



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

DEPARTAMENTO
DE INGENIERIA
ELÉCTRICA

Tema de memoria de título

Implementación de un convertidor matricial modular multinivel como interfaz entre la red y un sistema de transmisión de baja frecuencia en simulador de tiempo real.

Matías Antonio Mediano Dazarola

5 de noviembre de 2024

Índice general

I	Índice de Contenidos	
1	Resumen	1
2	Introducción y estado del arte	3
3	¿Por qué un modelo de LFAC?	4
4	¿Por qué un M3C?	9
4.1	Convertidor Modular Multinivel (M2C)	10
4.2	Convertidor Modular Matricial Multinivel (M3C)	10
4.3	Comparación entre topologías	11
5	Sistema de Control e implementación	12
5.1	Modelado del M3C.	12
5.2	Control Grid Forming	18
5.3	Control Grid Following	19
6	Modelo en RTDS	21
6.1	¿Por qué implementar en el RTDS por medio de RSCAD?	21

6.2	Modelo del equipo M3C en RSCAD	21
6.2.1	Descripción de los bloques utilizados	21
6.2.1.1	Ambiente Sub-Step (SS)	21
6.2.1.2	Universal Two-Level Converter Model <i>rt ds_ss_UCM_LEV2.def</i>	22
6.2.1.3	Modular Multi-Level Converter <i>rt ds_ss_CHAINV5.def</i>	23
6.2.1.4	Improved Firing Pulse Generator <i>rt ds_ss_UCM_FPdef</i>	24
6.2.1.5	Phase-Shift PWM FP Generator <i>rt ds_ss_phsftpwm_fpword.def</i>	24
6.2.2	Método de modulación y configuración en bloques generadores de pulsos en RTDS.	24
6.2.3	Configuraciones estudiadas y resultados.	25
6.2.3.1	Análisis de ambientes de simulación.	26
6.2.3.2	Análisis de modelos para M3C.	28
6.2.3.3	Análisis y comparación de generadores de pulsos.	30
6.3	Modelo de línea de transmisión.	31
7	Setup, parámetros, resultados y análisis	33
8	Conclusiones	44

Índice de figuras

1.1	Rack de hardware NovaCore 2.0 de RTDS, obtenido por FONDEQUIP EQM 210117	2
3.1	Curva Q-V a diferentes frecuencias mostrada en (1)	4
3.2	Magnitud de la impedancia característica por la longitud de la línea vs la frecuencia de transmisión para distintos largos de conductor según estudio de (2)	5
3.3	Magnitud del error de tensión en el extremo receptor de la línea calculado por medio del modelo π en función de la frecuencia de transmisión según estudio de (2)	5
3.4	Máxima potencia activa admisible sujeta a las restricciones planteadas en (2) en función de la frecuencia de transmisión.	5
3.5	Rango admisible de potencias activas y reactivas sujetas a los límites planteados en (2)	5
3.6	Variación porcentual de resistencia e inductancia según estudio de (3)	6
3.7	Impedancia en función de la frecuencia según estudio de (3) junto a impedancia del sistema DC.	6
3.8	Parámetro A(x) de red de dos puertos a lo largo de la línea de transmisión según estudio de (3)	6
3.9	Costos de inversión de sistemas de transmisión. Fuente(4)	7
3.10	Curvas PV para sistemas LFAC y AC convencional. Fuente(4)	7
4.1	Puente H usado en topologías de MMC.	9
4.2	Topologías de la familia de los MMC, M2C y M3C.	10
4.3	Figura que de referencia (5) que explica que para una razón de tensiones superior a 3 el M3C es superior al M2C-BTB.	11
5.1	Esquema de M3C conectado a fuentes de tensión por medio de cargas RL en serie.	12
5.2	Cuatro posibles corrientes circulantes internas del M3C.	14

5.3	Circuito equivalente de sistemas desacoplados de entrada (5.20), secuencia cero (5.21), salida (5.22) e interno (5.23)	17
5.4	Modelo del sistema a implementar en este trabajo.	17
5.5	Esquema VSG y LPF droop control documentados en (6).	18
5.6	Esquema VSG y LPF droop control implementados para extremo GFM del M3C.	19
5.7	Sistema de control GFL, PI con anti wind-up y consideración de prealimentación.	19
6.1	Principio de funcionamiento del Sub-Step.	22
6.2	Icono grande y pequeño del UCM_2LV (izquierda: Modulación por forma de onda; centro: FP medio; derecha: IMFP)	22
6.3	Bloque UCM_LEV2 de dos fases.	23
6.4	Bloque ChainV5 de puente completo.	23
6.5	Generador de IMFP.	24
6.6	Generador de FP con método de PHSF.	24
6.7	Formas de onda triangulares para una rama del M3C.	25
6.8	Lógica del método phase-shift utilizado en el M3C.	25
6.9	Señales de tensión y EF para análisis de UCM con IMFP en SS.	26
6.10	Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con IMFP en SS.	26
6.11	Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con PHSF en SS.	27
6.12	Señales de tensión y EF para análisis de UCM con IMFP en MS.	27
6.13	Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con IMFP en MS.	27
6.14	Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con PHSF en MS.	28
6.15	THD obtenido variando número de clusters y de sub divisiones temporales en un modelo UCM.	28
6.16	THD obtenido variando número de clusters y de sub divisiones temporales en un modelo ChainV5.	29
6.17	Modelo de comparación simulado en PLECS.	29
6.18	Variación de THD de ambos modelos de M3C según el n de SS implementado.	30
6.19	Variaciones de THD y de SS según el generador de pulsos implementado.	30
6.20	Data entregada por RSCAD al diseñar un modelo Bergeron físico de transmisión.	32
7.1	Sistema implementado reducido.	33
7.2	Flujo de potencias del sistema simulado.	35
7.3	Corrientes trifásicas medidas del lado GFM del sistema.	35
7.4	Corrientes trifásicas medidas del lado GFL del sistema.	35
7.5	Referencias y mediciones de corriente para el lado GFL del sistema.	36
7.6	Magnitud y frecuencia de salida de control GFM.	36
7.7	Tensión de referencia y tensión modulada para la rama AR del convertidor M3C durante el transitorio de variación de frecuencia del sistema.	37
7.8	Perfil de tensiones creadas por control GFL y tensiones medidas en PCC.	38
7.9	Perfil de tensiones creadas por control GFM y tensiones medidas a la entrada del convertidor.	38
7.10	Señal de tensión V_{AR} modulada con base de $12[kV]$.	38
7.11	Espectro de frecuencia de la señal modulada.	39

7.12	Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes menores a 10 %.	39
7.13	Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes de frecuencia hasta los 20 [kHz] con una amplitud menor al 8 %.	39
7.14	Corrientes trifásicas medidas del lado GFL del sistema, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.	40
7.15	Perfil de tensiones creadas por control GFL y tensiones medidas en PCC, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.	40
7.16	Corrientes trifásicas medidas del lado GFM del sistema, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.	41
7.17	Perfil de tensiones creadas por control GFM y tensiones medidas a la entrada del convertidor, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.	41
7.18	Tensión de línea a la salida del convertidor en vacío.	42
7.19	Espectro de frecuencia de la tensión $V_{ABenvaco}$.	42
7.20	Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes menores a 10 %.	42
7.21	Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes de frecuencia hasta los 20 [kHz] con una amplitud menor al 8 %.	43

Índice de tablas

4.1	Tabla comparativa de topologías	11
7.1	Parámetros de fuente de tensión que emula la red.	34
7.2	Parámetros de Modelo M3C.	34
7.3	Parámetros fuente de tensión (Modelo M3C simplificado).	34
7.4	Parámetros bloque GFL.	34
7.5	Parámetros bloque GFM.	34
7.6	Parámetros de la línea de transmisión submarina, obtenidos del catalogo de ABB " <i>XLPE Submarine Cable Systems, Attachment to XLPE Land Cable Systems-User's Guide</i> " para un cable de 24 kV y 715 A.	34



Índice de Contenidos

1	Resumen	1
2	Introducción y estado del arte	3
3	¿Por qué un modelo de LFAC?	4
4	¿Por qué un M3C?	9
5	Sistema de Control e implementación	12
6	Modelo en RTDS	21
7	Setup, parámetros, resultados y análisis	33
8	Conclusiones	44

1. Resumen

Esta memoria que corresponde a una de las primeras en ser desarrolladas en el software RSCAD y hardware NovaCore de la empresa RTDS, busca como objetivo principal implementar un convertidor modular matricial multinivel (M3C) en un simulador en tiempo real para controlar la potencia activa y reactiva de una red de baja frecuencia.

Para lograr esto la primera etapa fue determinar cual es el conjunto de elementos de la librería del software más adecuados para lograrlo, siendo estos los ChainV5 y los bloques generadores de pulso PHSF como se analiza en este documento.

Además, con el único fin de que el sistema sea más realista, se implementa un modelo de línea de transmisión submarina con la extensión *Cable* del mismo RSCAD usando un modelo dependiente de la frecuencia debido a que según los registros, es el único que considera pérdidas resistivas en la línea.

Finalmente por medio de un control de generador sincrónico virtual (VSG) junto a un control droop de reactivos, se crea un sistema de control Grid Forming, el cual muestra un buen desempeño ante eventos como conexión y variación de potencias de referencia. Dado que existen limitaciones de hardware, se usa una fuente controlada de tensión en otro lado de la línea de transmisión a modo de emular un segundo convertidor, el cual opera como Grid Following (GFL) siguiendo referencias de potencia por medio de un control de corriente.



FIGURA 1.1: Rack de hardware NovaCore 2.0 de RTDS, obtenido por FONDEQUIP EQM 210117

2. Introducción y estado del arte

En el contexto actual de transición energética, la familia de los Convertidores Modulares Multinivel (MMC) y los Generadores Sincrónicos Virtuales (VSG) juegan un papel crucial en la modernización y estabilización de la red eléctrica, donde estos convertidores se usan especialmente en sistemas de baja frecuencia (LFAC) y en la integración de energías renovables [7, 8, 9], dado que ofrecen ventajas significativas como modularidad, escalabilidad y mejoramiento de la calidad de onda, haciéndolos adecuados para sistemas de alta potencia [10, 11, 12]. Estas ventajas, permiten a los MMC enfrentar desafíos técnicos como el balance de tensiones y el control de corriente circulante, mejorando así la fiabilidad y eficiencia del sistema. Además, estos convertidores están compuestos por una serie de submódulos de almacenamiento de energía, generalmente basados en condensadores, que requieren estrategias avanzadas para el control de energía de clúster. Por otro lado, los VSG emulan las características de los generadores sincrónicos convencionales, aportando inercia virtual y mejorando la estabilidad del sistema eléctrico, lo cual es importante en redes con alta penetración de energías renovables, donde las fluctuaciones de frecuencia y la intermitencia de las fuentes pueden afectar la estabilidad de la red [13]. Además, los VSG pueden mejorar la respuesta transitoria de los sistemas eléctricos, proporcionando soporte de frecuencia y capacidad de reserva en situaciones de perturbación [14, 15].

De este modo, los MMC y VSG representan tecnologías claves para la integración de energías renovables y la mejora de la estabilidad y eficiencia de la red eléctrica, enfrentando desafíos técnicos y proporcionando soluciones avanzadas para un sistema energético más robusto y sostenible [14, 16, 17, 18, 6].

Es por todo esto, que en este trabajo se propone analizar e implementar la conexión de un convertidor de tipo modular matricial multinivel entre dos sistemas a distintas frecuencias, donde además el sistema de baja frecuencia considera un modelo de línea de transmisión submarina que conecta al convertidor a una fuente de tensión que emula una generación eólica off-shore.

3. ¿Por que un modelo de LFAC?

La idea de una transmisión a baja frecuencia nace como una tercera alternativa a la transmisión en AC y a la transmisión en DC. Esta propuesta, introducida por Funaki [19] combina las ventajas de estos dos sistemas usando un ciclo-conversor que opera con frecuencias inferiores al tercio de la frecuencia de la red. La investigación del autor esta orientada a la transmisión de potencia para líneas de larga envergadura, donde menciona que la transmisión AC tiene el problema inherente de las corrientes de carga debido a la susceptancia propia de las líneas, haciendo necesario compensar este efecto ya sea desde un extremo o ambos de la misma línea, lo cual limita las extensiones de los conductores, sin embargo, al reducir la frecuencia, también lo hace la susceptancia y por ende las corrientes de carga, pudiendo aumentar así los tramos de transmisión, mostrando además que a bajas frecuencias la impedancia de la línea se ve reducida, aumentando la capacidad de transmitir potencia y que al ser un sistema AC este tiene un cruce por cero, lo cual es una ventaja desde el punto de vista de protecciones [19][20].

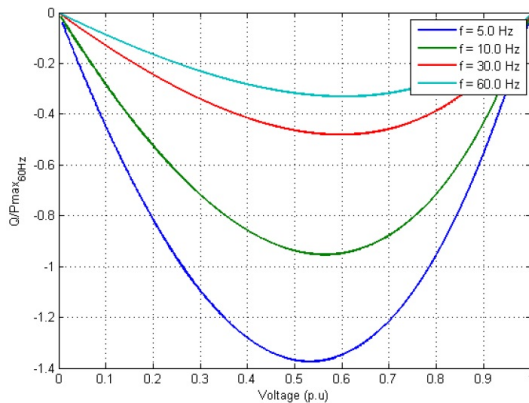


FIGURA 3.1: Curva Q-V a diferentes frecuencias mostrada en [1]

En [1] se analiza la estabilidad de tensión en un sistema de transmisión de baja frecuencia (LFACTS), donde se muestra que a menor frecuencia, la estabilidad mejora, siendo esta definida por la distancia entre el punto de pendiente cero y el valor nulo de Q , como se muestra en la Figura 3.1. En el mismo documento, el autor por medio de un análisis modal muestra como los valores de la matriz de sensibilidad se ven reducidos a medida de que se baja la frecuencia del sistema.

El estudio en [2] demuestra teóricamente como al bajar la frecuencia, el modelo Π de una línea de transmisión de parámetros concentrados se asemeja cada vez más al modelo distribuido que es actualmente el que se usa para líneas largas, llegando a tener incluso una mayor precisión, lo cual puede llegar a abaratar costos computacionales. Al observar el gráfico de la Figura 3.2 y 3.3, es importante recordar que para que la aproximación sea valida $|\gamma l|$ debe ser mucho menor a la unidad, debido a que se considera la aproximación.

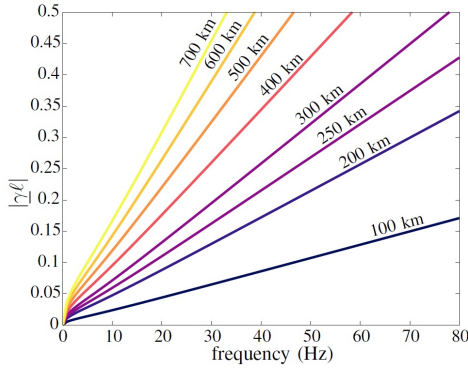


FIGURA 3.2: Magnitud de la impedancia característica por la longitud de la línea vs la frecuencia de transmisión para distintos largos de conductor según estudio de [2]

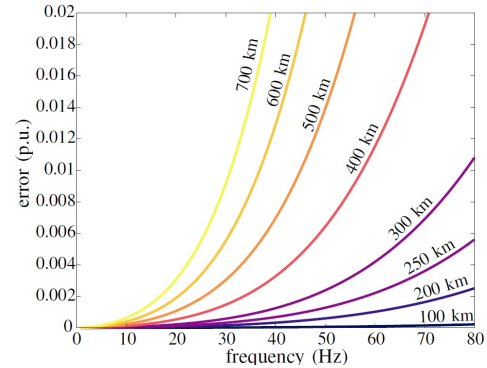


FIGURA 3.3: Magnitud del error de tensión en el extremo receptor de la línea calculado por medio del modelo π en función de la frecuencia de transmisión según estudio de [2]

Además, en el mismo documento, se realiza el estudio de un flujo de potencia en función de la frecuencia de transmisión, donde se muestra como a bajas frecuencias no solo se logra aumentar la potencia transferida, sino que logra aumentar las combinaciones posibles de potencia activa y reactiva como se puede visualizar en las Figuras 3.4 y 3.5

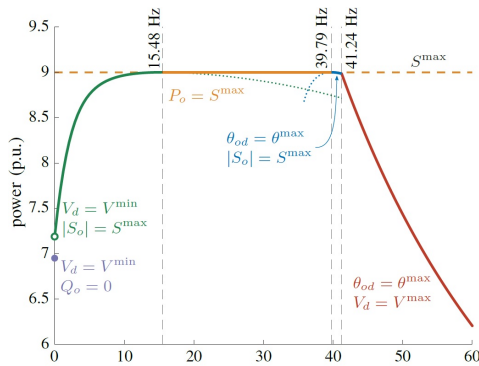


FIGURA 3.4: Máxima potencia activa admisible sujeta a las restricciones planteadas en [2] en función de la frecuencia de transmisión.

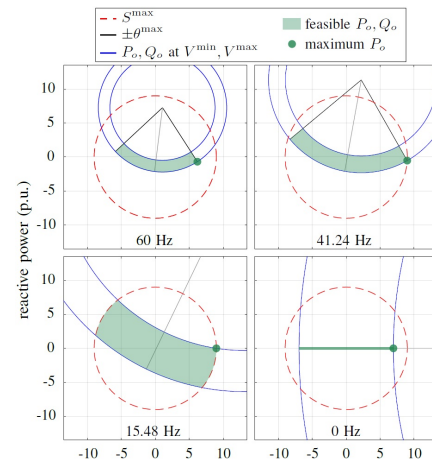


FIGURA 3.5: Rango admisible de potencias activas y reactivas sujetas a los límites planteados en [2]

En [3], se realiza un análisis en estado estacionario en líneas de transmisión de baja frecuencia (LFACTS), mostrando que mejora el perfil de tensiones debido a la baja caída de tensión a lo largo de la línea a medida que la frecuencia se ve reducida, donde los parámetros de la línea de transmisión varían de manera casi despreciable, 0.25 % y 0.12 % respectivamente como se observa en la Figura 3.6 y 3.7.

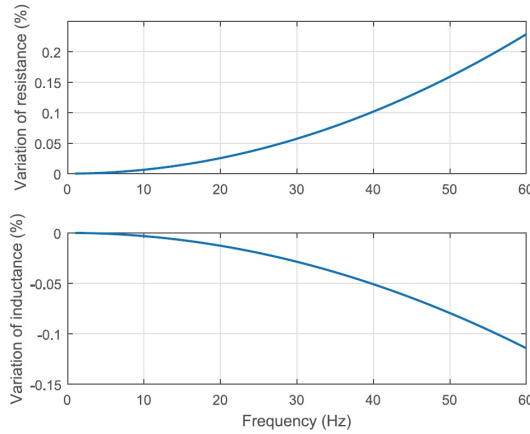


FIGURA 3.6: Variación porcentual de resistencia e inductancia según estudio de [3]

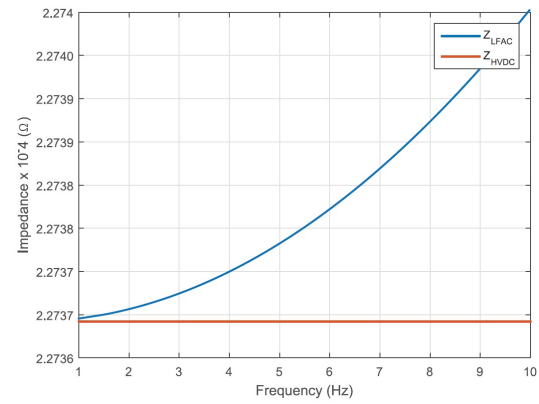


FIGURA 3.7: Impedancia en función de la frecuencia según estudio de [3] junto a impedancia del sistema DC.

El mismo autor para el modelo de transmisión a baja frecuencia considera un modelo real usando efecto skin y uno aproximado usando los parámetros a frecuencia nominal (60 Hz), escalando las reactancias y susceptancias a la frecuencia en estudio, afirmando por medio de los resultados expuestos en la Figura. 3.8 que el modelo aproximado es equivalente al real, lo cual se condice con otros estudios que señalan como el modelo de parámetros concentrados se vuelve más preciso (reduciendo el error de aproximación) a medida de que se reduce la frecuencia de transmisión [2].

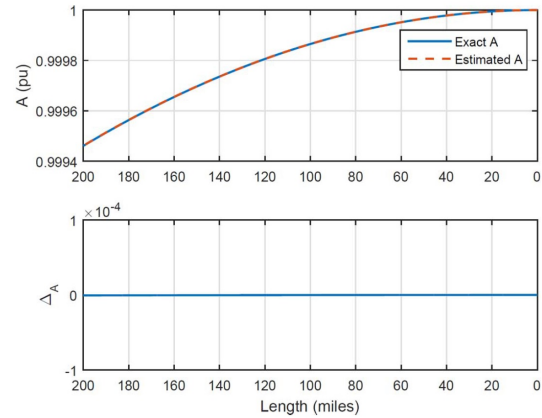


FIGURA 3.8: Parámetro $A(x)$ de red de dos puertos a lo largo de la línea de transmisión según estudio de [3]

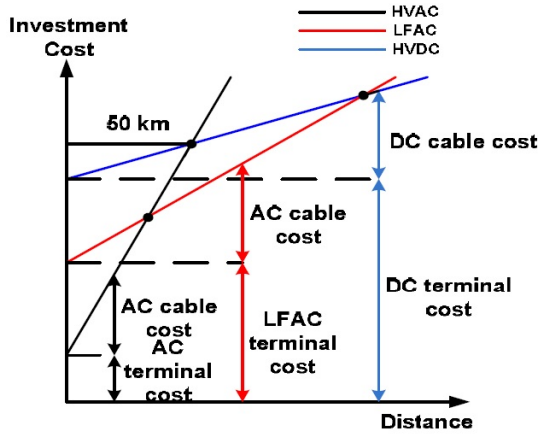


FIGURA 3.9: Costos de inversión de sistemas de transmisión. Fuente[4]

En este estudio se analizó la característica *PV* mostrada en la Figura 3.10, en la cual se muestra como el sistema a baja frecuencia presenta una menor desviación del valor nominal de tensión con respecto a la frecuencia de 50 Hz considerando el mismo sistema, indicando que el LFACTS requiere de compensación de reactivos que un sistema tradicional donde inclusive, al aumentar la distancia de transmisión del LFACTS se sigue teniendo una menor desviación de tensión.

En [4] se estudia la factibilidad de usar un sistema de transmisión de baja frecuencia (LFACTS) para conectar un generador eólico off-shore a la red, donde se demuestra que la baja frecuencia predomina sobre la frecuencia a la cual estamos acostumbrados llegando a reducir los costos de una implementación y mantención en HVDC como se observa en la Figura 3.9 donde si la frecuencia disminuye, también lo hará la pendiente. Sin embargo y a pesar de que mejora la capacidad de transmisión, las simulaciones muestran una influencia negativa en la operación de la turbina debido a la reducción de la inductancia de la red creando contenido armónico el cual requiere de filtros.

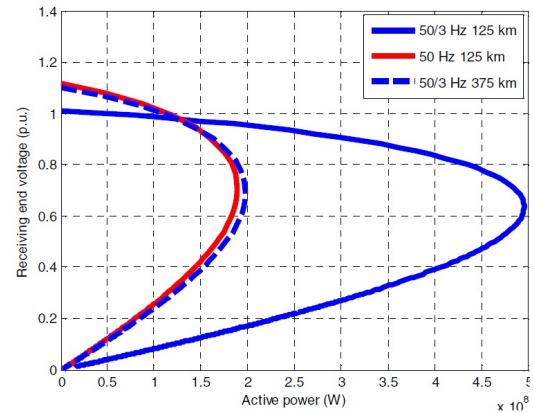


FIGURA 3.10: Curvas *PV* para sistemas LFAC y AC convencional. Fuente[4]

En la literatura, por medio de distintos casos se discute de forma teórica la estabilidad del sistema a bajas frecuencias, mostrando su superioridad ante una red de frecuencia nominal de red de varias barras [1], del mismo modo se han analizado aplicaciones con turbinas eólicas mostrando los alcances de un sistema de baja frecuencia en un transformador, explicando como un LFACTS aumenta el tamaño y costo económico de una subestación y menciona que por ejemplo en un transformador que opera a 330kV a 50 Hz, puede operar a 110kV a 50/3 Hz sin mayores ajustes o que alternatively se puede diseñar otro transformador que tenga el triple de sección para evitar saturaciones magnéticas, lo cual aumenta el costo del transformador, mencionando también que la baja frecuencia ayuda a reducir las pérdidas de hierro y por ende los requerimientos de enfriamiento son menores [21].

Distintos pappers, como [1], [2], [3], [4], [22], [21], [23], [16], [17] y [24] resumen las ventajas que presenta una transmisión de baja frecuencia tales como:

- Mejora la estabilidad de tensión.
- Reduce los valores de la matriz de sensibilidad.
- Aumenta los largos de transmisión.
- Mantiene el cruce por cero de los interruptores siendo de este modo compatible con los sistemas de protección en AC.
- Reduce el error del modelo Π para líneas largas llegando a ser mejor que el de parámetros distribuidos.
- Aumenta la flexibilidad operativa.
- Para determinados rangos de distancia y dependiendo de la frecuencia se logra reducir los costos de inversión.
- Aumenta la potencia que se puede transferir.
- Es compatible con conexiones multiterminales.
- Reduce las corrientes de carga capacitivas.
- Aumentando la corriente que puede ser transmitida.
- Reduce las perdidas por histéresis y corrientes de Eddy en los núcleos de los transformadores a cambio de aumentar la densidad de flujo en el mismo.
- Reduce la caída de voltaje entre a lo largo de las líneas.
- Reduce la impedancia de la línea.
- Tiene menor dependencias de dispositivos de compensación de reactivos.

4. ¿Por que un M3C?

Los convertidores AC/AC juegan un papel crucial en la conversión directa de corriente alterna de una frecuencia o voltaje a otra. Estos convertidores son esenciales en aplicaciones que requieren control preciso de potencia y calidad de energía, como los accionamientos de motores, generación eólica, transmisión flexible de energía (FACTS) y sistemas de propulsión eléctrica. Entre las diferentes topologías de convertidores AC/AC, los convertidores modulares multinivel (MMC) han ganado popularidad debido a su capacidad para manejar altos niveles de potencia, modularidad y mejor calidad de onda de salida. Estos convertidores están compuestos por puentes H como el mostrado en la Figura 4.1 conectados en cascada acompañados de un filtro inductivo con lo cual se crea una rama o cluster. Estos convertidores ofrecen soluciones eficientes y flexibles para aplicaciones industriales de gran escala, donde la reducción de armónicos, el control de voltaje y la capacidad de operar en entornos de baja velocidad y alto torque son primordiales.

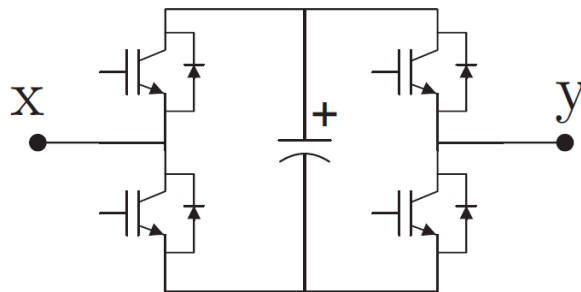


FIGURA 4.1: Puente H usado en topologías de MMC.

Entre los convertidores de esta familia destacan el Convertidor Modular Multinivel (M2C) y el Convertidor Modular Matricial Multinivel (M3C) mostrados en la Figura 4.2. Cada uno posee características específicas que los hacen adecuados para distintas aplicaciones en la industria

energética y de potencia.

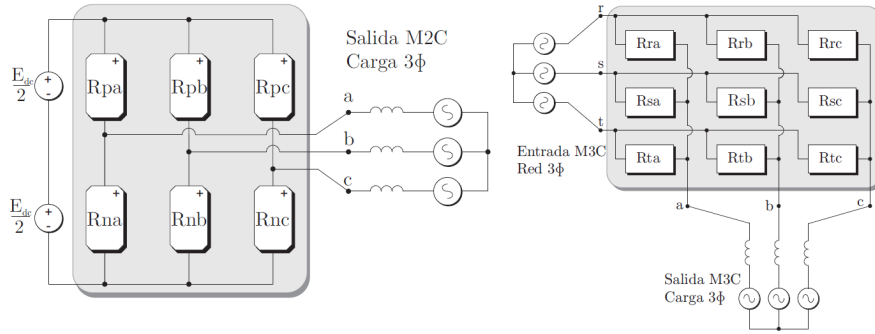


FIGURA 4.2: Topologías de la familia de los MMC, M2C y M3C.

Cabe mencionar que estas topologías tienen las siguientes ventajas

- **Modularidad:** Permiten ajustar los niveles de potencia y voltaje mediante la adición o eliminación de submódulos [25]
- **Reducción de armónicos:** Gracias al diseño multinivel, ofrece una señal de salida con bajo contenido armónico [26]
- **Redundancia:** Su arquitectura permite una operación continua incluso si fallan algunos submódulos [25].
- **Alta eficiencia:** En aplicaciones de alta potencia, minimizan las pérdidas de energía y mejora la calidad de la señal [25].

4.1 Convertidor Modular Multinivel (M2C)

El M2C es una topología modular que se usa principalmente para la conversión de AC-DC y DC-AC, siendo muy común en sistemas de transmisión de alta tensión, como HVDC y FACTS [25]. En el contexto de una transmisión LFAC tiene la desventaja que se debe usar en una topología back-to-back (BTB), teniendo que pasar por una etapa intermedia de DC, aumentando los componentes necesarios.

4.2 Convertidor Modular Matricial Multinivel (M3C)

El M3C es una evolución del M2C diseñada para la conversión directa de corriente alterna a corriente alterna (AC-AC), ofreciendo ventajas como la reducción de fluctuaciones de voltaje en los capacitores a bajas frecuencias de salida. A diferencia del M2C, el M3C no requiere un enlace de corriente continua (DC-link), lo que lo convierte en una solución ideal para la conversión directa de potencia entre dos señales AC. Sin embargo, esto conlleva un costo asociado a un control más complejo y a una menor madurez tecnológica en comparación con el M2C.

El M3C se utiliza en aplicaciones de alta potencia para la conversión AC-AC, tales como sistemas de transmisión flexible en corriente alterna (FACTS), energía eólica, accionamientos

de motores, sistemas de propulsión marina, frenado regenerativo y como reemplazo de cicloconvertidores convencionales. Permite el flujo bidireccional de potencia con corrientes trifásicas sinusoidales, lo que lo hace adecuado para motores de baja velocidad y alta potencia.

Este convertidor realiza la conversión de potencia sin necesidad de un enlace DC, lo que disminuye las oscilaciones de voltaje en los capacitores. Además, su diseño modular permite una operación eficiente a bajo torque y alta corriente.

Gracias a su estructura modular, el M3C ofrece alta flexibilidad y escalabilidad, permitiendo aumentar el número de celdas de puente por rama para adaptarse a distintos niveles de tensión.

4.3 Comparación entre topologías

Con la data revisada hasta este punto se puede desarrollar la siguiente tabla comparativa para las topologías estudiadas.

Característica	M2C	M3C
Tipo de conversión	AC-DC, DC-AC	AC-AC
Modularidad	Alta	Alta
Eficiencia	Alta	Alta
Complejidad de control	Moderada	Alta
Costos de implementación	Moderada	Alta

TABLA 4.1: Tabla comparativa de topologías

En [5], el autor plantea que el número de semiconductores en el M3C depende tanto del lado de alta como el de baja tensión, haciendo que la cantidad mínima necesaria de estos sea definida de modo que cada celda pueda soportar la diferencia máxima de voltaje entre los dos lados del convertidor en el peor escenario de falla, mientras que para una topología M2C-BTB el número de semiconductores está definido únicamente por el valor de alta tensión del convertidor ya que este define la tensión mínima en el enlace de corriente continua (DC-Link) que cada celda debe soportar, haciendo que el M2C BTB requiera más semiconductores que el M3C a medida que la razón entre las tensiones aumenta tal como se muestra en la Figura 4.3.

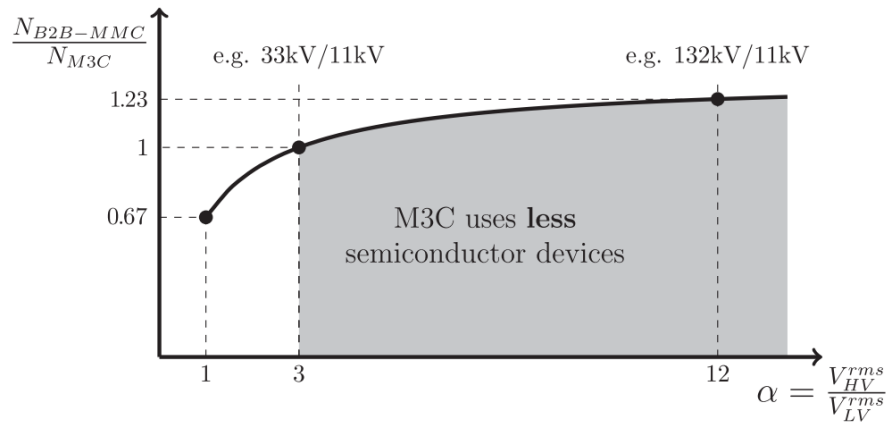


FIGURA 4.3: Figura que de referencia [5] que explica que para una razón de tensiones superior a 3 el M3C es superior al M2C-BTB.

5. Sistema de Control e implementación

5.1 Modelado del M3C.

El método para modelar el M3C que se usa en este trabajo esta inspirado en "*Modelling of Modular Multilevel Matrix Converters, Andres Mora*", con la salvedad de que se considera la existencia de una carga conectada en serie entre el convertidor y las fuentes de tensión, esto con el objetivo de determinar como ve el convertidos los elementos pasivos que existen alrededor de el.

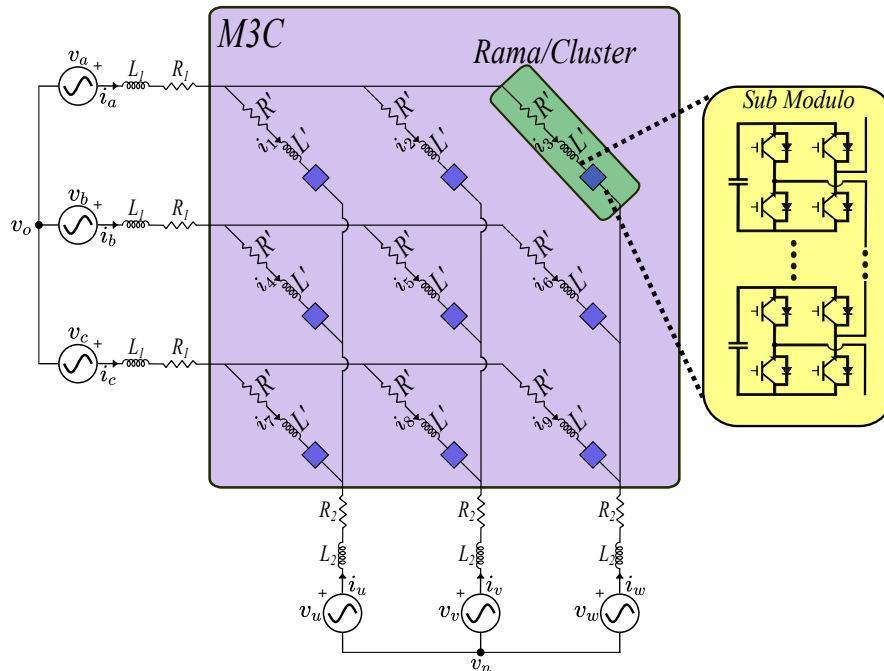


FIGURA 5.1: Esquema de M3C conectado a fuentes de tensión por medio de cargas RL en serie.

Considerando las nueve corrientes que circulan por cada rama, agrupadas en el vector i_u de la Figura 5.1 junto a las corrientes de entrada y las corrientes de salida agrupadas en i_Ψ y i_χ respectivamente, es posible plantear la siguiente matriz de incidencia.

$$\begin{bmatrix} i_\Psi \\ i_\chi \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{A}} i_s \quad (5.1)$$

Sea la Transformación de Clarke

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3}\right)^k \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2^k} & \frac{1}{2^k} & \frac{1}{2^k} \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Donde el valor de k puede tomar valores de 1 y 0.5 para la transformada invariante en magnitud o en potencia respectivamente. Es posible mapear el vector $[i_\Psi \ i_\chi]^T$ que se encuentra definido en sus componentes trifasicas, a un sistema de corrientes cuyas componentes corresponden a $\alpha\beta 0$, el cual a su vez se relaciona con las corrientes de rama por medio de (5.3)

$$\begin{bmatrix} i_\Psi^{\alpha\beta 0} \\ i_\chi^{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} & 0 \\ 0 & \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{P}} \begin{bmatrix} i_\Psi \\ i_\chi \end{bmatrix} = \underbrace{\mathbf{P}\mathbf{A}}_{:=\mathbf{A}'_{\alpha\beta 0}} i_s \quad (5.3)$$

Cabe mencionar que la tercera y última fila de la matriz $\mathbf{A}'_{\alpha\beta 0}$ corresponden a la secuencia cero de ambos sistemas, siendo una el negativo de la otra, tal que $i_{\Psi 0} = -i_{\chi 0}$. Por lo que se puede eliminar la última fila, quedando así definida la matriz $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \in \mathbb{R}^{5 \times 9}$, la cual establece la relación entre las corrientes de rama con las corrientes en eje directo, cuadratura y cero de las corrientes de entrada y salida.

$$\begin{bmatrix} i_\Psi^{\alpha\beta} \\ i_0 \\ i_\chi^{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} i_s \quad (5.4)$$

Para realizar el control de tensión de cada condensador ubicado en cada rama, se implementa un sistema que inyecta corrientes en las ramas, las cuales se denominan $i_{\kappa z}$, las cuales buscan compensar desviaciones energéticas entre los condensadores y mitigar las oscilaciones de baja frecuencia, con lo que la corriente que circula por la κ -ésima rama se puede expresar según

$$i_\kappa = i_{\kappa\Psi\chi} + i_{\kappa z} \quad (5.5)$$

Donde i_κ representa cada elemento del vector i_{cl} y el primer termino de la derecha de la igualdad corresponde únicamente al efecto de las corrientes de entrada y de salida de la rama, siendo estas definidas como

$$i_{\kappa\Psi\chi} = \frac{1}{3} (i_\Psi - i_\chi) \quad (5.6)$$

Dicho esto, se puede extraer la componente de la corriente de cada rama que es independiente de la corriente de entrada y salida del sistema, previamente definidas como $i_{\kappa z}$, y agruparlas en un vector dado por

$$i_{sz} = [i_{1z} \cdots i_{9z}]^T \in \mathbb{R}^9 \quad (5.7)$$

Este vector de nueve corrientes puede expresarse como una combinación lineal de cuatro corrientes independientes entre si, que circulan únicamente dentro del M3C tal como se señala en (5.8) donde se presenta solo la combinación de la Figura 5.2, la cual es solo una de las posibles combinaciones.

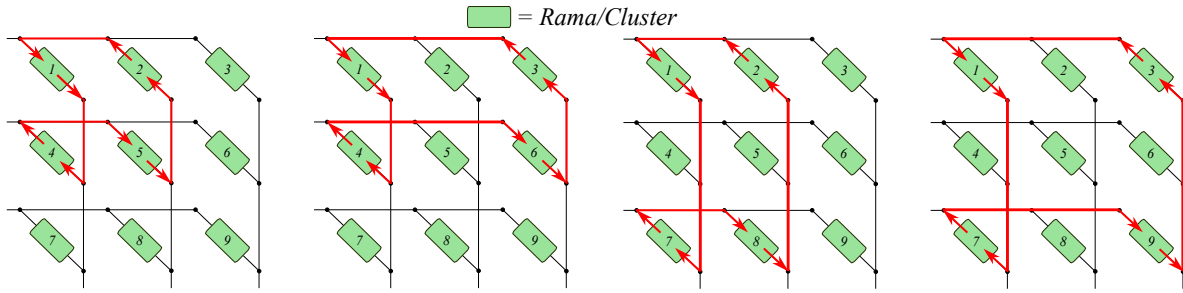


FIGURA 5.2: Cuatro posibles corrientes circulantes internas del M3C.

$$i_{sz} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{N}} i_z \quad (5.8)$$

Ahora bien, este vector de cuatro corrientes internas independientes puede ser replanteada en términos de las corrientes i_{sz} usando la matriz inversa de Moore-Penrose, por medio de

$$i_z = \frac{1}{9} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 & -2 & 4 & -2 & 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 & -2 & -2 & 4 & 1 & 1 & -2 \\ 1 & -2 & 1 & 1 & -2 & 1 & -2 & 4 & -2 \\ 1 & 1 & -2 & 1 & 1 & -2 & -2 & -2 & 4 \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{N}^\dagger} i_{sz} \quad (5.9)$$

Finalmente se logra definir $\mathbf{T}$ como la matriz que mapea las nueve corrientes circulantes en cada rama del M3C a un sistema de corrientes que desacopla las corrientes de entrada, las corrientes de salida, la corriente de secuencia cero y las corrientes internas.

$$i'_s = \begin{bmatrix} i_\Psi^{\alpha\beta} \\ i_0 \\ i_\chi^{\alpha\beta} \\ i_z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \\ \mathbf{N}^\dagger \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{T}} i_s \quad (5.10)$$

$$\mathbf{A}^T \begin{bmatrix} v_\Psi \\ v_\chi \end{bmatrix} = (L_1 p + R_1) \mathbf{M}_1 i_\Psi + (L' p + R') i_s - (L_2 p + R_2) \mathbf{M}_2 i_\chi + v_s - 19_{\times 1} v_{on} \quad (5.11)$$
$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$
$$\mathbf{TA}^T = 3 \begin{bmatrix} \left(\frac{2}{3}\right)^k & -\frac{1}{2} \left(\frac{2}{3}\right)^k & -\frac{1}{2} \left(\frac{2}{3}\right)^k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{\sqrt{3}}{2} & -\left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & -\left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & -\left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & -\left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} \\ 0 & 0 & 0 & \left(\frac{2}{3}\right)^k & -\frac{1}{2} \left(\frac{2}{3}\right)^k & -\frac{1}{2} \left(\frac{2}{3}\right)^k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{\sqrt{3}}{2} & -\left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

[illegible]

$$\mathbf{TM}_2 = 3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{1}{2^k} \\ -\left(\frac{2}{3}\right)^k & \frac{1}{2} \left(\frac{2}{3}\right)^k & \frac{1}{2} \left(\frac{2}{3}\right)^k \\ 0 & -\left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{\sqrt{3}}{2} & \left(\frac{2}{3}\right)^k \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Observando y comparando las formas de (5.13), (5.14) y (5.15) junto a (5.2), es posible notar que independiente de si se usa una transformación invariante en magnitud o invariante en potencia, al final se llegara a un mismo sistema desacoplado de ecuaciones, tal que

$$3\mathbf{v}_{\Psi}^{\alpha\beta} = (3L_1p + 3R_1 + L'p + R')\mathbf{i}_{\Psi}^{\alpha\beta} + \mathbf{v}_{s\Psi}^{\alpha\beta} \quad (5.16)$$

$$3\mathbf{v}_{\Psi}^0 = (3L_1p + 3R_1 + 3L_2p + 3R_2 + L'p + R')\mathbf{i}_0 + \mathbf{v}_{s0} + 3\mathbf{v}_{\chi}^0 - 3\mathbf{v}_{on} \quad (5.17)$$

$$3\mathbf{v}_{\chi}^{\alpha\beta} = (3L_2p + 3R_2 + L'p + R')\mathbf{i}_{\chi}^{\alpha\beta} + \mathbf{v}_{s\chi}^{\alpha\beta} \quad (5.18)$$

$$0 = (L'p + R')\mathbf{i}_z + \mathbf{v}_{sz} \quad (5.19)$$

Donde (5.16), (5.17), (5.18) y (5.19), representan los sistemas desacoplados de entrada, cero, salida e internos del M3C respectivamente, los cuales para efectos de control, son reescritos de modo que las variables externas no se vean escalada

$$\mathbf{v}_{\Psi}^{\alpha\beta} = \underbrace{\left(L_1p + R_1 + \frac{L'}{3}p + \frac{R'}{3}\right)}_{:=(L_{\Psi}p + R_{\Psi})} \mathbf{i}_{\Psi}^{\alpha\beta} + \underbrace{\frac{\mathbf{v}_{s\Psi}^{\alpha\beta}}{3}}_{:=\mathbf{v}_{s\Psi}^{\alpha\beta}} \quad (5.20)$$

$$\mathbf{v}_{\Psi}^0 = \underbrace{\left(L_1p + R_1 + L_2p + R_2 + \frac{L'}{3}p + \frac{R'}{3}\right)}_{:=(L_0p + R_0)} \mathbf{i}_0 + \underbrace{\frac{\mathbf{v}_{s0}}{3}}_{:=\mathbf{v}'_{s0}} + \mathbf{v}_{\chi}^0 - \mathbf{v}_{on} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{v}_{\chi}^{\alpha\beta} = \underbrace{\left(L_2p + R_2 + \frac{L'}{3}p + \frac{R'}{3}\right)}_{:=(L_{\chi}p + R_{\chi})} \mathbf{i}_{\chi}^{\alpha\beta} + \underbrace{\frac{\mathbf{v}_{s\chi}^{\alpha\beta}}{3}}_{:=\mathbf{v}_{s\chi}^{\alpha\beta}} \quad (5.22)$$

$$0 = \underbrace{\left(\frac{L'}{3}p + \frac{R'}{3}\right)}_{:=(L_zp + R_z)} \mathbf{i}_z + \underbrace{\frac{\mathbf{v}_{sz}}{3}}_{:=\mathbf{v}'_{sz}} \quad (5.23)$$

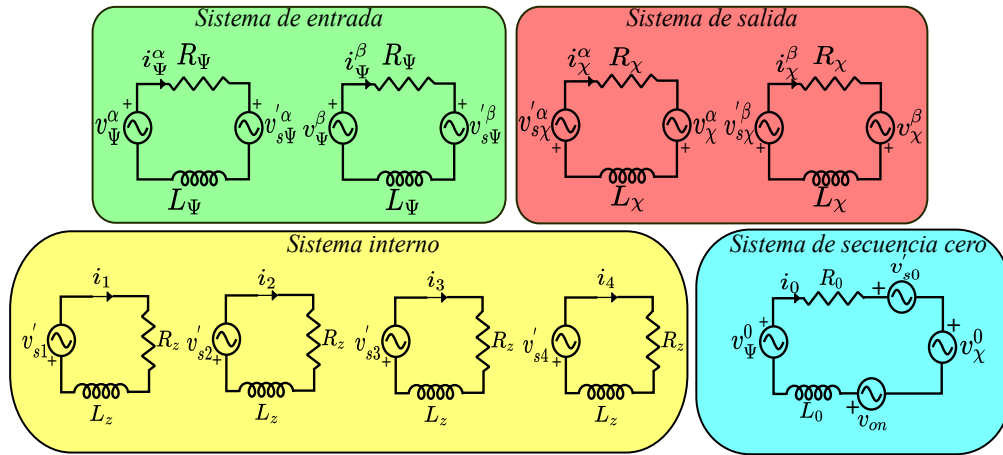


FIGURA 5.3: Circuito equivalente de sistemas desacoplados de entrada (5.20), secuencia cero (5.21), salida (5.22) e interno (5.23)

Este trabajo se centra únicamente en el análisis de la operación de LFAC con convertidores M3C por medio del control de los modelos desacoplados de entrada y salida del mismo, donde un terminal opera con un control Grid Forming (GFM) y el otro con un esquema Grid Following (GFL), donde no es necesario considerar el control interno ni de secuencia cero debido a que se dejarán configurados los niveles de tensión de los condensadores.

Para este trabajo se considera un sistema que consta de una fuente que emula a la red teniendo una tensión de 12 [kV] a 50 [Hz], la cual se encuentra conectada al terminal de baja tensión del convertidor. Del lado de alta tensión donde se tiene un sistema de control GFM se esta conectado a una fuente de tensión trifásica controlada por medio de un modelo de línea submarina la cual opera a 24[kV] y 10 [Hz].

La fuente de tensión trifásica controlada en un inicio estaba pensada como un convertidor de esta misma topología, sin embargo debido a las limitaciones de hardware, este segundo convertidor se reemplazó por la fuente ya mencionada, la cual controla la corriente considerando el modelo desacoplado del M3C como se muestra en la Figura 5.4

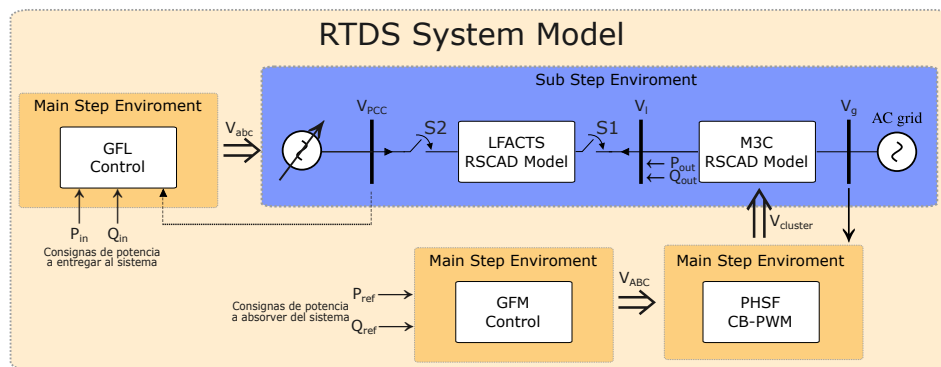


FIGURA 5.4: Modelo del sistema a implementar en este trabajo.

5.2 Control Grid Forming

Para este control se ha considerado el modelo de *Virtual Synchronous Generator* (VSG) para la potencia activa y el modelo *Low-Pass Filter* (LPF) droop control para la potencia reactiva discutidos en [6] y mostrados en la Figura 5.5

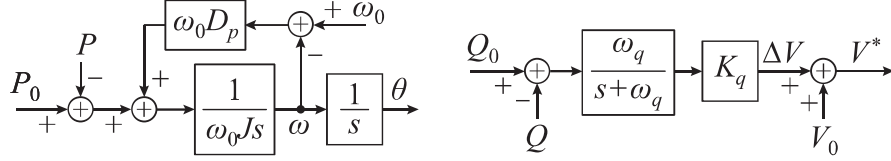


FIGURA 5.5: Esquema VSG y LPF droop control documentados en [6].

Se define el control primario de frecuencia (CPF) como las acciones de control automáticas locales orientadas a contener y corregir las desviaciones de la misma, pudiendo ser este control por subfrecuencia (CPF+) o por sobrefrecuencia (CPF-).

Considerando el Informe de Servicios Complementarios del año 2023, para diseñar un CPF debe considerarse una banda muerta inferior al 1 % y un estatismo permanente con un rango ajustable entre 4 y 8 % para unidades sincrónicas, además de un retardo inicial que debe ser inferior a dos segundos y un tiempo de establecimiento de 30 segundos para unidades termoeléctricas y 120 segundos para generadoras hidroeléctricas.

En este trabajo se considerará tener un estatismo de un 4 %, un retardo nulo y un tiempo de establecimiento de 1 segundo, esto último debido a limitaciones de la memoria del hardware (64 MB).

Dado que el estatismo se define como la tasa de cambio porcentual de la frecuencia sobre la variación de potencia, si se analiza el diagrama de bloques de la Figura 5.5 en estado estacionario, se puede llegar a la relación

$$\frac{1}{D_p \omega_0} = K_p \quad (5.24)$$

Además si consideramos que el tiempo de establecimiento T_s es 5 veces la constante de tiempo,

$$T_s = 5\tau = 5 \frac{J}{D_p} \quad (5.25)$$

De este modo, se puede dejar los parámetros J y D_p en función del estatismo K_p y en función del tiempo de establecimiento T_s .

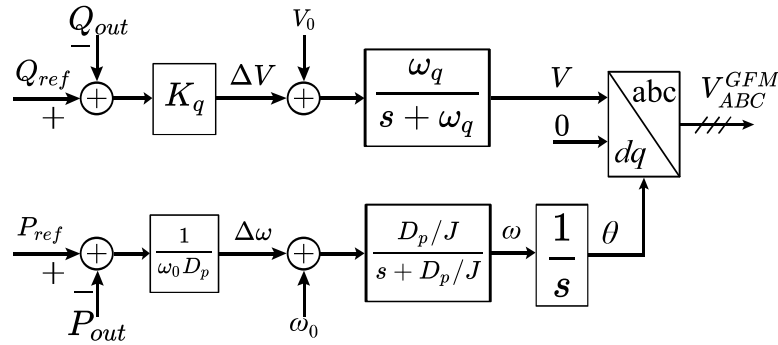


FIGURA 5.6: Esquema VSG y LPF droop control implementados para extremo GFM del M3C.

El lector notará que, en el esquema mostrado en la Figura 5.6, las potencias de referencia se restan de las potencias medidas. Esto se justifica porque, en este lado del convertidor, se miden las corrientes entrantes. De acuerdo con esta lógica, si la demanda requiere mayor potencia activa o reactiva, esto se traducirá en una disminución de la frecuencia o de la magnitud de la tensión, respectivamente.

5.3 Control Grid Following

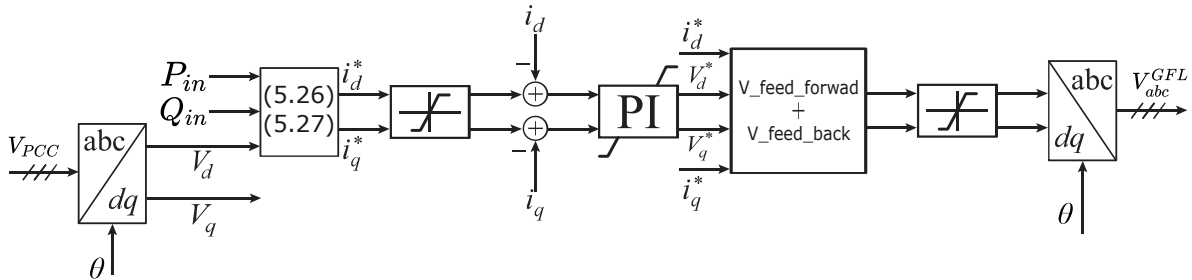


FIGURA 5.7: Sistema de control GFL, PI con anti wind-up y consideración de prealimentación.

Para la configuración del GFL representado en la Figura 5.7 se tiene como referencias externas las consignas de potencia activa y reactiva que entrega un generador hipotético, estas al considerar la tensión en los terminales de la línea, permiten la definición del nivel de corriente necesario para administrar al sistema con la potencia deseada según,

$$i_d^{ref} = \frac{1}{\frac{3}{2}(v_d^2 + v_q^2)} (v_d P_0 + v_q Q_0) \quad (5.26)$$

$$i_q^{ref} = \frac{1}{\frac{3}{2}(v_d^2 + v_q^2)} (v_q P_0 + v_d Q_0) \quad (5.27)$$

Las tensiones medidas en el PCC (Point Common Coupling) señalado en la Figura 5.4 pasan de coordenadas abc a $\alpha\beta$, con el fin de extraer la posición angular del fasor de tensión y por medio de este realizar una transformación de abc a dq , logrando así que $v_q = 0$, por lo que

las ecuaciones antes descritas quedan de la forma.

$$i_d^{ref} = \frac{P_0}{\frac{3}{2}v_d} \quad (5.28)$$

$$i_q^{ref} = \frac{Q_0}{\frac{3}{2}v_d} \quad (5.29)$$

Una vez determinadas las corrientes de referencia y con el fin de limitar el nivel de estas, se satura la magnitud del fasor de corriente para que no supere 1.2 veces el valor nominal de la línea. Luego de ser saturadas, se pasa al control de corriente, el cual corresponde a dos controladores PI, uno para cada canal, dentro de este contexto, los controladores fueron sintonizados para tener un coeficiente de amortiguamiento de 0.9 y una frecuencia natural de 250 Hz, por medio de asignación de polos.

6. Modelo en RTDS

6.1 ¿Por qué implementar en el RTDS por medio de RSCAD?

El uso del hardware NovaCore y su software RSCAD, se justifica en que con él es posible evaluar de manera exhaustiva sistemas de control y protección en sistemas eléctricos que integren equipos de electrónica de potencia, analizando la interacción entre éstos y el sistema en cuestión. Su uso evita el tener que recrear redes equivalentes por medio de equipos reales, lo cual tiene la limitación de tener que modificar todo el sistema físico para evaluar nuevas condiciones de operación de la red, permitiendo el estudio de un único punto de operación.

El RTDS se usa para diseñar, analizar y validar una amplia gama de tecnologías basadas en sistemas eléctricos de potencia, permitiendo emular de manera precisa el impacto de los equipos en la red bajo diferentes condiciones de operación.

6.2 Modelo del equipo M3C en RSCAD

6.2.1 Descripción de los bloques utilizados

El Nova Core 2.0 cuenta con una amplia librería en su software RSCAD, que es igualmente de versátil para la simulación de convertidores. Estas librerías ofrecen una amplia variedad de opciones para modelar componentes, aunque están limitadas por factores como protocolos de comunicación o la necesidad de hardware adicional, del cual no se dispone actualmente. Por ello, el estudio del modelo adecuado para el M3C se enfoca en dos bloques elementales de la librería de convertidores, dos bloques generadores de pulsos, y en dos posibles entornos de simulación: el Main-Step y el Sub-Step. El primero representa el entorno de simulación más básico, con un paso de simulación de $50\mu s$,

6.2.1.1 Ambiente Sub-Step (SS)

La herramienta SS permite modelar parte de una red con un tiempo de muestreo menor al principal, con el fin de obtener una mayor resolución, resultando útil en el uso de sistemas electrónicos de conmutación ayudando al estudio de transitorios electromagnéticos de alta

frecuencia volviéndolos más precisos.

En cada Main-Step (MS), los circuitos configurados dentro de un SS serán n veces ejecutados, tomando los datos entregados inicialmente por el MS como punto de partida según como se ilustra en la Figura 6.1

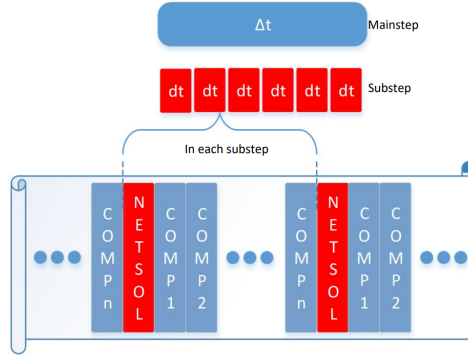


FIGURA 6.1: Principio de funcionamiento del Sub-Step.

Las limitaciones de este ambiente de simulación reside en que:

- Cada ambiente SS necesita un núcleo completo del NovaCor independiente del valor de subdivisiones temporales n que se desee implementar.
- El límite de nodos es de 60, de los cuales 16 se pueden observar gráficamente con alta calidad por medio del bloque HD plot.
- Permite valores para n desde 5 hasta 64, que corresponde a las sub divisiones del MS.
- A pesar de que todos los componentes de la librería de RSCAD pueden ir en un ambiente SS, solo los componentes de este tipo específicamente (que cuentan con el término *ss* en su nombre) están optimizados para esta clase de simulación.
- El valor n del SS depende del nivel de complejidad de la red a simular con este método.

6.2.1.2 Universal Two-Level Converter Model *rtds_ss_UCM_LEV2.def*

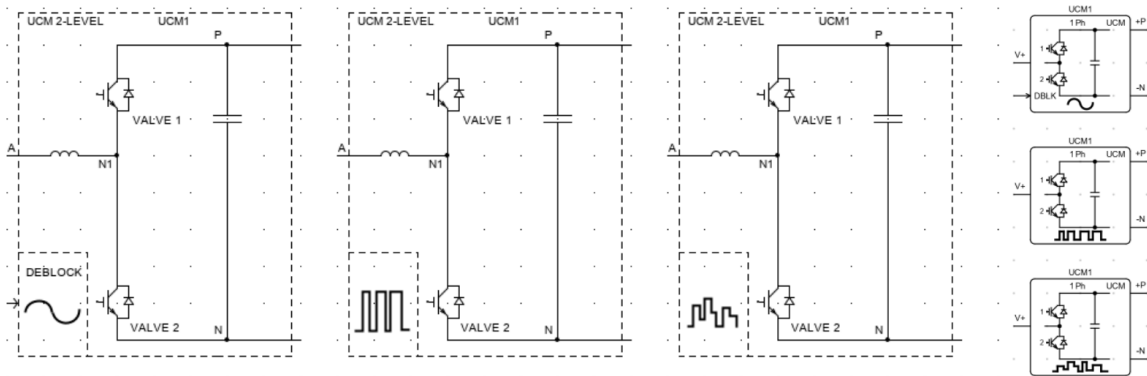


FIGURA 6.2: Icono grande y pequeño del UCM_2LV (izquierda: Modulación por forma de onda; centro: FP medio; derecha: IMFP)

El bloque UCM_LEV2 mostrado en la Figura 6.2 permite tener hasta 3 fases conectadas, sin embargo para esta implementación, solo 2 son requeridas, de este modo se obtiene el modelo de la Figura 6.3, donde cada uno de estos bloques representa 1 de los 36 sub módulos (SM) existentes en el M3C que se piensa implementar. Cabe destacar que cada bloque requiere de 4 pulsos de disparo (FP) para operar, siendo necesarias 144 señales, las cuales pueden configurarse como *improved firing pulse* (IMFP), el cual captura los pulsos de disparo con alta resolución y calcula la porción de cada intervalo de tiempo en la que los interruptores deben estar encendidos, permitiendo múltiples transiciones de esta on/off dentro de cada intervalo de tiempo de simulación, reduciendo la producción de armónicos no característicos como se menciona en UCM-IMPF.

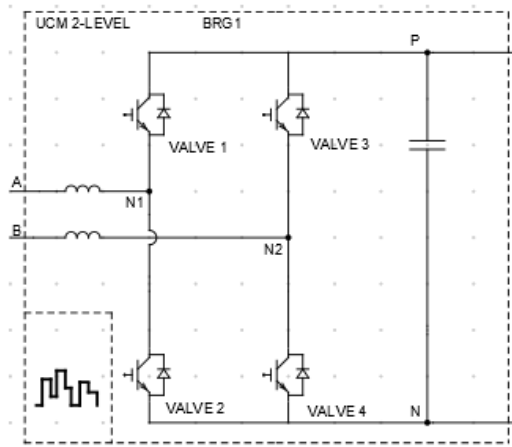


FIGURA 6.3: Bloque UCM_LEV2 de dos fases.

6.2.1.3 Modular Multi-Level Converter *rtds_ss_CHAINV5.def*

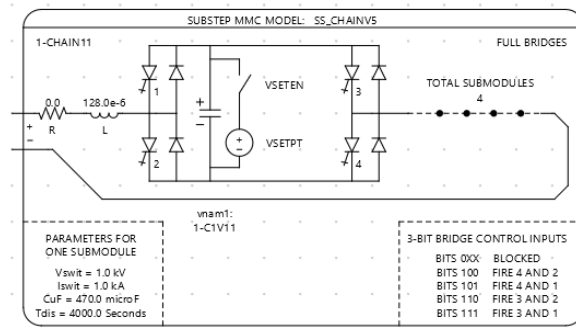


FIGURA 6.4: Bloque ChainV5 de puente completo.

A diferencia del bloque UCM_LEV2, el ChainV5 en lugar de recibir los FP por separado, recibe una cadena de bits los cuales siguen la lógica señalada en la ilustración mostrada en la Figura 6.4.

Dado que este bloque permite simular una rama (ó cluster) entera del M3C (es decir 4 SM en serie), cada cadena debe estar compuesta por un total de 12 bits, lo cual para el modelo completo reduce la cantidad de señales necesarias si se ingresa sólo con estas cadenas de datos

a 9, caso contrario serian necesarias 108 señales, de las cuales 36 corresponden a la señal de habilitación de cada IGBT y las 72 restantes a los FP propiamente tal.

Además, a diferencia del bloque UCM_LEV2, el ChainV5 puede configurar internamente el valor de tensión de los condensadores para cada SM si se desea trabajar con estos como una fuente ideal de tensión.

6.2.1.4 Improved Firing Pulse Generator *rtds_ss_UCM_FP.def*

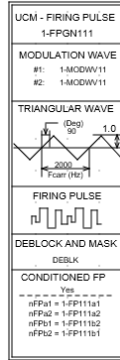


FIGURA 6.5: Generador de IMFP.

6.2.1.5 Phase-Shift PWM FP Generator *rtds_ss_phsftpwm_fpword.def*

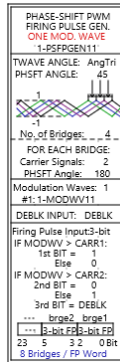


FIGURA 6.6: Generador de FP con método de PHSF.

El bloque mostrado en la Figura 6.5 corresponde al generador de pulsos para cada SM del M3C, siendo necesarios 36 en el modelo. Este crea individualmente un pulso para cada uno de los 4 IGBT presentes en un SM, requiriendo de una señal de habilitación y de una señal modulante para operar. Cada bloque de estos tiene su propia triangular que debe ser configurada según el tipo de modulación a utilizar.

El bloque representado en la Figura 6.6 presenta la ventaja de crear múltiples señales triangulares que se comparan con la señal modulante, ahorrando el trabajo de tener que configurar cada una. A diferencia del Generador IMFP, este bloque requiere de dos entradas extra, que corresponden a la frecuencia de conmutación y al ángulo de desfase de la primera triangular además de la señal de habilitación y de la señal moduladora.

Lo que permite a este bloque generar distintas señales de carrier es que se puede definir el número de puentes (o SM) que recibirán la cadena de bits, el número de triangulares y su desfase con la señal moduladora además del desfase entre triangulares en distintos SM para una misma rama/cluster.

6.2.2 Método de modulación y configuración en bloques generadores de pulsos en RTDS.

El método seleccionado para este trabajo corresponde al de phase-shift carrier-based PWM (PHSF-CB-PWM), el cual básicamente consiste en tener dos señales triangulares por cada SM desfasadas en 180° , las que a su vez deben estar desfasadas con las triangulares de los SM vecinos en $180^\circ/n$, donde n corresponde al número de SM por rama.

Dado que el M3C a utilizar tiene 4 SM por rama, el desfase entre triangulares debe ser de 45° , el cual se define como *Phase-shift angle* en la Figura 6.7 y ve su lógica reflejada en el esquema de la Figura 6.8.

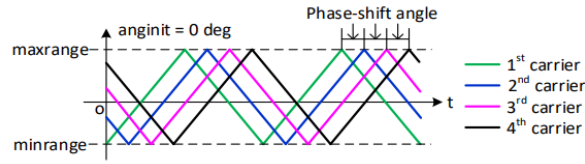


FIGURA 6.7: Formas de onda triangulares para una rama del M3C.

La ventaja de este método de modulación es la creación de una componente del doble de la frecuencia de conmutación y la distribución de pérdidas entre los cuatro condensadores de una misma rama.

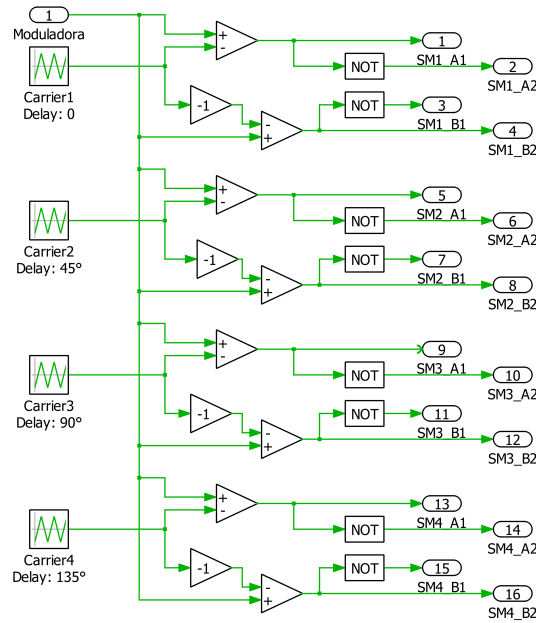


FIGURA 6.8: Lógica del método phase-shift utilizado en el M3C.

6.2.3 Configuraciones estudiadas y resultados.

Dada la definición de la simulación por medio de un SS, se ha optado por simular los siguientes modelos.

- M3C con modelo UCM usando IMFP en MS.
- M3C con modelo UCM usando IMFP en SS.
- M3C con modelo ChainV5 usando IMFP en MS.
- M3C con modelo ChainV5 usando IMFP en SS.
- M3C con modelo ChainV5 usando PHSF en MS.
- M3C con modelo ChainV5 usando PHSF en SS.

El objetivo de usar estos 6 modelos esta orientado a responder; ¿Cuándo se recomienda usar un tipo de step, modelo de M3C, generador de pulsos? ¿Cuáles son las limitantes de estas combinaciones? ¿Cuál resultaría más atractiva para implementar en una red de múltiples terminales (más de dos M3C's)?.

Cabe mencionar, que cada simulación por modelo variará parámetros como el n del SS y

el número de clusters, a modo de observar las variaciones de THD tanto como en el espectro armónico de la señal modulada, considerando un MS de $50 \mu s$.

6.2.3.1 Análisis de ambientes de simulación.

El estudio de la configuración óptima inicia con un análisis para determinar que ambiente de simulación resulta idóneo para poder modelar un M3C, considerando las limitaciones que tienen tanto el MS como el SS usando un índice de modulación igual 1 y frecuencias de triangulares iguales a $2 kHz$.

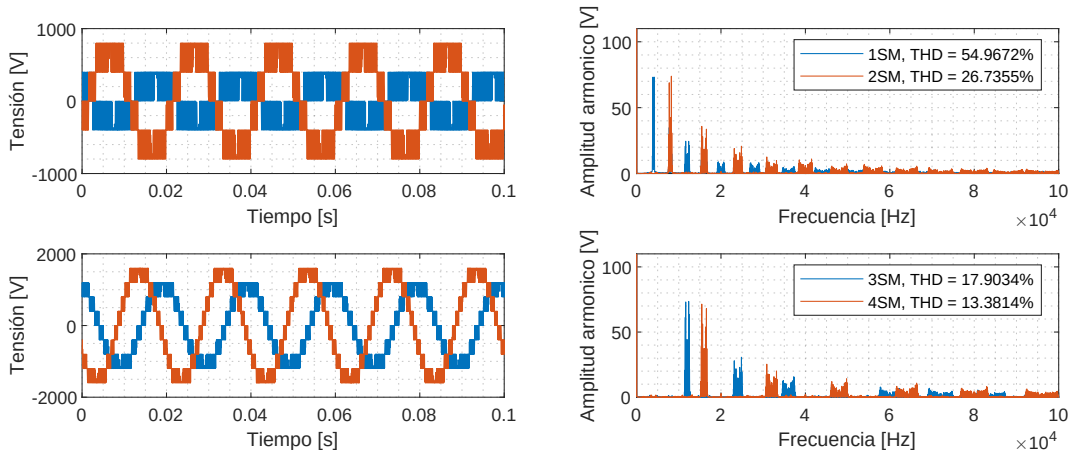


FIGURA 6.9: Señales de tensión y EF para análisis de UCM con IMFP en SS.

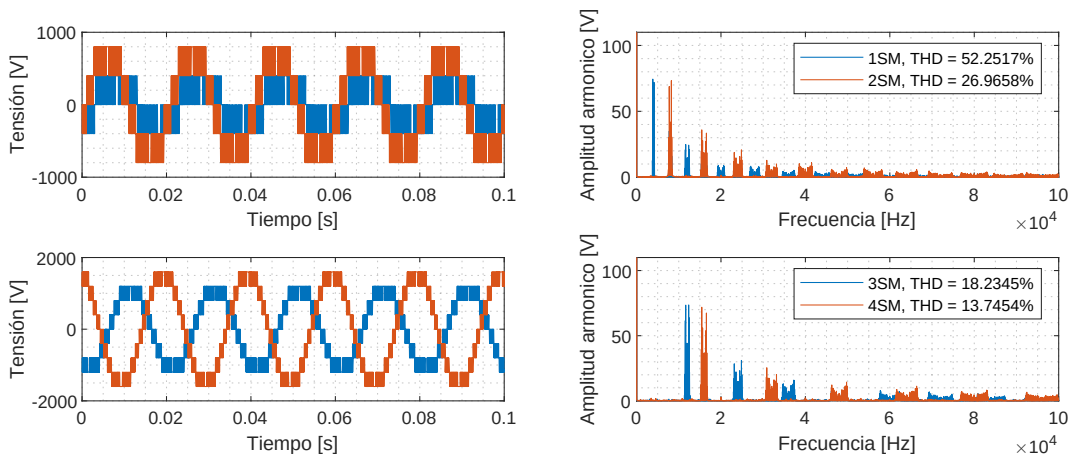


FIGURA 6.10: Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con IMFP en SS.

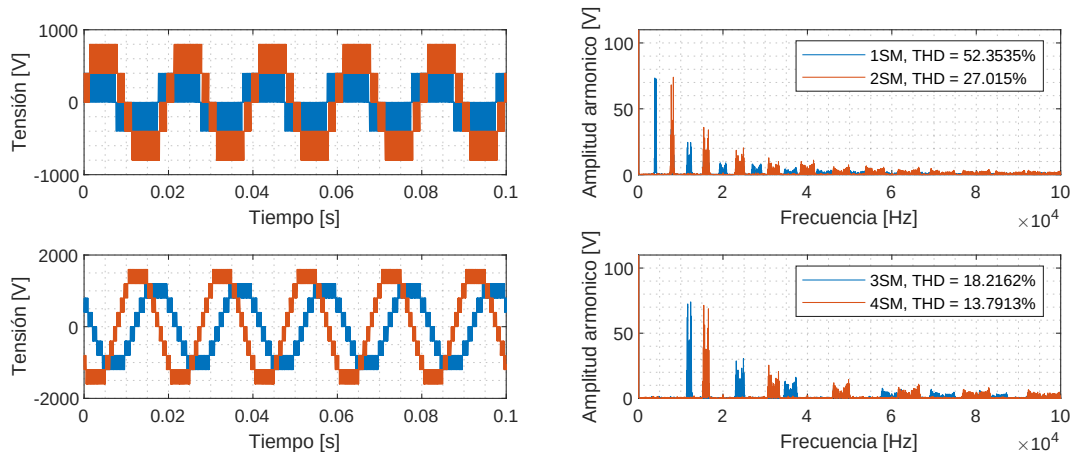


FIGURA 6.11: Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con PHSF en SS.

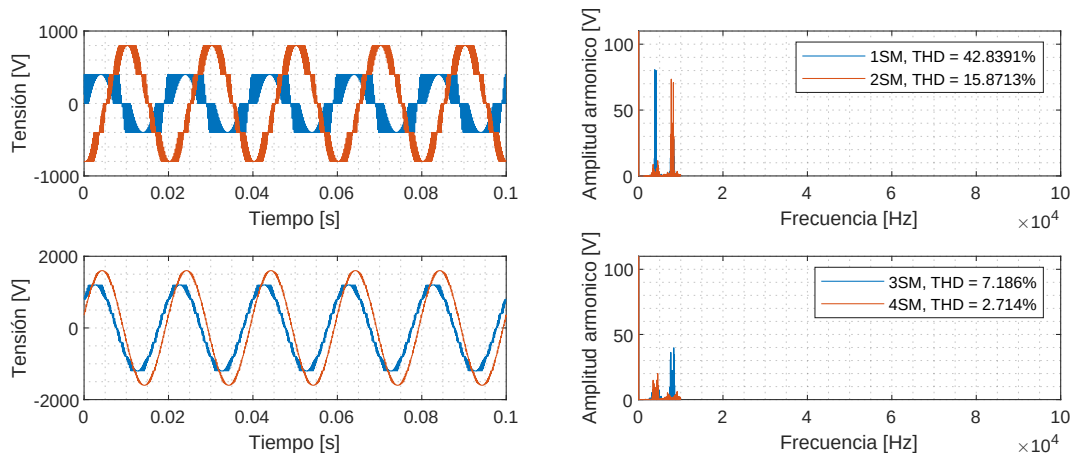


FIGURA 6.12: Señales de tensión y EF para análisis de UCM con IMFP en MS.

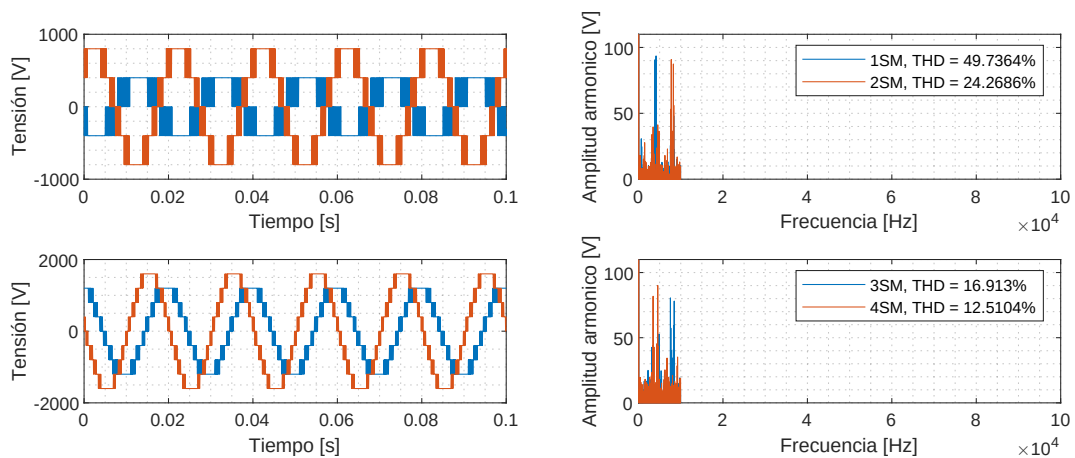


FIGURA 6.13: Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con IMFP en MS.

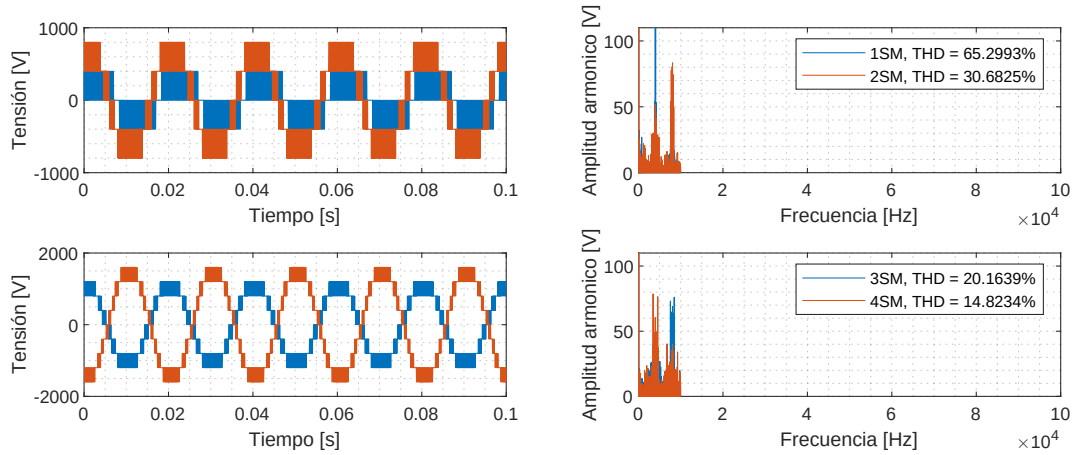


FIGURA 6.14: Señales de tensión y EF para análisis de ChainV5 con PHSF en MS.

Como se aprecia, los modelos simulados en el ambiente MS, no poseen toda la información de armónicos que los modelos simulados en SS tienen, llegando a faltar frecuencias para observar el comportamiento esperado del PHSF, de modo que sólo los modelos simulados en SS muestran la característica armónica deseada al aumentar el número de SM. Además el modelo de cluster implementado con 4 bloques UCM requiere de disminuir el número de subdivisiones temporales, pasando por 64, 55, 40 y finalmente 31. Mientras que el modelo usado por medio de ChainV5 se simuló siempre con un n de 64 independiente del número de SM, es decir con un paso de simulación de $0,78 \mu s$ aproximadamente, por lo cual se elige el ambiente SS para simular cada cluster del convertidor.

6.2.3.2 Análisis de modelos para M3C.

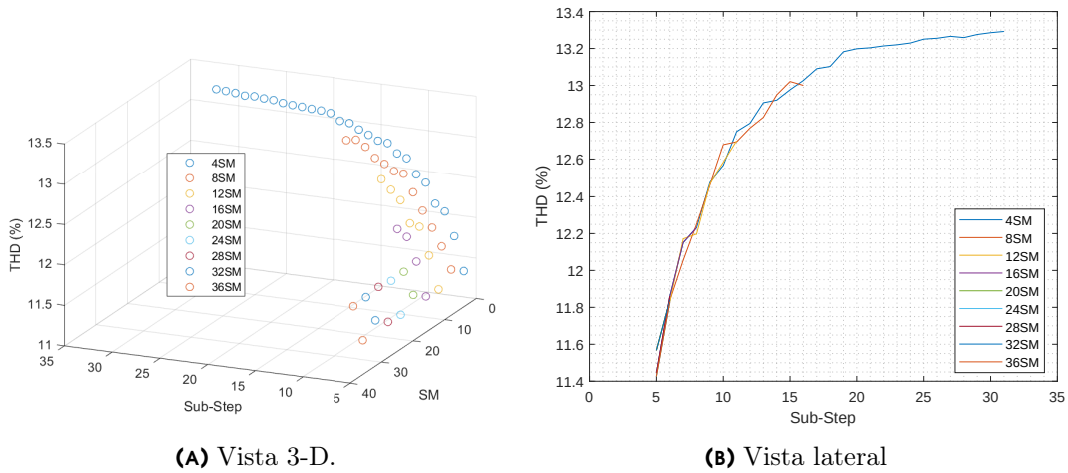


FIGURA 6.15: THD obtenido variando número de clusters y de sub divisiones temporales en un modelo UCM.

Habiendo descartado el ambiente de simulación MS, el siguiente paso es determinar cual modelo de M3C es mejor para el ambiente SS, para lo cual se varia el numero de clusters y las subdivisiones temporales n considerando como punto común que ambas simulaciones usan

IMFP, a modo de comparar cuanta información del EF se pierde debido a la complejización del modelo, la cual guarda relación con la cantidad de sub divisiones temporales.

Por medio de la Fig. 6.15, es posible apreciar que a contar del quinto cluster (20 SM, puntos verdes de la Figura antes mencionada), el máximo n admisible es 6, considerando además que para un único M3C son necesarios 2 bloques de ambiente SS.

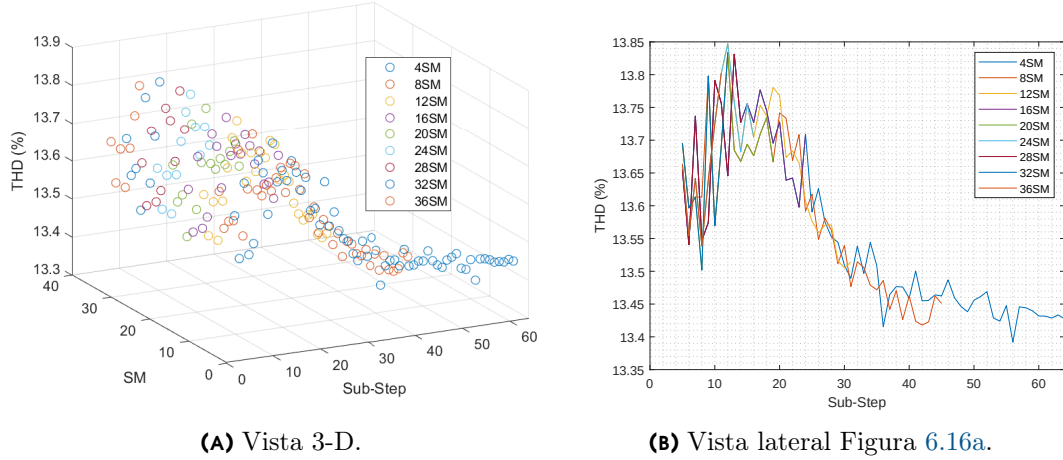


FIGURA 6.16: THD obtenido variando número de clusters y de sub divisiones temporales en un modelo ChainV5.

A diferencia del modelo UCM, el ChainV5, es capaz de modelar los 9 cluster en un único ambiente SS, logrando un n máximo de 11, mayor al obtenido por su contra parte.

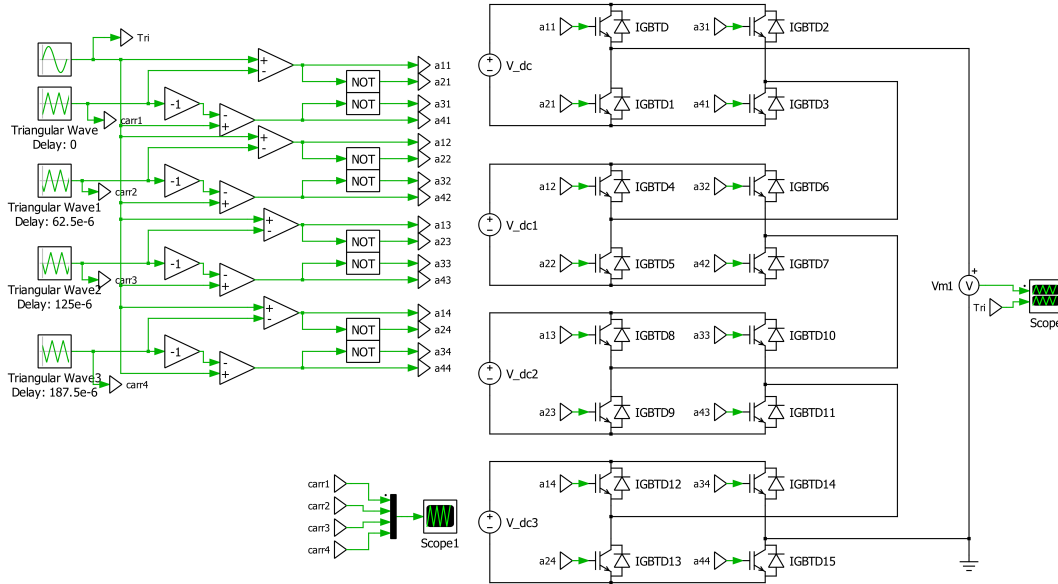


FIGURA 6.17: Modelo de comparación simulado en PLECS.

Considerando una simulación similar en PLECS, mostrada en la Figura 6.17, usando solo

4 SM y un paso de simulación es de 100 μs , por la cual se tiene que el THD obtenido es de 13.76 % y la comparación de los comportamientos mostrados en Fig. 6.18, que se puede asegurar que el modelo ChainV5 se ajusta mejor a los requerimientos de simulación, ya que con el es posible lograr mayores divisiones temporales dentro de un mismo ambiente SS teniendo un menor error relativo que el mostrado por el UCM.

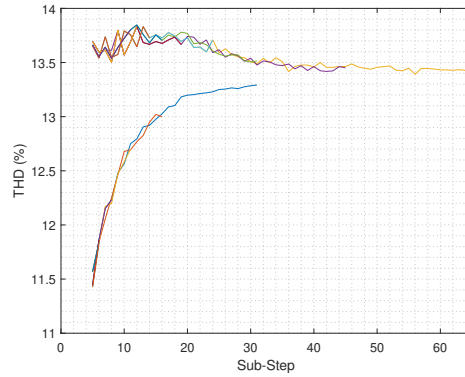
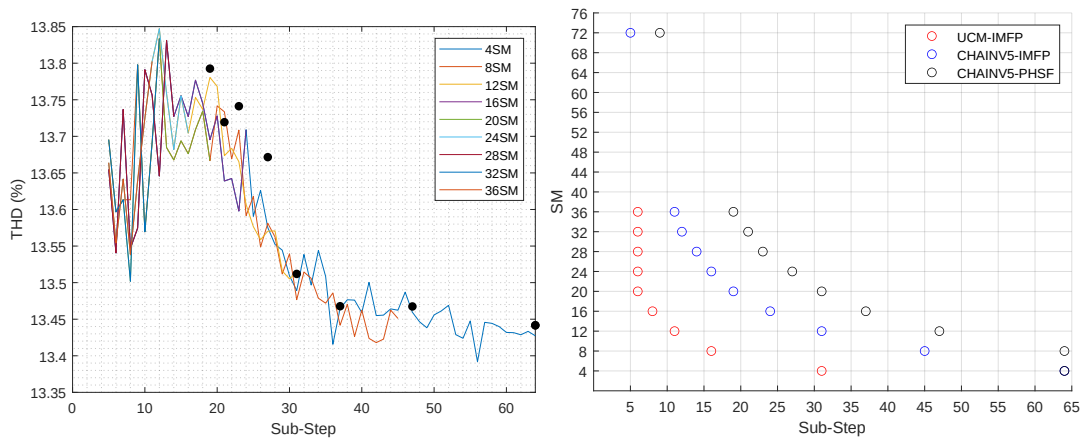


FIGURA 6.18: Variación de THD de ambos modelos de M3C según el n de SS implementado.

Además a diferencia del modelo UCM, el aumento de sub divisiones temporales no es sinónimo de un aumento en el THD el cual para el modelo de ChainV5 presenta menos variaciones con respecto al SS implementado.

6.2.3.3 Análisis y comparación de generadores de pulsos.

Habiendo definido el ambiente y modelo a usar, resta definir cual generador de pulsos es más conveniente desde el punto de vista de consumo de potencia de cálculo, este parámetro se ve reflejado en que tan alto es el n del SS. Dado que de la simulación anterior se tiene el comportamiento para el uso de IMFP, para el caso de PHSF solo se capturan los datos con mayor n .



(A) Comparación entre IMFP y PHSF.

(B) Relación entre SS y SM simulados para las combinaciones estudiadas.

FIGURA 6.19: Variaciones de THD y de SS según el generador de pulsos implementado.

Como se puede apreciar en la Fig. 6.19 el THD obtenido para distintos números de clusters usando PHSF, está dentro de los mismos valores que para el modelo simulado con IMFP, alternativamente si se analiza un gráfico de clusters o SM versus n del SS, se logra apreciar que un modelo ChainV5 que usa un generador de pulsos PHSF tiene menor consumo de capacidad de cálculo que su homólogo con IMFP, llegando estos últimos a ser capaces de simular 2 M3C en un mismo ambiente SS, donde el primero usa un n de 9, mientras que el segundo usa uno de 5 como se puede observar para los 72 SM de la Figura 6.19.

Como se menciona en un principio, cada ambiente SS requiere de un núcleo del NovaCore 2.0, por lo que en este trabajo se limita a usar todo el sistema en un único ambiente de este tipo. Si aun se deseara trabajar en una red multiterminal, sería necesario adquirir un núcleo más del RTDS, lo cual podrá ser una posibilidad para futuros trabajos.

6.3 Modelo de línea de transmisión.

RSCAD cuenta con dos extensiones, *TLine* y *Cable*, con los que se pueden modelar líneas de transmisión aéreas o cables de transmisión subterránea o submarina respectivamente.

Inspirado por una transmisión submarina se elige un modelo de cable de ABB de su catálogo *XLPE Submarine Cable Systems*, donde se opta por un conductor trifásico de 630 $[mm^2]$ diseñado para transmitir 715 [A] a una tensión de 24[kV].

La extensión *Cable* que es la que se utiliza en este trabajo permite usar 3 modelos para la creación del conductor, los que constan en:

- Modelo Bergeron RLC: El modelo más simplificado posible, donde el usuario solo ingresa los parámetros RLC de su cable.
- Bergeron físico: Un modelo donde se requiere ingresar los materiales por los que está compuesto el conductor y sus dimensiones respectivas, este modelo considera una única frecuencia de transmisión.
- Modelo dependiente de la frecuencia: Este modelo es una variante del modelo físico de Bergeron, con la diferencia de que está diseñado para un rango de frecuencias de transmisión. A diferencia de los modelos Bergeron tradicionales, este modelo tiene en cuenta la caída resistiva a lo largo de la línea, así como los efectos capacitivos, lo que lo convierte en una representación más detallada y precisa para el análisis de la línea de transmisión.

Cabe mencionar que el modelo Bergeron físico, es el único modelo con el que una vez creado el conductor, podemos adquirir información de este para sus secuencias positiva, negativa y cero, como lo sería el tiempo de transmisión, la impedancia característica de la línea (Z_0) la cual solo considera los parámetros L y C de la misma, la resistencia total del conductor por metro, tal como se muestra en la Figura 6.20 correspondiente al manual del componente donde se entrega y explica cada valor de la matriz de datos.

Es de recalcar que este trabajo al no tener como objetivo principal el modelamiento de un sistema de transmisión, no se realiza estudio alguno de la línea en cuestión, solo limita a levantar un modelo físico para tener un sistema de transmisión lo más realista posible.

Formatting for Bergeron tlines/.tlb/.tlo files

The equations for modeling the distributed parameter Bergeron travelling wave line require the specification of [C] and [L] matrices. The means of calculating these matrices are beyond the scope of this appendix but the reader should know that no solution of the line's terminal quantities is possible without these matrices. RSCAD's T-line Module is used to calculate these matrices. Since the computations for the multi-conductor Bergeron Transmission Line are done in the modal domain, the T-line Module outputs a file containing the required modal domain information.

Below is an example of the data output by the T-line module. The example shown is for a three-conductor symmetric line. The format includes a one line header followed by one line for each conductor/mode of the line.

!----- PSCAD/EMTDC Line Constants Output -----											
! This file auto-generated. Any manual changes											
! made to this file will be lost when the Line											
! Constants program is run.											
!-----											
3	0	1	1	60.00000	60.00000	50000.00	0.1000000E-08	0.1000000E-08 /			
1	1	0.250032768646124	651.041412634702				0.361641939892016E-03	0.361641939892016E-03	0.577350269189626	0.816496580927726	0.000000000000000
2	2	0.170388671106883	292.821235847690				0.182965867028063E-04	0.182965867028063E-04	0.577350269189626	-0.408248290463863	0.707106781186548
3	3	0.170388671106883	292.821235847690				0.182965867028063E-04	0.182965867028063E-04	0.577350269189626	-0.408248290463863	-0.707106781186548

Number of Conductors	The number of conductors in the line
Base Frequency	Base Frequency in Hertz
Line Length	The length of the line in meters.
Modal Travel Times	Each mode has an associated travel time, T_m , that is calculated based on the modal inductances (L_m) and capacitances (C_m). The modal travel time in seconds is defined as $\sqrt{L_m C_m}$. L_m and C_m are given in Henries and Farads respectively. The values listed the times/.tlo/.tlb file are specified in milliseconds.
Modal Characteristic Impedance	Each mode has an associated characteristic impedance. For a lossless line, the modal characteristic impedance is defined as $\sqrt{\frac{L_m}{C_m}}$. L_m and C_m are given in Henries and Farads respectively. The values listed in the times/.tlo/.tlb file are specified in milliseconds.
Series Resistance	Each mode has an associated resistance that is used to add an approximation of losses to the lossless Bergeron model.
Current Transformation Matrix	The multi-conductor Bergeron model is calculated in the modal domain. A transformation matrix is required to convert phase domain quantities to modal domain quantities and vice-versa.



FIGURA 6.20: Data entregada por RSCAD al diseñar un modelo Bergeron físico de transmisión.

7. Setup, parámetros, resultados y análisis

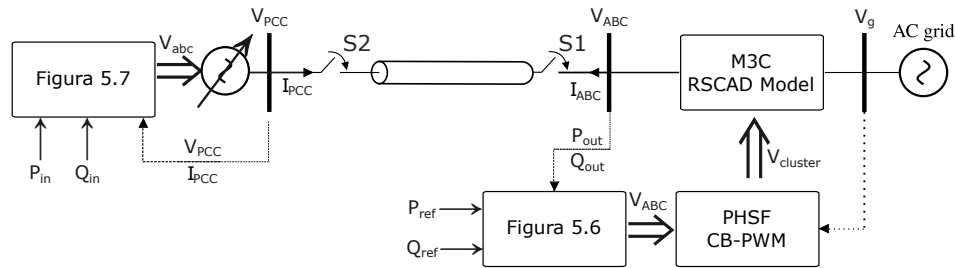


FIGURA 7.1: Sistema implementado reducido.

La Figura 7.1 corresponde a lo que fue simulado en el RSCAD, donde los bloques que hacen referencia a las Figuras 5.7 y 5.6 corresponden al diagrama de bloques del código C implementado en la extensión de *CBUILDER*. La Tabla 7.1 concentra los datos referentes a la fuente de tensión implementada como modelo de red del sistema según se observa a la derecha de la Figura 7.1, la Tabla 7.2 concentra los parámetros de cada uno de los 9 bloques CHAINV5 implementados, la Tabla 7.3 corresponde a los valores de inductancia y resistencia en serie que van al modelo de fuente de tensión controlada que se usa como reemplazo de un segundo convertidor que opera en sus terminales como GFL, la Tabla 7.4 muestra los parámetros del bloque *CBUILDER* que se usa para el control GFL, mientras que la Tabla 7.5 los muestra para el control GFM. Finalmente, la Tabla 7.6 muestra los datos entregados por el documento de ABB que se usó para crear el modelo de línea submarina.

V_{SCR1}	f_{SCR1}	R_{SCR1}	L_{SCR1}
kV	Hz	Ω	H
12	50	1	0.005

TABLA 7.1: Parámetros de fuente de tensión que emula la red.

L_{SRC}	R_{SRC}
mH	m Ω
20	20

TABLA 7.3: Parámetros fuente de tensión (Modelo M3C simplificado).

L_{M3C}	R_{M3C}	f_{PWM}	V_{M3C}^{max}	SM
mH	m Ω	Hz	kV	-
45	20	500	36	4

TABLA 7.2: Parámetros de Modelo M3C.

V_{nom}	I_{nom}	f_{nom}	L_{M3C}	L_{M3C}
kV	A	Hz	mH	m Ω
24	715	10	10	20

TABLA 7.4: Parámetros bloque GFL.

V_{nom}	I_{nom}	f_{nom}	<i>Estatismo</i>	T_{est}	ωp
kV	A	Hz	-	s	rad/s
24	715	10	0.04	1	2000

TABLA 7.5: Parámetros bloque GFM.

<i>Area Conductor</i>	<i>Diametro Conductor</i>	<i>Ancho aislante</i>	<i>Diametro sobre aislante</i>
mm ²	mm	mm	mm
630	29.8	5.5	43.6
<i>Area con pantalla</i>	<i>Diametro externo cable</i>	<i>Capacitancia</i>	<i>Inductancia</i>
mm ²	mm	$\mu\text{F/km}$	mH/km
16	134.3	0.48	0.31

TABLA 7.6: Parámetros de la línea de transmisión submarina, obtenidos del catalogo de ABB "*XLPE Submarine Cable Systems, Attachment to XLPE Land Cable Systems-User's Guide*" para un cable de 24 kV y 715 A.

La operación del sistema expuesto en 7.1, consiste en primera instancia en la activación del switch S_1 que corresponde a la conexión entre el modelo de línea submarina con el convertidor en el segundo 0.2, al suceder esto, se logra apreciar en la Figura 7.2 como el conjunto convertidor y modelo de red absorben potencia reactiva, correspondiente a un 5% de la potencia nominal ($S_{nom} \approx 30[\text{MVA}]$) sin haberle entregado una referencia de potencia reactiva (Q_{ref}) al control GFM, por lo que el motivo de ésta se debe a la característica capacitiva de la línea de transmisión en cuestión, ya que existe una corriente medida en estos terminales como el lector podrá apreciar en la Figura 7.3 entre los 0.2 y 0.7 segundos.

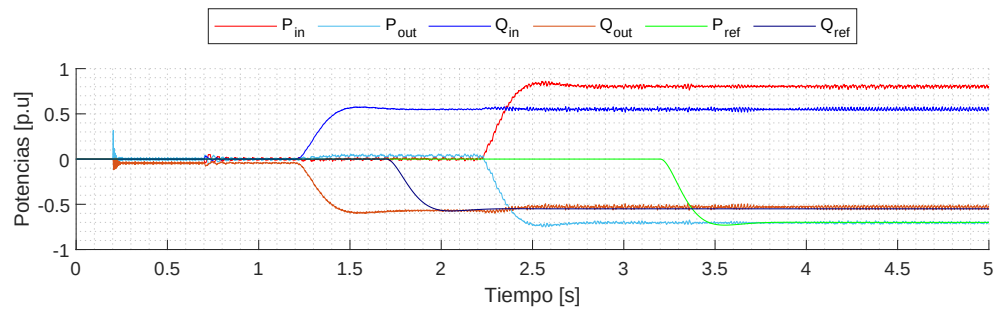


FIGURA 7.2: Flujo de potencias del sistema simulado.

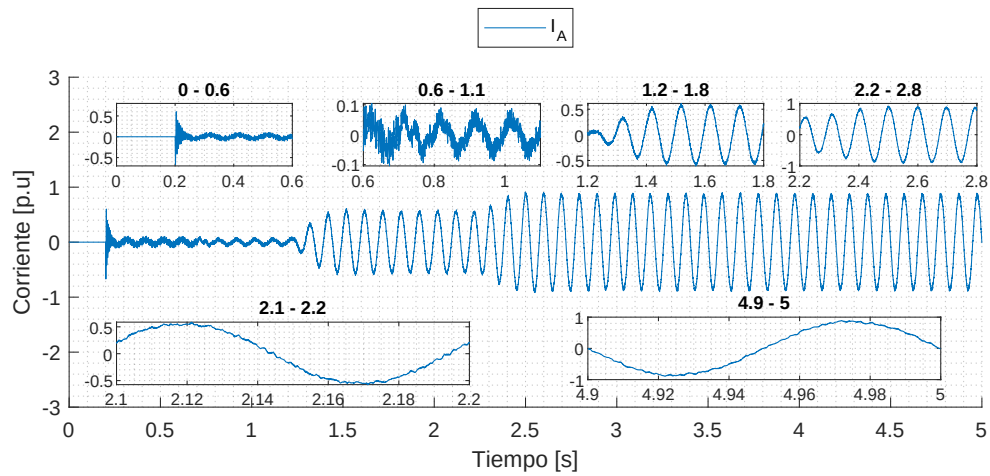


FIGURA 7.3: Corrientes trifásicas medidas del lado GFM del sistema.

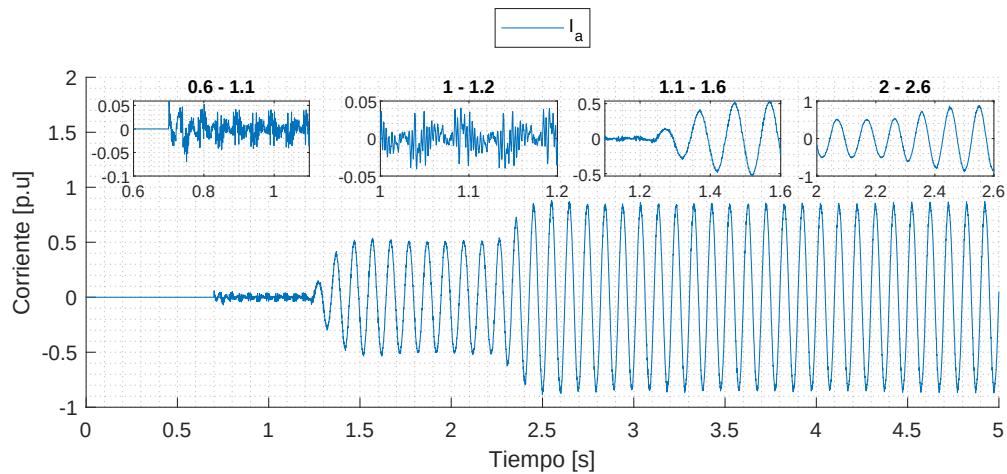


FIGURA 7.4: Corrientes trifásicas medidas del lado GFL del sistema.

Después de transcurrido el tiempo y habiendo logrado sincronismo con el punto PCC gracias al seguimiento del fasor temporal de tensión en el extremo del control GFL, en el segundo 0.7 se cierra el interruptor S_2 del sistema, generando una circulación de corriente del convertidor modelado como fuente de tensión a la línea de transmisión como se observa en la Figura 7.4, teniendo a su vez un pequeño impacto en las corrientes medidas del lado GFM del sistema como se puede observar en la venta de tiempo 0.6 a 1.1 de la Figura 7.3.

Ahora con el sistema completamente conectado y sincronizado, el control GFL inyecta una potencia reactiva equivalente al 55 % del valor de potencia nominal del sistema ($Q_{in}=0.55$ pu) aumentando por ende la corriente en cuadratura según se señala en la Figura 7.5. Como es de esperar la diferencia entre la potencia reactiva deseada y la potencia reactiva entregada generan una subida de tensión, la cual y según el estatismo con el que se trabaja, hace que la tensión suba a 1.022 pu de manera teórica, siendo este el valor máximo registrado en la Figura 7.6. Cabe destacar que curiosamente en el momento de cambiar la referencia del lado GFL del sistema, se puede observar que en el extremo GFM existe una leve reducción de la frecuencia, mostrada en la Figura 7.6 de aproximadamente 0.2 %.

Luego en el segundo 1.7, se le da al control GFM la consigna de absorber esta misma cantidad de reactivos ($Q_{ref}=-0.55$ pu), volviendo al valor de 1 pu en el lado de GFM.

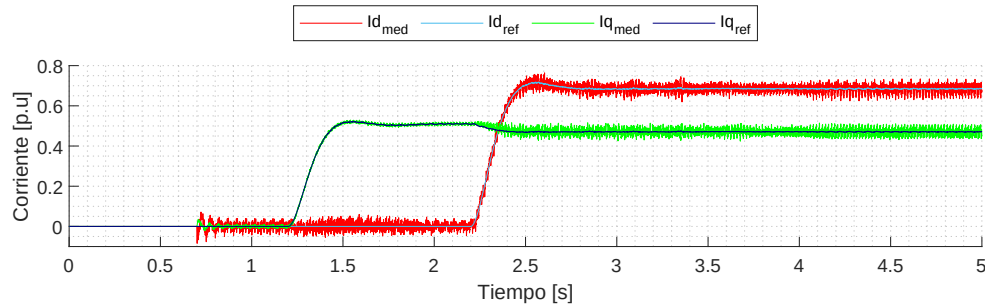


FIGURA 7.5: Referencias y mediciones de corriente para el lado GFL del sistema.

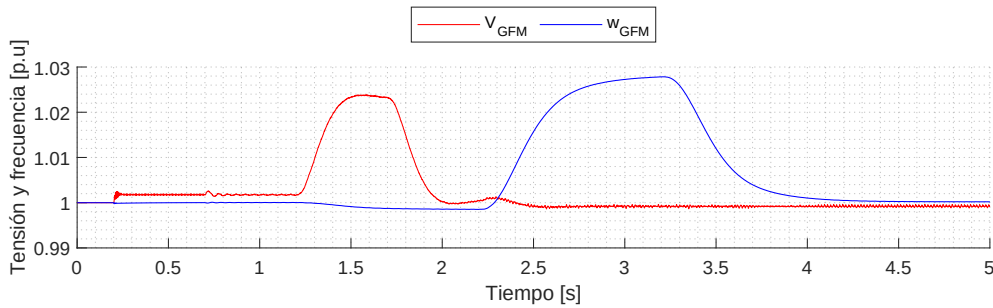


FIGURA 7.6: Magnitud y frecuencia de salida de control GFM.

Una vez terminado el periodo transiente, en el segundo 2.2 de la simulación, al sistema GFL se le solicita entregar un 80 % de potencia nominal en activos ($P_{in}=0.8$ pu). Esto genera un aumento en el valor de frecuencia llegando cerca de un 103 % del valor nominal de esta tanto teórica como experimentalmente. Dado que la subida de frecuencia en el sistema de tensiones es

difícil de observar a simple vista, resulta conveniente observarla en la tensión de referencia que se entrega a los bloques PHSF del sistema implementado junto con la salida de estos mismos señalados en la Figura 7.7, donde los efectos de la caída de frecuencia se pueden observar en el gráfico superior de la figura antes mencionada.

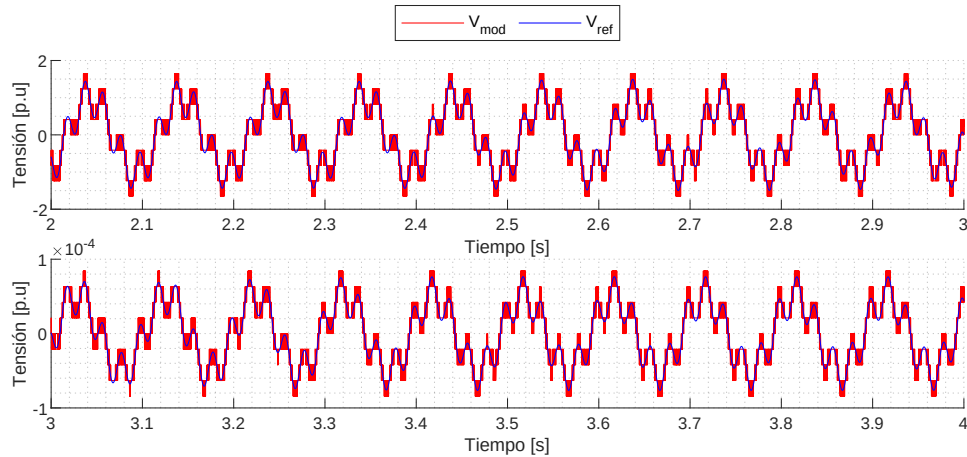


FIGURA 7.7: Tensión de referencia y tensión modulada para la rama AR del convertidor M3C durante el transitorio de variación de frecuencia del sistema.

Finalmente, el segundo 3.2 de simulación, al darle una referencia al GFM para que consuma un 70 % de la potencia nominal como potencia activa ($P_{ref} = -0.7pu$), considerando la pérdida inherente de 10 % por la parte resistiva de la línea, se observan fenómenos interesantes. En primera instancia se aprecia en la Figura 7.5 que la referencia y medición de corriente en cuadratura del lado GFL del sistema se ve reducida en un 3 %. Por otro lado, el sistema se demora aproximadamente un segundo en recuperar su valor nominal de frecuencia, fenómeno que se puede apreciar tanto en la Figura 7.6 como en el gráfico inferior de la Figura 7.7 como se hizo anteriormente.

Como comentario adicional, al lector podría interesarle la dinámica del perfil de tensiones en el extremo de cada línea, estas se encuentran gráficas en las Figuras 7.8 y 7.9, las cuales cuentan con un zoom en los primeros 0.65 segundos de la simulación. En ambas gráficas se puede apreciar como en el momento de cerrar el interruptor S_1 mostrado en la Figura 7.1 existe una componente de 200 [Hz], la cual es producida por el modo natural de la línea de transmisión, el cual decae en el tiempo. Sin embargo, se logran apreciar otras componentes de frecuencia.

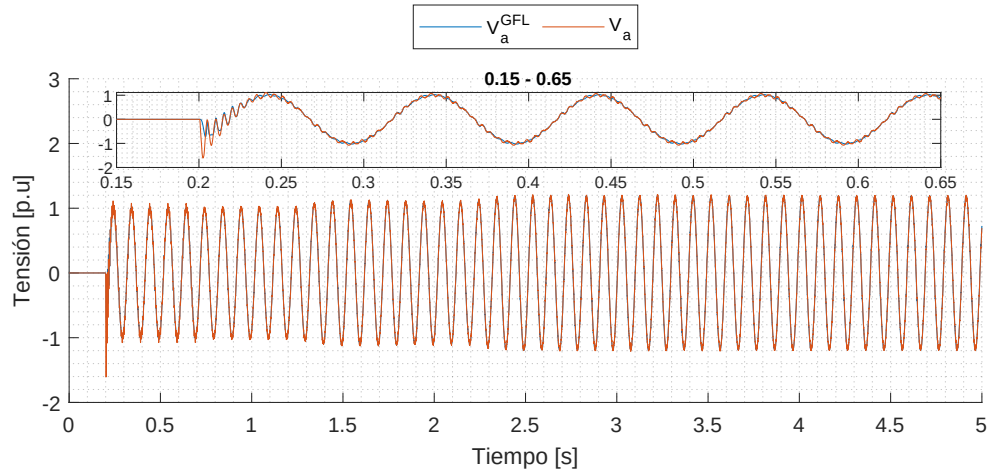


FIGURA 7.8: Perfil de tensiones creadas por control GFL y tensiones medidas en PCC.

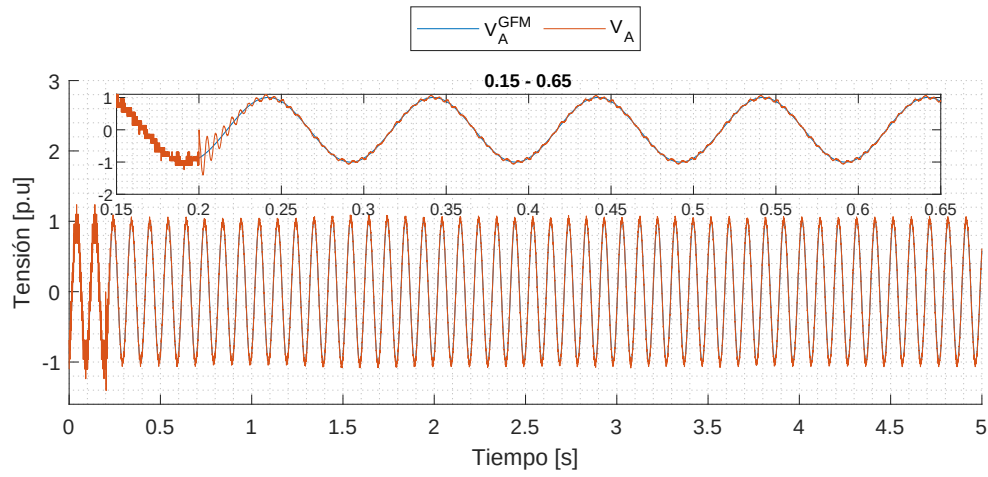


FIGURA 7.9: Perfil de tensiones creadas por control GFM y tensiones medidas a la entrada del convertidor.

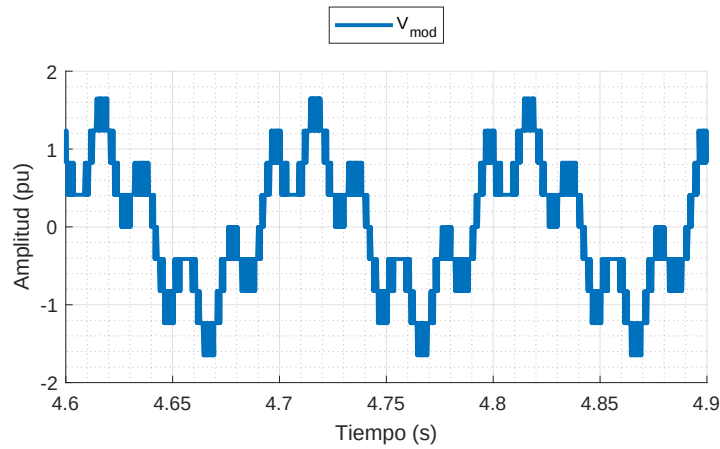


FIGURA 7.10: Señal de tensión V_{AR} modulada con base de $12[kV]$.

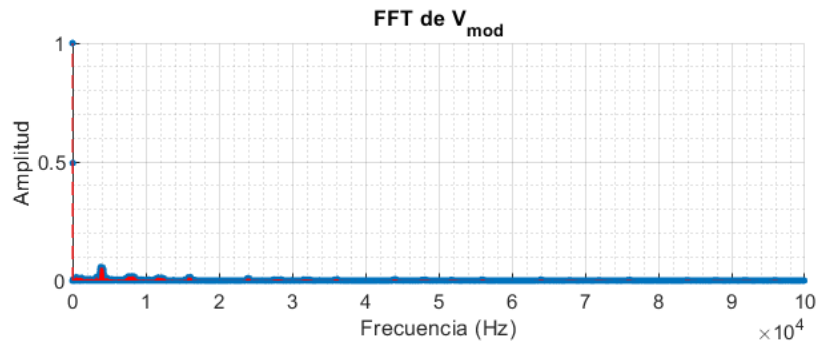


FIGURA 7.11: Espectro de frecuencia de la señal modulada.

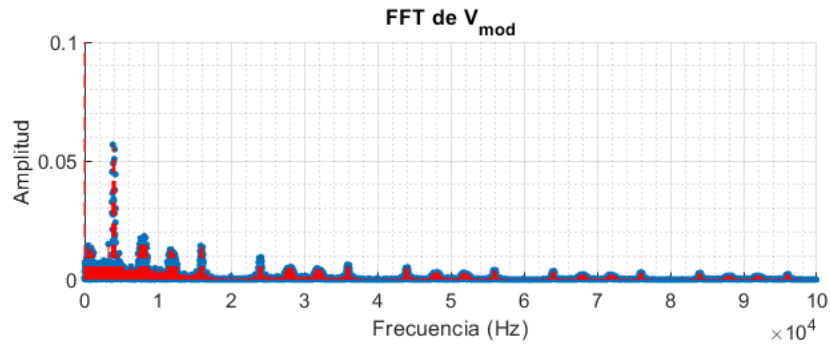


FIGURA 7.12: Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes menores a 10 %.

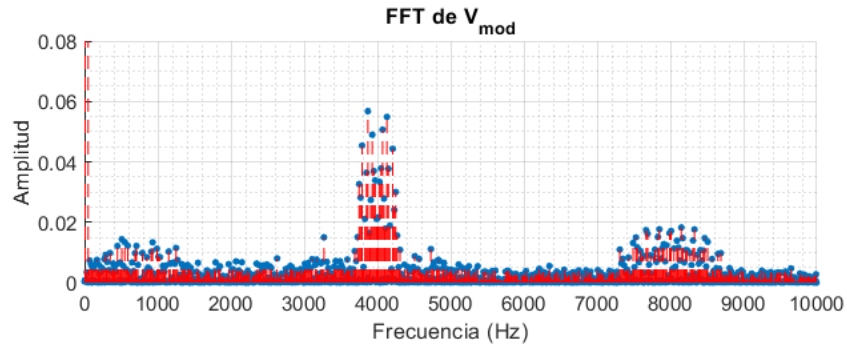


FIGURA 7.13: Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes de frecuencia hasta los 20 [kHz] con una amplitud menor al 8 %.

Estas componentes también son visibles en estado estacionario, por lo que se analiza una de las ramas del convertidor, la cual presenta la forma de onda graficada en la Figura 7.10, al realizar un análisis de FFT muestra el espectro señalado en las Figuras 7.11, 7.12 y 7.13. Como es de esperar acorde al estudio previo de espectros de frecuencia, las carriers al tener una frecuencia de 500 [Hz], se generan componentes alrededor de múltiplos de 4 [kHz] sin contar

los múltiplos de 20 $[kHz]$, donde las componentes aledañas a 4 $[kHz]$ alcanzan una magnitud de 6 %. El espectro en cuestión llama la atención debido a la existencia de múltiples armónicos aunque sean de baja magnitud, las cuales si bien no son el foco de este trabajo, merecen ser analizadas.

Se reemplazo el modelo del M3C con el modelo de red por una fuente controlada de tensión similar a la usada para el otro extremo del sistema, estas componentes de frecuencia desaparecen, conservando la dinámica de 200 $[Hz]$, debido a que esta es inherente de la línea como se observa en las Figuras 7.14, 7.15, 7.16 y 7.17, por lo que el problema se debe encontrar en el modelo del convertidor usado.

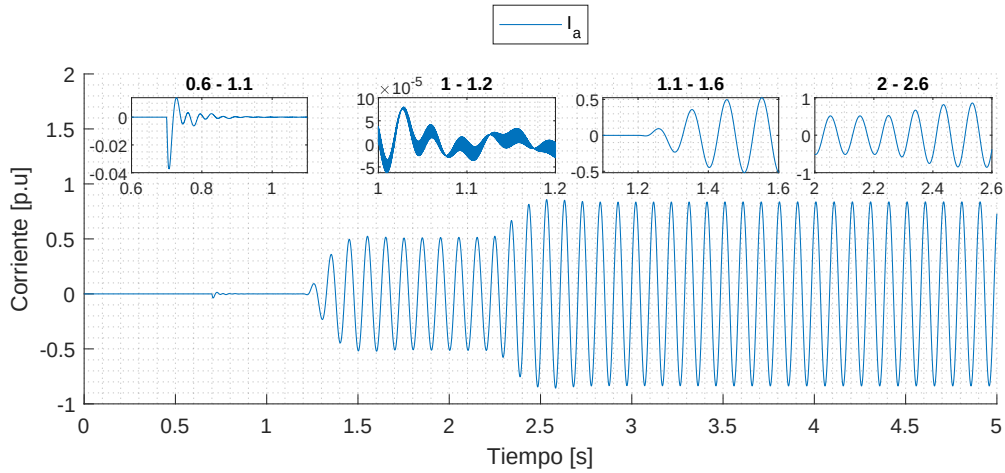


FIGURA 7.14: Corrientes trifásicas medidas del lado GFL del sistema, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.

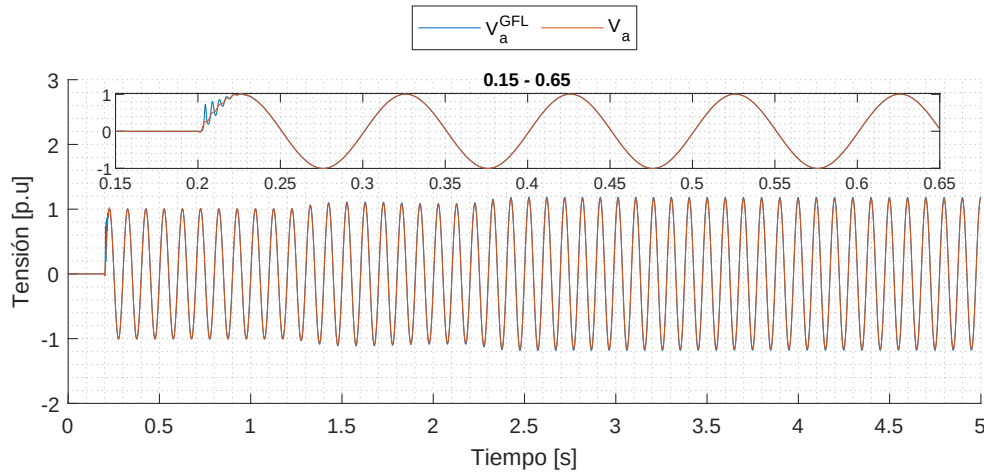


FIGURA 7.15: Perfil de tensiones creadas por control GFL y tensiones medidas en PCC, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.

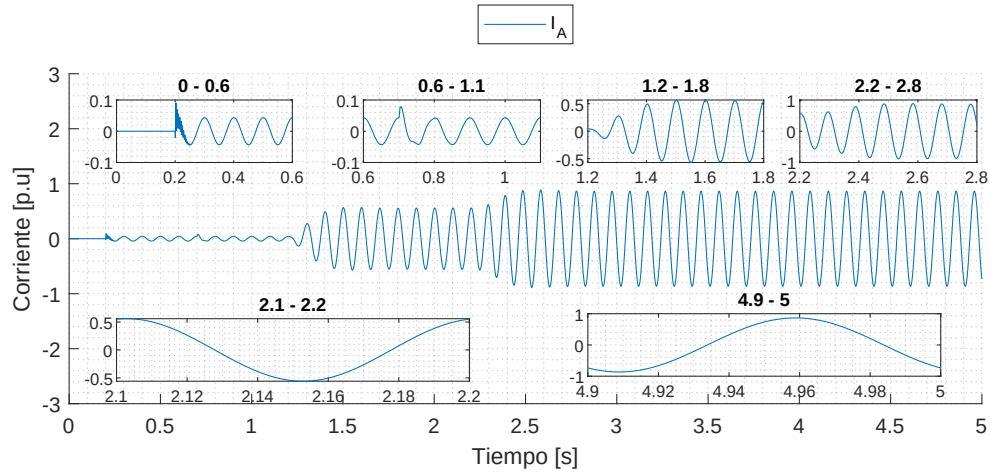


FIGURA 7.16: Corrientes trifásicas medidas del lado GFM del sistema, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.

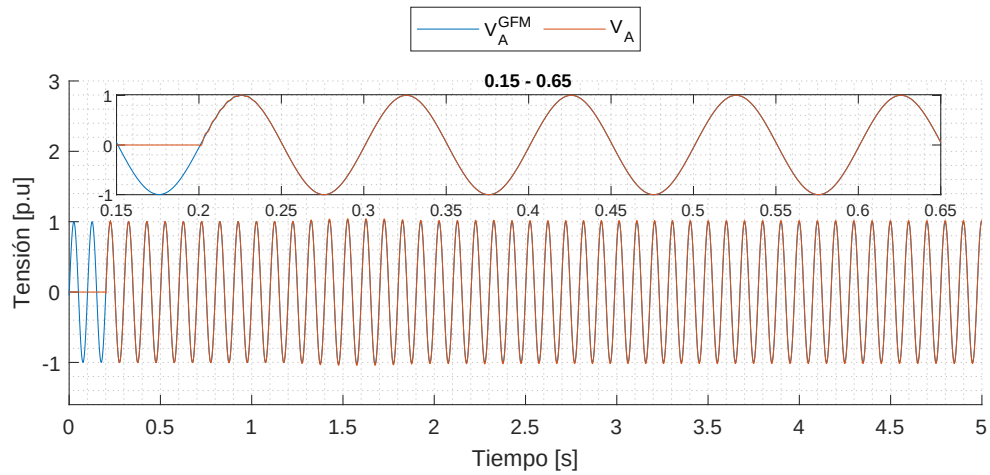


FIGURA 7.17: Perfil de tensiones creadas por control GFM y tensiones medidas a la entrada del convertidor, reemplazando M3C por fuente controlada de tensión.

Por ultimo para desvelar el origen de estas frecuencias, se analiza la tensión de línea V_{AB} en vacío, la cual se encuentra representada en la Figura 7.18 junto a su espectro de frecuencia representado en las Figuras 7.19, 7.20 y 7.21.

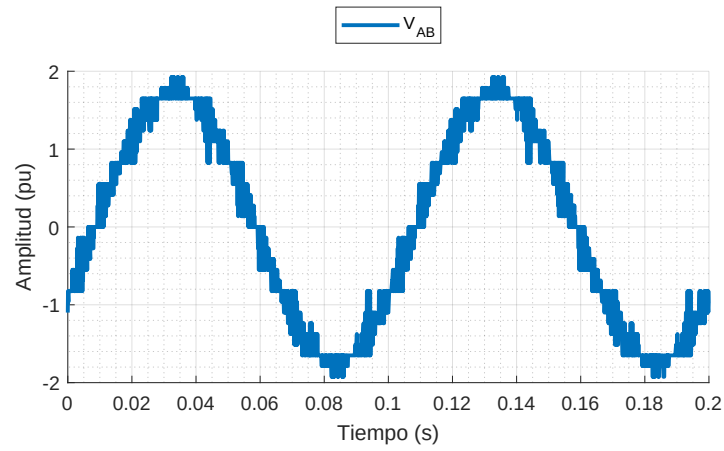


FIGURA 7.18: Tensión de línea a la salida del convertidor en vacío.

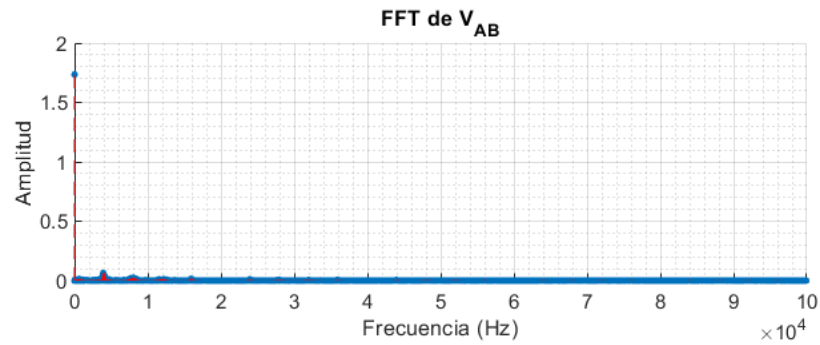


FIGURA 7.19: Espectro de frecuencia de la tensión V_{AB} en vacío.

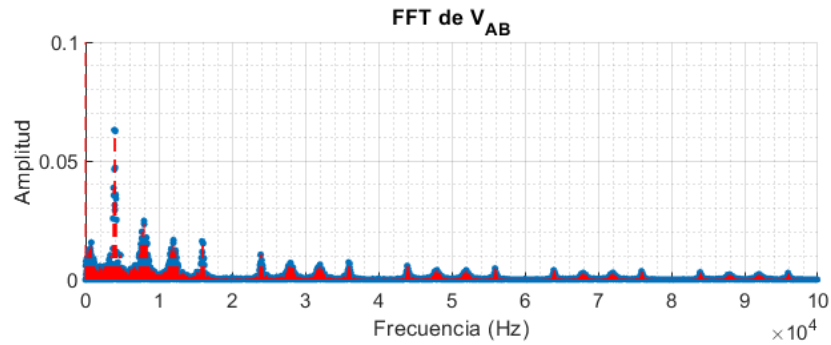


FIGURA 7.20: Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes menores a 10 %.

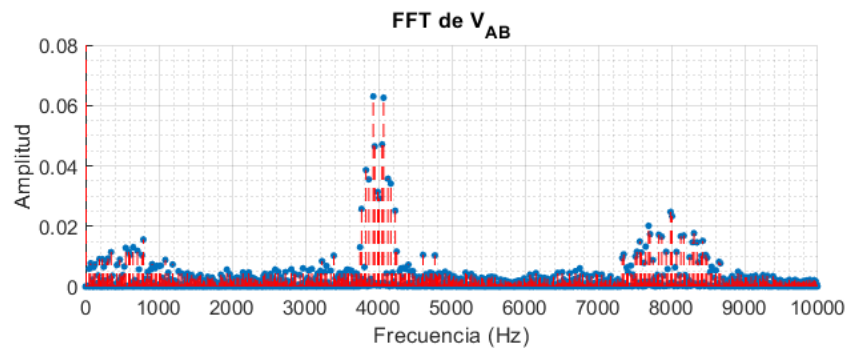


FIGURA 7.21: Espectro de frecuencia de la señal modulada mostrando componentes de frecuencia hasta los 20 [kHz] con una amplitud menor al 8 %.

El análisis de estas figuras permite dilucidar que el problema es referente al convertidor, por lo que se requiere revisar la precisión del convertidor en la tensión línea línea o plantear un nuevo esquema de modulación alternativo al PHSF que evite estas componentes de baja frecuencia, siendo también una posibilidad que el problema se deba a la precisión del simulador, lo cual puede ser un futuro tópico para otro trabajo.

8. Conclusiones

En este trabajo inicialmente se plantea la utilidad del convertidor M3C y del control VSG implementado para un esquema GFM, los cuales son implementados usando un sistema LFACTS inspirado en la transmisión de líneas submarinas propias de sistemas eólicos off-shore con el único fin de tener un modelo de transmisión más realista. Se planteó y desarrolló un modelo desacoplado para controlar el convertidor estudiado pudiendo así despejar modelos para el control interno y externo del mismo como se aprecia en la Figura 5.3.

Con el modelo desacoplado se proponen dos sistemas de control para cada extremo del convertidor, los cuales son implementados en dos convertidores distintos debido a la necesidad de éste de contar con un control interno para balancear la tensión inter e intra cluster. Se plantea un control VSG para el lazo de activos y un control Droop para reactivos, los cuales en conjunto generan un sistema de control GFM, por otro lado se usa un control de corriente con anti wind-up tomando la tensión en PCC como sistema GFL el cual demuestra su desempeño en la Figura 7.5.

Posteriormente se logra el objetivo basal de este trabajo que consiste en determinar un modelo idóneo con los componentes de la librería de RSCAD que a la fecha se tienen disponibles, cabe mencionar que existen otras maneras de modelar este convertidor, pero este trabajo se encuentra limitado a las disposiciones actuales de hardware que se tienen, por lo que el mejor modelo a la fecha para un M3C se logra con bloques ChainV5.

Adicionalmente se considera un modelo dependiente de la frecuencia para una línea de transmisión submarina, la cual si bien no esta dentro de los alcances de la memoria, sirvió para tener un sistema más realista.

Finalmente y por medio de una serie de eventos, se comprobó el desempeño de los controles diseñados como C-Script en RSCAD y del modelo en general, teniendo comportamientos esperados ante las distintas perturbaciones. Sin embargo, la presencia de armónicos no forzantes se hizo notar, pero gracias a una simulación equivalente implementando fuentes de tensión se logró desvelar que su existencia se debe al modelo del convertidor, lo cual puede resultar un hecho a considerar de interés para el desarrollo de futuras memorias.

Bibliografía

- [1] T. Ngo, Q. Nguyen, and S. Santoso, "Voltage stability of low frequency ac transmission systems," in *2016 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*, pp. 1–5, 2016.
- [2] D. Sehloff and L. Roald, "Steady state modeling for variable frequency ac power flow," in *2020 52nd North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1–6, 2021.
- [3] T. Ngo, M. Lwin, and S. Santoso, "Steady-state analysis and performance of low frequency ac transmission lines," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 5, pp. 3873–3880, 2016.
- [4] N. Qin, S. You, Z. Xu, and V. Akhmatov, "Offshore wind farm connection with low frequency ac transmission technology," in *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1–8, 2009.
- [5] P. Bravo, J. Pereda, M. M. C. Merlin, S. Neira, T. C. Green, and F. Rojas, "Modular multilevel matrix converter as solid state transformer for medium and high voltage ac substations," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 37, no. 6, pp. 5033–5043, 2022.
- [6] H. Zhang, W. Xiang, W. Lin, and J. Wen, "Grid forming converters in renewable energy sources dominated power grid: Control strategy, stability, application, and challenges," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 9, no. 6, pp. 1239–1256, 2021.
- [7] W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, "A broad range of frequency control for the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (mmcc-tsbc)," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4014–4021, 2013.
- [8] W. Kawamura, K.-L. Chen, M. Hagiwara, and H. Akagi, "A low-speed, high-torque motor drive using a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells

- (mmcc-tsbc),” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3965–3974, 2015.
- [9] C. Oates and G. Mondal, “Dc circulating current for capacitor voltage balancing in modular multilevel matrix converter,” in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–7, 2011.
 - [10] F. Kammerer, J. Kolb, and M. Braun, “A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter,” in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1097–1102, 2011.
 - [11] J. Kucka, D. Karwatzki, and A. Mertens, “Ac/ac modular multilevel converters in wind energy applications: Design considerations,” in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–10, 2016.
 - [12] W. Kawamura and H. Akagi, “Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (mmcc-tsbc) for motor drives,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3506–3513, 2012.
 - [13] W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Control and experiment of a 380-v, 15-kw motor drive using modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (mmcc-tsbc),” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pp. 3742–3749, 2014.
 - [14] J. Liu, Y. Miura, and T. Ise, “Fixed-parameter damping methods of virtual synchronous generator control using state feedback,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 99177–99190, 2019.
 - [15] D. Mi, T. Wang, M. Gao, and Z. Wang, “Small signal stability analysis of pmsg-vsg and optimal design for control parameters,” in *2020 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5, 2020.
 - [16] M. Al-Tameemi, Y. Miura, J. Liu, H. Bevrani, and T. Ise, “A novel control scheme for multi-terminal low-frequency ac electrical energy transmission systems using modular multilevel matrix converters and virtual synchronous generator concept,” *Energies*, vol. 13, no. 3, 2020.
 - [17] M. Al-Tameemi, J. Liu, H. Bevrani, and T. Ise, “A dual vsg-based m3c control scheme for frequency regulation support of a remote ac grid via low-frequency ac transmission system,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 66085–66094, 2020.
 - [18] Y. Peng, T. Yin, M. Li, Y. Wang, D. Hu, and Z. Liu, “A sequence impedance modeling of vsg with consideration of inner loops control,” in *2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID)*, pp. 1–5, 2019.
 - [19] T. Funaki and K. Matsuura, “Feasibility of the low frequency ac transmission,” in *2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)*, vol. 4, pp. 2693–2698 vol.4, 2000.
 - [20] T. Ngo, M. Lwin, and S. Santoso, “Analysis of distance protection in low frequency ac transmission systems,” in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5, 2016.

-
- [21] T. Ngo and T. Vu, “Study of low frequency ac transmission for wind turbine applications,” in *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5, 2018.
 - [22] P. Qiu, X. Ni, F. Xu, C. Lu, K. Wang, and W. Pan, “Optimal transmission frequency of low frequency ac system for offshore wind farm integration,” in *2021 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, pp. 1556–1560, 2021.
 - [23] J. Ruddy, R. Meere, C. O’Loughlin, and T. O’Donnell, “Design of vsc connected low frequency ac offshore transmission with long hvac cables,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 2, pp. 960–970, 2018.
 - [24] S. Liu, X. Wang, Y. Meng, P. Sun, H. Luo, and B. Wang, “A decoupled control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 4, pp. 2111–2121, 2017.
 - [25] M. Diaz, R. Cárdenas Dobson, E. Ibaceta, A. Mora, M. Urrutia, M. Espinoza, F. Rojas, and P. Wheeler, “An overview of applications of the modular multilevel matrix converter,” *Energies*, vol. 13, no. 21, 2020.
 - [26] W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3536–3548, 2014.