasta 2700 mm², y puede transmitir potencias de alrededor de 800 MW, estando la capacidad de transmisión limitada por la temperatura que alcanza el conductor.



Figura 29. Cable de papel impregnado

Cable refrigerado por aceite (oil-filled cable)

El tipo de cable empleado es el mismo que en cable de papel impregnado, pero con la diferencia en que el papel impregnado empleado es de menor densidad, circula aceite refrigerante por el conductor situado en el eje y el aceite de menor viscosidad.

En este caso no existe límite en la profundidad, pero la longitud puede ser tediosa debido a que es costoso bombear el aceite refrigerante además de la posibilidad de fugas.



Figura 30. Cable refrigerado por aceite

Cable de polietileno reticulado o XLPE (Cross-Linked Polyethylene):

Este cable se caracteriza por utilizar un polímero extruido como aislante dando a lugar al aislamiento seco. Este material permite una temperatura de trabajo de 90° y de hasta 250° en cortocircuito. Este cable es mayoritariamente empleado para generación o consumos de parques eólicos offshore ya que puede trabajar con tensiones de 350 kV y secciones hasta los 3000 mm².



Figura 31. Cable XLPE

Cable de polipropileno y papel laminado o PPLP (Polypropylene Laminated Paper)

Este cable se caracteriza por el uso de un aislamiento formado por capas de papel y propileno laminado con objeto de disminuir las pérdidas dieléctricas. Posee un comportamiento térmico y aislamiento superior al tipo MI, pero por el contrario es más débil frente a cambios de polaridad en la tensión.



Figura 32. Cable PPLP

Extruido para VSC

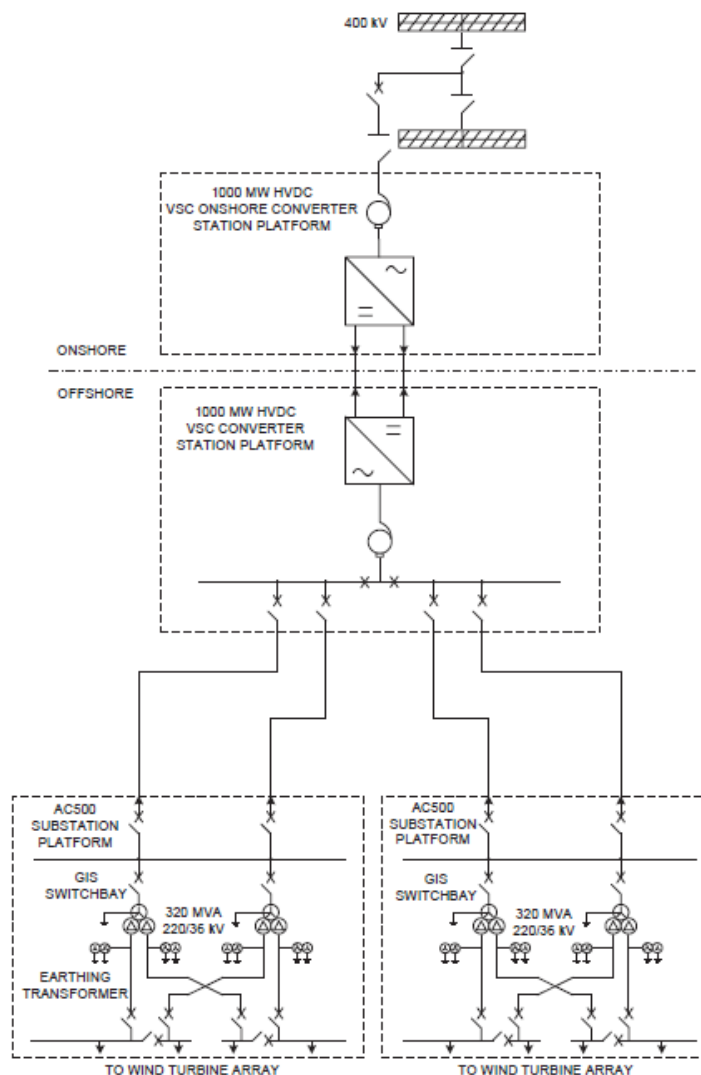
Este tipo tiene como objetivo solventar las limitaciones de los cables extruidos existentes en la tecnología HVDC convencional. Estos nuevos cables plásticos combinan capacidad para trabajar en altas tensiones en DC (100 KV) con un bajo peso (1 kg/m) y potencias elevadas (mayor de 30 MW).



Figura 33. Cable extruido para VSC

2.3.3.3 RED AC CON CONEXIÓN A HVDC

Para ilustrar el diseño del sistema eléctrico incluido entre la red onshore y la plataforma offshore, se ha construido un parque eólico operando a AC con un sistema de transmisión HVDC [16].



En la figura anterior muestra el esquema detallado de una sola línea. El diseño consta de tres plataformas offshore (compuestas de un convertidor AC/DC y dos subestaciones de 520 MVA) y una plataforma de plataforma de convertidor DC/AC en tierra. De esta forma, las turbinas eólicas están conectadas directamente a una de las dos plataformas colectoras intermedias de 520 MVA AC. Por lo tanto, dos transformadores terciarios de 320 MVA se instalan en cada plataforma aumentando la confiabilidad. Ambas plataformas



están conectadas directamente a la plataforma offshore con el convertidor a través de cables submarinos de 3 núcleos, cuyo voltaje está clasificado en 220 kV. Finalmente, el HVDC VSC convierte el voltaje de 300 kV DC en 400 kV de voltaje CA para la red principal en tierra. Como en el caso anterior, el devanado primario del transformador está solidariamente conectado a tierra. Este tipo de diseño basado en tecnología DC debería resultar más económico que cualquier esquema de AC que implique grandes potencias nominales y que esté situado más lejos de la costa.

2.3.3.4 CONFIGURACIÓN DE LA TRANSMISIÓN HVDC

Dependiendo de los aspectos estructurales existen tres tipos principales de conexiones [25][17]:

Monopolar

Solamente se emplea un conductor para transmitir la energía eléctrica y el retorno se emplean electrodos unidos a las estaciones de conversión. Esta conexión es propia para unión de largas distancias ya que los costes pueden disminuir drásticamente al no instalar un cable de retorno. Su empleabilidad en aplicaciones offshore es adecuada debido a que, en diversas ocasiones, el mar realiza funciones de retorno ya que puede ofrecer menores pérdidas que un conductor metálico. Existen dos tipos de conexión monopolar que se explicarán a continuación:

- **Monopolar retorno a tierra**

Interconecta dos estaciones convertidoras a través de una sola línea, con la posibilidad de funcionar a ambas polaridades DC. Además, es una solución rentable para una transmisión de cable HVDC a causa de una menor utilización de longitud de cableado. En cada extremo de la línea, se requiere una línea de electrodos siendo estos por tierra o mar construido para la trayectoria de retorno.

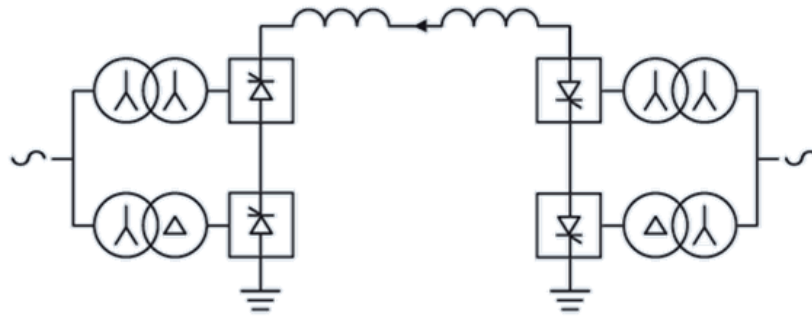


Figura 34. Configuración monopolar retorno a tierra

- **Monopolar retorno metálico**

Algunos sistemas monopolares incluyen un retorno metálico cuando no se puede realizar el retorno mediante electrodos conectados a tierra o cuando las pérdidas son elevadas y en estos casos se usa un retorno metálico.

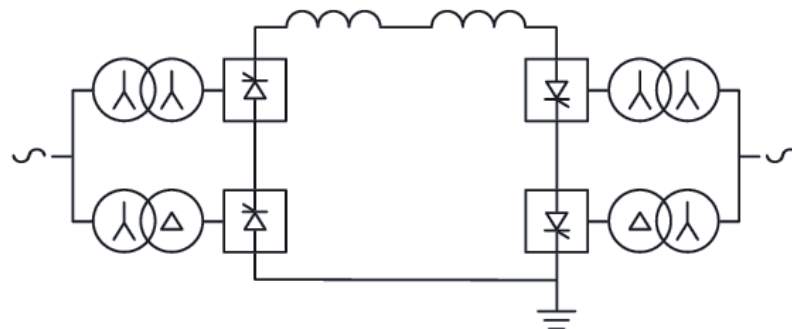


Figura 35. Configuración monopolar retorno metálico

Bipolar

Esta configuración toma dos conductores operando en polaridades opuestas lo que conlleva a una mayor fiabilidad del sistema ya que en el caso de que un polo se quedase fuera de servicio, el sistema puede seguir transmitiendo como si fuera una configuración monopolar. Esto da como resultado dos circuitos de DC independientes, con una capacidad de media capacidad cada uno. Los enlaces bipolares pueden estar conectados a tierra



Punto a punto

Esta configuración es la más utilizada en configuraciones HVDC ya que se utiliza para conectar dos subestaciones tomándose estas como rectificadora e inversora.

De igual manera, se utiliza para conexiones submarinas o sistemas de generación aislados.

Multiterminal

Esta opción se obtiene cuando existe una conexión de 3 o más subestaciones en un sistema HVDC. La conexión puede tomar tres configuraciones: Paralela, cuando todas las subestaciones se mantienen conectadas a la misma tensión, Serie, llega tensión diferente a cada estación o Mixta siendo esta una combinación de las dos anteriores.

Unitario

Generalmente, este sistema se utiliza con generadores hidráulicos y eólicos asíncronos. Esta configuración permite un aprovechamiento de la energía independientemente de la frecuencia del sistema. Realiza una función similar a la configuración back to back debido a que se obtiene por un lado una frecuencia fija, siendo esta la red, y en una frecuencia variable, tomándose como ello el lado del generador.

2.2.4 PROTECCIONES Y PUESTA A TIERRA

Los dispositivos utilizados más importantes son los disyuntores, relés, fusibles e interruptores de control los cuales necesitan que se realicen acciones combinadas para asegurar un correcto desbloqueo de fallas y el adecuado comportamiento junto con la seguridad del sistema. Además, el control de la protección ante cortocircuitos en el transformador o el cable



puede ser controlado remotamente a través de Control de Supervisión o Adquisición de Datos, denominado SCADA.

Existen dos tipos de equipamiento:

- Equipamiento aislado en gas (GIS): El switchgear de alta tensión aislado en gas (GIS) es un equipo compacto de encapsulado metálico que consiste en componentes de alto voltaje tales como interruptores automáticos y seccionadores. El aislamiento viene dado por gas de hexano de azufre presurizado (SF_6) que pueden ser operados con seguridad en espacios limitados como puede ocurrir en un parque eólico marino.
- Equipamiento aislado en aire (AIS): Esta tecnología está más encaminada a su puesta de subestaciones terrestres. El equipo de la subestación primaria AIS contiene un tratamiento de hasta 1200 kV, incluyendo disyuntores (LTB), disyuntores (DTB), transformadores de instrumentos, seccionadores, descargadores de sobretensiones, control y conmutación controlada.

Por otra parte, con el fin de evitar interrupciones de corriente y poder conmutar diferentes caminos de transmisión de DC en conexiones con más de un polo terminal, se disponen interruptores tales como [25]:

- NBS (*Neutral Bus Switch*): Un interruptor está en serie con el polo de manera que, en el caso de fallo en un polo, el polo seguirá bloqueado. Este interruptor se usa para desviar la corriente DC del polo bloqueado a tierra.
- NBGS (*Neutral Bus Ground Switch*): El interruptor normalmente está abierto, pero cuando se cierra, conecta el convertidor con la tierra del sistema.
- GRTS (*Ground Return Transfer Switch*): Se usa como parte de la operación de conmutación para configurar el esquema HVDC como

un monopolo de retorno a tierra o un monopolo de retorno metálico. El seccionador se mantiene abierto si el conductor de alta tensión está energizado para aislar el voltaje medio de alta tensión de la alta tensión. El GRTS es también usado para la conmutación de la corriente de carga del conductor de HV transfiriéndolo por retorno por tierra.

- MRTB (*Metallic Return Transfer Breaker*): Este interruptor es usado junto a GRTS para la conmutación de la corriente de carga DC entre el retorno por tierra y en paralelo, el retorno metálico en HV.

La puesta a tierra de las estaciones convertidoras es especialmente importante con la utilización de tecnología HVDC y sobre todo en el caso de sistemas monopolares, puesto que realiza las funciones de retorno de la corriente DC. En sistemas bipolares se pueden instalar los electrodos de puesta a tierra como el neutro en un sistema trifásico. Cabe señalar que, aunque en una conexión bipolar la corriente está equilibrada entre los dos polos, siempre existe una pequeña corriente de fuga a tierra, motivo por el que los electrodos se suelen instalar alejados de las estaciones. Los electrodos para un sistema HVDC pueden instalarse en tierra, en la costa o en el mar (submarinos), estos dos últimos pueden ser instalados como pares anódicos o catódicos.

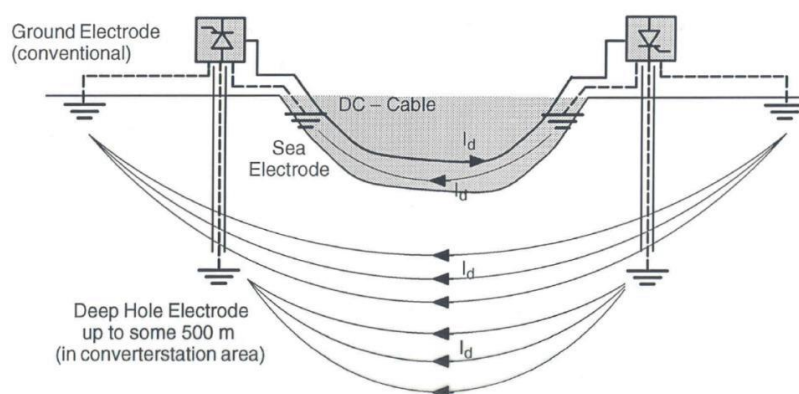


Figura 37. Puesta a tierra de un sistema HVDC-MMC



2.2.5 FILTROS AC

Los filtros AC o también denominados reactores en línea tienen como finalidad oponerse a cambios rápidos de corrientes y/o frecuencias. Estos son colocados en serie con el terminal de entrada de un sistema trifásico como un controlador, aunque hay proyectos en los que no se exige explícitamente el uso de filtros de corriente alterna, pero los diseños con ramas de filtro pasivas o convencionales han demostrado que proporcionan la solución más técnica y económica más beneficiosa.

Hay varias razones diferentes para ello. La necesidad de soportar la potencia reactiva proporcionará un filtrado suficiente en la mayoría de los esquemas HVDC. Para otras configuraciones de convertidor HVDC con, como el convertidor conmutado por condensador con un menor déficit de potencia reactiva, se han utilizado filtros continuamente sintonizados o filtros pasivos convencionales.

Para los esquemas HVDC con convertidores de tensión-fuente modulados en anchura de impulso las características son totalmente diferentes, por ejemplo, la potencia reactiva puede ser controlada independientemente de la potencia. Además, mediante la selección de la técnica de PWM, las propiedades armónicas del convertidor se pueden controlar y actualmente no se predice la necesidad de un filtro [20]. La flexibilidad de un convertidor PWM también le permite contrarrestar la influencia armónica externa de bajo orden mediante medidas de control.

2.3 CONEXIÓN A LA RED ELÉCTRICA DE TRANSPORTE DE UNA LÍNEA HVDC-MMC.

Una vez transmitida la energía eléctrica, llega de nuevo a una estación convertidora la cual convertirá la energía de corriente continua a corriente alterna. Esta estación estará compuesta por un MMC seguido de un transformador que aumente el voltaje consiguiéndose el valor de red alta tensión para ser transmitido.

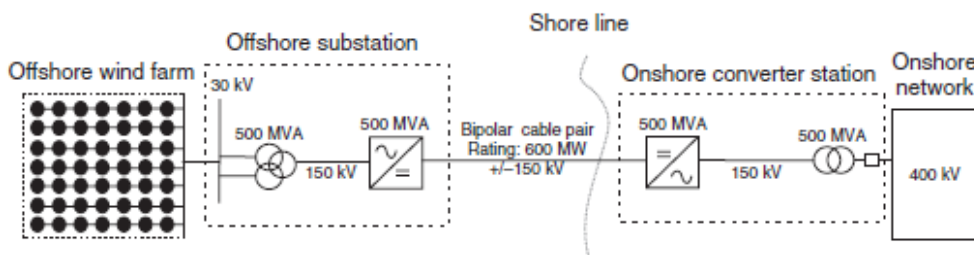


Figura 38. Proyecto offshore con conexión a red

La energía generada en un parque eólico marino se conectará a la red eléctrica mediante el punto de conexión común PCC. La energía suministrada llegará a la red la cual está compuesta por un conjunto de generadores, transformadores, cargas y líneas eléctricas. En el desarrollo de este punto se empleará un modelo simplificado de Thevenin de la red mostrándose en la figura siguiente [13]:

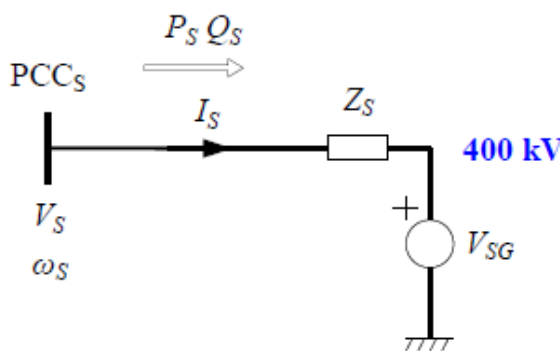


Figura 39. Componentes conexión PCC

El modelo está formado por una impedancia $Z_s = jX_L + R$ junto con una fuente de tensión del que se parte para obtener las ecuaciones que caracterizan el comportamiento de la red terrestre de transporte:



$$V_{Sq} = R_s I_{Sq} + L_s \frac{dI_{Sq}}{dt} - \omega_s L_s I_{Sd} + V_{SGq} \quad (28)$$

$$V_{Sd} = R_s I_{Sd} + L_s \frac{dI_{Sd}}{dt} - \omega_s L_s I_{Sq} + V_{SGd} \quad (29)$$

Para poder conectar a la red un parque eólico marino es necesario que cumpla con unas condiciones establecidas por norma u otros aspectos a tratar.

2.3.1 DISTORSIÓN ARMÓNICA

Los parámetros fundamentales que determinan un suministro de energía eléctrica son la tensión de alimentación y la corriente. Ambos se tienen que tener en cuenta tanto en desequilibrios de red como el valor de sus armónicos ya que estos límites están reglamentados para el caso de turbinas de gran tamaño. Una mayor existencia de armónicos depende tanto del hardware los filtros y del software con las técnicas de modulación que se establecen en el convertidor.

Conforme a las normas establecidas, la distorsión armónica total (THD) de la corriente administrada a la red debe de ser inferior al 5%.

ARMONICOS IMPARES	VALOR MAXIMO
3-9	4%
11-15	2%
17-21	1,5%
23-33	0,6%

Tabla 6. Límites THD en los diferentes armónicos

La Comisión Electrotécnica Internacional ha fijado en la norma IEC 555 como el armónico límite 40.

De esta forma se obtiene el cálculo de la tasa de distorsión armónica total referenciada a la frecuencia fundamental:



$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \quad (30)$$

2.3.2 FLUJO DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA

La base fundamental de potencia aparente se define como sigue

$$S_b = P + jQ = \sqrt{3} \cdot \overline{U_c} \cdot \overline{I_V}^* \quad (31)$$

Los componentes de potencia activa y reactiva se definen como:

$$P = \frac{U_c \cdot U_V \cdot \sin \delta}{\omega L} \quad (32)$$

$$Q = \frac{U_c \cdot (U_c - U_V) \cdot \cos \delta}{\omega L} \quad (33)$$

Donde

δ = ángulo de fase entre la tensión del bus del convertidor U_c y la tensión del bus de válvula U_V .

L = reactor de línea.

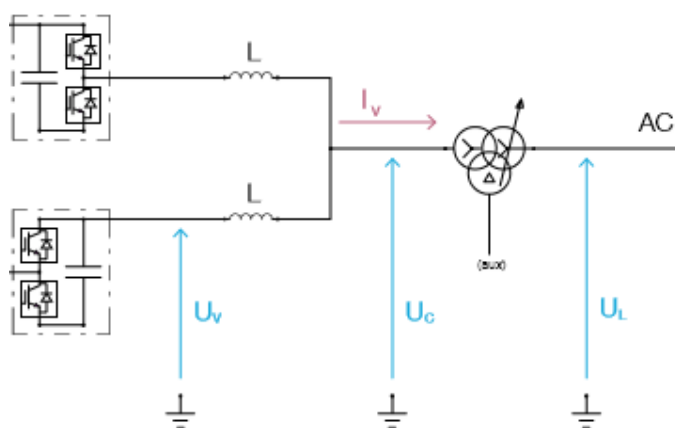


Figura 40. Distintas tensiones MMC

El cambio de la diferencia de amplitud entre la tensión de bus de convertidor U_c y la tensión de bus de válvula U_V controla el flujo de potencia reactiva entre el convertidor y el bus de transformador y, por consiguiente, entre el convertidor y la red de CA.



Si el U_V está en fase-retraso, la energía activa fluye del lado de la CA a la CC (rectificador), por el contrario, si el U_V está en fase-adelanto, la energía activa fluye del lado de la CA a la CA (inversor).

- Si $U_V > U_C$, el convertidor genera potencia reactiva
- Si $U_C > U_V$, el convertidor consume potencia reactiva.

El diagrama típico de P / Q , que es válido dentro de todo el rango de voltaje de la red CA de estado estacionario, se muestra en la figura 41.

El diagrama mostrado es para un back-to-back, es decir, sin distancia entre el emisor y la estación receptora. Los cuadrantes 1 y 2 representan el rectificador, y el 3 y 4 el inversor. Un valor positivo de Q indica el suministro de potencia reactiva a la red de CA la cual puede ser controlada independientemente en cada estación.

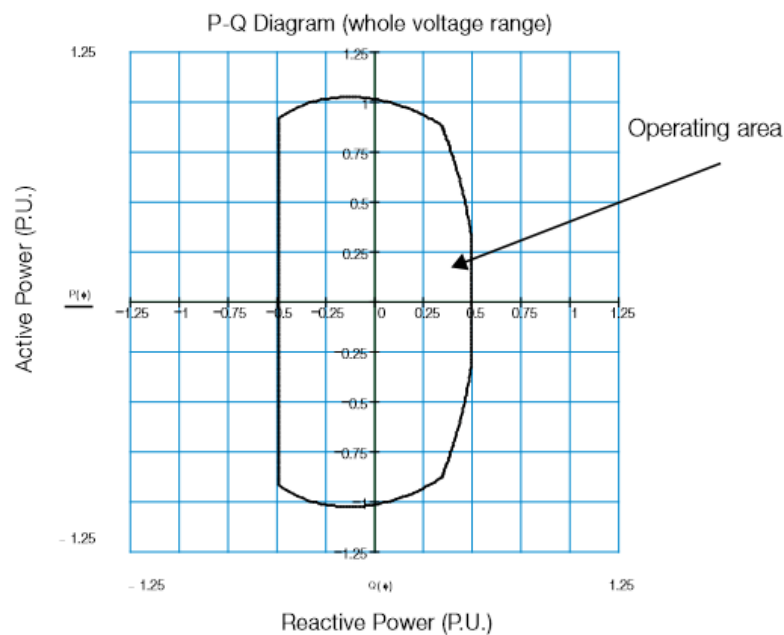


Figura 41. Diagrama PQ



2.3.3 FALLOS EN CONEXIÓN A RED

La gran parte de controladores electrónicos de aerogeneradores están programados para que la turbina funcione en vacío a bajas velocidades de viento y una vez que el viento se hace lo suficientemente potente como para hacer girar el rotor y el generador a su velocidad nominal, es importante que el generador de la turbina sea conectado a la red eléctrica en el momento oportuno. Generalmente los fallos están relacionados con desequilibrios en tensiones y corrientes en cuyos casos se tienen que aplicar ciertas normas para no provocar un descontrol en la red. Una de las normas destacadas son los requisitos para turbinas eólicas de ABB con la norma IEC 61400-21. Cita que, en caso de bajada de tensión en la red, los aerogeneradores deben seguir conectados.

En los parques eólico marinos conectados mediante HVDC tienen asociado su central convertidora en tierra la cual tiene la capacidad de soportar los caudales de tensión de red en alterna ya que es el nivel intermedio entre el parque eólico y la red continental. Por otra parte, un tratamiento HVDC-VSC posee características muy similares a HVDC-MMC por lo que la capacidad de control de la potencia activa como reactiva es independiente provocando que se inyecte esta última a la red en caso de falla. Cabe destacar que con el empleo de la tecnología MMC se consigue redundancia inherente para el manejo de fallos o fault ride through, el cual permite un funcionamiento ininterrumpido del inversor, aunque se produzca una avería breve de la red. Sin embargo, existe un reto con respecto a la capacidad de voltage-ride-through en el parque eólico con conexión a HVDC ya que existe una pérdida de la inyección de potencia activa durante los periodos de baja tensión.

La existencia de fallos no permanentes en el transporte HVDC requieren que se borren rápidamente y se aisle para restaurar y reiniciar la transmisión de energía lo más rápido posible. Un empleo habitual en este tipo de prácticas es la conexión en paralelo de un doble tiristor a través del puerto de AC del submodulo de los MMC.

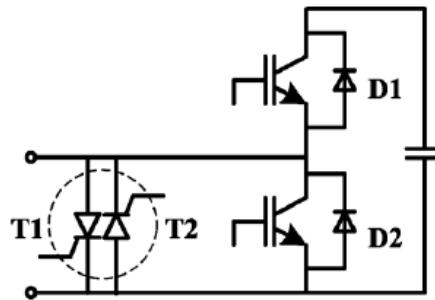


Figura 42. Submodulo con protección

Los tiristores bidireccionales eliminan el efecto del diodo libre y dan permiso a la corriente que atraviesa el bus de continua para caer libremente hasta llegar al valor cero lo cual hace posible que se extinga el arco de DC y restaurar el aislamiento sobre el punto del cortocircuito. De esta forma, el cortocircuito DC es convertido a cortocircuito AC y ésta corriente puede ser erradicada al eliminarse las señales de puerta a todos los tiristores. Desbloqueando los IGBT del convertidor, el voltaje del bus DC es reconstruido y con ello el comportamiento del convertidor se reinicia volviendo a transmitir con normalidad.



2.4 APLICACIONES REALES

Como se citó anteriormente, el uso de esta tecnología está en auge debido a las numerosas ventajas frente a tecnologías más antiguas. Además, las empresas líderes tales como Siemens, ABB o Alstom contienen una gran parte de los proyectos [7] [10] [23].

Los convertidores, construidos por ABB usan la topología de Convertidor en Cascada de dos niveles, siendo este un tipo del convertidor modular multinivel, en la configuración monopolar simétrica.

En la tabla siguiente se representan algunos de los proyectos que emplean la tecnología citada previamente.

PROYECTO	AÑO	POTENCIA (MW)	DC(KV)	AC(KV)	APLICACIÓN	CONCEPTOS
Trans Bay Cable	2010	400	±200	230	Interconexión de redes	Primer proyecto HVDC en utilizar MMC
COBRACable	2019	700	±320	400	Interconexión de redes	Interconexión redes HVDC Plus
North Sea Link	2021	1400	±525	420 (Kvilldal, Norway) 400 (Blyth, UK)	Interconexión de redes	HVDC Light
Caithness Moray	2018	1200	±320	Spittal: 275 Blackhillock: 400 kV	Interconexión de redes	HVDC Light
BorWin1	2011	400	±150	170 kV (Platform BorWin alpha), 380 kV (Diele)	Parque eólico offshore	HVDC Light



BorWin2	2015	800	± 300	380 Onshore 155 Offshore	Parque eólico offshore	HVDC Plus Configuración monopolar simétrico
BorWin3	2019	900	± 320	-	Parque eólico offshore	HVDC Plus
DolWin1	2015	800	± 320	380(Dörpen West) 155 (Platform Dolwin Alpha)	Parque eólico offshore	HVDC Light Configuración monopolar simétrico
DolWin2	2016	916	± 320	380(Dörpen West) 155 (Platform DolWin Beta)	Parque eólico offshore	HVDC Light
DolWin3	2017	900	± 320	•	Parque eólico offshore	HVDC MaxSine
HelWin1	2015	576	± 250	380 Onshore 155 Offshore	Parque eólico offshore	HVDC Plus
HelWin2	2015	690	± 320	400	Parque eólico offshore	HVDC Plus
SylWin1	2015	864	± 320	400	Parque eólico offshore	HVDC Plus
ULTRANET	2019	2000	± 380	400	Interconexión de redes	HVDC Plus
INELFE	2015	2000	± 320	400	Interconexión de redes	HVDC Plus
Skagerrak Pole4	2014	700	± 500	700	Interconexión redes	HVDC Light

Tabla 7. Proyectos con tecnología HVDC-VSC/MMC



La gran mayoría de aplicaciones offshore creadas en los últimos años o con proyección a un futuro próximo, se dan en Alemania ya que recientemente ha hecho una gran apuesta por las energías renovables llegando a convertirse líder mundial en este campo. Además, una profundidad óptima del Mar del Norte junto con las políticas aplicadas lleva consigo la creación de numerosos parques eólicos marinos de los cuales parten proyectos como los citados anteriormente.

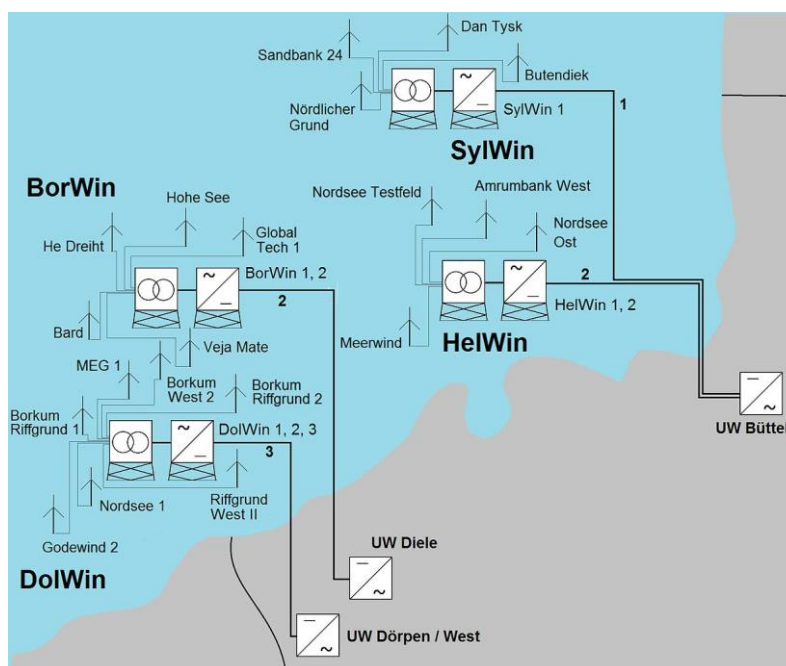


Figura 43. Distribución proyectos offshore en el Mar del Norte

A continuación, se explicará con mayor detalle un proyecto real con su aplicación directa en la eólica marina.

2.4.1 DOLWIN 1

DolWin 1 forma parte de un ambicioso programa “Energiewende” el cual proporciona conexiones a la red eléctrica alemana desde parques eólicos offshore provenientes del Mar del Norte. Este proyecto fue el primero de ABB en implementar el sistema VSC HVDC mejorado debido a la empleabilidad de HVDC Light junto con la topología del convertidor de dos niveles en cascada (MMC) en la configuración monopolar simétrica. La conexión a la red que



proporciona DolWin1 prevé la generación de más de 6,5 GW en 2020 y 15 GW para 2030. Por otra parte, DolWin1 será el segundo enlace HVDC de TenneT para parques eólicos marinos cuando se ponga en funcionamiento. TenneT, además de transferir energía desde la costa, también utilizará el enlace DolWin1 para optimizar la red de transmisión alemana [24].

Las características principales que componen este proyecto son:

Año de puesta en marcha	2015
Potencia nominal	800 MW
Voltaje AC	155 KV (Plataforma DolWin Alpha) 380 KV(Dörpen/West)
Voltaje DC	±320 KV
Corriente DC	1260 A
Longitud del cable submarino	2 x 75 km
Longitud del cable bajo tierra	2 x 90 km
Tecnología de transmisión	HVDC Light, ABB
Número de polos	1 configuración monopolar simétrico
Frecuencia sistema AC	50 Hz
Capacidad de cortocircuito	1200 MVA 13094 MVA
Válvulas HVDC	IGBT
Transformador del convertidor	Trifásica, de tres devanados (590/590/200) MVA Dos transformadores en paralelo
Reactor de suavizado	2 reactores de tipo seco por estación, con reactancia de 10 mH
Reactor del convertidor	6 reactores de tipo seco por estación, con reactancia de 35,9 mH y 53,9mH

Tabla 8. Ficha técnica del proyecto DolWin 1



El proyecto comenzó en julio de 2010 cuando TenneT adjudicó a ABB el contrato para el proyecto DolWin1. La estación de conversión DolWin1 HVDC Light energizó en la subestación de Dörpen West en Alemania a finales de 2012, estando en periodo de prueba y evaluación de la tecnología a partir de entonces. Después de la terminación de la plataforma DolWin Alpha en 2014, el enlace fue puesto en servicio en agosto de 2014. Esta fue la primera activación de una operación de enlace VSC de HVDC en ± 320 kV. Durante la última parte de 2014, se conectaron las turbinas eólicas de dos parques eólicos, Borkum Riffgrund 1 y Trianel Borkum, al enlace DolWin1. El 27 de julio de 2015, ABB entregó el enlace al operador holandés-alemán TenneT offshore tras la finalización con éxito del proyecto. DolWin1 es una pieza importante en la transición alemana a las energías renovables y proporcionará 800 MW a la red alemana cuando todos los aerogeneradores hayan sido conectados en 2018. Eventualmente, esta conexión conectará tres parques eólicos marinos a la red alemana Merkur Offshore, Trianel Borkum y Borkum Riffgrund 1.

En la siguiente figura se observa todo el esquema general de la tecnología empleada, la cual ha sido desarrollada a lo largo del proyecto.

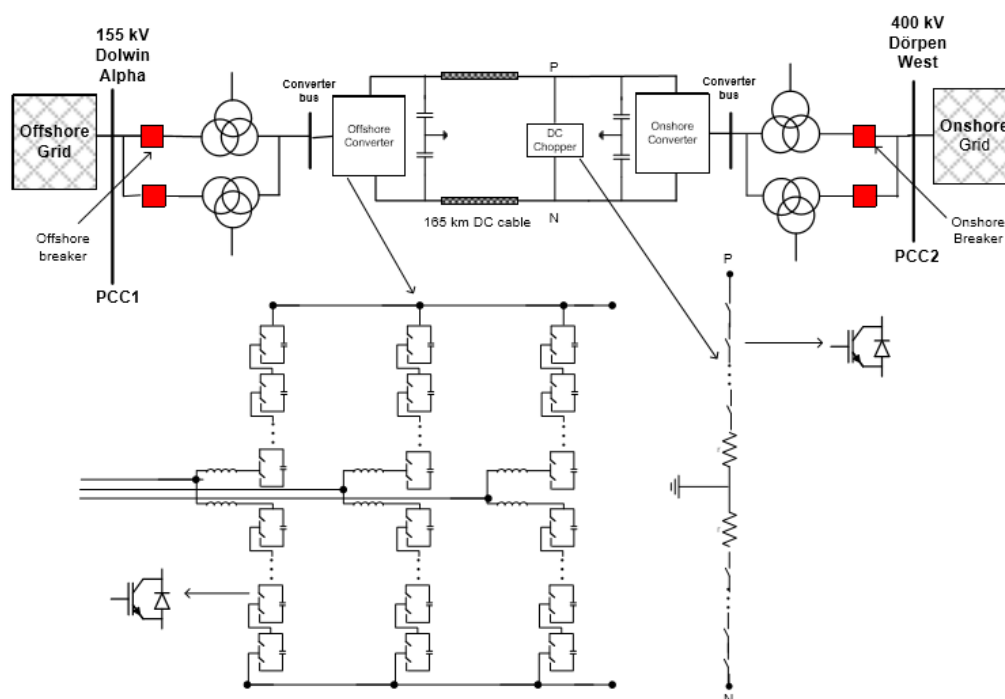


Figura 44. Esquema tecnológico DolWin 1



2.4.1.1 CARACTERÍSTICAS PARQUE EÓLICO MARINO

La red offshore está compuesta por Borkum Riffgrund 1, Trianel Borkum y Merkur Offshore. La distribución de los parques eólicos se muestra en la figura siguiente. Borkum Riffgrund 1 es un parque eólico de 277 MW que consta de 78 generadores de turbina eólica de 3.6 MW y se conecta a DolWin Alpha a través de dos cables de 11,4 km y dos transformadores de 155/33 kV y 180 MVA. El parque eólico de Trianel Borkum consta de turbinas generadoras de 40 x 5 MW, proporcionadas por Adwen, con una capacidad total de 200 MW y está conectado a DolWin Alpha a través de un cable de 7,3 km de CA y 155/33/33 kV, 225 MVA transformador. Merkur Offshore es un parque eólico de 400 MW que consta de generadores de 66 x 6 MW y está conectado a DolWin Alpha a través de dos cables de 13 km y cuatro transformadores de 155/33 kV y 120 MVA. En su lugar, se muestra la agregación de los cables de 33 kV y generadores.

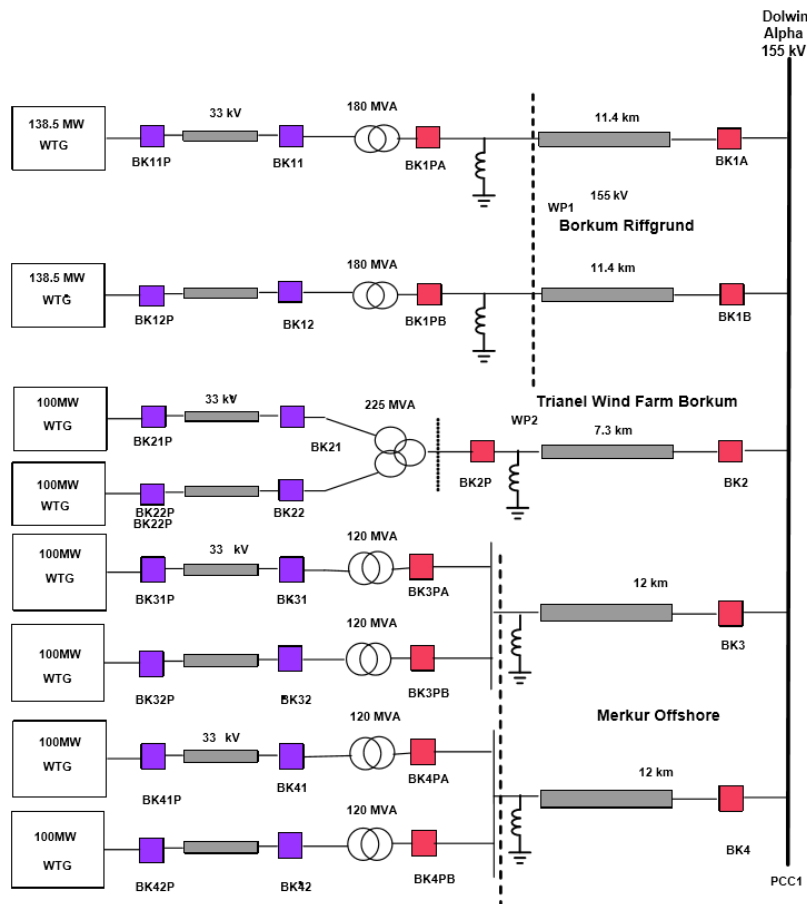


Figura 45. Distribución parque eólico con conexión a DolWin Alpha

Debe de tenerse en cuenta que los disyuntores HVDC no son necesarios para las redes regionales donde el impacto del cierre de la red durante fallas de tierra DC tiene un efecto limitado en el sistema AC conectado. Pero la existencia de interruptores de corriente continua será un requisito previo para la construcción y la planificación de grandes redes. Por lo tanto, se empleará un disyuntor HVDC basado en electrónica de potencia con capacidad para interrumpir las corrientes de carga DC en el rango de tiempo de milisegundos. El presente diseño tiene pérdidas de conducción despreciables.

2.4.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR

El convertidor offshore se encuentra en la plataforma DolWin Alpha offshore, que fue construida por Heerema en Zwijndrecht, Países Bajos con dimensiones de 64 m x 42 m x 38 m y pesa 12000 toneladas.

Como se ha citado anteriormente, el convertidor electrónico de potencia es de tipo cascada de dos niveles (CTL), un tipo de MMC el cual mantiene una estructura muy similar al desarrollado en este proyecto.

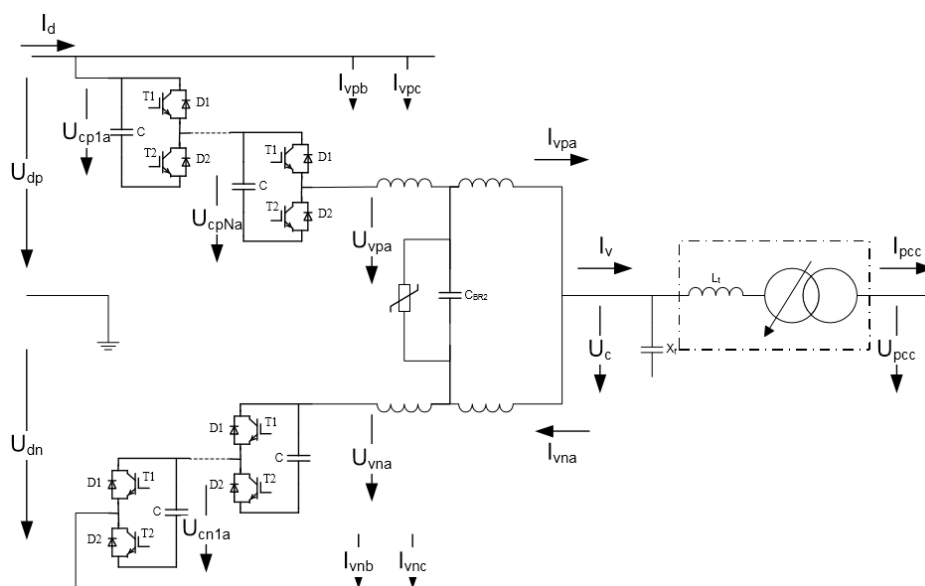


Figura 46. Esquema convertidor CTL

El principio de este convertidor es la conexión en serie de los submodulos existentes utilizando módulos con IGBTs para conseguir una señal



de salida prácticamente sinusoidal. Cada brazo de fase del convertidor CTL se divide en dos brazos, siendo el positivo y negativo. Para un nivel de voltaje del HVDC de ± 320 KV, como ocurre en DolWin1, normalmente se requieren $N=36$ submodulos por brazo. Éstos se controlan para proporcionar un voltaje de salida de frecuencia fundamental, relacionado con la salida de potencia activa y reactiva deseada, a través de la conmutación de los submodulos individuales.

El comportamiento de este tipo de convertidor puede conmutar las válvulas de 3 distintas maneras:

- Cuando el polo $S2=1$ y $S1=0$, se dice que la tensión de salida de la celda es igual a la tensión del condensador. El condensador entonces carga cuando la corriente del brazo es positiva y descarga en el sentido contrario.
- Al conmutar las válvulas tomando $S1=1$ y $S2=0$ la celda dará voltaje de salida cero obteniéndose el condensador puenteado y su voltaje permanece constante.
- Si ambos polos están apagados, el submodulo se bloquea y la corriente se realiza sólo a través de los diodos.

ESTADO DE CONMUTACIÓN		TERMINAL DE VOLTAJE	POLARIDAD DE LA CORRIENTE EN EL ARM	ESTADO DEL CONDENSADOR
S1	S2	SM		
1	0	V_c	+	PUENTEA
0	1	0	+	CARGA
1	0	V_c	-	PUENTEA
0	1	0	-	DESCARGA
1	1	CORTOCIRCUITO CONDENSADOR		
0	0	CIRCUITO ABIERTO		

Tabla 9. Estado del convertidor CTL



Cada submodulo conmuta a una frecuencia de conmutación baja, típicamente cerca de $f_{swc} = 150 \text{ Hz}$ tomándose un número de impulsos de aproximadamente 3 para una frecuencia fundamental de 50 Hz. Gracias a la baja frecuencia de conmutación por submodulo, las pérdidas de conmutación del transistor bipolar de puerta aislada y las pérdidas armónicas del reactor se reducen significativamente. Las pérdidas totales de la estación del convertidor están en el rango de 1%.

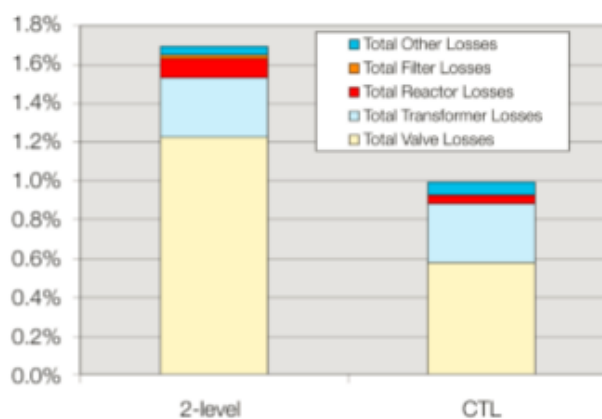


Figura 47. Comparativa de pérdidas de 2-level y CTL

Durante el funcionamiento normal, los submodulos conmutan de manera escalonada consiguiendo una frecuencia de conmutación efectiva por fase de $f_{sw} = 2Nf_{swc}$, de esta forma se obtiene un rango de 10 veces la frecuencia de conmutación antes mencionada de un VSC de dos niveles lo que indica que la respuesta dinámica de un convertidor CTL es excelente.

Debido al bajo contenido de armónicos de la tensión de salida, normalmente no se requieren filtros de corriente alterna para cumplir con las restricciones típicas de la inyección armónica en la red. Sólo se incluye un condensador pequeño para atenuación de alta frecuencia en el bus del convertidor. Además, debido al bajo contenido de armónicos, se puede usar un transformador estándar con configuración Y / Y, donde el punto estrella del lado del convertidor se conecta a tierra. Esta configuración permitirá una protección eficaz contra sobretensiones para averías internas.

Por otra parte, cada brazo posee un reactor el cual se encarga de limitar las corrientes parasitas y las corrientes de falla. Mediante un análisis del



circuito se obtiene que la suma de tensión de los submodulos da lugar a la corriente circulante, la cual se cierra entre la fase y no llega a entrar en la red. Ésta suma de tensión de submodulos tiene una superposición en el 2º armónico lo que tiende a aparecer en la corriente circulante. Para evitar que se aumenten perdidas debido a este flujo, en el convertidor CTL se suprime el 2º armónico utilizando un filtro resonante en paralelo denominado C_{BR2} mostrado en la figura 45.

2.4.1.3 CARACTERÍSTICAS TRANSMISIÓN

Los parques eólicos están conectados con cables de CA a una estación convertidora HVDC Light instalada en una plataforma offshore (DoWin Alpha). La energía generada se transforma aquí de AC a DC y se transmite a través de un cable de aislamiento de XLPE de 165 km, compuesto por una parte submarina de 75 km y una parte terrestre de 90 km, hasta una estación convertidora en tierra en el punto de conexión de la red en Dörpen West.

Los cables de DC sin aceite minimizan el impacto medioambiental en el mar y en tierra, lo cual es muy importante porque la ruta de cable DoWin1 pasa por varias zonas sensibles. El proyecto tiene mayor nivel de redundancia de equipos que en el sistema monopolar normal HVDC tiene transformadores de convertidores en paralelo, cada uno capaz de manejar 800 MW. Por otra parte, el interruptor de DC permite mejorar la capacidad de conducción durante fallas de CA en la red terrestre y evita que las perturbaciones en tierra se propaguen a la red offshore.

El enlace está conectando la estación convertidora DoWin Alpha a la estación convertidora Dörpen West a través de un par de cables HVDC Light. Se utilizan dos diseños de cables marítimos debido a diferentes condiciones ambientales a lo largo de la ruta marítima. La resistividad térmica del suelo es mayor en el Mar de Wadden, que tiene que ser compensado con un cable con pérdidas más bajas. Para proteger los cables marinos se han enterrado en el fondo del mar con profundidades de la zanja de 1,5 a 3 metros o incluso hasta 5 m dependiendo de zonas.



CABLE SUBMARINO	
Tipo cable	Polimérico extrusionado
Conductor	1000 mm ²
Armadura	Acero
Diámetro	115 mm
Peso	34 kg/m
Longitud de ruta	68 km

Figura 48. Cable submarino mar del Norte

Tabla 10. Características cable submarino Mar del Norte



CABLE SUBMARINO	
Tipo cable	Polimérico extrusionado
Conductor	1600 mm ²
Armadura	Acero
Diámetro	125 mm
Peso	44 kg/m
Longitud de ruta	5 km

Figura 49. Cable Mar de Wadden

Tabla 11. Características cable submarino Mar de Wadden

También se utilizan dos diseños de cables terrestres. Los cables extruidos son, a diferencia de los cables con revestimiento de papel, aislados eléctricamente por material polimérico extruido. Esto ofrece muchas ventajas, tales como un proceso de producción más simple, menor peso, un proceso de instalación más simple debido a procedimientos de unión más sencillos, sin mantenimiento y características respetuosas con el medio ambiente.



CABLE TERRESTRE	
Tipo cable	Polimérico extrusionado
Conductor	2000 mm ²
Armadura	Acero
Diámetro	118 mm
Peso	14 kg/m
Longitud de ruta	92 km

Figura 50. Cable terrestre principal

Tabla 12. Características cable terrestre principal



CABLE TERRESTRE	
Tipo cable	Polimérico extrusionado
Conductor	1600 mm ²
Armadura	Acero
Diámetro	114 mm
Peso	33 kg/m
Longitud de ruta	4 km

Figura 51. Cable terrestre Norderney, Ems.

Tabla 13. Características cable terrestre Norderney, Ems

3. ESTRATEGIAS DE CONTROL

No cabe duda de que una de las ventajas más destacadas de los sistemas HVDC-MMC es la alta controlabilidad del sistema. Con un control óptimo consigue que la operación de transmisión sea eficiente y estable instaurándose una alta seguridad en el uso de esta nueva tecnología. Existen diversos métodos de control que componen el sistema y muchos de ellos son utilizados de manera jerárquica, aunque otros permiten un aporte de eficiencia en la transmisión.

A continuación, los diferentes principios de operación de los controles serán citados para observar su influencia sobre el sistema.

3.1 PHASE LOCKED LOOP

Este circuito tiene como finalidad que la señal de referencia externa controle la frecuencia y fase de un oscilador. El marco de referencia síncrono, Phase Locked Loop, tiene como finalidad sincronizar un sistema con una red trifásica cuyo bloque proporciona el ángulo de sincronismo de fase θ . Mediante el ángulo de sincronismo dado se consigue obtener un marco de referencia $dq0$ a partir de relaciones matemáticas explicadas en un apartado posterior. El control del sistema ajusta la frecuencia para mantener la diferencia de fases en 0 [3] [40].

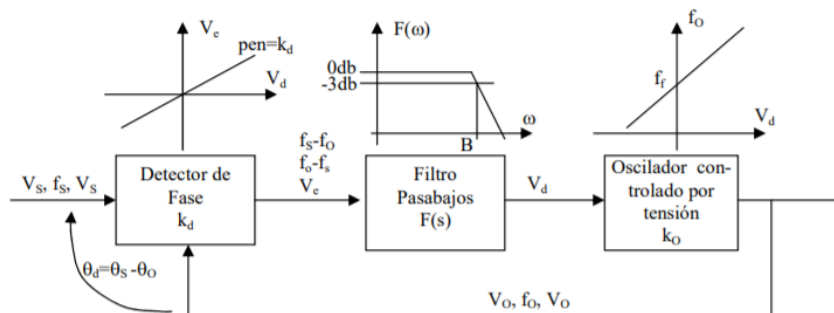


Figura 52. Esquema de control PLL

Seguidamente se suma un valor de referencia para reducir el tiempo de seguimiento de θ obteniéndose así una mayor estabilidad. La función de transferencia que se obtiene del bloque PLL es la siguiente:



$$G(s) = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} \quad (34)$$

Se pueden obtener los parámetros K_p y T_i a partir de ecuaciones:

$$K_p = \frac{9.2}{t_s} \quad (35)$$

$$T_i = \frac{t_s \xi^2}{2.3} \quad (36)$$

3.2 REGULADOR DE CORRIENTE DQ

El bloque de control abc to $dq0$ el cual se encarga de transformar las magnitudes físicas en coordenadas ortogonales empleando dos métodos de transformadas distintas, se representa de la siguiente manera:

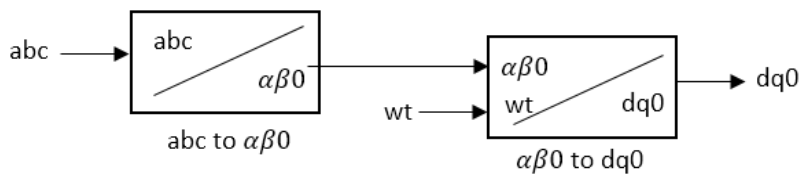


Figura 53. Secuencia de operación dq

El bloque abc to Alpha-Beta-Zero o también denominado por la empleabilidad de la transformación de Clarke, proyecta el vector v en un sistema de referencia ortogonal y estacionario llamado $\alpha\beta$ con el objetivo de reducir el número de variables existentes en el sistema. Matemáticamente se trata de un cambio de base dado por la transformación matricial siguiente.

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (37)$$

Gráficamente se puede observar la equivalencia en la figura siguiente:

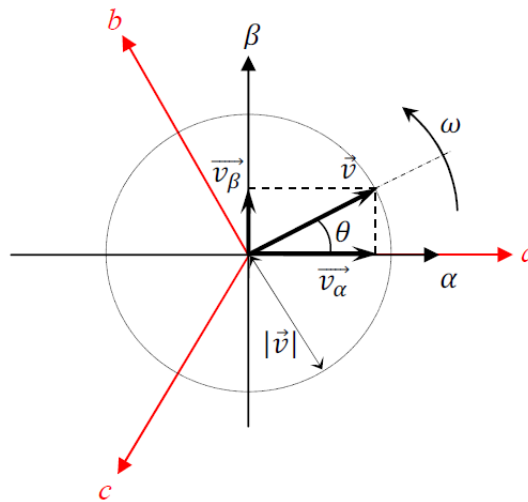


Figura 54. Grafica equivalencia abc- $\alpha\beta$

Seguidamente Alpha-Beta-Zero to $dq0$ realiza la transformación de las componentes $\alpha\beta$ a un sistema de referencia fijo a los componentes dq , empleado la transformación de Park o transformada dq . Esta relación, además de reducir el número de variables permite ver magnitudes trifásicas que varían en el tiempo cuando coincida la frecuencia de giro de los ejes dq con la frecuencia de la señal. En este caso se obtiene la componente a partir de la relación de ωt y $\alpha\beta$, aunque existe una relación directa de la magnitud trifásica a las coordenadas dq .

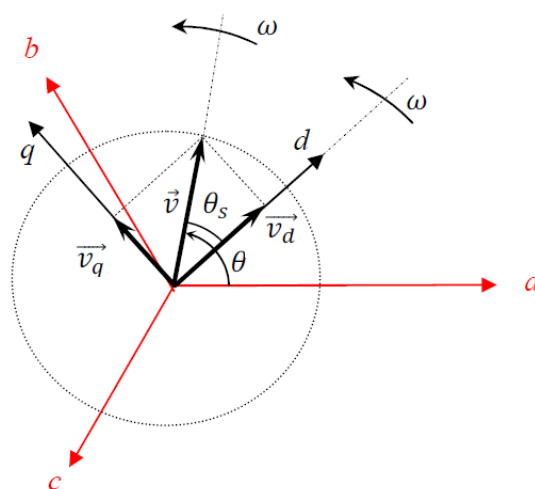


Figura 55. Grafica equivalente abc- dq



3.3 EQUILIBRADO DE LOS VOLTAJES DEL CONDENSADOR

El objetivo principal de la clasificación de los voltajes es asegurar que los voltajes de los brazos permanezcan equilibrados mediante el control los submodulos. Dependiendo del algoritmo utilizado en los diferentes controles de sistemas HVDC-MMC, los submodulos pueden tomar el estado de encendido, apagado o bloqueado.

Para obtener el control se obtiene el número de submodulos por fase, siendo estos $2 \cdot n$ con n como numero de submodulos por brazo, se tiene que el número de submodulos encendidos de toda la fase es igual a n .

n_{up}	n_{down}
5	0
4	1
3	2
2	3
1	4
0	5

Tabla 14. Número de submodulos en ON para $n=5$

Los valores que alcanza el voltaje de salida del brazo son n niveles más uno, siendo el valor aproximado de cada submodulo de $\frac{V_{dc}}{n}$. Para equilibrar el voltaje de cada brazo es necesario reducir los voltajes más altos y aumentar los más bajos, teniendo en cuenta a su vez la dirección de la corriente por cada brazo.

Para conseguir este equilibrio se dan dos casos, es decir, si la corriente por el brazo es positiva o negativa. En el caso de que dicha corriente sea positiva, se introducirán el número de submodulos con menor voltaje para conseguir una reducción del mismo con cuyo nivel de tensión se requiera en dicho momento. De forma análoga ocurre con la intensidad negativa ya que se introducirán el número de submodulos necesarios para cada nivel, siendo éstos los que mayor voltaje posean.



3.4 REGULADORES DE POTENCIA ACTIVA, REACTIVA, VOLTAJE CC Y LAZOS DE CORRIENTE

El uso de controladores proporcionales integrales es ampliamente utilizado en sistemas donde se desea rastrear señales constantes. Primordialmente, el objetivo de los controladores de la potencia P y Q reside en regular el intercambio de potencia entre ambos convertidores que componen el sistema. Para llevar a cabo su control se obtienen las coordenadas dq , de las cuales se obtendrán los voltajes e intensidades del sistema. Si el vector v está alineado con el eje d del marco rotatorio significa que $v_q = 0$ e implicará que los controladores de la potencia activa y reactiva actúan independientemente con el control de i_d e i_q .

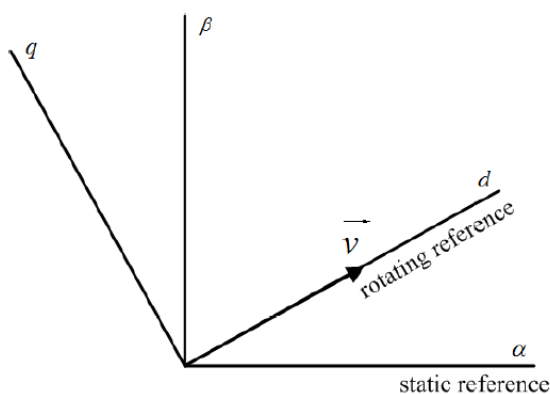


Figura 56. Proyección dq

En los sistemas HVDC-MMC, cada convertidor controla de manera independiente la inyección de Q sobre la red AC. De igual manera ocurre con la potencia activa ya que cada convertidor controlará de manera independiente la potencia activa y la tensión V_{dc} .

POTENCIA ACTIVA

Los valores de la potencia activa dependen del marco de referencia dq siendo su valor:

$$P = \frac{3}{2} v_d \cdot i_d \quad (38)$$



v_d e i_d son las componentes directas de voltaje e intensidad respectivamente de la red. Se calcula a partir del componente de red y se va comparando con su valor de referencia haciendo pasar su señal de error por un *PI* que permite emitir una señal con acción correctora sobre dicho error. Mediante el uso de esta herramienta de control se obtienen relaciones entre las señales de entrada y las señales a controlar. Su esquema general de control es obtenido en la figura 58:

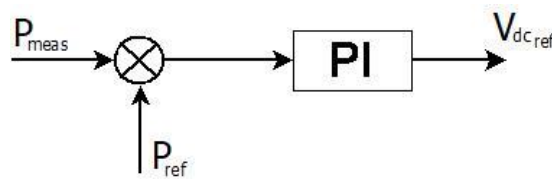


Figura 57. PI Potencia activa

POTENCIA REACTIVA

De igual manera para el control de la potencia reactiva depende del marco de referencia dq .

$$Q = -\frac{3}{2} v_d \cdot i_q \quad (39)$$

La potencia reactiva depende en gran medida de la cantidad de voltaje que exista en la red por lo que cualquier mínima variación da lugar a la inestabilidad. Además, la Q en ambos convertidores puede ser controlada independientemente.

El esquema general de control de la potencia reactiva es:

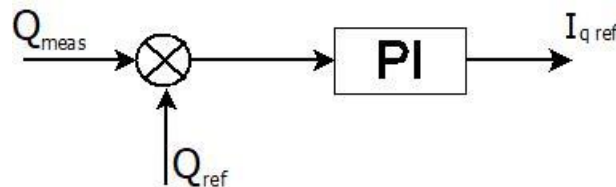


Figura 58. PI Potencia reactiva



VOLTAJE DC

A partir del controlador de la potencia activa se obtiene la componente V_{dc}^* del cual se tiene que permitir el control de la variable i_d^* . Para ello, se incorpora otro controlador PI en el que se obtiene su relación.

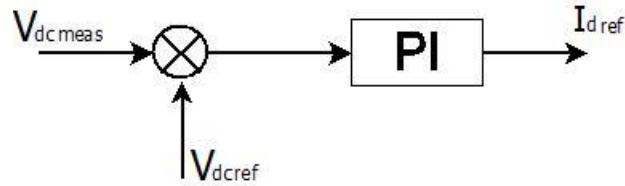


Figura 59. PI Voltaje DC

Su relación con el control de la variable d es debido a su relación con la potencia activa. Se sabe que la potencia V_{dc}^* cumple:

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (40)$$

Por lo tanto, partiendo de la expresión (38) se puede concluir en la siguiente expresión:

$$\frac{3}{2} V_d \cdot i_d = V_{dc} \cdot i_{dc} \quad (41)$$

El controlador de voltaje DC es el responsable de controlar la potencia activa y reactiva entre los convertidores.

LAZOS DE CORRIENTE

De acuerdo con lo citado anteriormente, es necesario controlar las variables i_d^* e i_q^* . Las ecuaciones dadas del lado del convertidor CA para el control del lazo interno de corriente en el marco dq son dadas para cada eje, aunque exista un término de acoplamiento del otro eje.

$$V_{d_sys} + I_d \cdot R - I_q \cdot \omega \cdot L + \partial(I_d) \cdot L = V_{d_conv} \quad (42)$$

$$V_{q_sys} + I_q \cdot R + I_d \cdot \omega \cdot L + \partial(I_q) \cdot L = V_{q_conv} \quad (43)$$



Donde R y L son la impedancia del sistema; V_{d_conv} y V_{q_conv} son el del convertidor; $I_d \cdot \omega \cdot L$ y $I_q \cdot \omega \cdot L$ son una pareja de términos de a los que se multiplica la corriente de salida, impedancia y la velocidad angular; V_{d_sys} y V_{q_sys} son las componentes de voltaje de la red; $\partial(I_d)$ y $\partial(I_q)$ son los controladores PI del sistema.

El diagrama de control de las ecuaciones (42) y (43) se representa de la siguiente manera:

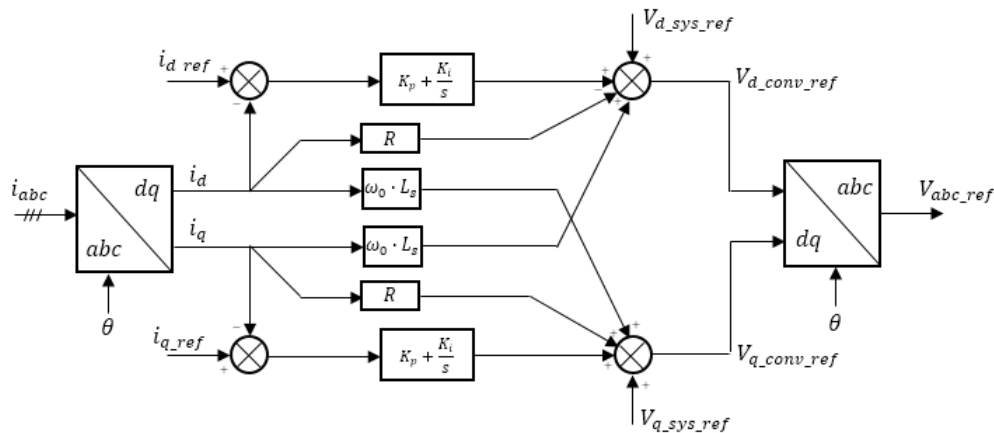


Figura 60. Diagrama de control corriente CC

3.5 TÉCNICAS DE MODULACIÓN PWM

Este conocimiento está basado en la comparación de una señal de referencia o señal de modulación senoidal de baja frecuencia con una onda triangular, individual para cada submodulo, de alta frecuencia y también llamada señal portadora.

Este método de control, Pulse-Width Modulation, se caracteriza por poseer una gran frecuencia de conmutación generando dichos instantes por las intersecciones entre la señal modulada y la portadora. Las ondas triangulares se retrasan de un submodulo a otro para que sólo se conmuta una célula a la vez. Cuando la señal de modulación es mayor que la portadora, entonces se inserta la celda; de lo contrario se impide.



En dicho proyecto, para un MMC con submodulos Half-bridge, el generador PWM generará 36 señales portadoras. De este modo se puede conseguir un menor contenido armónico en la tensión de salida y se obtienen $N + 1$ niveles en la salida del convertidor.

El voltaje a la salida del convertidor puede tomar los siguientes valores:

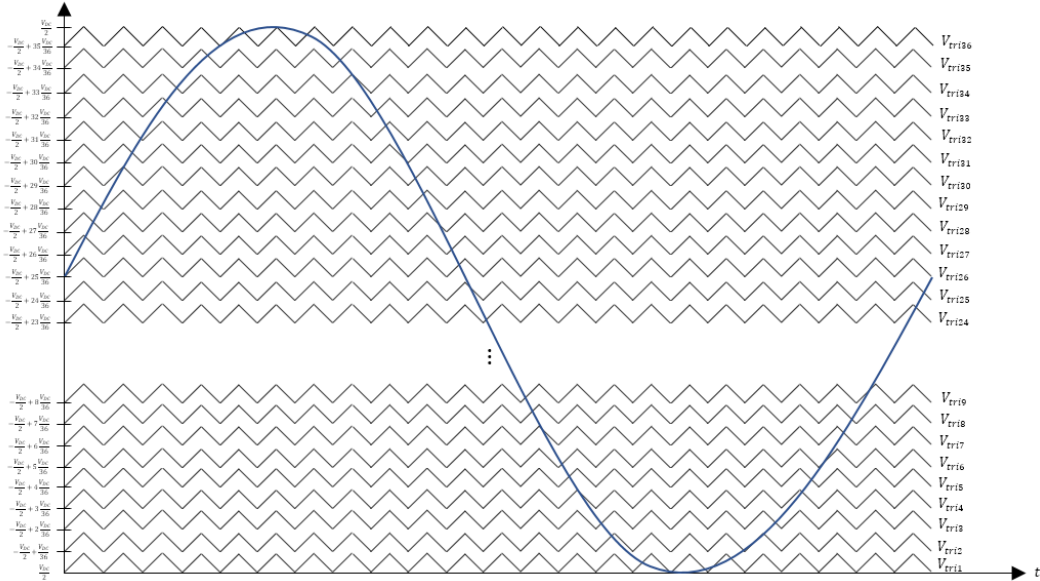


Figura 61. Gráfica niveles de salida de PWM

$$\frac{V_{DC}}{2}, \quad t_{ri\ 36} < V_{out}^* \quad (44)$$

$$-\frac{V_{DC}}{2} + 35 \cdot \frac{V_{DC}}{36}, \quad t_{ri\ 35} < V_{out}^* < t_{ri\ 36} \quad (45)$$

$$-\frac{V_{DC}}{2} + 34 \cdot \frac{V_{DC}}{36}, \quad t_{ri\ 34} < V_{out}^* < t_{ri\ 35} \quad (46)$$

⋮

$$-\frac{V_{DC}}{2} + 2 \cdot \frac{V_{DC}}{36}, \quad t_{ri\ 2} < V_{out}^* < t_{ri\ 3} \quad (47)$$

$$-\frac{V_{DC}}{2} + 1 \cdot \frac{V_{DC}}{36}, \quad t_{ri\ 1} < V_{out}^* < t_{ri\ 2} \quad (48)$$

$$-\frac{V_{DC}}{2}, \quad V_{out}^* < t_{ri\ 1} \quad (49)$$



Dependiendo de los valores que adquiera V_{out}^* y de la onda portadora triangular, el voltaje de salida será obtenido por las ecuaciones citadas dando lugar a una generación de señales mostrada en la figura 61.

Existen otras diversas técnicas de modulación tales como [5] Multilevel PWM, Alternative Phase Opposition Disposition, Phase Disposition, Phase Opposition Disposition, Hybrid, Phase Shifted.

3.6 SISTEMA ANTIWIND-UP

En el análisis de sistemas es común encontrarse con problemas de saturación los cuales actúan sobre el control lineal generando problemas de no linealidad como es el WindUp. Como consecuencia, el control WindUp genera un transitorio indeseable generado por la saturación a causa del uso de un controlador integrador ya que generará un aumento del valor del error.

$$sat(u) = \begin{cases} u_{min} & \text{if } u < u_{min} \\ u & \text{if } u_{min} \leq u \leq u_{max} \\ u_{max} & \text{if } u > u_{max} \end{cases} \quad (50)$$

Para solventar este inconveniente se incorpora el sistema Anti WindUp el cual posee características tales como garantizar la estabilidad del compensador cuando el sistema llegue a saturación, evita la divergencia del error de tipo integral cuando no se pueda mantener a su nivel de referencia y mantiene un valor pequeño del error integral del controlador PI.

Existen diversos métodos de aplicación de compensadores Anti WindUp pero en el modelo que se está utilizando se tienen en cuenta un método de integración condicional basado en que la integración es suspendida si ocurre saturación y si el error de control es del mismo signo que la señal de control.



3.7 SISTEMA FEED-FORWARD

El sistema feed-forward cuya nomenclatura también puede denominarse como control anticipativo debido a que a partir de la medición de una variable que afecta a la salida, se generará una vía alternativa de la propia señal para compensar el efecto que esta perturbación causa [31].

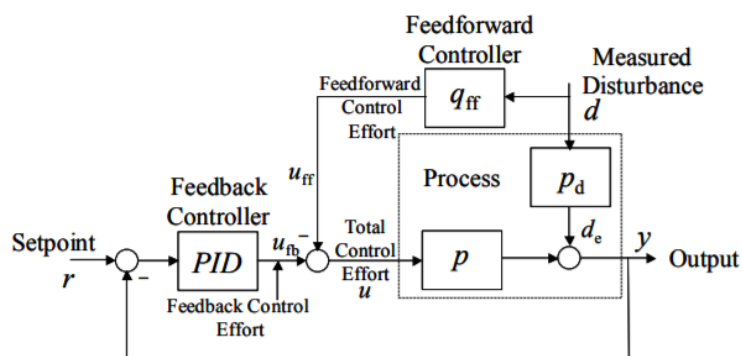


Figura 62. Diagrama de control Feed-Forward

La situación más ideal es que el control feedforward puede eliminar por completo el efecto de una perturbación medida o incluso reducir los errores debidos al modelado del sistema. Combinando el control feedforward junto con feedback se consigue una mejora en el rendimiento del sistema siempre que exista una realimentación ya que se realizará un seguimiento continuo del proceso permitiendo una supresión de perturbaciones.

3.8 ARMÓNICOS

La topología multinivel, debido a un número elevado de incrementos de voltaje a la salida del convertidor, evita la generación de una gran cantidad de armónicos. Estas respuestas no sinusoidales son causa del comportamiento no lineal de los componentes del circuito, por ello, es necesario llevar a cabo medidas hardware y software que den soporte a la máxima reducción de dichos armónicos.

En el empleo de un MMC se debe de tener en cuenta la presencia de la corriente circulante la cual consiste en una componente continua debida



a la transferencia de potencia desde el bus DC y una componente alterna derivada de la fase del convertidor cuya señal no llega a la red. Un adecuado control de la corriente circulante genera un menor impacto sobre los componentes del circuito y con ello menores pérdidas de potencia.

Es común la presencia del 2° armónico cuando se habla de la corriente circulante y para reducirlo se puede emplear un control por hardware como puede ser la utilización de filtros o software mediante técnicas de modulación.

En este proyecto se emplea un control hardware en el que se utiliza un filtro resonante en paralelo situado en cada fase del convertidor como se puede ver en la figura 63. Para establecer un control sobre el filtrado de la frecuencia a 100 Hz se requiere un filtro con valores precisos y que no interfiera sobre la frecuencia fundamental. Debido a su característica resonante, el filtro posee el valor de la resistencia y del condensador del filtro, dependiendo este último del valor de la inductancia del brazo consiguiéndose un equilibrio entre los componentes reactivos.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (51)$$

La frecuencia resonante en la cual se obtiene el valor máximo de oscilación viene dada por la ecuación (51) y cuyo resultado es de 100.04 Hz. Esto deriva en un análisis de la respuesta en frecuencia del sistema para obtener los valores de amortiguación del sistema y conseguir una atenuación idónea del segundo armónico. El filtro se compone de un sistema de segundo grado subamortiguado cuyo factor de amortiguamiento es $\xi = 2.65 \cdot 10^{-5}$ lo que conlleva a una respuesta del sistema con un elevado sobrepico alrededor de los 100 Hz.

$$G(\omega) = \frac{1}{LC\omega^2 + \frac{L}{R}\omega + 1} \quad (52)$$

La utilización de este filtro conlleva diversas ventajas ya que atenuará todas las señales de las frecuencias muy elevadas.

Diversas estrategias empleadas para eliminar la corriente circulante conllevan una reducción del valor rms de las corrientes de las fases del convertidor y, por lo tanto, una disminución de las pérdidas de potencia del MMC. Este hecho da lugar a que las ondulaciones de la tensión del condensador disminuirán permitiendo así el uso de condensadores del menor tamaño y con ello se creará un convertidor con menores costos a causa del elevado empleo del número de condensadores [6].

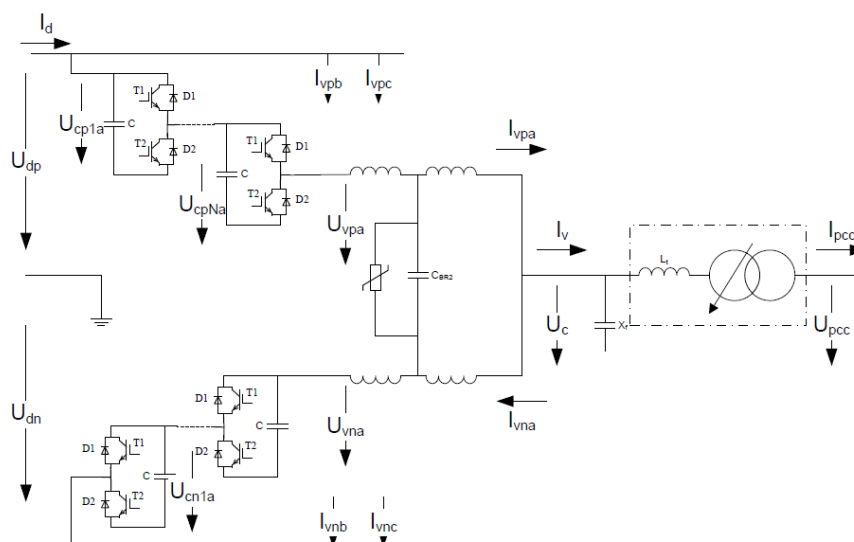


Figura 63. MMC control hardware corriente circulante

En la simulación se tiene en cuenta un modelo de control por hardware en el que se incluye una inductancia por brazo con el fin de limitar tanto corrientes parasitas como las corrientes de falla.

Por otra parte, la presencia de armónicos que serán inyectados a la red provocará la distorsión en la tensión al ser conectado mediante un PCC provocando que los equipos no funcionen correctamente o incluso la destrucción de algunos dispositivos. Para evitar esta situación ante la proliferación de sistemas eléctricos, se ha regulado el límite de armónicos que pueden ser entregados a la red mediante las siguientes normativas.

- Norma IEC 61000
- EN 50006, “Limitación de perturbaciones en redes de alimentación eléctrica causadas por aparatos domésticos y



similares, equipados con dispositivos electrónicos”, Estándar Europeo preparado por el Comité Europeo de Normalización Electrotécnica, CENELEC.

- Standard VDE 0160 para convertidores.
- Standard ANSI/IEEE 519-1992: IEEE Guía para control armónico y compensación de reactiva en convertidores de potencia estáticos.

Debido a la gran cantidad de estados conmutados dados en un MMC da lugar a una conmutación del convertidor alta provocando una distorsión armónica total baja. Para obtener el valor de los armónicos que aporta un sistema, se realiza a través de dicha tasa de distorsión armónica o THD aplicado para señales senoidales. Para el cálculo de los armónicos de intensidad, la ecuación es:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (53)$$

Su clasificación es la siguiente:

$THD_i < 10\%$ → Situación normal y sin riesgo de funcionamiento

$10\% \leq THD_i \leq 50\%$ → Contaminación armónica importante

$THD_i > 50\%$ → Contaminación armónica importante con funcionamiento incorrecto

Para la medida THD de tensión se precisa de la siguiente ecuación:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (54)$$

$THD_V < 5\%$ → Situación normal y sin riesgo de funcionamiento

$5\% \leq THD_V \leq 8\%$ → Contaminación armónica importante



$THD_i > 8\% \rightarrow$ Contaminación armónica importante con funcionamiento incorrecto.

El valor esencial de medida de armónicos es la THD, el cual representa el grado de distorsión de la intensidad o tensión.

Cabe señalar que el empleo de un sistema HVDC con empleo de MMC se caracteriza por poseer una baja distorsión armónica total debido a la gran frecuencia de conmutación efectiva existente en cada convertidor.



ESTRATEGIAS DE CONTROL

Sandra Cebrián Illana





4. TRANSMISIÓN ASÍNCRONA DE REDES CON CONEXIÓN HVDC-MMC EN ENTORNO DE SIMULACIÓN MATLAB Y SIMULINK

La tecnología MMC aplicada con la transmisión HVDC se convierte en una de las topologías más prometedoras para aplicaciones de alta tensión y potencia en un futuro muy próximo, debido a que no sólo se encarga de transmisión eléctrica a largas distancias, sino a la interconexión de redes AC asíncronas. Utilizando el software MATLAB / SIMULINK, se estudia el rendimiento del MMC en un modelo completo de corriente continua de alta tensión que conecta dos redes de AC de distintas frecuencias, que con cuyo análisis de los parámetros se consigue un equilibrio de tensión del condensador y el control de la potencia activa del sistema.

4.1 FUNCIONAMIENTO

Como objetivo de esta simulación se pretende obtener una transmisión capaz de establecer una conexión idónea entre dos redes asíncronas. Cuando se trabaja en un proyecto de tales características es vital una sincronización entre ambos convertidores y que cada uno tenga asignado un rol dentro del marco de trabajo para no obtener un sistema desestabilizado al confrontarse los distintos controladores.

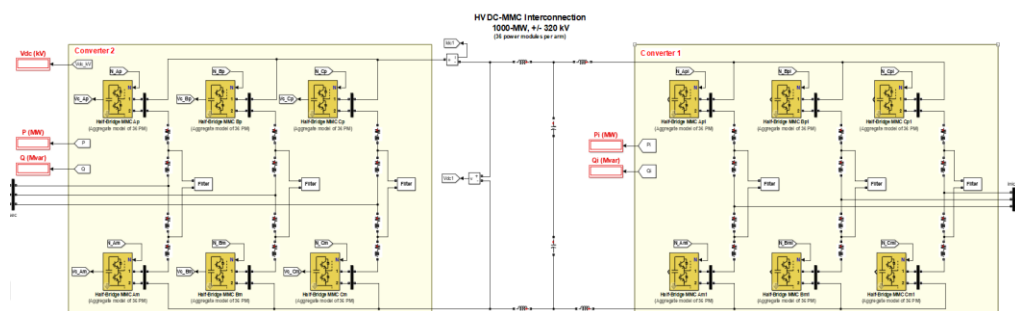


Figura 64. Transmisión HVDC-MMC 1000MW, ± 320 KV

Se va a trabajar con un modelo HVDC-MMC con transmisión de potencia activa de 1000MW y con un voltaje en continua de ± 320 KV.



Se aplica una estrategia de control diferente para cada convertidor, ya que cada secuencia será la encargada de establecer un control de un parámetro individual del sistema. Generalmente el convertidor de lado de red, en este caso designado como es el convertidor 2, se obtiene un control de la potencia activa para poder controlar la tensión en corriente continua V_{dc} . Esta tensión debe de mantenerse constante ya que conlleva que la potencia entregada por ese convertidor es la potencia activa que se entregará a la posterior red eléctrica.

Por otra parte, la potencia activa transmitida será controlada por el convertidor 1 consiguiendo establecer magnitud y sentido de transmisión a todo el sistema. Para comprobar que se está generando potencia activa, la variable i_d debe de ser positiva, lo cual se confirma este hecho.

De igual manera, la potencia reactiva posee un control independiente para cada convertidor en el que en este caso tomará Q capacitiva, tras lo cual, dicho convertidor generará potencia reactiva, siendo Q positiva.

Para cerciorar este hecho, se adjuntará en el [anexo 7.4](#) las gráficas con los valores de $i_d, i_{d.ref}, i_q, i_{q.ref}$.

La potencia reactiva no depende de la tensión en V_{dc} ni de la potencia que se entrega a la fuente de entrada y, por lo tanto, su medición depende del control de la intensidad y su desfase.

Este diseño conlleva una notable ventaja debido a que la simulación del sistema posee un gran número de submodulos, obteniéndose de esta forma un modelo con 36 submodulos por brazo. El concepto principal para llevar a cabo una simulación de tales características reside en la utilización del número de submodulos activos y bloqueados tal y como se explica en el [apartado 4.1.1](#), para obtener el voltaje final de cada brazo.

4.1.1 SUBMODULOS

4.1.1.1 CONTROL SUBMODULO

El empleo de una simulación detallada de un MMC conlleva gran cantidad de señales junto una elevada suma de submodulos. Para evitar



el uso elevado de hardware que ralentice el proyecto, se ha desarrollado un modelo en el cual se usa un sistema equivalente del MMC. El circuito posee como principal ventaja la simplificación del voltaje medio del condensador que es calculado por un algoritmo dado. Por otra parte, la información recibida de impulsos de disparo recibe solamente el número de submodulos en estado bloqueado y en ON reduciendo en gran medida la cantidad de entradas y salidas que hubiesen sido generadas por disparo individual de cada submodulo. La información relativa al estado de los submodulos se envía desde el Sistema de Gestión de Módulos al igual que el voltaje medio de los condensadores por brazo.

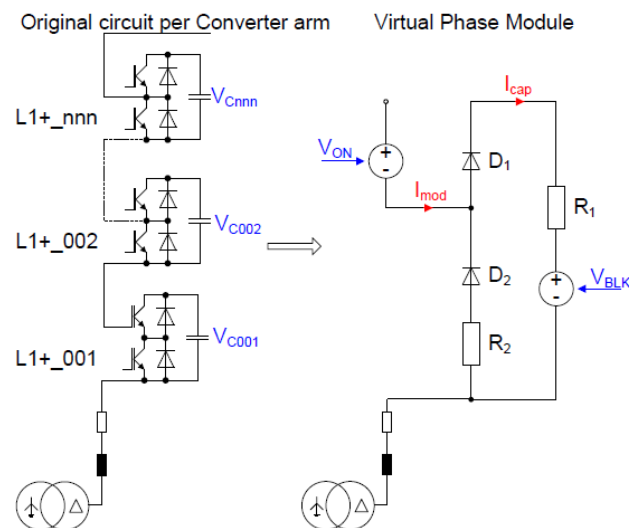


Figura 65. Circuito eléctrico de un brazo de MMC

Como bien se ha citado anteriormente, los submodulos por brazo pueden presentarse en diferentes estados tales como:

- ON: El submodulo contendrá la suma de todos los voltajes de los condensadores de la rama que estén en estado ON.
- BLOCKED: El submodulo incluye la suma de los voltajes de condensadores que están en estado bloqueado.
- OFF: Se trata de un estado que no será considerado ya que representará la desconexión eléctrica.



En la siguiente ecuación se muestra el algoritmo de la tensión media del condensador por cada brazo.

$$V_c(t) = \frac{1}{C_{sub} \cdot N_{nominal}} \int (N_{blk}(t) \cdot I_{cap}(t) + N_{on}(t) \cdot I_{mod}(t)) dt \quad (55)$$

4.1.1.2 RIZADO DEL CONDENSADOR

El rizado del voltaje del condensador se aprecia en la figura 66, el cual contiene un valor medio proveniente del cociente entre el voltaje de la transmisión DC y el número de submodulos por brazo.

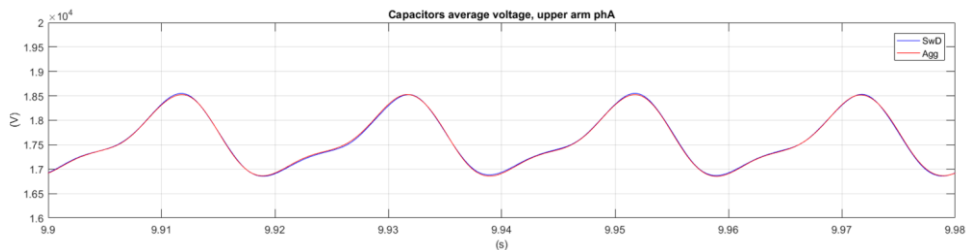


Figura 66. Rizado condensador

El control del voltaje de los submodulos se lleva a cabo mediante un control que asegura que el voltaje de cada uno de ellos se mantenga en un rango de referencia. Esto se consigue mediante un incremento a la referencia ajustando un valor proporcional de la referencia de la tensión del submodulo y la tensión del submodulo individual. A su vez, el algoritmo utilizado debe de permitir que los brazos del MMC estén equilibrados en tensión aumentando los voltajes más bajos y disminuyendo los voltajes más altos. La suma de las tensiones de las celdas de cada brazo debe de tener cada uno un valor medio de dos veces la tensión del bus CC de polo a neutro para permitir tensiones de salida del convertidor con amplitud máxima.

En el proceso de carga y descarga de los condensadores, estos son cargados desde el bus CC. Inicialmente, todos los condensadores están descargados y la carga R desconectada al mantenerse abiertos los interruptores de cada fase. Esto genera que las resistencias estén presentes en el circuito y con ello finalice la etapa de precarga.



Para cargar el brazo superior de una fase se mantienen encendidos los submodulos de dicho brazo mientras que los del brazo contrario se mantienen desconectados. Los condensadores de la parte superior de la fase, en este proyecto, se cargan a $V_{dc}/36$ mientras que la corriente de la carga va descendiendo hasta una cantidad muy pequeña una vez que el proceso de carga ha finalizado. De igual manera ocurrirá con el brazo inferior y manteniéndose los interruptores de fase cerrados. Los condensadores de las fases restantes se regirán por el mismo proceso [6].

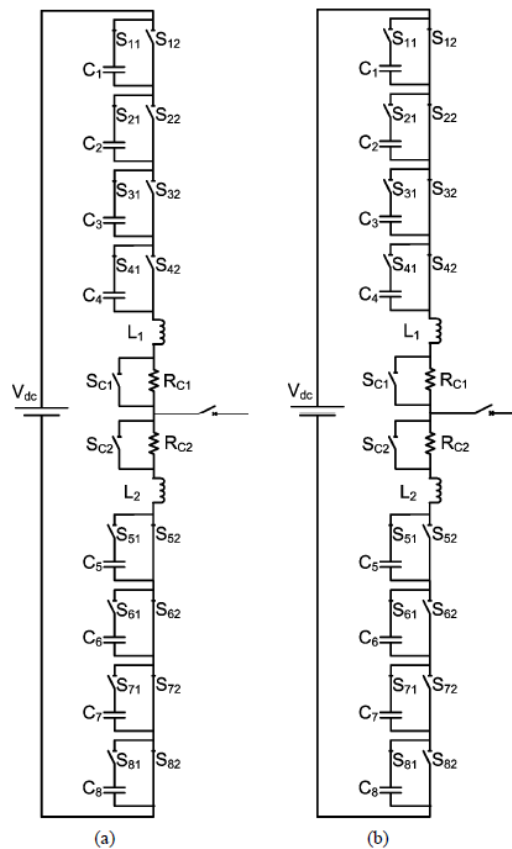


Figura 67. (a) Carga condensadores brazo superior (b) Carga condensadores brazo inferior

Las resistencias también contribuyen en la descarga de los condensadores cortocircuitándose dos brazos superiores o inferiores y entre dos fases. El condensador que necesita ser descargado permanece en el circuito mientras que el resto de submodulos son puenteados.



4.1.1.3 EQUILIBRADO DE LOS CONDENSADORES

Como ya ha sido citado, los condensadores actúan como almacenamiento de energía en los que el tiempo de carga, descarga, pérdidas y otros parámetros influyen directamente en la tensión del mismo y a su vez en todo el equilibrio de voltaje que llegan a aportar al MMC. Por ello, el control del equilibrio del voltaje de los condensadores es indispensable.

Un control debe estar basado en el comportamiento del voltaje del condensador ya que, si aumenta la frecuencia, el equilibrio del voltaje del condensador será mejor, aunque las pérdidas por conmutación serán elevadas. Por otra parte, cuanto menor sea la frecuencia, el equilibrado será peor lo que genera una inestabilidad del sistema. Todo esto conlleva a que la elección de la frecuencia es crítica [6].

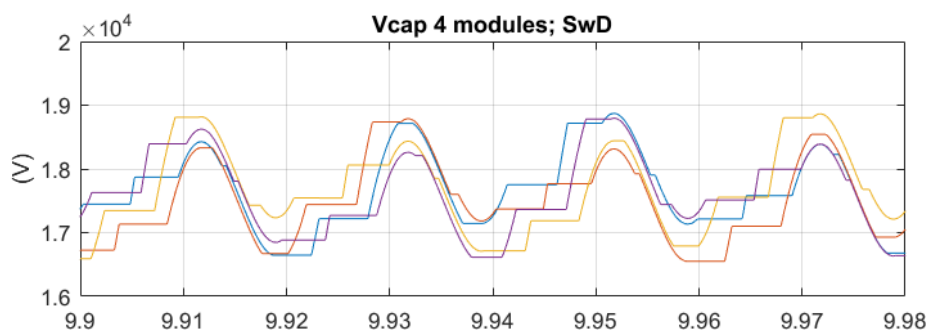


Figura 68. Voltaje de los condensadores

El algoritmo debe de controlar automáticamente la frecuencia según la diferencia de voltaje existente en los condensadores. Cuando la diferencia de la tensión en los brazos es mayor que el valor establecido, indica que el voltaje es relativamente mayor y, por lo tanto, es necesario llevar a cabo un reordenamiento del voltaje de los condensadores para cambiar tiempo de carga y descarga de los submódulos. Por el contrario, cuando la diferencia es menor de lo establecido, indica que la diferencia de tensión de los submódulos no es grande y por lo tanto se debe de mantener el estado de conmutación del módulo sin cambios de esta manera también permitirá una reducción de pérdidas por conmutación.



Por otra parte, la potencia reactiva puede ser controlada directamente mediante una comparación de su valor con PCC o también controlada indirectamente a partir del control de la magnitud del voltaje PCC.

Nivel inferior

A nivel inferior el control se establece sobre los submodulos, lo cual acaba repercutiendo sobre las fases del convertidor. La unión entre el nivel superior e inferior es a partir del bloque RIP_COMP en el que se encuentran las tensiones de fase de referencia y cuya finalidad es obtener un sistema con compensación sobre la suma de las tensiones de los submodulos.

- PWM: Cada submodulo posee una onda triangular o portadora la cual será comparada con la onda de referencia modulación. Cuando la referencia de modulación es mayor que la portadora, se insertará el submodulo, de lo contrario se impide su inserción.
- Control de voltaje de submodulos: El objetivo principal es asegurar que el voltaje de cada submodulo no se aleje de su referencia individual.

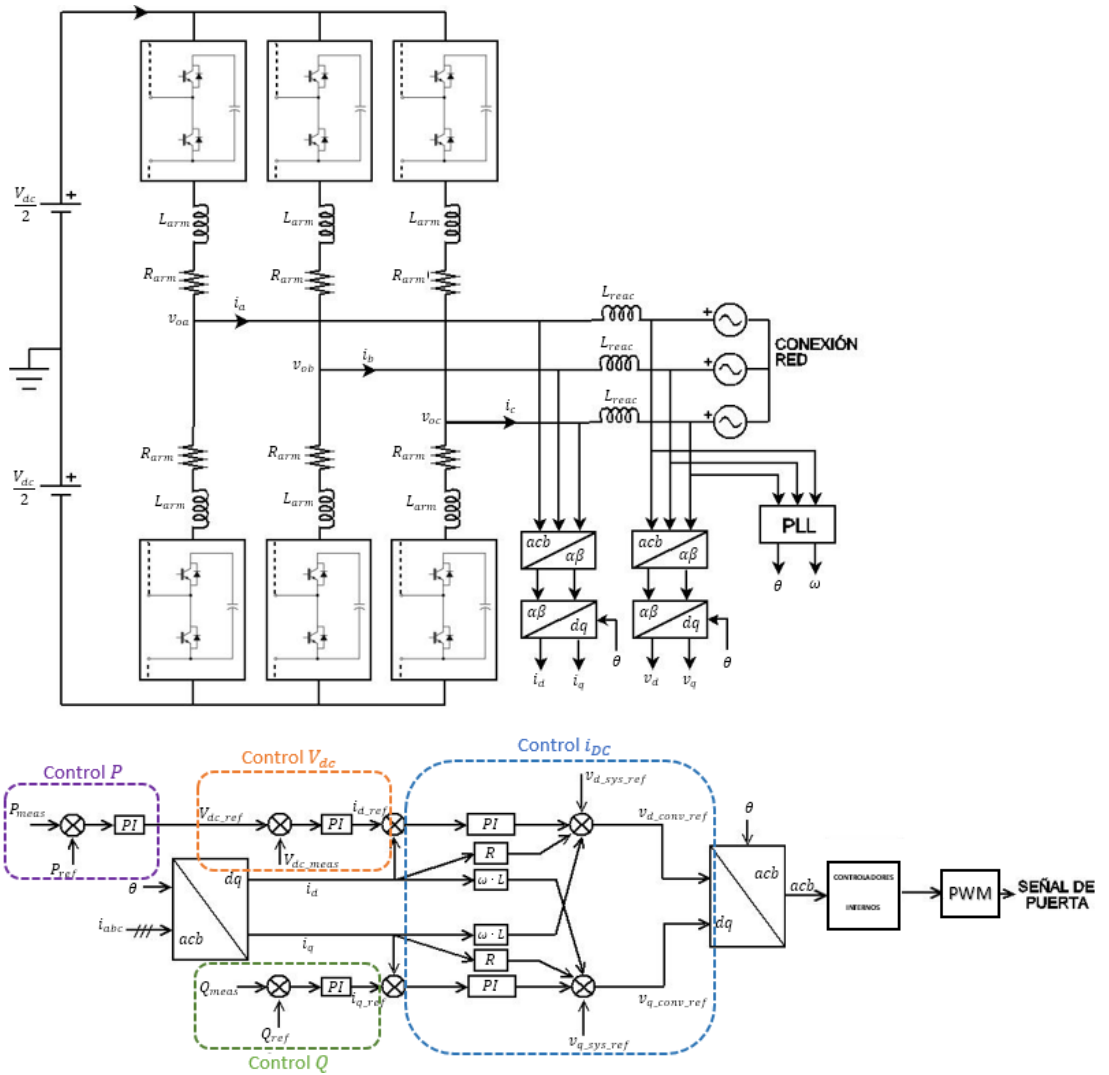


Figura 70. Control sistema HVDC MMC

En la figura 70 se observa como el control de P y V_{dc} comparten la variable d , a consecuencia de ello, en la simulación, un control de i_d se llevará a cabo con el bloque morado en el convertidor 1 y en el restante, será impuesto el control mediante el bloque naranja.



4.2 DISEÑO DESARROLLADO

Para analizar este esquema de potencia eléctrica se va a trabajar con unidades per unit debido a que los cálculos se simplifican al aminorarse las cantidades utilizadas y con ello se consigue un sistema más liviano y con valores más uniformes.

4.2.1 CONVERTIDOR 1

El esquema posee un convertidor situado al margen derecho, del cual se parte una fuente de voltaje trifásica de 400KV y a 60 Hz, además el control de este convertidor tiene como objetivo una correcta transmisión de potencia activa existente en el sistema. Su esquema de control se puede observar en el [anexo 7.7](#). Los 1000 MW que se transmiten, son establecidos por este convertidor al igual que el sentido de transmisión.

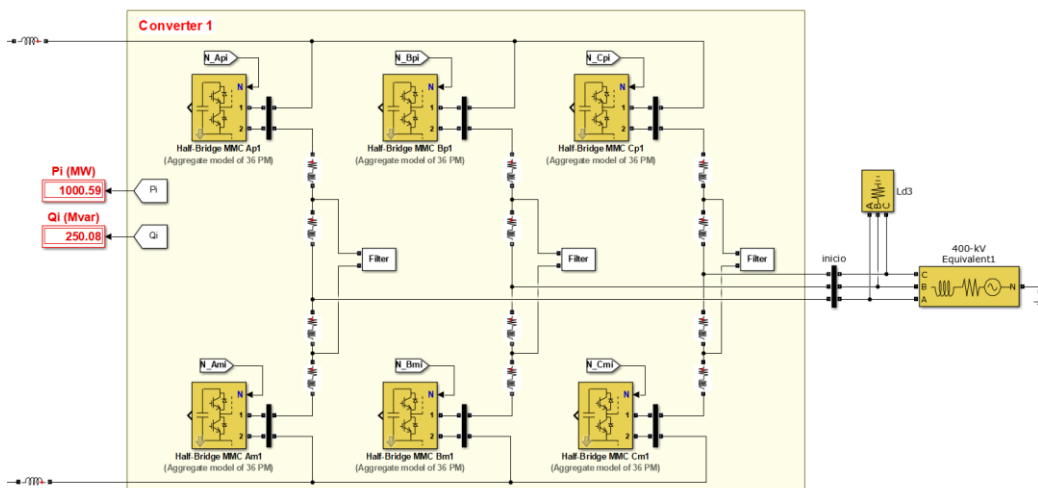


Figura 71. Construcción convertidor 1

Inicialmente, se parte de 400 KV de voltaje de línea con configuración Y-n y su valor en rms, de ahí que se obtenga el valor de voltaje de fase y de pico como la expresión (56).

$$V_{abc} = \frac{400.000 \cdot 0,99}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} \quad (56)$$

Se obtiene de forma análoga para la intensidad, con conexión fase-neutro en Y-n, se expresa su valor en la ecuación (57) como expresión para su paso a unidades per unit.



$$I_{abc} = \sqrt{2} \cdot \frac{10^9 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot 400 \cdot 10^3} \quad (57)$$

Los bucles de control de potencia activa y reactiva son los bucles de control exteriores que componen el sistema. A partir de estos voltajes y corrientes de red trifásicos, se puede obtener el valor de ambas potencias:

$$P = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (58)$$

$$Q = -\frac{1}{3} v_a \cdot (i_b - i_c) + v_b \cdot (i_c - i_a) + v_c \cdot (i_a - i_b) \quad (59)$$

Para la obtención de la potencia activa y reactiva medida del sistema es necesario hacer una transformación inicial de los parámetros cuyos cálculos se obtienen del bloque *PLL, Measurements and Transformation initial*.

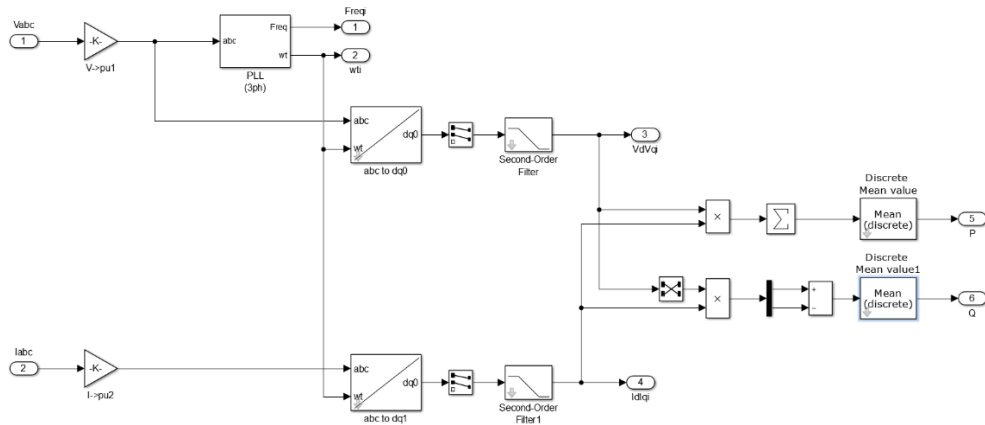


Figura 72. Bloque de control PLL, Measurements and Transformation initial

A partir de un bloque PLL se consigue la frecuencia y la velocidad angular de la tensión de la red de lo cual se llega a la transformada $dq0$ y generará la siguiente expresión de las potencias expresadas en componente d y q .

$$P = \frac{3}{2} V_d \cdot I_d \quad (60)$$

$$Q = -\frac{3}{2} V_d \cdot I_q \quad (61)$$



Tras la alineación del marco rotatorio en $\omega t = 0$ que es de 90° detrás de la fase del eje A, se tiene como consecuencia que el valor de $V_{d1} = 1$ y $V_{q1} = 0$.

De igual manera, ocurre con la intensidad, dando lugar a un valor I_{d1} cercano a 1 y de I_{q1} próximo a 0. Una vez obtenidas las variables citadas, se puede formar la ecuación de la cual se obtiene la potencia activa y reactiva en per unit:

$$P (p.u.) = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad (62)$$

$$Q (p.u.) = V_q \cdot I_d - V_d \cdot I_q \quad (63)$$

En el control, la componente d será la encargada de controlar la potencia activa mientras que la componente q controlará la potencia reactiva y el voltaje AC, aunque este último no es necesario tratarlo.

Como ya se ha citado, la potencia activa del esquema será controlada por el convertidor 1 cuyo sentido y magnitud serán fijadas por él mismo. Dicho control se realiza por un $PI(z)$ comparando las señales de medida y referencia en el que se pretende que la acción de control vaya aumentando. Además, el ajuste de los $PI(z)$, tanto para P como para Q y aplicado para ambos convertidores, se ha hallado su valor óptimo a partir del método prueba y error intentando mantener una relación aproximada de 10 veces mayor la constante de integración respecto la de proporcionalidad.

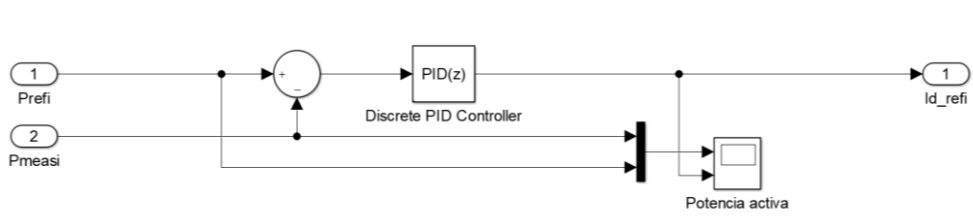


Figura 73. Bloque de control potencia activa

Un valor de I_{d1} mayor que cero implica que la potencia activa existente se transmitirá hacia su lado de red y de esta manera se fuerza al sistema a transmitir P hacia la derecha del esquema.



Por otra parte, la potencia reactiva se trata de la misma manera en las dos secuencias de control del sistema ya que puede transferirse en ambos sentidos, son independientes y, por lo tanto, ambos poseerán la misma construcción del controlador.

El controlador $PI(z)$ de la potencia reactiva conjetura que al haber sincronización entre el PLL y el voltaje implica que V_q es 0, lo que conlleva a que si se sustituye en las ecuaciones (62) y (63) se obtienen las siguientes expresiones:

$$P (p.u.) = V_d \cdot I_d \tag{64}$$

$$Q (p.u.) = -V_d \cdot I_q \tag{65}$$

Por lo tanto, el control sobre Q conlleva la relación de la expresión (65) para obtener el valor de I_q que garantice la estabilidad de la potencia reactiva. Con ello se obtiene el siguiente esquema.

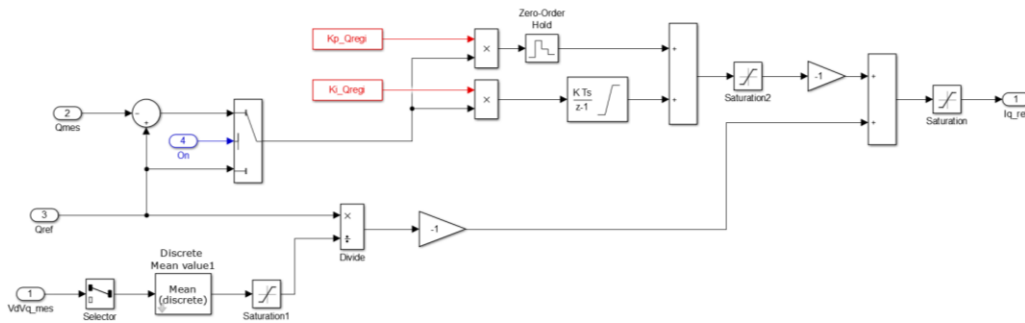


Figura 74. Bloque de control potencia reactiva

Con éste $PI(z)$ se consigue que la acción de control tenga sentido creciente debido a que Q_{ref} siempre es mayor o igual a la Q_{meas} .

Una vez obtenidos los valores de I_{d_refi} e I_{q_refi} éstos pasarán al bloque de la regulación de corriente, el cual contiene un control más interno del sistema. El bloque de regulación de corriente cumple las expresiones (66) y (67):

$$V_{d_sys} + I_d \cdot R - I_q \cdot \omega \cdot L + \partial(I_d) \cdot L = V_{d_conv} \tag{66}$$

$$V_{q_sys} + I_d \cdot \omega \cdot L + I_q \cdot R + \partial(I_q) \cdot L = V_{q_conv} \tag{67}$$

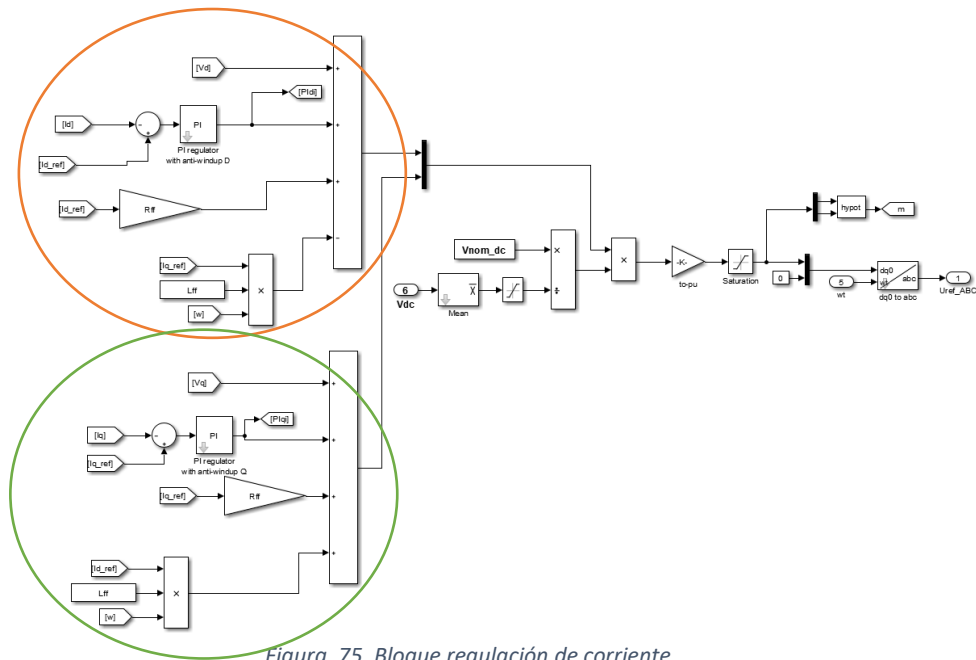


Figura 75. Bloque regulación de corriente

En el bloque anterior se observa como en la sección naranja se obtiene el valor V_{d_conv} mientras que en la sección verde se obtiene V_{q_conv} . Cabe citar que el valor de V_{dc} sigue siendo cero al no controlarse en este convertidor. Los valores de V_{d_conv} y V_{q_conv} controlan los voltajes de P y Q y mediante transformaciones se obtiene el voltaje que se introducirá a los PWM los cuales introducirán una relación con el número de submodulos en ON y bloqueados por cada brazo.

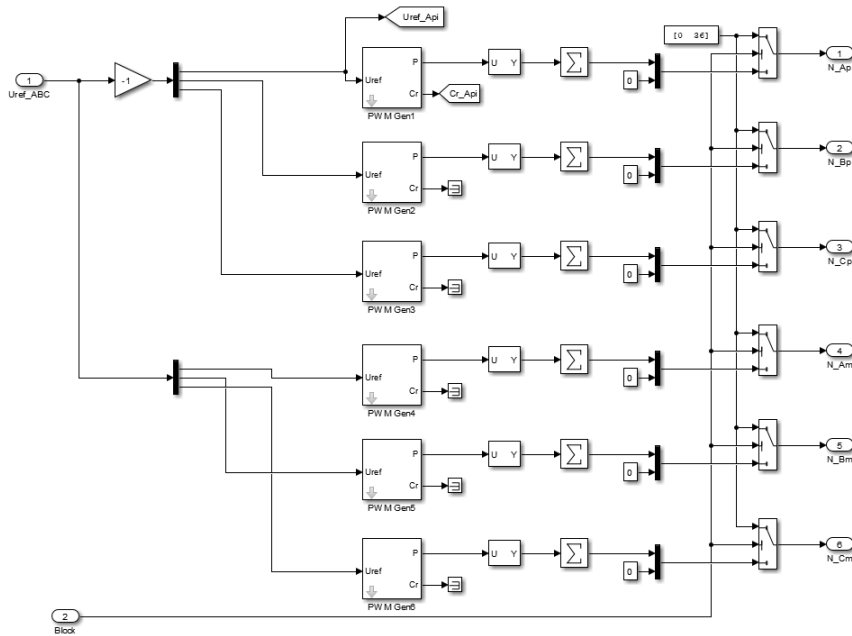


Figura 76. Bloque PWM

4.2.2 CONVERTIDOR 2

Otro convertidor existente es el situado al margen izquierdo, del cual proviene una red trifásica de 400 kV y a 50 Hz y cuyo control tiene como finalidad mantener la tensión DC constante en 640 kV.

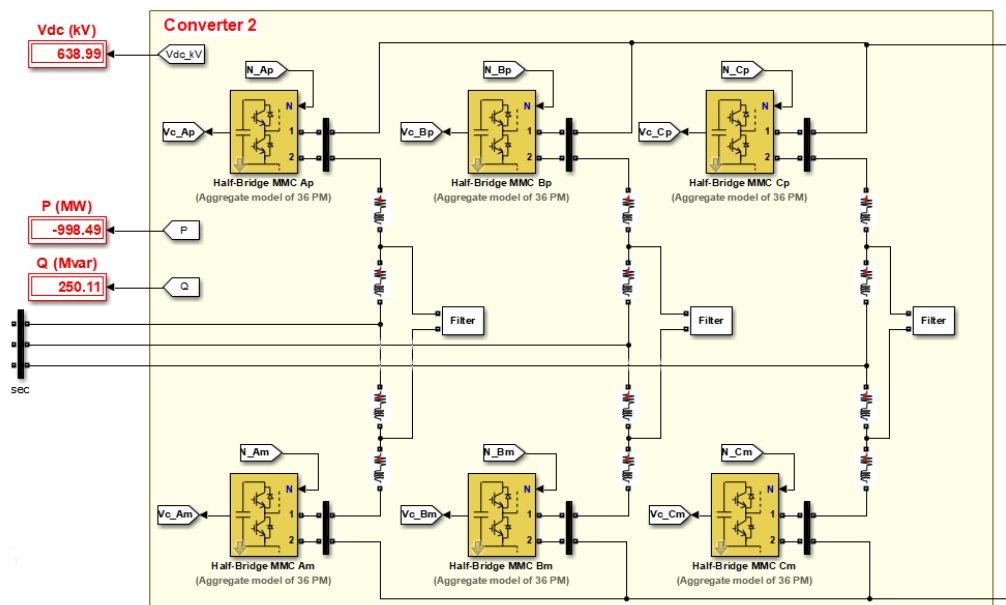


Figura 77. Construcción convertidor 2



De la fuente de tensión se parte de 400 KV de voltaje de línea con configuración Y-n y su valor en rms, que da como resultado el valor de voltaje de fase y de pico como la expresión 56, que es el valor de voltaje V_{abc} . De forma análoga al apartado convertidor 1, ocurre con expresión de la I_{abc} .

En el [anexo 7.8](#) se tiene el esquema del control de éste convertidor, en el cual, la única diferencia de control con respecto el convertidor anterior es el control de la variable i_d debido a que se realizará sobre el V_{dc} . Trabajando sobre unidades de per unit, se crea una comparación entre la señal de referencia y la señal de medida cuya finalidad es que el valor de I_{d2} sea más negativo para que la señal de control sea negativa. Esto se impone de acuerdo con el criterio de signos usado ya que la potencia activa transmitida se dirige hacia el convertidor 1 y por lo tanto la P_2 , será negativa. Como se pretende mantener el voltaje del condensador en 640 KV, por ello es necesario que se tome el criterio de $PI(z)$ como $-V_{dc_ref} + V_{dc_meas}$ ya que el voltaje de referencia siempre va a ser igual o mayor a el voltaje medido.

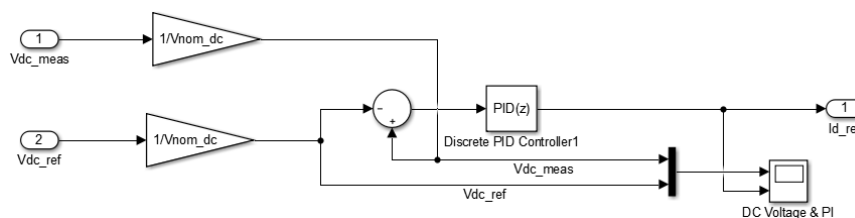


Figura 78. Bloque control Vdc

Como ya se ha citado, en este esquema la potencia activa del sistema viene fijada por el sentido que se le dé en el convertidor 1. El valor de I_{d2} positivo implica que la potencia activa es entregada al lado de la red, por lo tanto, se puede observar que en este caso no ocurre eso, sino que va en sentido contrario. Ello implica que la potencia activa va hacia el convertidor 1, lo cual es lo idóneo al cumplir las especificaciones del sistema permitiendo una transmisión de potencia en el mismo sentido, y a su vez, conlleva que el voltaje del condensador se mantenga estable.



Con respecto a la potencia reactiva, su funcionamiento es exactamente el mismo que con el convertidor 1 ya que puede transmitirse en ambos sentidos.

Una vez obtenidos los valores de I_{d2} e I_{q2} se opera de igual manera que ocurre en el convertidor 1 a excepción de la variable V_{dc_meas} ya que ahora posee un valor distinto de cero.



4.3 SIMULACIÓN DEL SISTEMA

4.3.1 CONVERTIDOR 1

En esta transmisión asíncrona, se parte de una red de 60 Hz con conexión estrella-neutro en el que el voltaje eficaz dado se tiene en cuenta unas pequeñas pérdidas del 1%.

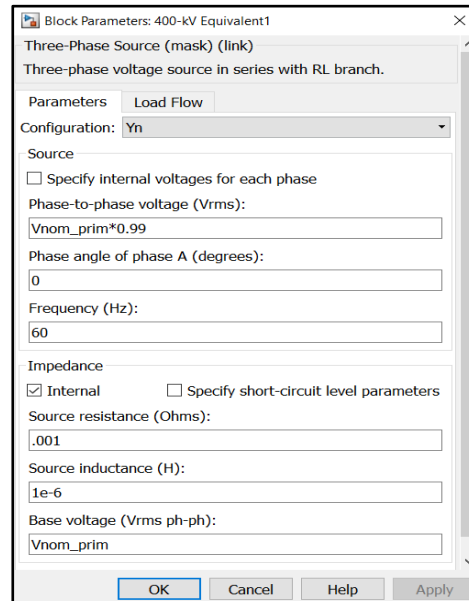


Figura 79. Configuración red con conexión convertidor 1

Como se puede ver en la simulación, se ha obtenido el resultado del voltaje e intensidad de las fases que compone la red 1 y que cuya relación viene dada en las expresiones (56) y (57).

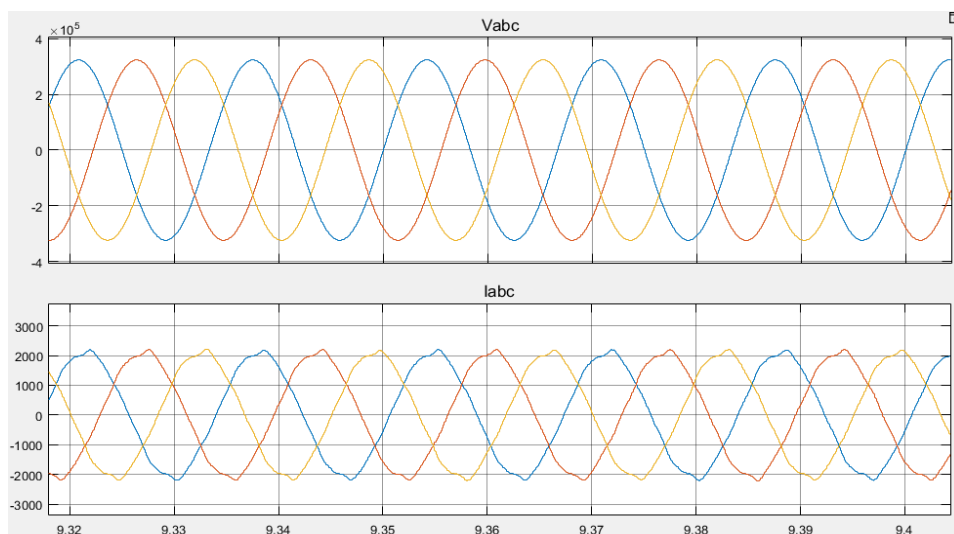


Figura 80. Vabc e Iabc 60 Hz



Cabe destacar que, al tratarse de un sistema equilibrado, tanto los voltajes como corrientes de las tres fases tienen un desfase de 120° entre ellas. Además, se puede observar que debido a la existencia de un número distinto de cero de la componente Q se genera un pequeño desfase entre el voltaje e intensidad.

En la siguiente figura se observa el comportamiento de P . Cabe destacar que la potencia activa llega a los 1000 MW (1 p.u.) una vez que se da comienzo al regulador mediante una entrada tipo rampa a los 4,2 segundos.

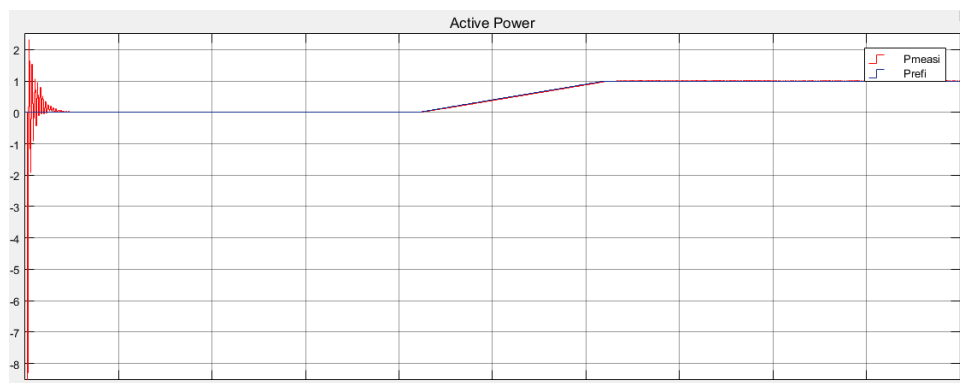


Figura 81. Potencia activa

En la figura 81 se observa como una entrada tipo rampa comienza en $T=7,5$ segundos hasta llegar a situar a I_{q1} en su límite de saturación, que son los 0,25 p.u. (250 MVar) generando así la potencia reactiva.

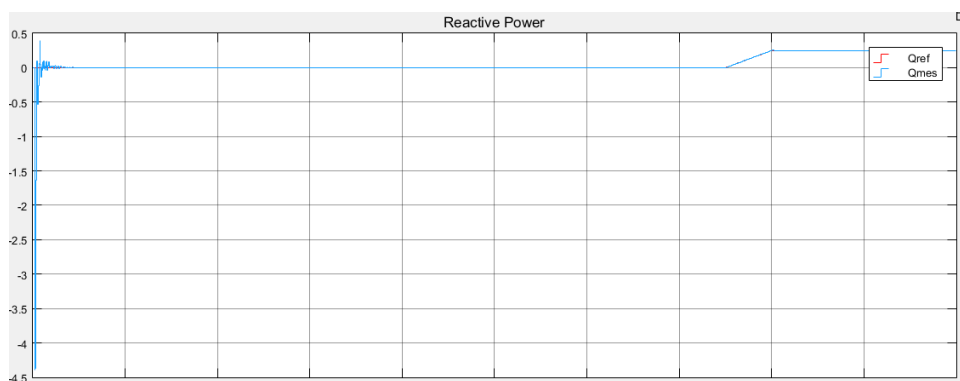


Figura 82. Potencia reactiva



4.3.2 CONVERTIDOR 2

La parte restante lo forma el convertidor 2 junto un equivalente de red tomando la F_{nom} como 50 Hz y con la misma configuración que en el convertidor anterior.

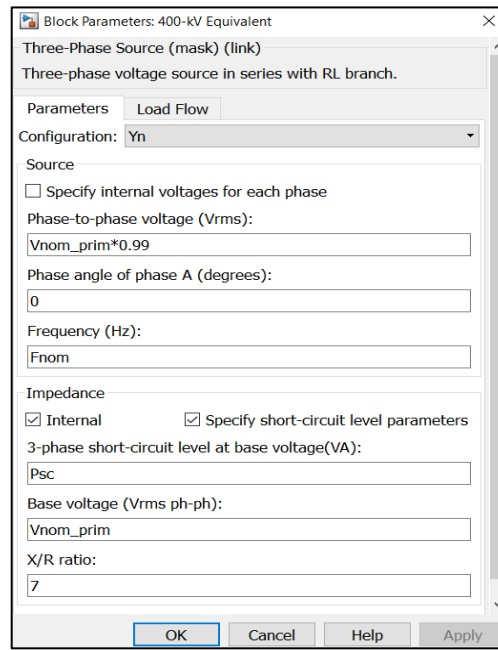


Figura 83. Configuración red con conexión convertidor 2

En la siguiente figura se observa como cumple exactamente los 50 Hz de frecuencia en las 3 fases formando estas un sistema equilibrado. De manera semejante, su magnitud se corresponde con el valor hallado en las ecuaciones (56) y (57) y la existencia de Q genera un desfase entre voltaje e intensidades.

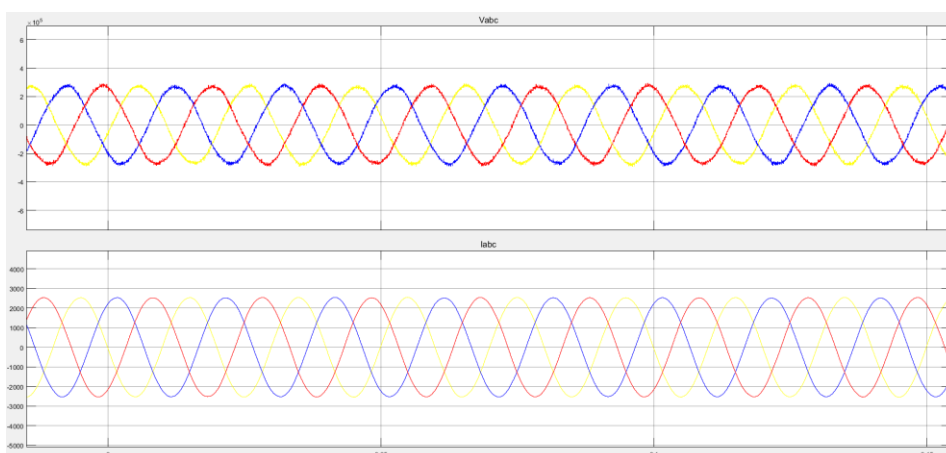


Figura 84. Vabc e Iabc 50 Hz



Tras la aserción de que la transmisión se produce a ± 320 KV o también denotado como 640 KV, se observa en la siguiente simulación como se ha conseguido una estabilización en 1 p.u. (640 KV). Una pequeña variación es debida a la inicialización de la transmisión de la potencia activa pero pronto se observa como la acción correctora del $PI(z)$ prevalece y se consigue el valor deseado.

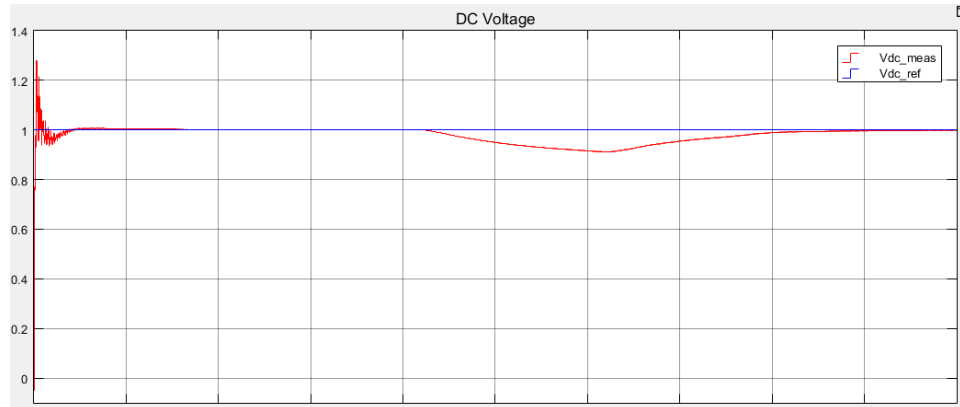


Figura 85. Voltaje DC (p.u.)

Por otra parte, como ya se ha citado anteriormente, tanto la magnitud como el sentido de P son impuestos por el convertidor uno. Tras lo cual, se obtuvo que el sentido de transmisión era hacia la red de 60 Hz y en esta simulación se puede concluir que cumple con lo establecido ya que el valor negativo de P implica que la potencia activa no circula hacia su lado de red, sino que circula hacia el convertidor 1. De esta forma se logra que el valor V_{dc} se mantenga constante.

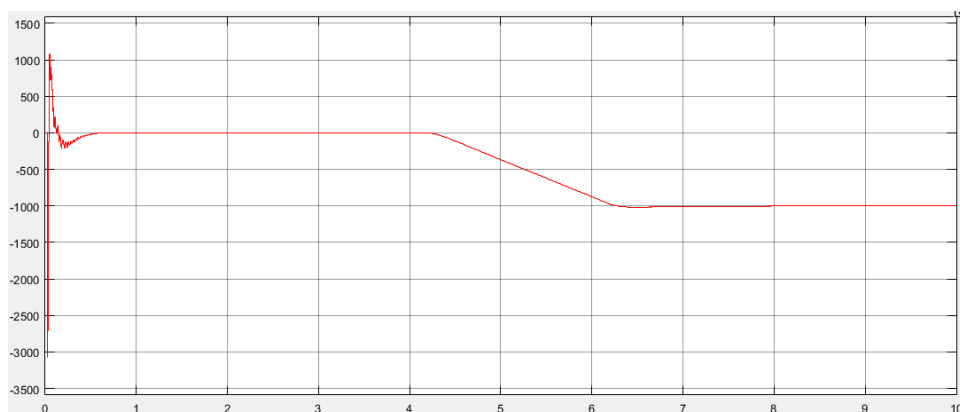


Figura 86. Potencia activa convertidor 2



Con respecto la potencia reactiva, su funcionamiento es exactamente el mismo que con el convertidor 1 debido a que puede transmitirse en ambos sentidos. La señal alcanza el valor óptimo de 250 MVar cuando se activa en 7,5 segundos la entrada tipo rampa.

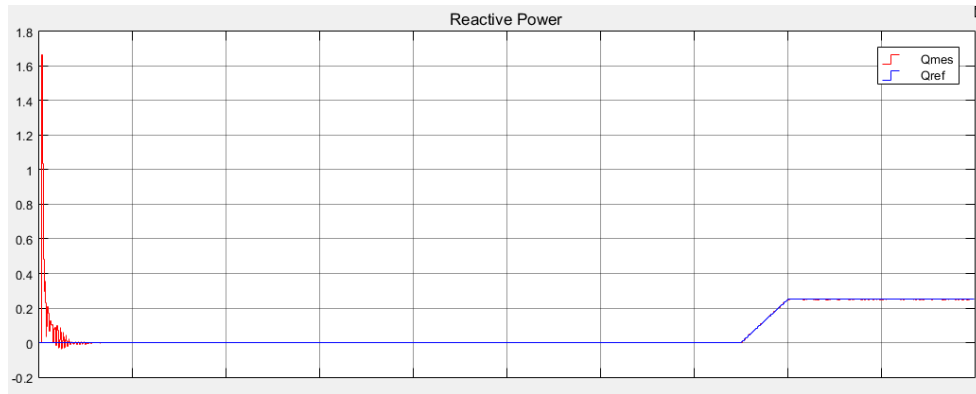


Figura 87. Potencia reactiva convertidor 2

4.3.3 COMPROBACIONES DE VARIACIÓN DE POTENCIA

Para verificar que el sistema cumple con las especificaciones y responde de manera eficaz ante cambios de las señales de control se realizará una prueba en la cual entran en acción los términos de P y Q en distintos instantes de activación.

La señal de referencia de la potencia activa se iniciará en $t = 5 \text{ seg}$ con una pendiente de 0,5.

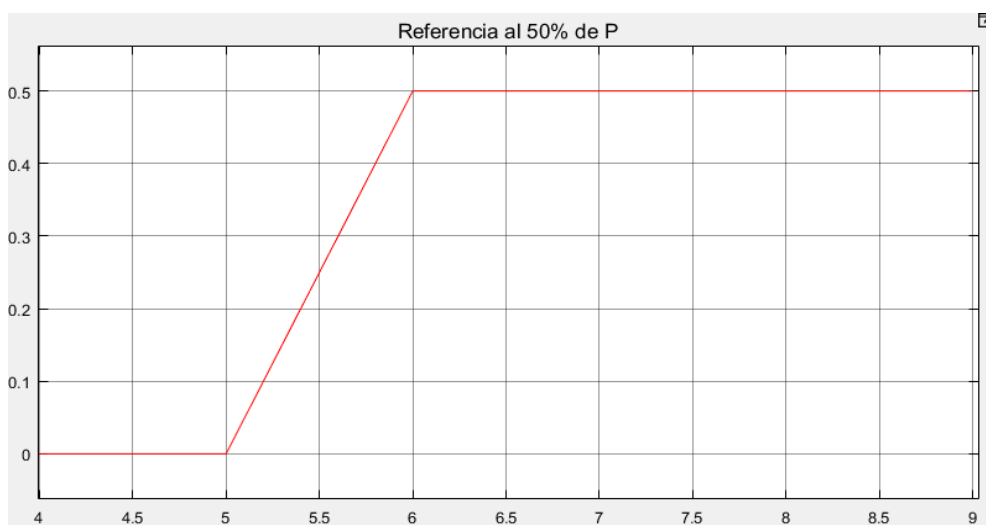


Figura 88. P activa en 5 segundos al 50% de su valor inicial (0.5 p.u.)



En la figura 89 se comprobar que la señal medida de la potencia activa sigue el valor de referencia. Cabe citar que se muestra a partir de 4 segundos ya que no se controlará la secuencia de arranque.

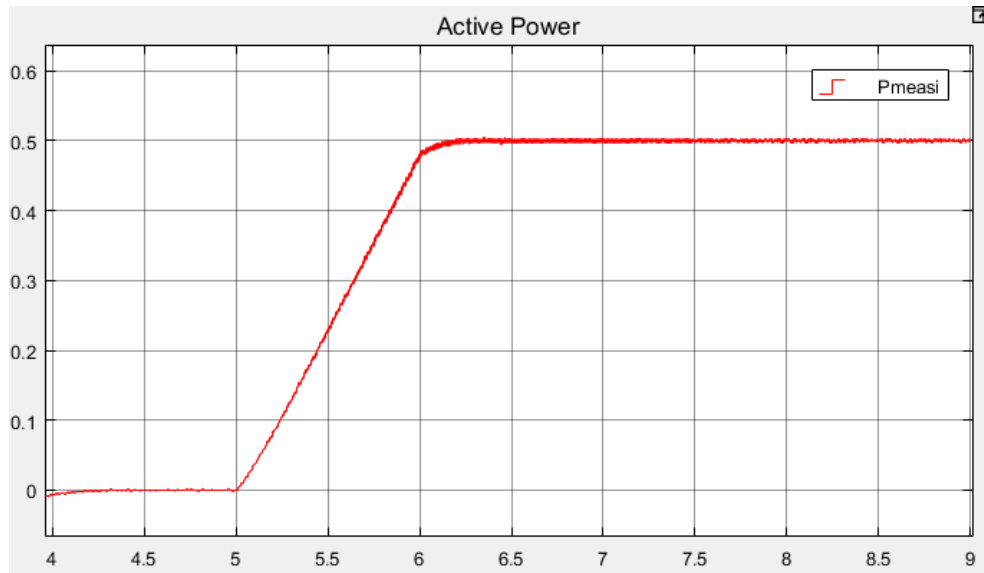


Figura 89. P medida

Por otra parte, respecto la potencia reactiva del convertidor 1 se mantendrá su señal de referencia en 0,5 p.u. iniciándose $t = 6 \text{ seg}$ en lo cual alcanzará su valor final en el primer segundo después de la activación ya que posee la misma pendiente que P .

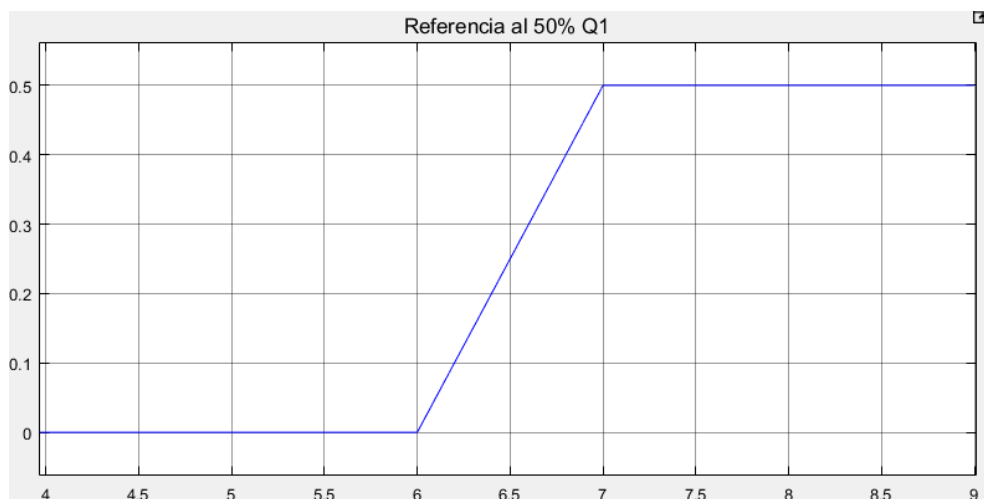


Figura 90. Q1 activa en 6 segundos al 50% (0.5 p.u.)



Para comprobar que la potencia reactiva del convertidor 1 mantiene su señal medida a la señal de referencia, se observará la siguiente figura.

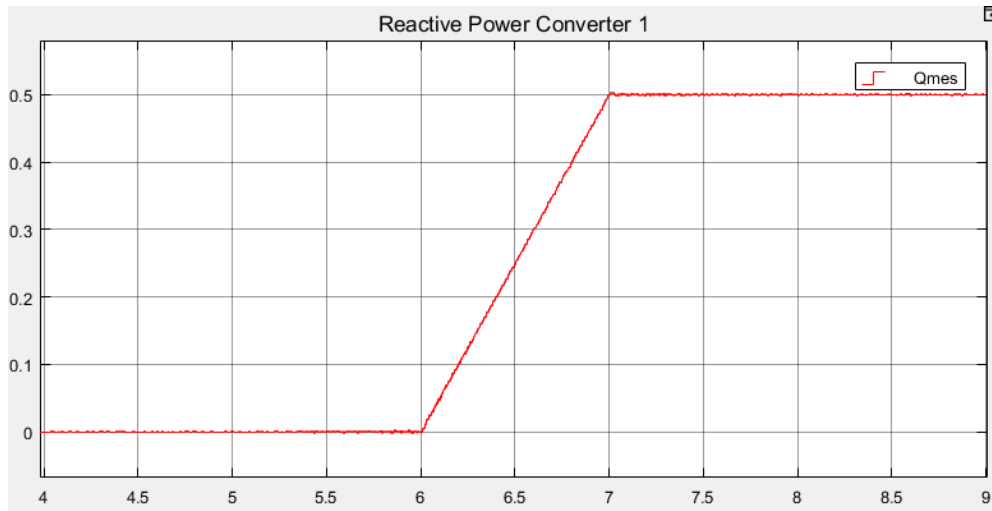


Figura 91. Q1 medida

De igual manera ocurre con Q del convertidor 2 debido a que mantiene su señal de referencia idéntica al convertidor 1 a excepción del tiempo ya que ahora se inicia en $t = 7 \text{ seg.}$

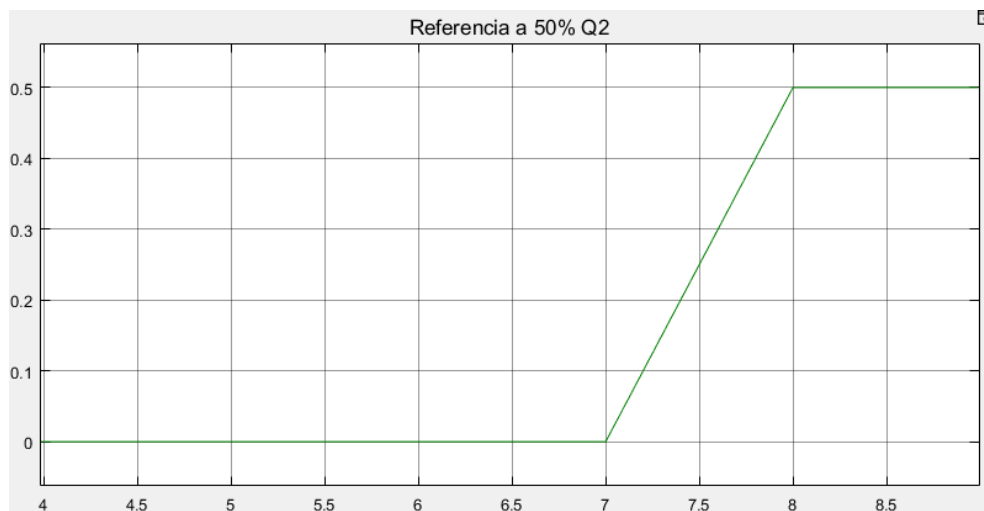


Figura 92. Q2 activa en 7 segundos al 50% (0.5 p.u.)

Para cerciorar este hecho, se mostrarán a continuación la gráfica con su valor medido.

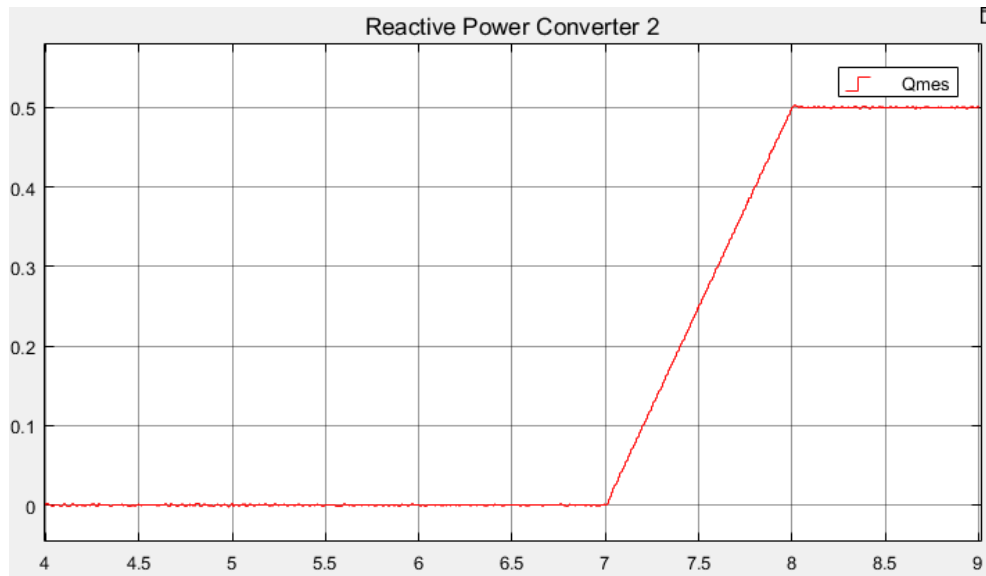


Figura 93. Q2 medida

Ante estas variaciones, se pretende que la acción correctora de los distintos $PI(z)$ mantengan estable el sistema, aunque ahora los valores de P y Q se verán cambiados a valores de $0.5 p.u.$ El factor determinante en esta prueba es que el valor de voltaje de transmisión en continua se mantenga en los 640 KV debido a que es un valor impuesto por el proyecto. Un menor intercambio de potencia generará menores pérdidas de potencia.

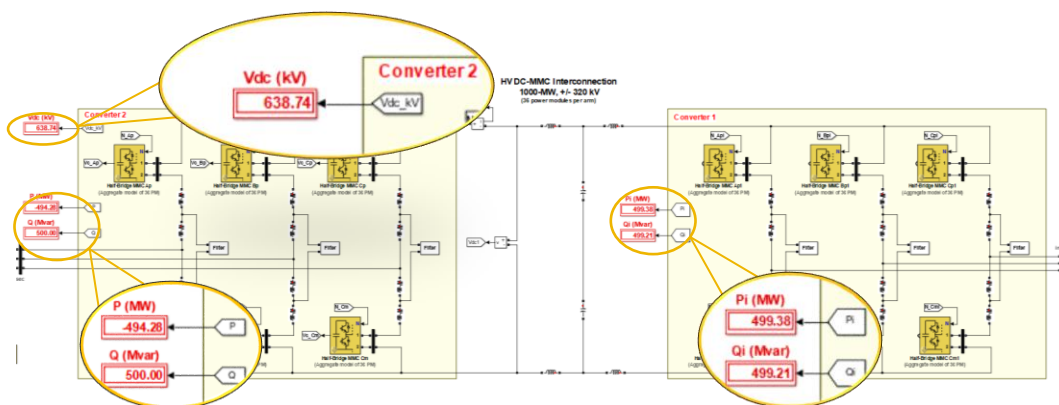


Figura 94. Interconexión HVDC-MMC 500MW, +-320KV

En la imagen se puede apreciar cómo se cumplen con las especificaciones citadas, además de que sigue el mismo principio de transmisión que se ha impuesto en apartados anteriores.



Además de los cambios en las potencias, también se ha visto afectado el valor de la intensidad de las redes ya que se ha reducido a la mitad respecto los valores iniciales. Esto es a causa de una menor potencia activa ya que a menor P , manteniéndose el V equivalente de la red, implica una reducción de intensidad.

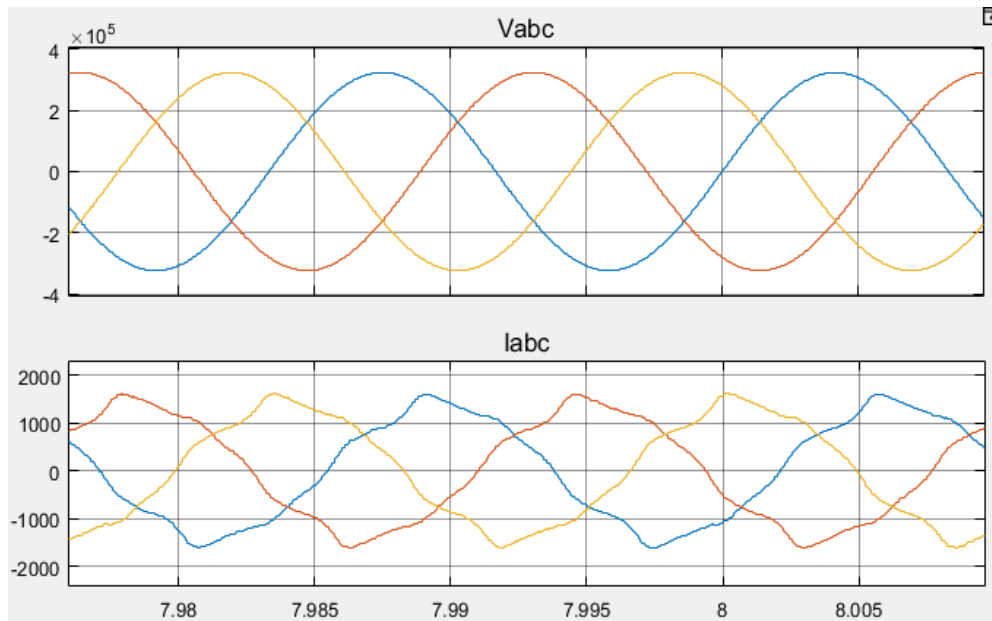


Figura 95. V_{abc} e I_{abc} a 60 Hz

En esta gráfica se puede observar una mayor ondulación de la intensidad a causa de una mayor inyección de la potencia reactiva en la red.

De igual manera ocurre con la red de 50 Hz situada al otro extremo de la transmisión. A causa de que la potencia que va a soportar el convertidor se ve reducida a la mitad, la intensidad también alcanza el valor al 50% de su valor citado en el apartado 4.3.2.

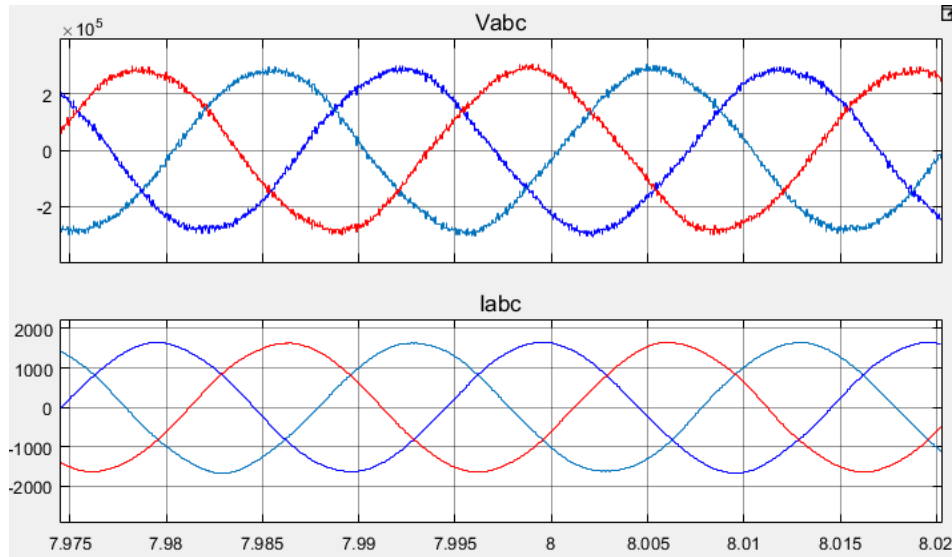


Figura 96. V_{abc} e I_{abc} a 50Hz

Comprobando el comportamiento de la respuesta de los controladores se obtiene que el voltaje de la tensión de continua se mantiene en su valor con las referencias 1 p. u. de P . En el voltaje DC se comprueba como el control hace minimizar la diferencia de error entre señales y generando la señal medida prácticamente idéntica a la señal de referencia. Cabe señalar que no se ha realizado un análisis sobre la secuencia de arranque de ahí las variaciones iniciales.

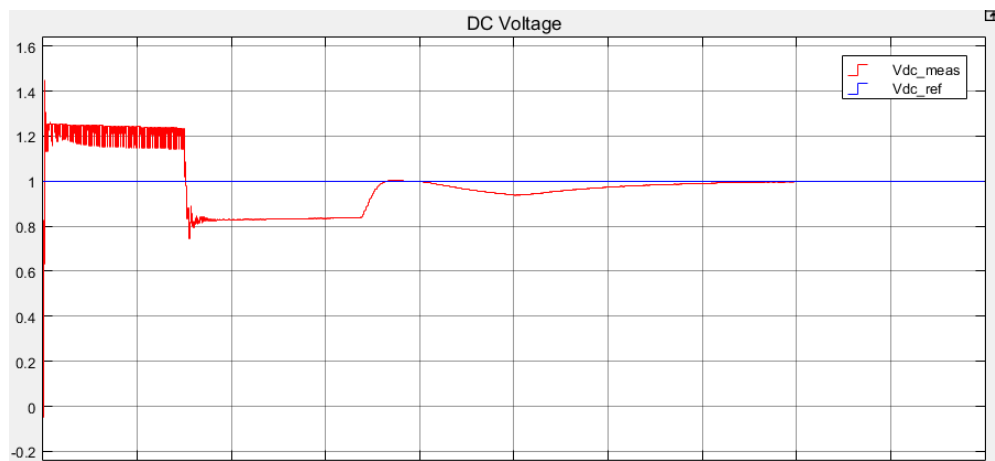


Figura 97. V_{dc} con P y Q al 50% de su valor inicial

El hecho de que exista un valor de i_d positivo implica que se está generando potencia activa. Por el contrario, si i_d toma valores negativos, implica que se está generando potencia reactiva y el control



independiente de Q para cada convertidor. Este hecho se cumple y se puede comprobar en el [anexo 7.6](#).

El objetivo de este apartado reside en mantener el valor de la señal de voltaje DC en 640KV a pesar de un decremento en la transmisión de potencia P y Q para comprobar un correcto funcionamiento del sistema. Se ha podido comprobar el hecho de que el sistema cumple con las especificaciones.



5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En el presente trabajo se ha estudiado un modelo completo de la aplicación HVDC-MMC tanto dentro del marco de las energías renovables, especialmente eólica marina, como la accesibilidad de esta tecnología entre distintas redes asíncronas.

A continuación, se presentarán las conclusiones del presente proyecto:

- Se ha demostrado como la integración de los nuevos avances con respecto los convertidores en el campo de la transmisión de energía ha generado un salto cualitativo de la eficiencia energética, logrando que actualmente los parques eólicos marinos sean una de las fuentes de energía más rentables y, más aún, en un futuro próximo.
- Se ha presentado un diseño completo acerca de la disposición de elementos en una transmisión completa HVDC-MMC, componentes que componen todo un proyecto de dicha tecnología, materiales óptimos para su desarrollo y partes que permiten un modelo eficaz.
- Se han descrito y modelado los componentes del convertidor modular multinivel, citando su alta eficiencia respecto otros convertidores debido a la baja generación de armónicos y menores interferencias.
- Se han propuesto diferentes modelos de configuración para la transmisión HVDC, así como sus propiedades físicas.
- Se han tenido en cuenta las características de conexión a una red teniendo en cuenta el valor los flujos de potencia activa y reactiva para cumplir el THD máximo establecido.
- Se ha estudiado la aplicación real DoWin1 para obtener una visión verídica que está basada en la transmisión HVDC-MMC.
- Se han presentado diversas estrategias de control que son llevadas a cabo para esta tecnología y que, a pesar de su complejidad, son una herramienta que permiten una alta controlabilidad del sistema haciendo que convertidor sea uno de los más eficaces existentes en la actualidad.



- Se ha comprobado cómo es posible realizar una simulación en el software MATLAB/SIMULINK mediante el desarrollo de una transmisión HVDC-MMC en redes asíncronas. La conexión a distintas frecuencias se ha logrado con un control independiente de cada convertidor, teniendo cada uno de ellos asignado un parámetro a controlar y estando ambos sincronizados para conseguir la estabilidad deseada.
- Se ha comprobado como la transmisión a distintas frecuencias transmite correctamente debido a que se ha pretendido alterar la secuencia de control junto con las magnitudes de transmisión de las potencias, y se ha conseguido que el voltaje DC se mantenga constante.

Como posibles mejoras existen distintas posibilidades a realizar sobre el presente proyecto o bien como nuevas implementaciones basadas en el mismo concepto de transmisión HVDC-MMC desde un parque eólico marino.

- En relación con el proyecto actual se pueden presentar mejoras respecto al control de arranque del sistema en el software MATLAB/SIMULINK.
- De igual manera, se puede ampliar un modelo software en SIMULINK/MATLAB para un control de fallos.
- La empleabilidad del programa PSCAD/EMTDC como complemento al estudio de redes eléctricas de alta potencia.
- En el proyecto actual se ha estudiado esta tecnología respecto un modelo con un solo terminal, por ello, como nueva implementación es posible realizar una aplicación sobre HVDC-MMC, basado en una red multiterminal offshore.



6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. Marquardt, *Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC- Networks and extended DC-Bus-applications*, Power Electronics Conference (IPEC), 2010.
- [2] Rainer Marquardt: *Modular Multilevel Converter Topologies with DC-Short Circuit Current Limitation*, Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011.
- [3] Artjoms Timofejevs, Daniel Gamboa: *Control of MMC in HVDC Applications*, 2013.
- [4] Xiaoqian Li, Qiang Song, Wenhua Liu, Member, IEEE, Hong Rao, Shukai Xu, and Licheng Li: *Protection of Nonpermanent Faults on DC Overhead Lines in MMC-Based HVDC Systems*, IEEE Transactions on Power Delivery, 2013.
- [5] Fernando Martinez-Rodrigo, Dionisio Ramirez, Alexis B. Rey-Boue, Santiago de Pablo, Luis Carlos Herrero-de Lucas. *Modular Multilevel Converters: Control and Applications*. 2017.
- [6] Pierre Giroux, *SimPowerSystems Model of a 1000-MW HVDC-MMC Interconnection*. 2015.
- [7] Marcelo A. Perez, Senior Member, IEEE, Steffen Bernet, Member, IEEE, Jose Rodriguez, Fellow, IEEE, Samir Kouro, Member, IEEE, and Ricardo Lizana, Student Member, IEEE. *Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics. 2015.
- [8] Marcin Zygmanski, Bogusław Grzesik, Radosław Nalepa. *Capacitance and Inductance Selection of the Modular Multilevel Converter*, SILESIAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY. Faculty of Electrical Engineering, Dept. of Power Electronics, Electrical Drives and Robotics.
- [9] Sebastián Hoyos, Jorge W. González, Hugo A. Cardona, Idi A. Isaac, Gabriel J. López, *tecnología modular multilevel converter (mmc) en sistemas HVDC*, Universidad Pontificia Bolivariana, Cq. 1 #70-01, of. 11-259. Año 2013.
- [10] Bariş Çiftçi, *selection of suitable PWM switching and control methods for modular multilevel converter drives*, Middle East Technical University 2014.
- [11] Antony Beddard, Student Member, IEEE, Mike Barnes, Senior Member, IEEE, and Robin Preece, Member, IEEE. *Comparison of Detailed Modeling Techniques for MMC Employed on VSC-HVDC Schemes*. IEEE Transactions on Power Delivery. 2014.



- [12] Susana Apiñaniz, *Transmisión de energía en HVDC para hacer viables instalaciones de generación de energías renovables lejanas de gran potencia*, Electrónica de Potencia en Tecnalia.
- [13] Soledad I. Bernal Pérez, *Integración Híbrida Multipunto en el Sistema Eléctrico de grandes Parques Eólicos Marinos a través de Redes de Alta Tensión en Continua*, universidad politécnica de Valencia. 2015.
- [14] M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, D. Retzmann, D. Soerangr, *HVDC PLUS –Basics and Principle of Operation*. 2009.
- [15] Bernardo Marques Amaral Silva, *Multi-terminal HVDC Grids: Control Strategies for Ancillary Services Provision in Interconnected Transmission Systems with Offshore Wind Farms*. Faculty of Engineering of University of Porto. 2013.
- [16] Mikel de Prada Gil, *Design, operation and control of novel electrical concepts for offshore wind power plants*. Catalonia Institute for Energy Research (IREC). 2014.
- [17] Joan Ignasi Frau, Jordi Gutierrez. *Transporte de energía eléctrica en corriente continua: HVDC*. Endesa distribución. 2005.
- [18] Thomas Ackermann, *Wind Power in Power Systems*. Royal Institute of Technology.
- [19] Henrik Kirkeby, John Olav Tande. *The NOWITECH Reference Wind Farm*. EERA DeepWind'2014, 11th Deep Sea Offshore Wind R&D Conference. 2014.
- [20] Dr Jan Declercq and Raymond Van Schevensteen, *Challenges for Reliable Offshore Transformers*. Pauwels International NV, Belgium.
- [21] Boris Valov, *Transformers for Offshore Wind Platforms: Expected Problems and Possible Approaches*. 8th International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission. Networks for Offshore Wind Farms, held in Bremen, Germany, from 14-15 October 2009.
- [22] ABB, Fluidos Esteres Una solución innovadora para Transformadores de Potencia. ABB Transformadores. 2015.
- [23] FENG WANG*, LINA BERTLING, TUAN LE, *An Overview Introduction of VSC-HVDC: State-of-art and Potential Applications in Electric Power Systems*. SP Technical Research Institute of Sweden. 2011.
- [24] ABB, *DolWin1 - 800 MW HVDC Light transmission. Grid connection of several offshore wind farms*.
- [25] ALSTOM, *HVDC for beginners and beyond*.
- [26] Bjorn Jacobson, Patrik Karlsson, Gunnar Asplund, Lennart Harnefors, Tomas Jonsson, *VSC-HVDC Transmission with Cascaded Two-Level Converters*. ABB. CIGRE 2010.
- [27] Sebastián Hoyos Gallón, *tecnología modular multilevel converter (mmc) en sistemas HVDC*. Universidad Pontificia Bolivariana. 2012.



- [28] ABB. *HVDC: una tecnología para la eficiencia energética y la fiabilidad de las redes*.
- [29] SIEMENS. *SCOE – Society’s costs of electricity: How society should find its optimal energy mix*. Siemens Wind Power .2014.
- [30] Bermejo Hernández, Víctor, *Introducción a los sistemas de conexión HVDC y su contribución a la mejora de la calidad de la energía eléctrica*. Universidad Carlos III de Madrid. 2011.
- [31] Seborg, D. E., T. F. Edgar, and D. A. Mellichamp. 1989. *Process Dynamics and Control*, John Wiley & Sons, NY.
- [32] J. K. Muriuki, C. M. Muriithi, L. M. Ngoo, G.N. Nyakoe. *Performance Review of the VSC-HVDC Based Controllers, Annual Conference on Sustainable Research and Innovation*. 2016.
- [33] Marcos Rejas Haddioui, *Control and modulation strategies for MMC based HVDC*. Aalborg University. 2015.
- [34] Navid Ghardash Khani, Mehrdad Abedi, Member, IEEE, Gevorg B. Gharehpetian, Senior Member, IEEE, and Gholam Hosein Riahy. *Offshore Wind Farm Power Control Using HVdc Link*. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering. 2016.
- [35] José A.Roca, *La eólica marina flotante ha madurado y tiene potencial para dominar el mercado offshore*. El periódico de la energía. 2017.
- [36] José A.Roca, *El tamaño medio de las turbinas eólicas marinas en Europa pasará de 6 MW a 12 MW en 2024*. El periódico de la energía. 2018.
- [37] Dirección General de Comunicación (Comisión Europea). *Energía sostenible, segura y asequible para los europeos*. 2014.
- [38] José A.Roca, *El coste de la eólica marina puede reducirse un 37% si parte de la construcción y el montaje se realiza en tierra*. El periódico de la energía. 2017.
- [39] Laura Ojea. *La quimera de instalar eólica marina en España*. El periódico de la energía. 2017.
- [40] Daniel Rabinovich/Ing. Oscar Santa Cruz. *PLL - PHASE LOOP LOCKED - Lazos Enganchados en Fase*. 2010.
- [41] Wikipedia. *CobraCable*. 2018.
- [42] Siemens. *Fact Sheet SylWin1 HVDC Platform*. 2015.
- [43] Siemens. *Fact Sheet HelWin2 HVDC Platform*. 2015.
- [44] Siemens. *Fact Sheet HelWin1 HVDC Platform*. 2015.
- [45] 4Coffshore. *BorWin 3 Converter- information*. Online: <http://www.4coffshore.com/windfarms/hvdc-converter-borwin3-converter-cid15.html>



- [46] ABB. *BorWin1*. Online:
<http://new.abb.com/systems/hvdc/references/borwin1>
- [47] ABB. *Caithness Moray HVDC Link*. Online:
<http://new.abb.com/systems/hvdc/references/caithness-moray-hvdc-link>
- [48] ABB. *North Sea Link Interconnecting grids*.
- [49] *Estado de la técnica en convertidoras CC/CA Multinivel*. Capítulo 2.



7. ANEXOS

7.1 TRANSFORMADA DE PARK

La transformada de Park también es conocida como la transformación dq ya que permite expresar las magnitudes trifásicas en un sistema móvil y ortogonal. Ésta transformada además de reducir el número de variables, también permite que varíen sinusoidalmente con el tiempo cumpliéndose que la frecuencia de giro de los ejes y la frecuencia de la señal, coincidan. Es conocido que las variables sinusoidales no permiten un trabajo más óptimo que trabajando con valores constantes, sin embargo, se puede saber que las magnitudes poseerán armónicos indeseados cuando se produzcan oscilaciones respecto el promedio de la componente fundamental.

Para obtener la transformada de Park es necesario contar con la presencia del ángulo de la magnitud de alterna en el tiempo θ , cuyo parámetro se obtiene por diversos algoritmos de cálculo. En la mayoría de casos se propone el cálculo mediante PLL cuyo ángulo queda definido como:

$$\theta = \int \omega dt = \theta_0 + \omega t \quad (68)$$

Además, se produce un giro solidario entre \vec{v} y el sistema de referencia dq. La proyección del ángulo θ es libre respecto los ejes d y q, aunque suele darse para el control de convertidores la alineación del vector \vec{v} con el eje d para un control independiente de las potencias.

La transformación de magnitudes trifásicas al marco dq se realice mediante cálculo de transformaciones matemáticas tal y como se representa en la siguiente ecuación.

$$x_{dq0} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow dq0} \cdot x_{abc} \quad (69)$$



Cuya matriz de transformación tiene el siguiente valor.

$$T_{abc \rightarrow dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (70)$$

En un sistema existe un vector \vec{v}_n el cual tiene asociado un armónico. Dicha variable se puede expresar como número complejo.

$$\vec{v}_n = |\vec{v}_n| e^{j(\theta)} = |\vec{v}_n| e^{j(k\omega t + \theta_0)} = \text{Re}\{\vec{v}_n\} + j\text{Im}\{\vec{v}_n\} = v_{nd} + jv_{nq} \quad (71)$$



7.2 TRANSFORMADA DE CLARKE

Esta transformada permite cambiar un sistema de referencia trifásico a un sistema $\alpha\beta$. Para reducir el número de variables que posee un sistema trifásico se aplica dicha transformada la cual simplifica la cantidad de variables de un modelo. Un vector bidimensional \vec{v} se puede expresar mediante un numero complejo mostrándose en la ecuación 18.

$$\vec{v} = |\vec{v}|e^{j(\theta)} = |\vec{v}|e^{j(k\omega t + \theta_0)} = \text{Re}\{\vec{v}\} + j\text{Im}\{\vec{v}\} = v_\alpha + jv_\beta \quad (72)$$

Donde k es el orden del armónico en el caso de que se trate de un sistema trifásico distorsionado.

Para conseguir la transformación se aplica un cambio de base por una ecuación matricial pudiéndose tomar las variables x por intensidades o tensiones.

$$x_{\alpha\beta\gamma} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} \cdot x_{abc} \quad (73)$$

Cada fase del sistema es representada por un vector en cuya transformación el cambio de base matricial se realiza mediante la siguiente ecuación.

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (74)$$

La transformada de Clarke es la base para trabajar en muchos proyectos bajo la teoría PQ.



7.3 CÓDIGO MATLAB FUNCIÓN HVDC_MMC_param.m

```
%  
% Parameters file for SPS model: HVDC_MMC.slx  
%  
Operation Panel  
%  
Fnom= 50; % Nominal system frequency (Hz)  
Pnom= 1000e6; % Converter 3-phase rated power  
(MVA)  
Vnom_prim= 400e3; % Nominal primary voltage (V)  
Vnom_sec= 333e3; % Nominal secondary voltage (V)  
Nb_PM=36; % Number of power module per arm  
Vnom_dc= 640e3; % DC nominal voltage (V)  
C_PM= 1.758e-3; % Power module capacitor (F)  
% Energy in kJ/MVA  
W_kJ_MVA= 0.5 * C_PM * (Vnom_dc/Nb_PM)^2 * Nb_PM * 6 /  
(Pnom/1e6)/1e3;  
Vc0_PM=0; % Capacitors initial voltage (V)  
%%  
% Sequencer timing:  
Tbrk1_On=0.1; % Closing time of breaker 1  
(converter energizing)  
Tbrk2_On=1.0; % Closing time (s) of breaker 2  
(across start-up resistor)  
%  
Tdeblock=1.5; % Converter de-block time (s)  
Ton_VDCreg=1.5; % VDC regulator turn-on time (s) -  
VDC Regulation  
Tramping_Vdc_ref=2; % Start time Vdc_ref ramping to  
nominal (s)  
Slope_Vdc_ref=Vnom_dc/5; % Slope Vdc_ref ramping (V/s)  
%  
Ton_PQreg=4; % Preg & Qreg regulators turn-on  
time (s) - PQ regulation  
Tramping_Pref=Ton_PQreg+0.2; % Start time Pref ramping(s)  
Slope_Pref=0.5; % Slope Pref ramping (V/s)  
Tramping_Qref=Ton_PQreg+3.5; % Start time Pref ramping(s)  
Slope_Qref=0.5; % Slope Pref ramping (V/s)  
%  
Ton_Converter2=4; % Converter 2 equivalent switched-on  
time (s)  
%%  
Tfault= 9999; % DC Fault timing (s)  
Rfault=1; % DC Fault resistance (Ohms)  
%  
%%  
% PWM Output pulses selector  
pp=0;  
for p=1:2:72  
pp=pp+1;  
SelectPulses1(p)=pp;  
SelectPulses1(p+1)=pp+36;  
end  
%  
Ts_Power= 20e-6; % SPS Simulation time step(s)  
Ts_Control=40e-6; % Control system time step (s)  
Ts=Ts_Control;  
%
```



```
% Transformer impedance
Lxfo= 0.12;          % Total Leakage inductance (pu)
Rxfo= 0.003;        % Total winding resistance (pu)
%
Zbase= Vnom_sec^2/Pnom;
%
Larm_pu=0.15;
Rarm_pu=Larm_pu/100;
%
Zbase= Vnom_sec^2/Pnom;
Larm=Larm_pu*(Zbase/(2*pi*Fnom));
Rarm=Rarm_pu*Zbase;
w=2*pi*Fnom;
wc2=(2*w)^2;
Cfilter=1/(Larm*wc2); % Capacitor value for 2th harmonic
filter(F)
Rfilter=1/(Cfilter*w)*30; % Resistance value for 2th harmonic
filter (Ohm)
Topen_Filter=1e6; % Breaker opening time for second-
harmonic filters (s)
%
%
*****
%
% CONTROL PARAMETERS
%
%
*****
%
% Modulator Parameters
Fc=Fnom*3.37; % Carriers frequency (Hz)
%
% dq and Vdc measurement filter cut-off frequency:
Fn_filter=1000;
Zeta_filter=1;
%
% Active power regulator (Preg)
Kp_Preg= 0; % Proportional gain
Ki_Preg= 0; % Integral gain
Limits_Preg = [ 1.2, 0.8 ] ; % Upper/Lower limits (pu)
%
% Active power regulator initial(Pregi)
Kp_Pregi= 1; % Proportional gain
Ki_Pregi= 0.7; % Integral gain
Limits_Preg = [ 1.2, 0.8 ] ; % Upper/Lower limits (pu)
%
% Reactive power regulator (Qreg)
Kp_Qreg= 0.8; % Proportional gain
Ki_Qreg= 60; % Integral gain
Limits_Qreg = [ 0.25, -0.25 ]; % Output (Iq_ref) Upper/Lower limit
(pu)
%
% Reactive power regulator initial (Qregi)
Kp_Qregi= 0.6; % Proportional gain
Ki_Qregi= 90; % Integral gain
Limits_Qreg = [ 0.25, -0.25 ]; % Output (Iq_ref) Upper/Lower limit
(pu)
```



```
%  
% VDC regulator (VDCreg)  
Kp_VDCreg=4;           % Proportional gain  
Ki_VDCreg=0.6;        % Integral gain  
Limits_VDCreg= [ 2.0 -2.0]; % Output Idref [Upper Lower] limits  
(pu)  
  
%  
% Current regulator (Ireg)  
Kp_Ireg= 0.6;         % Proportional gain  
Ki_Ireg= 10;          % Integral gain  
Limits_Ireg= [ 2.0 -2.0]; % Output Vdq_conv [Upper Lower]  
limits (pu)  
  
%  
% Current regulator initial(Ireg)  
Kp_Iregi= 0.5;        % Proportional gain  
Ki_Iregi= 1e-3;       % Integral gain  
Limits_Ireg= [ 2.0 -2.0]; % Output Vdq_conv [Upper Lower]  
limits (pu)  
  
%  
% Feedforward coefficients:  
Lff=Larm_pu/2;  
Rff= Rarm_pu/2;  
%  
% *****  
% Power system parameters  
% *****  
%  
Psc= Pnom*20;         % Short circuit power (MVA)  
X_R= 7;               % X/R ratio  
P_Ld1= Psc/30;       % load (primary bus) (MW)  
R_startup= 400;      % Startup resistance (Ohm)  
%  
% Cable data  
R_cable = 0.5;        % ohm  
L_cable= 15e-3;      % (H)  
%  
% Grounding reference (series RC)  
Rg= 100;              % (Ohms)  
Cg= 1e-9;             % (F)
```



7.4 CÓDIGO MATLAB FUNCIÓN MODIFICADA HVDC_MMC_param.m

```
%  
% Parameters file for SPS model: HVDC_MMC.slx  
%  
Operation Panel  
%  
Fnom= 50; % Nominal system frequency (Hz)  
Pnom= 1000e6; % Converter 3-phase rated power  
(MVA)  
Vnom_prim= 400e3; % Nominal primary voltage (V)  
Vnom_sec= 333e3; % Nominal secondary voltage (V)  
Nb_PM=36; % Number of power module per arm  
Vnom_dc= 640e3; % DC nominal voltage (V)  
C_PM= 1.758e-3; % Power module capacitor (F)  
% Energy in kJ/MVA  
W_kJ_MVA= 0.5 * C_PM * (Vnom_dc/Nb_PM)^2 * Nb_PM * 6 /  
(Pnom/1e6)/1e3;  
Vc0_PM=0; % Capacitors initial voltage (V)  
%%  
% Sequencer timing:  
Tbrk1_On=0.1; % Closing time of breaker 1  
(converter energizing)  
Tbrk2_On=1.0; % Closing time (s) of breaker 2  
(across start-up resistor)  
%  
Tdeblock=1.5; % Converter de-block time (s)  
Ton_VDCreg=1.5; % VDC regulator turn-on time (s) -  
VDC Regulation  
Tramping_Vdc_ref=2; % Start time Vdc_ref ramping to  
nominal (s)  
Slope_Vdc_ref=Vnom_dc/5; % Slope Vdc_ref ramping (V/s)  
%  
Ton_PQreg=4; % Preg & Qreg regulators turn-on  
time (s) - PQ regulation  
Tramping_Pref=Ton_PQreg+0.2; % Start time Pref ramping(s)  
Slope_Pref=0.5; % Slope Pref ramping (V/s)  
Tramping_Qref=Ton_PQreg+3.5; % Start time Pref ramping(s)  
Slope_Qref=0.5; % Slope Pref ramping (V/s)  
%  
Ton_Converter2=4; % Converter 2 equivalent switched-on  
time (s)  
%%  
Tfault= 9999; % DC Fault timing (s)  
Rfault=1; % DC Fault resistance (Ohms)  
%  
%%  
% PWM Output pulses selector  
pp=0;  
for p=1:2:72  
pp=pp+1;  
SelectPulses1(p)=pp;  
SelectPulses1(p+1)=pp+36;  
end  
%  
Ts_Power= 20e-6; % SPS Simulation time step(s)  
Ts_Control=40e-6; % Control system time step (s)  
Ts=Ts_Control;  
%
```



```
% Transformer impedance
Lxfo= 0.12;          % Total Leakage inductance (pu)
Rxfo= 0.003;        % Total winding resistance (pu)
%
Zbase= Vnom_sec^2/Pnom;
%
Larm_pu=0.15;
Rarm_pu=Larm_pu/100;
%
Zbase= Vnom_sec^2/Pnom;
Larm=Larm_pu*(Zbase/(2*pi*Fnom));
Rarm=Rarm_pu*Zbase;
w=2*pi*Fnom;
wc2=(2*w)^2;
Cfilter=1/(Larm*wc2);      % Capacitor value for 2th harmonic
filter(F)
Rfilter=1/(Cfilter*w)*30;  % Resistance value for 2th harmonic
filter (Ohm)
Topen_Filter=1e6;         % Breaker opening time for second-
harmonic filters (s)
%
%
*****
%
CONTROL PARAMETERS
%
*****
%
% Modulator Parameters
Fc=Fnom*3.37;            % Carriers frequency (Hz)
%
% dq and Vdc measurement filter cut-off frequency:
Fn_filter=1000;
Zeta_filter=1;
%
%
% Active power regulator initial(Pregi)
Kp_Pregi= 1;             % Proportional gain
Ki_Pregi= 0.7;          % Integral gain
Limits_Preg = [ 0.5, -0.5 ] ; % Upper/Lower limits (pu)
%
% Reactive power regulator (Qreg)
Kp_Qreg= 0.8;           % Proportional gain
Ki_Qreg= 60;           % Integral gain
Limits_Qreg = [ 0.125, -0.125 ]; % Output (Iq_ref) Upper/Lower
limit (pu)
%
% Reactive power regulator initial (Qregi)
Kp_Qregi= 0.6;          % Proportional gain
Ki_Qregi= 90;          % Integral gain
Limits_Qregi = [ 0.125, -0.125 ]; % Output (Iq_ref) Upper/Lower
limit (pu)
%
% VDC regulator (VDCreg)
Kp_VDCreg=4;           % Proportional gain
Ki_VDCreg=0.6;        % Integral gain
```




```
Limits_VDCreg= [ 2.0  -2.0];    % Output Idref [Upper Lower] limits
(pu)

%
% Current regulator (Ireg)
Kp_Ireg= 0.6;                  % Proportional gain
Ki_Ireg= 10;                  % Integral gain
Limits_Ireg= [ 2.0  -2.0];    % Output Vdq_conv [Upper Lower]
limits (pu)

%
% Current regulator initial(Ireg)
Kp_Iregi= 0.5;                % Proportional gain
Ki_Iregi= 1e-3;              % Integral gain
Limits_Ireg= [ 2.0  -2.0];    % Output Vdq_conv [Upper Lower]
limits (pu)

%
% Feedforward coefficients:
Lff=Larm_pu/2;
Rff= Rarm_pu/2;
%
% *****
% Power system parameters
% *****
%
Psc= Pnom*20;                % Short circuit power (MVA)
X_R= 7;                      % X/R ratio
P_Ld1= Psc/30;              % load (primary bus) (MW)
R_startup= 400;             % Startup resistance (Ohm)
%
% Cable data
R_cable = 0.5;              % ohm
L_cable= 15e-3;            % (H)
%
% Grounding reference (series RC)
Rg= 100;                   % (Ohms)
Cg= 1e-9;                  % (F)
```



7.5 RESPUESTA DE LAS VARIABLES DEL SISTEMA HVDC-MMC 1000MW \pm 320 KV

i_q

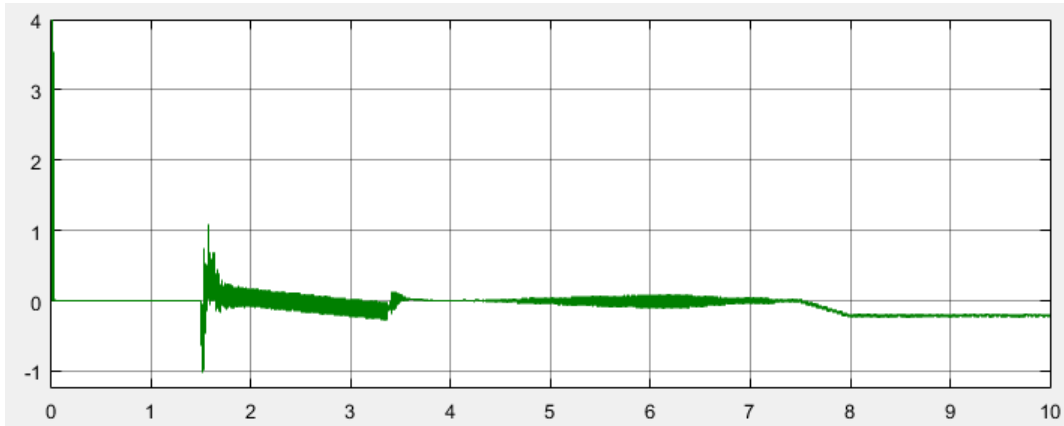


Figura 98. Respuesta i_q

i_{q_ref}

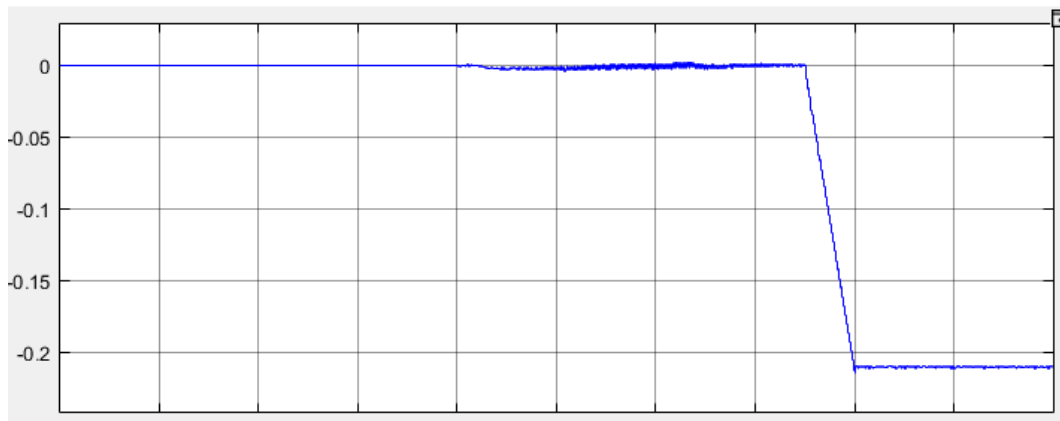


Figura 99. i_{q_ref}



i_d

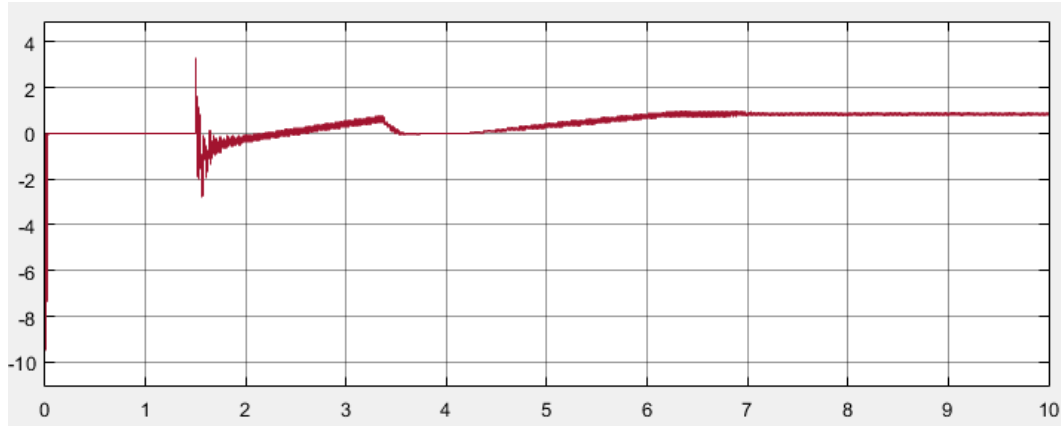


Figura 100. i_d

i_{d_ref}

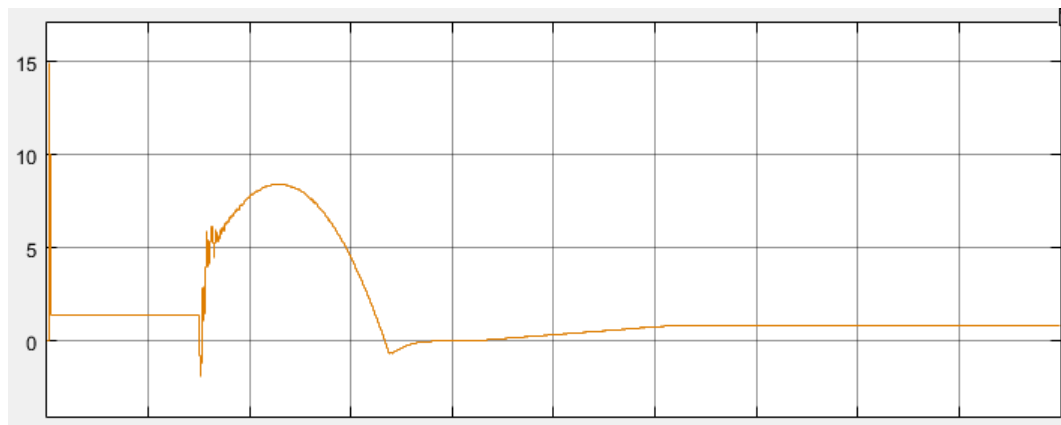


Figura 101. i_{d_ref}



7.6 RESPUESTA DE LAS VARIABLES DEL SISTEMA HVDC-MMC 500MW ±320 KV

i_d

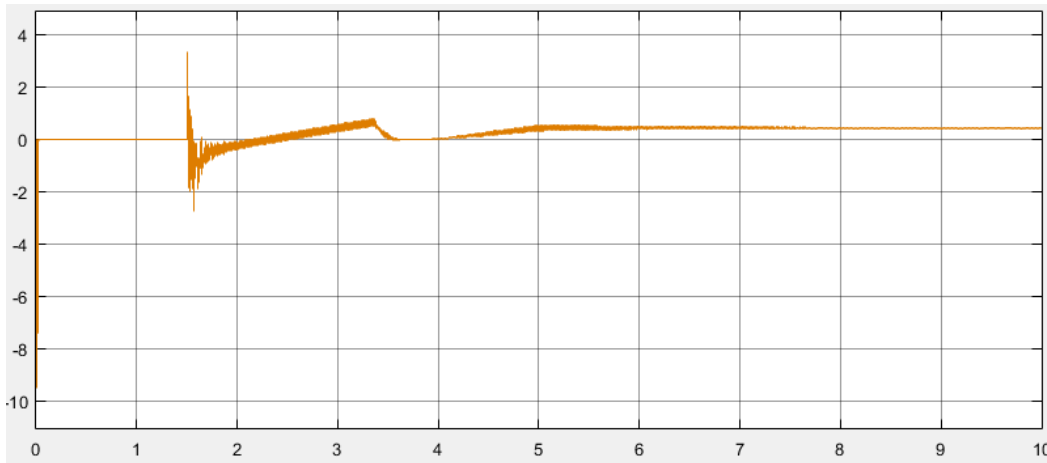


Figura 102. Respuesta i_d al 50% de P

i_{d_ref}

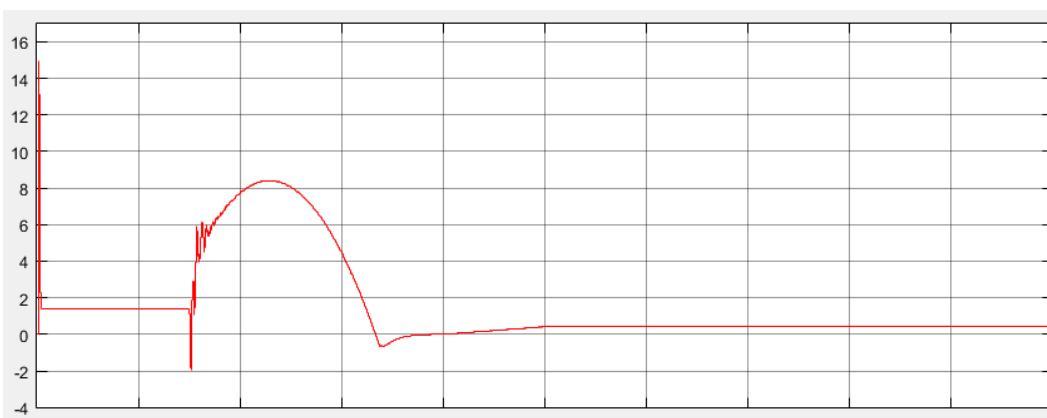


Figura 103. Respuesta i_{d_ref} al 50% de P



i_q

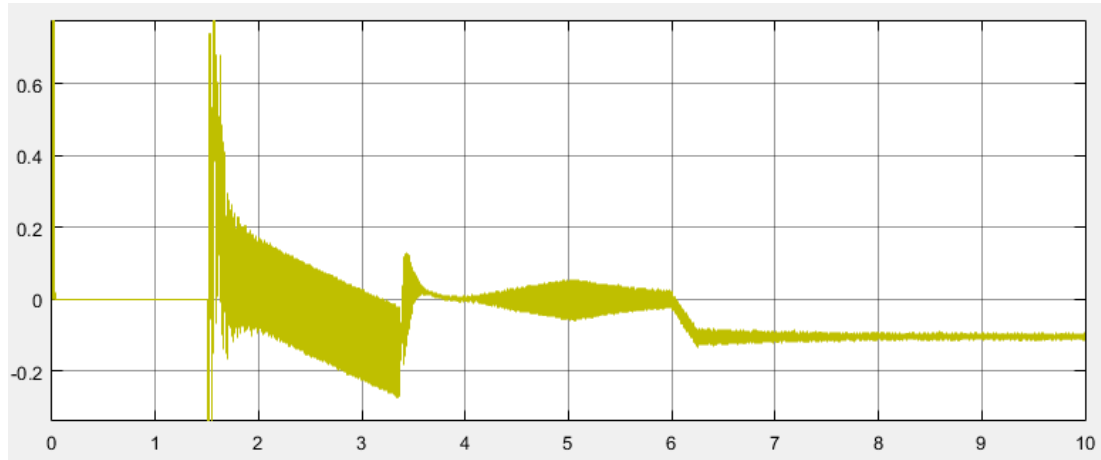


Figura 104. Respuesta i_q al 50% de Q

$i_{q_{ref}}$

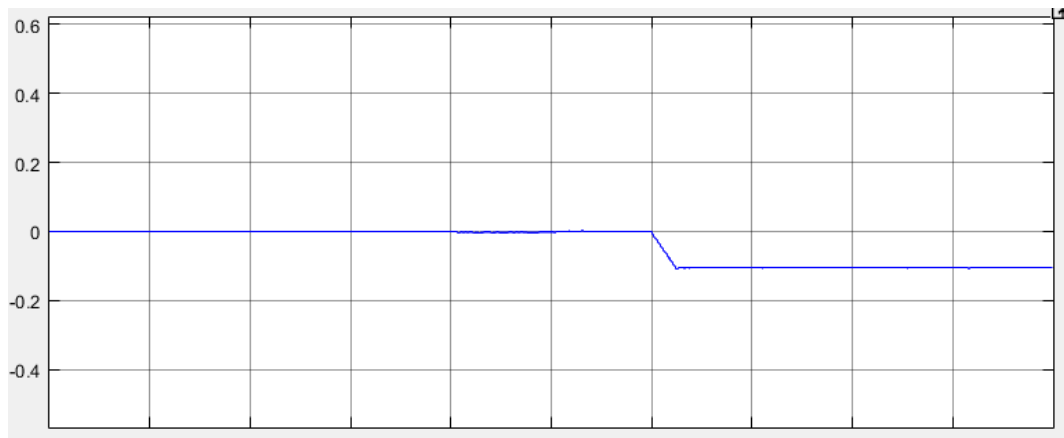


Figura 105. Respuesta $i_{q_{ref}}$ al 50% de Q



7.7 ESQUEMA CONTROL HVDC-MMC CONVERTIDOR 1

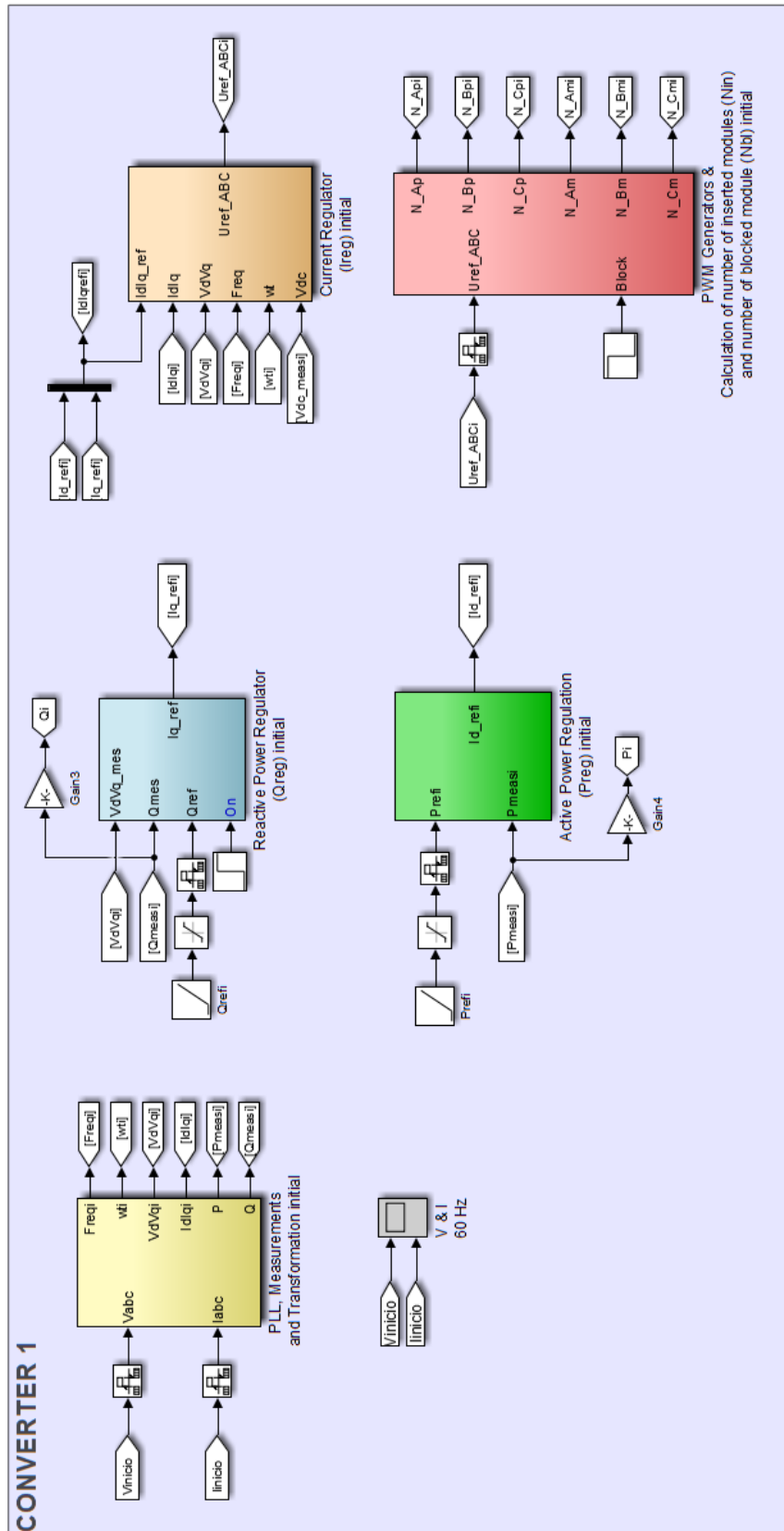


Figura 106. Esquema control convertidor 1



7.8 ESQUEMA CONTROL HVDC-MMC CONVERTIDOR 2

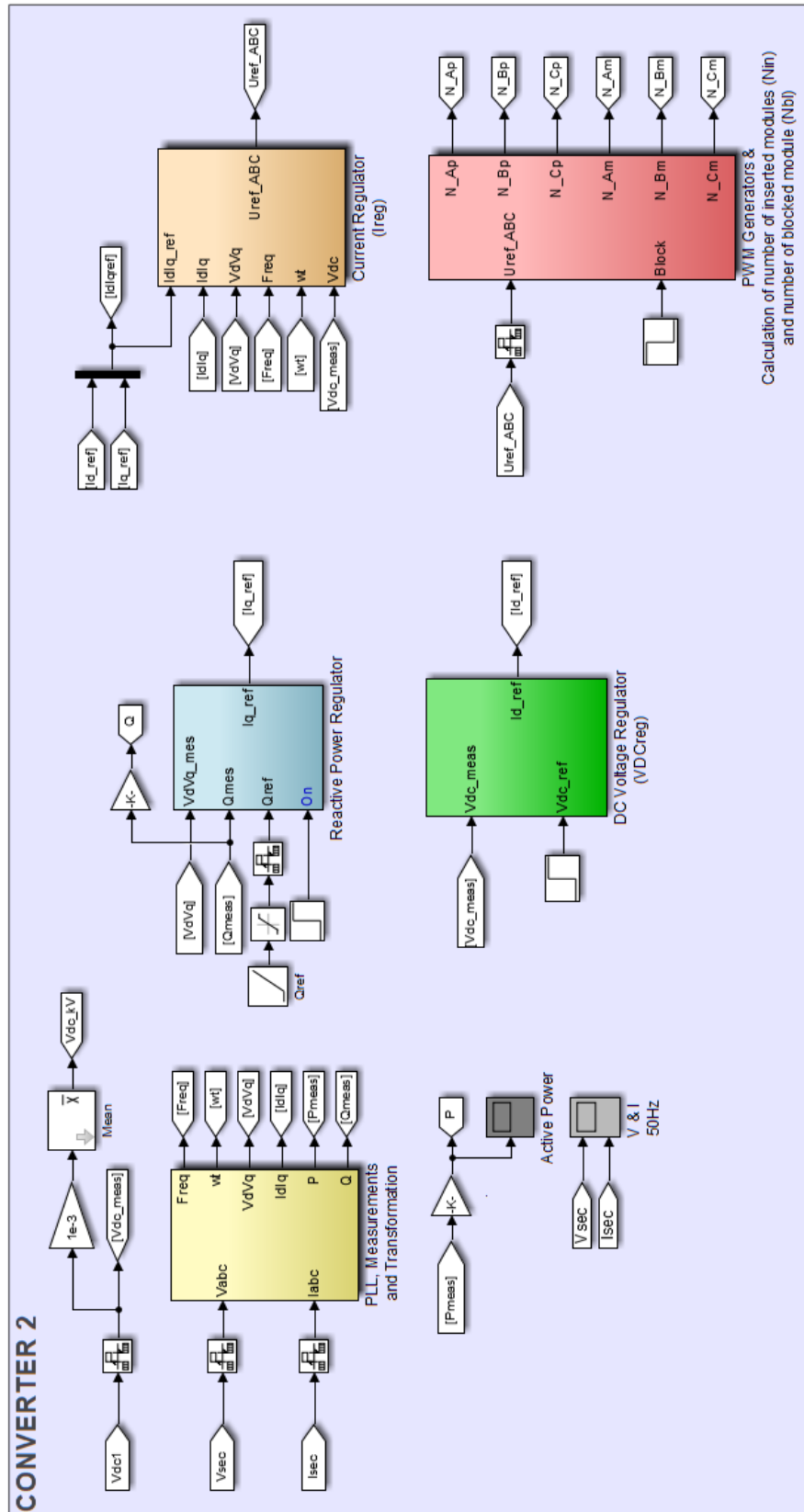


Figura 107. Esquema de control convertidor 2