



FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, INGENIERIA Y
AGRIMENSURA

UNIVERSIDAD NACIONAL DE ROSARIO
(U.N.R)

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

Proyecto final de carrera

**“Mejora de la calidad de servicio eléctrico mediante
intercambio de potencia y energía en corriente
continua en sistemas de BT/MT”**

Directores:

Ing. Tomassini, Juan.
Ing. Junco, Sergio.

Alumnos:

Ades, Gustavo Ezequiel	A-4083/5
Zaccari, Patricio	Z-1126/6

Índice

1. Objetivo.....	8
2. Introducción.....	8
2.1. Convertidores Electrónicos de Potencia y Tipos de Convertidores.....	8
2.2. Aplicaciones de los Convertidores de Potencia en Sistemas de Potencia.....	9
2.3. Tipos de Llaves.....	10
2.3.1. Clasificación de llaves:.....	11
2.4. Tipo de CEPs.....	12
2.4.1. Clasificación según la Corriente y Tensión Terminal.....	13
2.4.2. VOLTAGE-SOURCE CONVERTER (VSC) y sus Configuraciones.....	13
2.5. Modulación por ancho de pulso (PWM).....	16
3. Controles de CEPs.....	19
3.1. Sistema de estudio para el diseño del control.....	19
3.2. Control VCC.....	22
3.2.1. Desarrollo.....	22
3.2.2. Modelo en señal.....	27
3.2.3. Modelo conmutado.....	35
3.3. Control DPC.....	45
3.3.1. Desarrollo.....	45
3.3.2. Modelo en señal.....	49
3.3.3. Modelo Conmutado.....	52
3.4. Comparación de métodos de control.....	55
4. Modelado de CEPs y sus controles.....	56
4.1. DC Power Port.....	56
4.1.1. Lazo de control de tensión de bus de DC.....	57
4.1.2. Modelo en Señal.....	63
4.2. Convertidores Back to Back.....	69
4.2.1. Modelo Simplificado.....	70
4.2.2. Modelo en Señal.....	76
5. Caso de estudio – Experimentación Numérica de Modelo de Convertidores Back to Back.....	87
5.1. Variaciones en niveles de tensión de red en ambos lados del vínculo.....	87
5.2. Vinculación de dos redes con distinta frecuencia.....	89
5.2.1. Red 1: $f = 50\text{hz}$ y Red 2: $f = 60\text{hz}$	89

5.2.2.	Comparacion sistema con redes de 50hz vs redes de 60hz.	91
5.3.	Estudio comparativo de conexión de extremos débiles y fuertes	93
5.3.1.	Variaciones de parámetros de Red 1 – Lado derecho	93
5.3.2.	Variaciones de parámetros Red 2 – Red Derecha.....	95
5.3.3.	Variación de parámetros de ambos lados. De fuerte a débil.	97
6.	Casos de estudio	99
6.1.	Implementación de control SVC en una red de distribución y/o transmisión en media tensión.	99
6.2.	Red de Transmisión en La Rioja – Argentina.....	105
7.	Conclusiones	109
8.	Agradecimientos	110
9.	Referencias	111

Listado de Figuras

Fig. 1. Diagrama esquemático del VSC de media onda, monofásico y de dos niveles.....	13
Fig. 2. (a) Diagrama esquemático de un VSC de onda completa, monofásico y de dos niveles. (b) Representación simbólica del convertor H (puente H).	14
Fig. 3.(a) Diagrama esquemático de un VSC de onda completa, trifásico y de dos niveles. (b) Representación simbólica del VSC trifásico.	14
Fig. 4. Representación simbólica de una válvula compuesta por (a) m celdas conectadas en paralelo y (b) k celdas conectadas en serie.....	15
Fig. 5. Diagrama esquemático de un VSC multimodulo compuesto de n VSCs conectados en paralelo en su lado de DC.....	16
Fig. 6. Circuito de potencia del VSC de media onda simplificado.	17
Fig. 7. Diagrama esquemático del mecanismo para generar pulsos de disparo para Q1 y Q4 por medio de un PWM.	18
Fig. 8. Señales basadas en la estrategia PWM: (a) señales del carrier y la función de modulación; (b) función de conmutación de la llave Q1; (c) función de conmutación de la llave Q4.	18
Fig. 9. VSC de dos niveles conectado a una red AC mediante un filtro RL.	19
Fig. 10. Esquema de control VCC para VSC acoplado a una red de CA.	24
Fig. 11. Gráficas comparativas de PT2, DT2, y PDT2. (a) $\xi = 0.71$ $\omega n = 500$	26
Fig. 12. Respuesta al escalón unitario. (a) Variación de ξ (b) Variación de ωn	26
Fig. 13. Tiempo hasta llegar al 2% de valor de régimen permanente variando ξ	27
Fig. 14. Sistema RL.	28
Fig. 15. DB de línea RL.	28
Fig. 16. Mascara de control, referencias de P y Q.....	29
Fig. 17. Señales de control. i_{abc} y V_g en el marco dq	29
Fig. 18. Estrategia de control VCC.	29
Fig. 19. (a) Izquierda. DB de línea RL. (b) Derecha. Red de potencia infinita.....	30
Fig. 20. Visualización de resultados.....	30
Fig. 21. PLL (Phase locked loop).	30
Fig. 22. (a) Superior. Potencia activa P y P_{ref} . (b) Inferior. Potencia reactiva Q y Q_{ref} . 31	
Fig. 23. (a) Superior. P y P_{ref} , respuestas al escalón (Zoom). (b) Inferior. Q y Q_{ref} , respuestas al escalon (Zoom).....	32
Fig. 24. (a) Superior. Tensión de la fase a del VSC en por unidad. (b) Inferior. Tension RMS de la fase a.	33
Fig. 25. Tensión en la fase a del VSC (Zoom).....	33
Fig. 26. (a) Superior. Corriente de la fase a del VSC. (b) Inferior. Corriente RMS de la fase a.	34
Fig. 27. Corrientes abc del VSC (Zoom)	35
Fig. 28. VSC conectado a una red de potencia infinita por medio de una línea RL.....	37
Fig. 29. Mascara de control, referencia de P y Q. Salida de control conectada a un generador de pulsos PWM.....	38
Fig. 30. Visualización de resultados.....	38
Fig. 31. Control VCC. Modelo conmutado.....	39
Fig. 32. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Modelo conmutado.	39

Fig. 33. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Respuesta al escalón (Zoom).	40
Fig. 34. Forma de onda de P y Q (Zoom). Modelo conmutado.	41
Fig. 35. (a) Tensión de la fase a del VSC en pu. (b) Tensión RMS de la fase a. Modelo conmutado.	42
Fig. 36. Tensión de la fase a (Zoom). Modelo conmutado.	43
Fig. 37. (a) Corriente de la fase a del VSC. (b) Corriente RMS de la fase a. Modelo conmutado.	43
Fig. 38. (a) Corrientes abc del VSC. (b) Corriente de la fase a (Zoom). Modelo conmutado.	44
Fig. 39. Esquema de control DPC para VSC acoplado a una red de CA.	46
Fig. 40. Control DPC. Implementación en Matlab.	50
Fig. 41. Evolución de potencia activa y reactiva. Control DPC	50
Fig. 42. Respuesta al escalón de potencia activa y reactiva (Zoom). Control DPC	51
Fig. 43. Tensiones y corriente abc del inversor. Control DPC.	51
Fig. 44. Comparación de respuesta al escalón de P y Q para modelo en señal y funciones transferencia del	52
Fig. 45. Inversor, filtro AC de salida conectado a una red de potencia infinita. Control DPC conmutado.	53
Fig. 46. Mascara de control DPC. Referencias de P y Q .	53
Fig. 47. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Modelo conmutado DPC.	53
Fig. 48. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} .	54
Fig. 49. (a) Tensión RMS de la fase a del VSC. (b) Corrientes abc. Modelo conmutado DPC.	54
Fig. 50. Diagrama esquemático de un DC - Voltage power port controlado.	56
Fig. 51. Diagrama esquemático de un DC - power port controlado con un regulador de la tensión DC.	58
Fig. 52. Diagrama de bloque de control de un lazo de control de un regulador de tensión en base al modelo linealizado.	60
Fig. 53. Bond Graph del Sistema de potencia. Inversor conectado a la red.	63
Fig. 54. Diagrama de bloques. SVC B2B.	65
Fig. 55. Índice de modulación utilizado.	66
Fig. 56. (a) Potencia activa P y P_{ref} (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Modelo DC Power Port.	67
Fig. 57. (a) Escalón de P_{ref} . (b) Variación en Q .	67
Fig. 58. (a) Variación en P . (b) Escalón en Q .	68
Fig. 59. Variación de la tensión de la barra de AC en pu.	68
Fig. 60. (a) Variación de V_{dc} . (b) Variación de I_{dc} .	69
Fig. 61. Modelo de potencia del convertidor Back to Back a representar.	69
Fig. 62. Diagrama de bloque de control de un sistema VSC controlado por corrientes.	71
Fig. 63. Bloque de control simplificado del VSC controlado por corrientes.	72
Fig. 64. Modelo de potencia del DC Link.	73
Fig. 65. Diagrama de bloques del VSC Back to Back simplificado.	74
Fig. 66. Implementación en Simulink de VSC B2B - modelo simplificado	75

Fig. 67. Bond Graph de potencia del controlador Back to Back.	76
Fig. 68. Modelo B2B. Parte 1: Red AC izquierda, línea AC e inversor 1.....	79
Fig. 69. Modelo B2B. Parte 2: DC link y control de V_{dc}	80
Fig. 70. Modelo B2B. Parte 3: Inversor 3, línea AC, red AC derecha.....	81
Fig. 71. (a) Potencia P y Q del inversor de la izquierda ($P1$ y $Q1$). (b) Potencia P y Q del inversor de la derecha ($P2$ y $Q2$).....	82
Fig. 72. (a) Variaciones de V_{dc1} y V_{dc2} y su error. (b) Corriente del bus de continua I_{dc}	83
Fig. 73. Tensiones en los extremos convertidores del bus de continua en pu (Zoom).	83
Fig. 74. (a) Variaciones de $P1$ y $Q1$ al escalón de $P1$. (b) Variaciones de $P2$ y $Q2$ al escalon de $P1$	84
Fig. 75. (a) Variaciones de las tensiones en el bus de continua y sus errores. (b) Corriente I_{dc} del bus.....	84
Fig. 76. Tensiones en los buses de alterna. Respuesta al escalón de $P1$	85
Fig. 77. (a) Variaciones en $P1$ y $Q1$ ante escalón de V_{dcref} (b) Variaciones en $P2$ y $Q2$ antes escalon de V_{dcref}	85
Fig. 78. (a) Escalón en V_{dcref} y evolucion de V_{dc1} y V_{dc2} . (b) Evolución de I_{dc}	86
Fig. 79. Variaciones en las tensiones de las barras de alterna ante un escalón en V_{dcref}	86
Fig. 80. Evolución de P y Q ante escalones en nivel de tensión de Red 1 y Red 2.	88
Fig. 81. Evolución de magnitudes de DC-Link ante escalones en nivel de tensión de Red 1 y Red 2.	88
Fig. 82. Evolución de tensiones de barras ante escalones en nivel de tensión de Red 1 y Red 2.	88
Fig. 83. Vinculación de sistemas de distinta frecuencia – Evolución de P y Q.	89
Fig. 84. Vinculación de sistemas de distinta frecuencia – Evolución de magnitudes de vinculo DC.	90
Fig. 85. Vinculación de sistemas de distinta frecuencia – Evolución de Tensiones en puntos de interconexión.....	90
Fig. 86. Comparación de vinculo en redes de 50hz vs 60hz – Evolución P y Q.	91
Fig. 87. Comparación de vinculo en redes de 50hz vs 60hz – Evolución de variables de DC-Link.	92
Fig. 88. Comparación de vinculo en redes de 50hz vs 60hz – Evolución de Tensiones en puntos de interconexión.....	92
Fig. 89. Evolución de potencias en vinculo. Comparación entre redes fuerte (f), débil (d), y más débil (+d) del lado izquierdo.....	93
Fig. 90 Evolución de magnitudes en el link de VDC del vínculo. Comparación entre redes fuerte (f), débil (d), y más débil (+d) del lado izquierdo.	93
Fig. 91. Tensiones en puntos de conexión a ambos lados del vínculo. Comparación entre redes fuerte (f), débil (d), y más débil (+d) del lado izquierdo.	94
Fig. 92. Efectos de Z_{cc} de la red 2 en la dinámica de las variables del DC Link. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).....	95
Fig. 93. Efectos de Z_{cc} de la red 2 en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).....	95

Fig. 94. Efecto de Z_{cc} de la red 2 en la dinámica de las potencias del vínculo. Comparación de red fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).....	96
Fig. 95. Efectos de Z_{cc} a ambos lados en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).....	97
Fig. 96. Efectos de Z_{cc} a ambos lados en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).....	97
Fig. 97. Efectos de Z_{cc} a ambos lados en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).....	98
Fig. 98. Sistema de distribución típico de MT.	99
Fig. 99. Implementación de DEG en el modelo.....	102

1. Objetivo.

Este proyecto se enfoca en el estudio de un tema que aborda la interacción de la electrónica de potencia con el transporte y la distribución de energía eléctrica.

Estudiaremos el desempeño de convertidores electrónicos de potencia como una alternativa a la distribución eléctrica clásica (mallado de la red, agregado de nuevos cables de distribución, agregado de subestaciones transformadoras, etc). Analizaremos su control, su desempeño, su fiabilidad y maniobrabilidad, analizando sus ventajas y sus desventajas.

Si bien los sistemas HVDC son ampliamente conocidos y muy utilizados en el mundo, buscamos proponer una solución de gran versatilidad para sistemas de distribución con el fin de resolver sus típicos problemas en los perfiles de tensión y en las capacidades de transporte de potencia de sus elementos constitutivos.

2. Introducción.

Históricamente, los convertidores de potencia electrónicos han sido utilizado para uso doméstico, industrial y para aplicaciones informáticas. Debido al avance tecnológico en los semiconductores de potencia y en la electrónica en general, sus aplicaciones es sistemas de potencia ganas considerable atención en las pasadas dos décadas.

Si bien el estado del arte de utilización de estos convertidores en los sistemas de potencia es utilizarlos como sistemas HVDC (High Voltage Direct Current), el objetivo de este trabajo es aplicar la misma filosofía de transmisión de energía en sistemas de baja y media tensión. Se mostrarán tecnologías de control de los convertidores para poder realizar una transmisión de potencia totalmente controlada, tanto potencia activa para alivianar la carga de algún elemento e otro sistema sobrecargado, como potencia reactiva para realizar un control de tensión.

2.1. *Convertidores Electrónicos de Potencia y Tipos de Convertidores.*

Definimos a un convertor electrónico de potencia como un circuito multipuerto que está compuesto por semiconductores que funcionan como llaves, y que pueden incluir componentes auxiliares como capacitores, inductores y transformadores. El foco principal de un convertidor es intercambiar energía entre dos o más subsistemas, de una manera deseada, basada en especificaciones previamente seleccionadas. Estos subsistemas a veces ofrecen diferentes atributos en cuanto a formas de onda de corriente de voltaje y corriente, frecuencia, ángulo de fase, y número de fase. Es por esto que no se pueden conectar directamente sin un convertor de potencia. En la literatura técnica los convertidores son categorizados basados en los tipos eléctricos de subsistemas, siendo estos AC (corriente alterna) o DC (corriente continua o directa).

Entonces:

- Un convertidor DC/AC interconecta un subsistema DC con un subsistema AC.
- Un convertidor DC/DC interconecta dos subsistemas DC.
- Un convertidor AC/AC interconecta dos subsistemas AC. Un ejemplo de esta configuración es la interconexión entre Argentina y Brazil. Esto se hace por medio de un sistema de transmisión que consta de 490 km de línea de 500 kV entre las dos subestaciones de Rincón de Santa María en el norte argentino y Itá en el Sur de Brazil. Como la frecuencia del SADI argentino es de 50 Hz y en Brazil este parámetro es de 60 Hz, la interconexión se realiza mediante un convertidor HVDC back to back en la estación de Garabi. Esta conexión tiene una potencia nominal de transferencia de 2,2 MW.

Basado en la clasificación anterior, los convertidores DC/AC y los AC/DC son equivalentes ya que, dependiendo del tipo de llave utilizada, el flujo de potencia puede ser intercambiable y ser transmitido en ambas direcciones. Si el flujo de potencia circula desde el lado AC al lado DC el convertidor es conocido como *rectificador*. En cambio, si sucede al revés, de DC a AC, se conoce como *inversor*.

Un convertidor DC/DC y un convertidor AC/AC son referidos como convertidor DC y convertidor AC respectivamente. El primero está compuesto por dos convertidores DC/AC que comparten su lado. Este último está compuesto por dos convertidores “back to back” AC/DC, pudiendo ser la unión directa o por medio de un “DC link” (bus de corriente continua).

De aquí en más definiremos a un sistema convertidor de potencia (o un sistema de conversión) a la composición de uno o más convertidores electrónicos de potencia y a su esquema de control.

2.2. Aplicaciones de los Convertidores de Potencia en Sistemas de Potencia

Las aplicaciones de los sistemas de conversión de alta potencia en los sistemas de potencia fueron limitados a sistemas de transmisión HVDC y en un menor alcance a compensadores estáticos (SVC) y sistemas de excitación de máquinas sincrónicas. Sin embargo, desde 1980 sus aplicaciones en los sistemas de potencia tanto en generación, transmisión y distribución de energía han ganado continuamente más atención, y esto se debe a las siguientes razones:

- Avances en la tecnología de la electrónica de potencia y la disponibilidad de varios tipos de llaves (semiconductores) para las aplicaciones de alta potencia.
- Constante mejora tecnológica de la microelectrónica que permite el procesamiento de señales y emplear estrategias de control para un rango variado de aplicaciones.
- Tendencias de los sistemas de potencia a necesitar cada vez más a los equipamientos basados en electrónica de potencia para solucionar sus problemas de sobrecarga y sub o sobretensiones, entre otros.

- El continuo crecimiento de la demanda que ha resultado en una utilización al límite de la capacidad instalada de la infraestructura de distribución.
- El cambio a la utilización de energía renovable. Esta moda ha ganado mucho terreno en el ámbito eléctrico gracias a la mejora en la viabilidad económica y tecnológica de los recursos renovables. Tales tipos de energías están interconectadas con el sistema por medio de convertidores electrónicos de potencia.

Gracias al desarrollo de nuevos conceptos de redes como las pueden ser las *microgrids* (micro redes), o *smart grids* (redes inteligentes), también indica que el rol y la importancia de los CEPs en los sistemas de potencia seguirá creciendo hacia el futuro.

Los roles futuros a los CEPs son los siguientes:

- Mejora de la eficiencia y fiabilidad de la infraestructura existente de generación, transmisión y distribución de energía.
- Integración a gran escala de energía renovable y sistemas de almacenamiento en las redes.
- Integración de recursos de energía distribuida (*distributed energy resources*), tanto generación distribuida y sistemas de almacenamiento, principalmente en niveles de tensión de subtransmisión y distribución.
- Maximización de la penetración de la energía renovable distribuida.

Los CEPs son actualmente utilizados en los sistemas de potencia en las siguientes aplicaciones:

- Filtrado activo: absorber o inyectar una componente de corriente o voltaje específica para mejorar la calidad de potencia del sistema de potencia.
- Compensación: la función de los CEPs estáticos es de aumentar la capacidad de transferencia de potencia de una línea, de maximizar la eficiencia de la transferencia de potencia, mejorar la estabilidad angular y de tensión, mejorar la calidad de energía y también alguna combinación de los objetivos anteriores. Ejemplos: FACTS (*flexible AC transmission systems*), STATCOM (*static synchronous compensator*), SSSC (*static synchronous series compensator*), IPFC (*inertie power flow controller*), UPFC (*unified power flow controller*), entre otros.
- Transferencia de potencia: La función principal de un CEP que cumple esta función es establecer la transferencia de potencia entre dos subsistemas eléctricos de una manera controlada. El CEP debe asegurar que ciertos requerimientos de los subsistemas sean satisfechos (frecuencia, tensión, factor de potencia, etc). Ejemplos: sistemas HVDC back to back, sistemas HVDC, convertidores AC/DC/AC que transmiten potencia de un sistema AC de un aerogenerador a una red AC, convertidores DC/AC que transmite potencia de una planta fotovoltaica a una red de alterna, entre otros.

2.3. Tipos de Llaves

Una llave de un CEP es un dispositivo semiconductor que permite o interrumpe el flujo de corriente a través de una rama del circuito, bajo la aplicación de una señal de compuerta o comando. En comparación a las llaves mecánicas las llaves de los CEPs:

- No poseen partes móviles, por ende, su vida útil se degrada mucho más lento.
- Son rápidas e idóneas para un accionamiento continuo y repetitivo.
- Tienen pérdidas de conmutación (switching) y de conducción (no son ideales).

2.3.1. Clasificación de llaves:

Las características de los CEPs dependen principalmente del tipo de llave semiconductor que se utiliza.

Llave incontrolable: el diodo de potencia es un semiconductor de dos capas, el cual es la única llave incontrolable. Esto se debe a que la interrupción y la conducción del diodo son exclusivamente debidas al circuito eléctrico al cual se conecta.

Llaves semicontrolables: El switch semicontrolable más utilizado es el rectificador controlado de silicio SCR: *silicione controlled recifier*). También conocido como tiristor, es un semiconductor de cuatro capas, y se dice que es semicontrolable ya que solo el momento en el cual comienza la conducción puede ser determinado por medio de una señal de disparo. Sin embargo, la interrupción de la conducción es determinada por el sistema eléctrico al cual el SCR está conectado.

Llaves completamente controlables: la conducción y la interrupción de la corriente son determinados por señales de disparo. Las llaves de este estilo más utilizadas son las siguientes:

- MOSFET (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*): el mosfet es un semiconductor de tres capas. Comparado con otras llaves semiconductoras completamente controladas, la corriente y el voltaje límite del MOSFET es bastante limitado. Debido a esto, se aplica en CEPs de baja potencia y alta frecuencia de conmutación.
- IGBT (*insulated-gate bipolar transistor*): el IGBT también es un semiconductor de tres capas. Es utilizado en una amplia variedad de aplicaciones en los sistemas eléctricos de potencia.
- GTO (*gate-turn-off Thyristor*): el GTO es estructuralmente un semiconductor de cuatro capas. Necesita un pulso relativamente grande de corriente negativa para apagarse. Debido a esto el GTO tiene un esquema de pérdidas considerable. Perdió mucho terreno de aplicaciones gracias al avance del IGBT.
- IGCT (*integrated gate-commutated Thyristor*): estructuralmente es un GTO con la mitigación de las pérdidas del apagado. Además, el IGCT tiene una pérdida menor en la condición de conducción y puede ser conmutada de manera más veloz

que un GTO. En los últimos años ha ganado una atención considerable en los CEPs debido a sus capacidades de tensión/corriente.

Luego, tenemos otra gran clasificación de llaves, que depende de su dirección de conducción.

- **Llaves unidireccionales:** este tipo de llaves solo puede conducir la corriente en una sola dirección. Cuando cesa la conducción de la llave y la onda de tensión cruza el cero, la llave asume una tensión inversa pero no conduce. Estas llaves unidireccionales pueden ser bipolares (simétricas) o unipolares (asimétricas). Las llaves bipolares pueden asumir un voltaje inverso relativamente alto. El tiristor es un ejemplo de una llave bipolar. En cambio, las llaves unipolares tienen una resistencia a la tensión inversa de ruptura muy baja, por ende, esos valores no pueden sobrepasarse ya que puede dañarse muy fácilmente el dispositivo semiconductor. Los GTO y los IGCT se encuentran comercialmente como llaves unipolares y bipolares.
- **Llave de conducción inversa:** estas llaves son creadas cuando se conecta a una llave unidireccional, sea unipolar o bipolar, un diodo en antiparalelo. De esta manera, una llave de conducción inversa puede ser considerada como una llave unipolar cuya tensión de ruptura inversa es aproximadamente la caída de tensión de un diodo en conducción. El IGBT y el MOSFET de potencia son ejemplos de este tipo de llaves.
- **Llaves bidireccionales:** estas llaves pueden conducir e interrumpir la corriente en ambos sentidos de circulación. Es una llave bipolar ya que en el estado de no conducción tiene que soportar tanto el voltaje directo y de ruptura inverso. Un ejemplo de este tipo de llaves son dos tiristores conectados en antiparalelo. No existe un dispositivo único que sea completamente controlable en ambos sentidos. Es debido a esto que la forma de lograrlo es por medio de dispositivos bipolares unidireccionales conectados en antiparalelo.

2.4. Tipo de CEPs

Un uso globalmente utilizado para categorizar los convertidores es basado en su proceso de conmutación. Tenemos dos grandes grupos:

- **Convertidores conmutados en línea (*Line-Commutated Converter*):** el sistema eléctrico de alterna dictamina el proceso de conmutación. Por ende, el proceso de conmutación comienza por la inversión de la polaridad de la tensión AC. El conversor de tiristores de 6 pulsos convencional, utilizado en los sistemas de transmisión HVDC, es un ejemplo de este tipo de convertidor.
- **Convertidor forzado (*Forced-Commutated Converter*):** para este tipo de convertidor, la transferencia de corriente de una llave hacia otra es un proceso completamente controlado. En este tipo de sistema, los switches deben ser completamente controlables (deben tener la posibilidad de cortar la conducción o “*gate-turn-off capability*”).

Este último tipo de convertidor es que se utilizará para la realización de este proyecto, ya que el objetivo es controlar la transferencia de potencia entre convertidores con el fin de mejorar las variables principales del sistema a operar.

2.4.1. Clasificación según la Corriente y Tensión Terminal.

Los convertidores DC/AC también pueden ser clasificados según la forma de tensión y corriente en el bus de DC. Es decir, un convertidor de corriente (current-sourced converter (CSC)) es un convertidor en el cual el bus de continua mantiene la polaridad en todo momento. En consecuencia, el flujo medio de potencia es determinado por la polaridad del voltaje de continua. Este bus de DC generalmente se conecta a una inductancia relativamente grande que mantiene la continuidad de la corriente.

En convertidor de tensión (voltage-source converter (VSC)) la polaridad de la tensión del lado de continua se mantiene invariante y el flujo de potencia es determinado por la polaridad de la corriente. Los terminales del bus de continua de los VSC son conectados a capacitores que se asemeja con una fuente de tensión. Este tipo de convertidor, en diferencia con el CSC, requiere llaves con capacidad de conducción inversa, como los IGBT e IGCT. En los viejos VSC se realizaba esto con una configuración en antiparalelo de un GTO y un diodo.

2.4.2. VOLTAGE-SOURCE CONVERTER (VSC) y sus Configuraciones

Con el fin de realizar control en ambas direcciones de un convertidor, en nuestro trabajo nos enfocaremos en el uso y la explotación de los sistemas basados en los VSC.

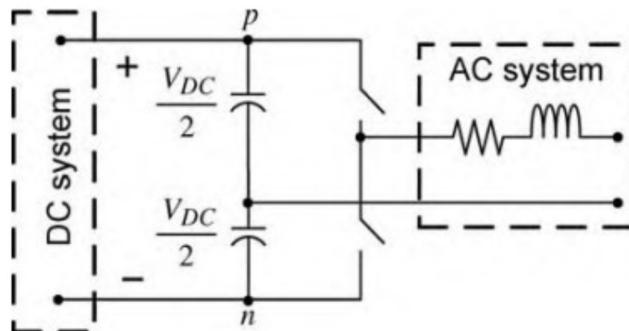


Fig. 1. Diagrama esquemático del VSC de media onda, monofásico y de dos niveles.

La Fig. 1 muestra el diagrama básico del VSC de media onda, monofásico y de dos niveles. Consiste en una celda de conmutación superior y una inferior. Cada celda está compuesta por una llave completamente controlable y unidireccional conectada con un diodo en antiparalelo (llaves como IGBT). El lado de continua que mantiene el nivel de tensión de la mitad del capacitor puede ser una fuente de continua, una batería o una configuración más compleja como el lado DC de un convertidor AC/DC. Se llama convertidor de dos

niveles porque puede adquirir el valor de tensión del nodo p o el nodo n, dependiendo el estado de conducción de las celdas. El nivel de tensión del lado de alterna es generalmente controlado mediante la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM).

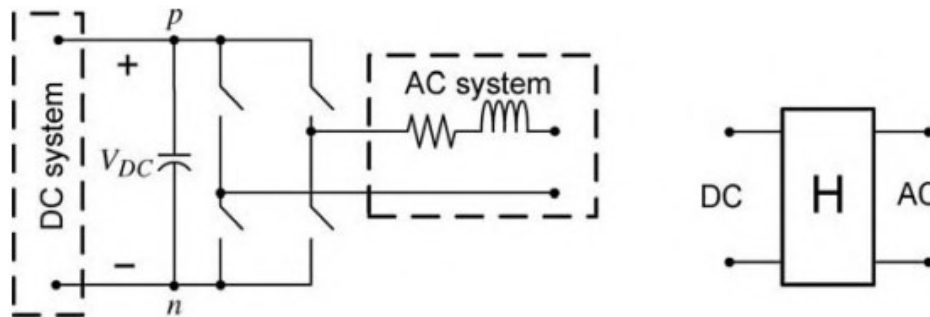


Fig. 2. (a) Diagrama esquemático de un VSC de onda completa, monofásico y de dos niveles. (b) Representación simbólica del convertor H (puente H).

Si el VSC de media onda es conectado en paralelo en sus lados de continua se obtiene el VSC de onda completa mostrado en la *Fig. 2*. Este convertido también es conocido como puente H.

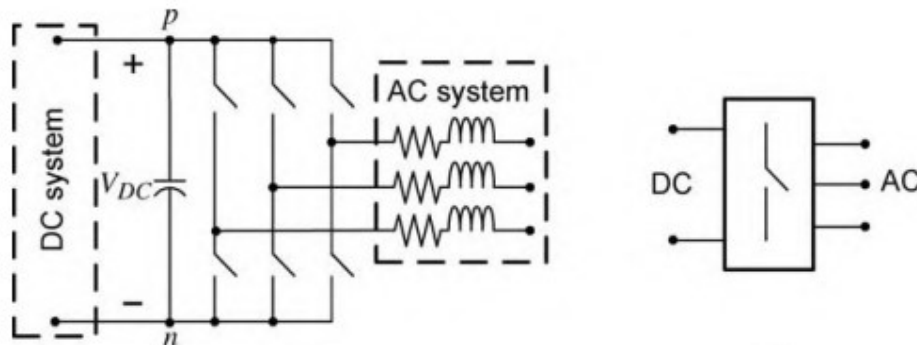


Fig. 3. (a) Diagrama esquemático de un VSC de onda completa, trifásico y de dos niveles. (b) Representación simbólica del VSC trifásico.

La *Fig. 3* muestra el diagrama de un VSC trifásico de dos niveles. En los sistemas de potencia, este convertidor se conecta a una red de AC mediante un transformador trifásico dedicado.

En las aplicaciones de alto voltaje, y alta potencia, los VSCs deben ser conectados en distintos tipos de arreglos ya que las celdas unitarias no pueden manejar los requerimientos de tensión/corriente. Podemos ver a continuación como las celdas se conectan en serie y/o paralelo para superar esta limitación y componer una configuración llamada válvula.

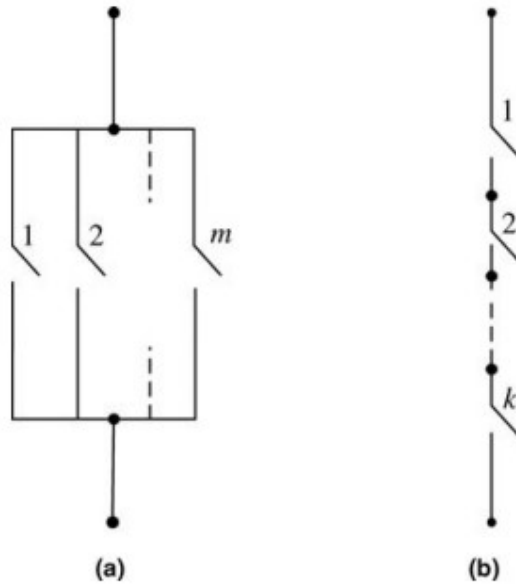


Fig. 4. Representación simbólica de una válvula compuesta por (a) m celdas conectadas en paralelo y (b) k celdas conectadas en serie.

El voltaje máximo permisible para un sistema VSC puede ser incrementado por la conexión en serie de VSC trifásicos, de dos niveles idénticos, para formar un VSC multimodulo. De esta manera, los VSC comparten el mismo capacitor del bus de continua.

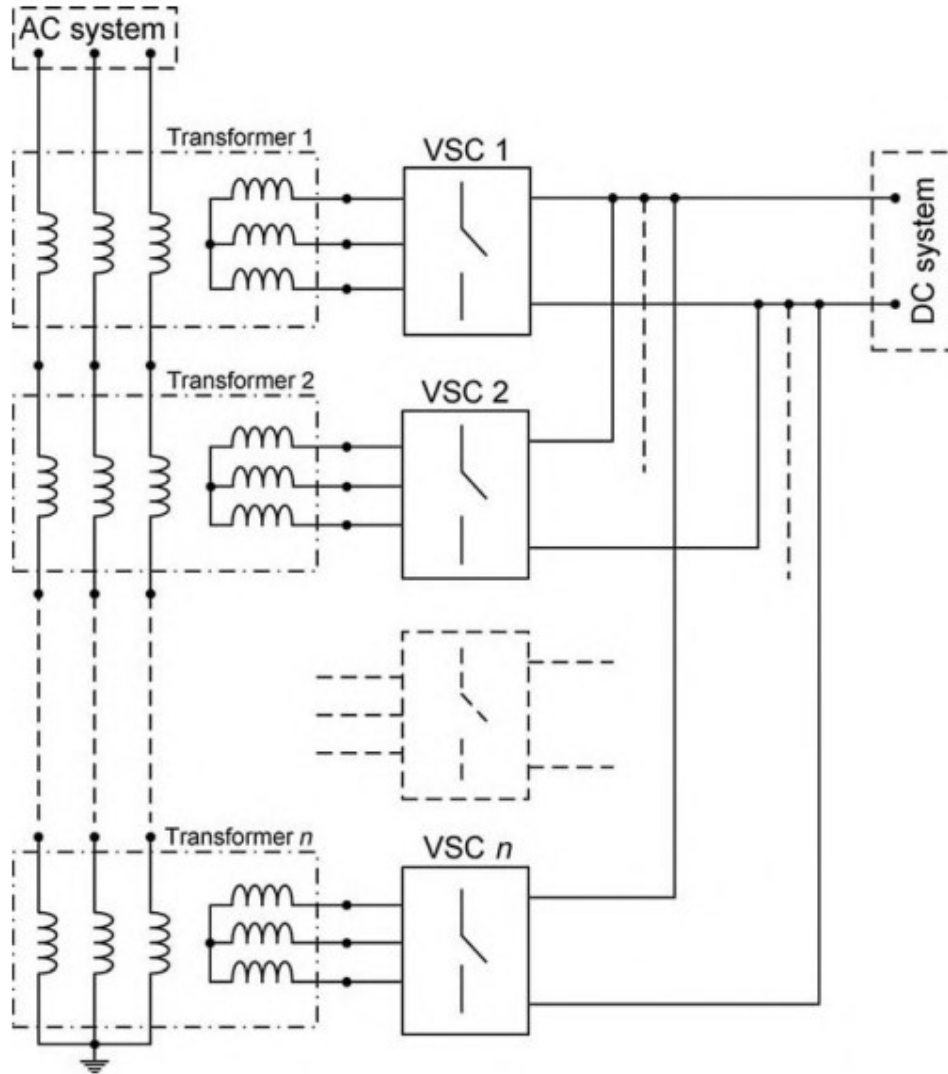


Fig. 5. Diagrama esquemático de un VSC multimodulo compuesto de n VSCs conectados en paralelo en su lado de DC.

2.5. Modulación por ancho de pulso (PWM).

Para explicar este método de disparo de las llaves, utilizaremos como ejemplo el convertidor de media onda que se muestra en la Fig. 6.

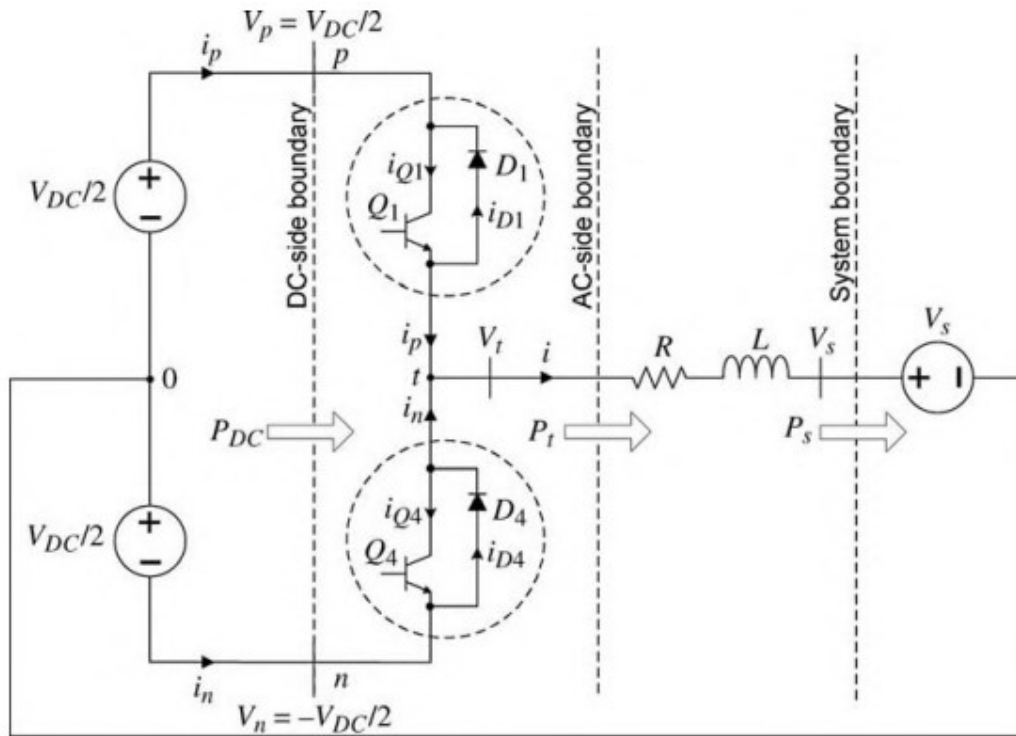


Fig. 6. Circuito de potencia del VSC de media onda simplificado.

Este puente convertidor opera basado en el disparo alternado de las llaves Q1 y Q4. La señal de apagado de Q1 y Q4 son emitidas mediante una estrategia de modulación de ancho de pulso (PWM). El PWM puede ser llevado a cabo mediante numerosas técnicas. Sin embargo, la estrategia más común es comparar una forma de onda triangular y periódica llamada “carrier”, y una forma de onda mucho más lenta en su frecuencia llamada “señal moduladora”. La señal del carrier tiene una forma de onda periódica de periodo T_s que alterna su valor entre el máximo y mínimo 1 y -1 . Las intersecciones del carrier y la señal de modulación determina los instantes de disparo de Q1 y Q4. El proceso del PWM se ilustra en la Fig. 7, donde la función de conmutación es definida como:

$$s(t) = \begin{cases} 1, & \text{si la llave es comandada a conducir} \\ 0, & \text{si la llave esta desactivada} \end{cases}$$

Entonces, como muestra la figura abajo, cuando la señal de modulación es mayor que la señal del carrier, una señal de disparo o conmutación es emitida para Q1, y la señal de encendido de Q4 es cancelada.

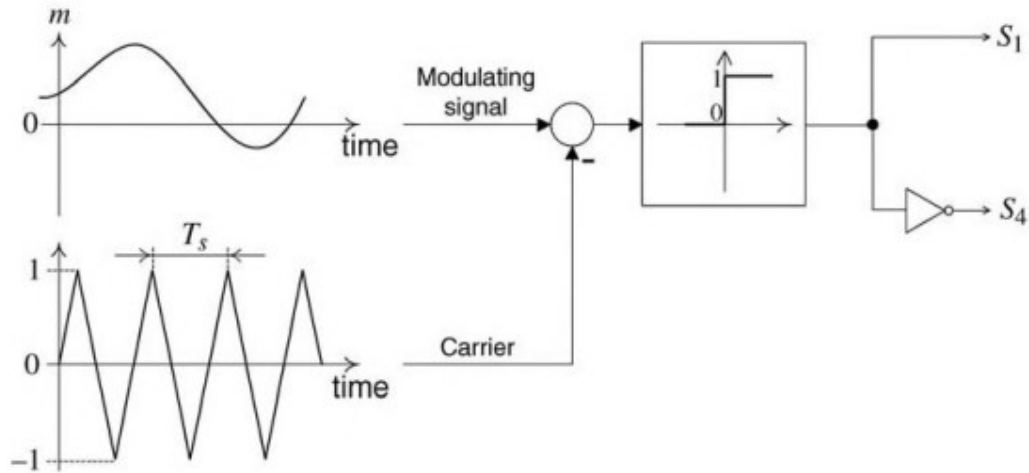


Fig. 7. Diagrama esquemático del mecanismo para generar pulsos de disparo para Q1 y Q4 por medio de un PWM.

Una vez que la señal de modulación es menor que la señal del carrier, la señal de encendido de Q1 es bloqueada cuando una señal de encendido para Q4 es emitida.

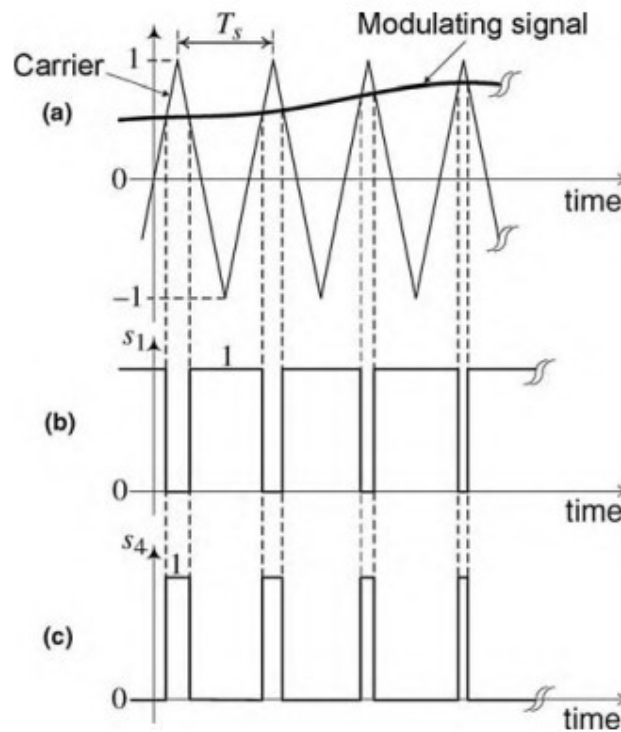


Fig. 8. Señales basadas en la estrategia PWM: (a) señales del carrier y la función de modulación; (b) función de conmutación de la llave Q1; (c) función de conmutación de la llave Q4.

En la Fig. 8 vemos en la parte b y c las formas de las funciones de disparo de Q1 y Q4, basadas en la estrategia de control del PWM.

3. Controles de CEPs.

3.1. Sistema de estudio para el diseño del control.

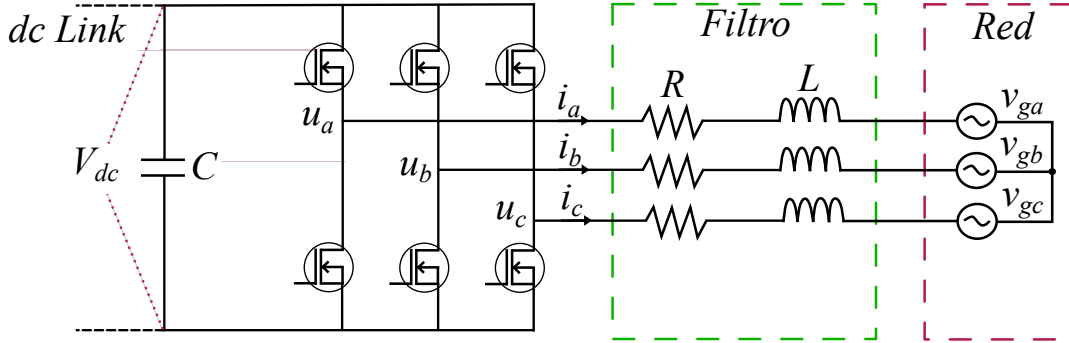


Fig. 9. VSC de dos niveles conectado a una red AC mediante un filtro RL.

La Fig. 9 un circuito simplificado de un VSC de dos niveles conectado a una red a través de un filtro RL. El lado del bus de continua puede ser conectado a una fuente de energía renovable o a un sistema de almacenamiento de energía con un capacitor C en paralelo.

Podemos expresar la relación de todos los parámetros del sistema como:

$$\begin{aligned} u_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{ga} \\ u_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_{gb} \\ u_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_{gc} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Donde v_{abc} , i_{abc} y u_{abc} son las tensiones de las tres fases de la red, las corrientes y las tensiones del VSC respectivamente. L y R son la inductancia y la resistencia del filtro.

Si a estas ecuaciones las queremos representar en el marco de referencia estacionario le aplicamos la transformada de Clark definida por:

$$T_{abc2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Si suponemos tensiones de red balanceada, las tensiones u_{abc} pueden ser expresadas como:

$$\begin{aligned}
u_\alpha &= Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + v_{g\alpha} \\
u_\beta &= Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + v_{g\beta}
\end{aligned}
\tag{3.3}$$

Donde ahora v, i y u están representados en el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$. Luego, presentamos la transformada de Park expresada como:

$$T_{\alpha\beta-dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}
\tag{3.4}$$

donde θ es el ángulo de fase usualmente calculado usando un PLL. En nuestro estudio el eje d siempre estará en coincidencia con el vector de tensión, y el eje q en cuadratura con el mismo, haciendo que $v_{gd} = V_g$ y $v_{gq} = 0$. Aplicando la transformada de Park (3.4) a las ecuaciones en el marco de referencia estacionario (3.3) obtenemos:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_d}{dt} &= -Ri_d + L\omega i_q + u_d - v_{gd} \\
L \frac{di_q}{dt} &= -L\omega i_d - Ri_q + u_q
\end{aligned}
\tag{3.5}$$

Donde v_{gd} y v_{gq} representan las tensiones de la red, i_d e i_q representan las corrientes de salida y u_d y u_q representan las tensiones del VSC en el marco de referencia rotativo dq . ω es la velocidad angular de la tensión de red y $\omega = 2\pi f$, donde f es la frecuencia de la tensión de red.

Definimos las potencias activas y reactivas instantáneas del VSC en el marco de referencia estacionario como:

$$\begin{aligned}
P &= \frac{3}{2} (v_{g\alpha} i_\alpha + v_{g\beta} i_\beta) \\
Q &= \frac{3}{2} (v_{g\beta} i_\beta - v_{g\alpha} i_\alpha)
\end{aligned}
\tag{3.6}$$

Podemos expresar P y Q en base a las tensiones de la red y las corrientes de salida del VSC diferenciando las ecuaciones expresadas anteriormente:

$$\begin{aligned}
\frac{dP}{dt} &= \frac{3}{2} \left(i_\alpha \frac{dv_{g\alpha}}{dt} + v_{g\alpha} \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{dv_{g\beta}}{dt} + v_{g\beta} \frac{di_\beta}{dt} \right) \\
\frac{dQ}{dt} &= \frac{3}{2} \left(i_\alpha \frac{dv_{g\beta}}{dt} + v_{g\beta} \frac{di_\alpha}{dt} - i_\beta \frac{dv_{g\alpha}}{dt} + v_{g\alpha} \frac{di_\beta}{dt} \right)
\end{aligned}
\tag{3.7}$$

Considerando una red balanceada y sin distorsiones, obtenemos las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}v_{g\alpha} &= V_g \cos(\omega t) \\v_{g\beta} &= V_g \text{sen}(\omega t)\end{aligned}\tag{3.8}$$

Donde V_g es la amplitud de la tensión de red. Luego, la variación de la tensión de red puede obtenerse diferenciando las ecuaciones de arriba:

$$\begin{aligned}\frac{dv_{g\alpha}}{dt} &= -\omega V_g \text{sen}(\omega t) = -\omega v_{g\beta} \\ \frac{dv_{g\beta}}{dt} &= \omega V_g \cos(\omega t) = \omega v_{g\alpha}\end{aligned}\tag{3.9}$$

Reemplazando (3.3) y (3.9) en (3.7) obtenemos las ecuaciones en el espacio de estados de las potencias activas y reactivas:

$$\begin{aligned}\frac{dP}{dt} &= -\frac{R}{L}P - \omega Q + \frac{3}{2L}(v_{g\alpha}u_\alpha + v_{g\beta}u_\beta - V_g^2) \\ \frac{dQ}{dt} &= \omega P - \frac{R}{L}Q + \frac{3}{2L}(v_{g\beta}u_\alpha - v_{g\alpha}u_\beta)\end{aligned}\tag{3.10}$$

Según (3.10), las dinámicas del VSC con un filtro RL es un sistema MIMO variable en el tiempo. Podemos definir:

$$\begin{bmatrix}u_P \\ u_Q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}v_{g\alpha}u_\alpha + v_{g\beta}u_\beta \\ -v_{g\beta}u_\alpha + v_{g\alpha}u_\beta\end{bmatrix}\tag{3.11}$$

Basado en (3.8) podemos representar a (3.11) como:

$$\begin{bmatrix}u_P \\ u_Q\end{bmatrix} = V_g \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix}u_\alpha \\ u_\beta\end{bmatrix}\tag{3.12}$$

Basado en (3.12) podemos escribir al sistema original (3.10) como:

$$\begin{aligned}\frac{dP}{dt} &= -\frac{R}{L}P - \omega Q + \frac{3}{2L}(u_P - V_g^2) \\ \frac{dQ}{dt} &= \omega P - \frac{R}{L}Q - \frac{3}{2L}u_Q\end{aligned}\tag{3.13}$$

Como el sistema en (3.5) está definido con el eje d alineado siempre con el fasor de tensión y el eje q en cuadratura con el mismo, recordamos que $v_{gd} = V_g$ y $v_{gq} = 0$.

Consecuentemente las potencias activas y reactivas en el marco de referencia dq pueden definirse como:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} V_g i_d \\ Q &= -\frac{3}{2} V_g i_q \end{aligned} \quad (3.14)$$

Si multiplicamos ambos lados de (13) por $(2/3 V_g)$ obtenemos un nuevo subsistema:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{1}{L} (u_d - V_g) \\ \frac{di_q}{dt} &= -\omega i_d - \frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} u_q \end{aligned} \quad (3.15)$$

Así obtenemos el modelo convencional de corrientes en el marco de referencia dq. Veremos a continuación formas de realizar control de este VSC por medios de estrategias distintas.

3.2. Control VCC

3.2.1. Desarrollo

El *Vector Current Control* (VCC) es una técnica de control utilizada en una gran variedad de sistemas de control de variables alternas. Una aplicación muy difundida es el control de motores eléctricos de corriente alterna para lograr una variación precisa del par y la velocidad. El objetivo principal de este control es generar corrientes de fase en el motor que sean proporcionales y ortogonales a un vector de referencia, lo que permite controlar tanto la magnitud como la dirección de la corriente de cada fase.

Al controlar de manera precisa las corrientes de fase, podemos controlar la verdadera variable que queremos manipular. En nuestro caso, podremos controlar las potencias activas y reactivas que inyectan o consumen los VSC hacia o desde la red de AC.

Diseño de VCC en el marco de referencia d-q.

Diseñamos un controlador convencional, consistiendo de un controlador feedforward y uno feedback para regular las corrientes en d-q. Primero definimos los errores de las corrientes como:

$$\begin{aligned} e_{i_d} &= i_{dref} - i_d \\ e_{i_q} &= i_{qref} - i_q \end{aligned} \quad (3.16)$$

Donde i_{dref} e i_{qref} son las referencias de corriente en el marco dq. Un controlador feedforward y feedback es diseñado como:

$$\begin{aligned} u_d &= V_g - L\omega i_q + L v_{i_d} \\ u_q &= L\omega i_d + L v_{i_q} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Donde v_{i_d} y v_{i_q} son las entradas del controlador feedback. Para obtener un error nulo en estado estacionario se aplica un controlador PI a estas variables:

$$\begin{aligned} v_{i_d} &= K_{idP}e_{id} + K_{idI} \int_0^t e_{id}(\tau) d\tau \\ v_{i_q} &= K_{iqP}e_{iq} + K_{iqI} \int_0^t e_{iq}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (3.18)$$

Donde cada K es una ganancia del controlador. Para el diseño de las ganancias del controlador, se obtiene un sistema de lazo cerrado reemplazando (3.16) en (3.18) y luego en (3.15):

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L}i_d + K_{idP}(i_{dref} - i_d) + K_{idI} \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L}i_q + K_{iqP}(i_{qref} - i_q) + K_{iqI} \int_0^t (i_{qref} - i_q) dt \end{aligned} \quad (3.19)$$

Si diferenciamos (3.19) es cambiado a un sistema de orden 2:

$$\begin{aligned} \frac{d^2i_d}{dt^2} &= -\frac{R}{L} \frac{di_d}{dt} + K_{idP} \frac{d(i_{dref} - i_d)}{dt} + K_{idI}(i_{dref} - i_d) \\ \frac{d^2i_q}{dt^2} &= -\frac{R}{L} \frac{di_q}{dt} + K_{iqP} \frac{d(i_{qref} - i_q)}{dt} + K_{iqI}(i_{qref} - i_q) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (3.20):

$$\begin{aligned} s^2i_d &= -\frac{R}{L}si_d + K_{idP} s(i_{dref} - i_d) + K_{idI}(i_{dref} - i_d) \\ s^2i_q &= -\frac{R}{L}si_q + K_{iqP}(i_{qref} - i_q) + K_{iqI}(i_{qref} - i_q) \end{aligned} \quad (3.21)$$

O, si lo representamos en forma de función transferencia:

$$\begin{aligned} \frac{i_d(s)}{i_{dref}(s)} &= \frac{K_{idP}s + K_{idI}}{s^2 + \left(K_{idP} + \frac{R}{L}\right)s + K_{idI}} \\ \frac{i_q(s)}{i_{qref}(s)} &= \frac{K_{iqP}s + K_{iqI}}{s^2 + \left(K_{iqP} + \frac{R}{L}\right)s + K_{iqI}} \end{aligned} \quad (3.22)$$

El controlador PI puede ser sintonizado en base a sistemas tradicionales de segundo orden.

Esta representación por medio de ecuaciones se puede visualizar en el diagrama de bloques de la Fig. 10. Vemos la parte superior derecha que corresponde a la red de alterna a la cual se conectara el VSC, la parte superior izquierda que representa el VSC, y la parte de control donde se plasma la estrategia de control VCC.

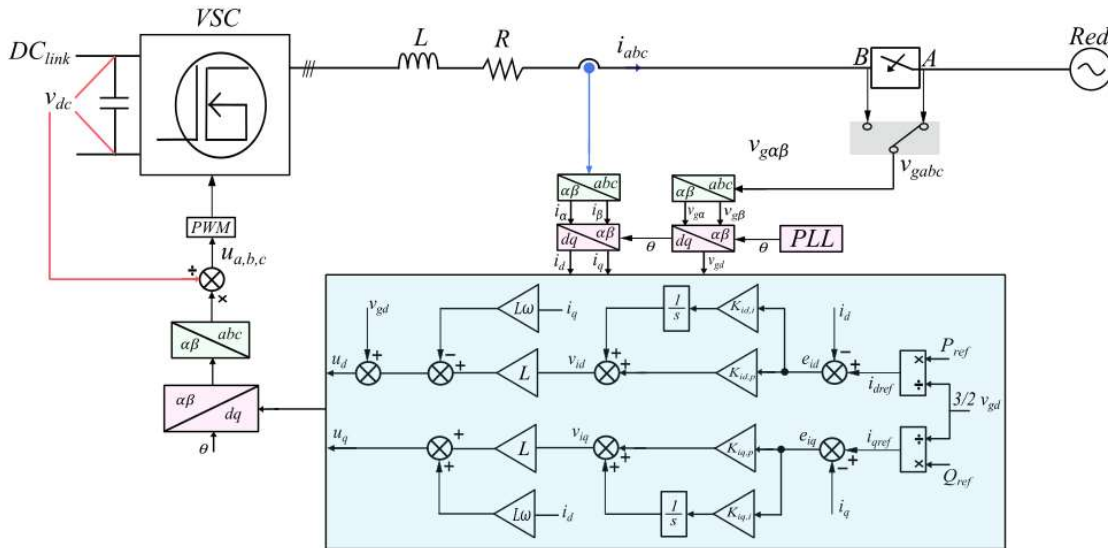


Fig. 10. Esquema de control VCC para VSC acoplado a una red de CA.

Ajuste de PI:

A partir de la ecuación (3.22) igualamos el denominador con la forma normalizada de una ecuación transferencia de orden 2:

$$s^2 + \left(K_{idP} + \frac{R}{L}\right)s + K_{idI} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.23)$$

Igualando termino a término:

$$\begin{aligned} K_{idI} &= \omega_n^2 \\ K_{idP} + \frac{R}{L} &= 2\xi\omega_n \end{aligned} \quad (3.24)$$

Quedando así:

$$\begin{cases} K_{idl} = \omega_n^2 \\ K_{idp} = 2\xi\omega_n - \frac{R}{L} \end{cases} \quad (3.25)$$

A continuación, realizamos un estudio de la influencia de los distintos parámetros de la función transferencia normalizada, con el fin de seleccionar los mismos, y luego refinarlos mediante simulaciones.

En una primera instancia, analizaremos la función transferencia de la corriente en el eje d , considerando que lo mismo aplicara para el eje q . Se analizará si es posible considerar la función transferencia de nuestro sistema, la cual es un PDT2, como un PT2. Es decir, evaluando el efecto del cero en de nuestra función.

Como primer paso, separaremos la función de la ecuación (3.22) como la suma de un PT2 y un DT2, como se aprecia a continuación:

$$\frac{i_d(s)}{i_{dref}(s)} = \frac{K_{idp}s + K_{idl}}{s^2 + \left(K_{idp} + \frac{R}{L}\right)s + K_{idl}} = \frac{K_{idl}}{s^2 + \left(K_{idp} + \frac{R}{L}\right)s + K_{idl}} + \frac{K_{idp}s}{s^2 + \left(K_{idp} + \frac{R}{L}\right)s + K_{idl}} \quad (3.22)$$

En la Fig. 11 se muestran dos gráficas. En cada una se presenta la respuesta al escalón del PT2, DT2, y de la función transferencia de la planta, PDT2, para dos ajustes distintos. Es posible observar que el aporte del DT2 es significativo, por lo que no será posible despreciar el efecto del cero en nuestro sistema.

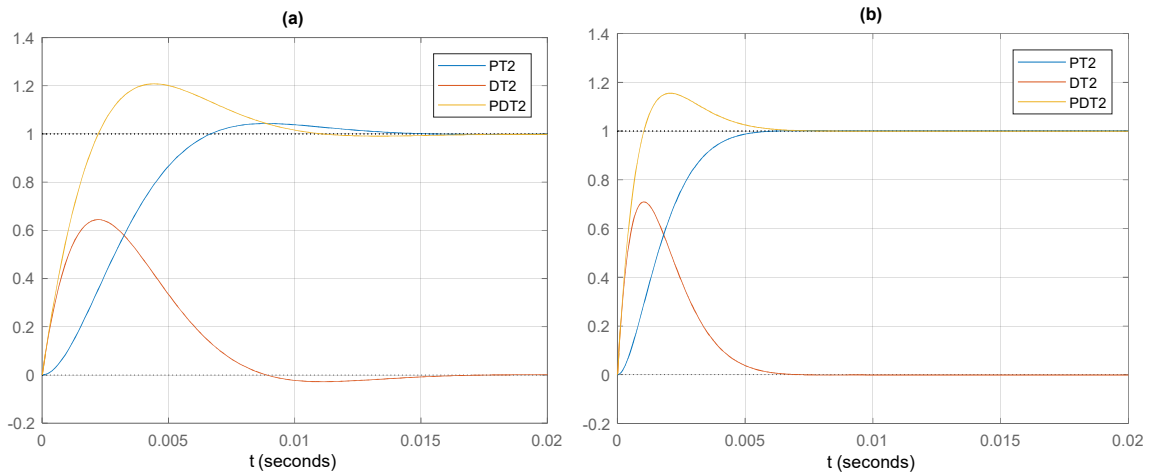


Fig. 11. Gráficas comparativas de PT2, DT2, y PDT2. (a) $\xi = 0.71$ $\omega_n = 500$
 (b) $\xi = 0.9$ $\omega_n = 1000$.

Para el ajuste de nuestra planta nos basaremos en el tiempo de respuesta al 2% y el sobre valor de primera oscilación. El tiempo de respuesta al 2% es tiempo en que el sistema se encuentra dentro de una banda del 2% del valor de régimen permanente, mientras que el sobre valor de primera oscilación es el valor alcanzado en el primer pico de oscilación, que representa el valor máximo alcanzado por nuestra variable en su respuesta al escalón.

En la Fig. 12 se representan dos graficas de la respuesta temporal al escalón unitario de nuestro sistema para distintos valores de amortiguamiento y frecuencia natural.

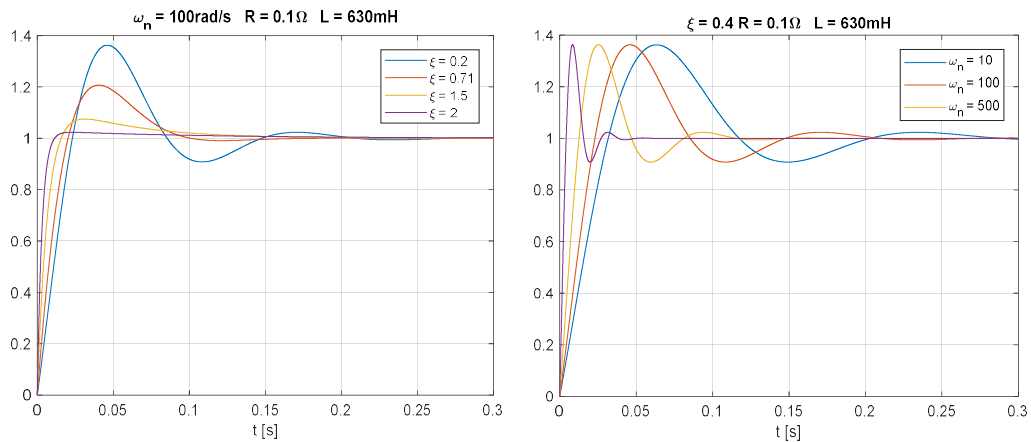


Fig. 12. Respuesta al escalón unitario. (a) Variación de ξ (b) Variación de ω_n .

En la Fig. 13 se calcula el tiempo de respuesta al 2%, $Tr_{2\%}$, para distintos valores de amortiguamiento ξ y ω_n . Basándonos en un criterio practico. [1] [2]

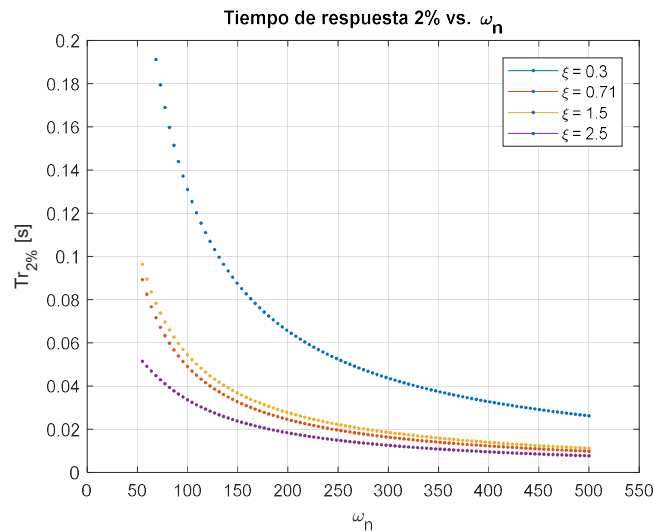


Fig. 13. Tiempo hasta llegar al 2% de valor de régimen permanente variando ξ .

Como puntapié inicial se decidió adoptar los valores de los parámetros como los siguiente:

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} ; \quad \omega_n = 500$$

Luego se ajustó experimentalmente los parámetros mencionados arriba.

Por otro lado, para las simulaciones de prueba de concepto se decidió ajustar el control en del eje q con los mismos valores que en eje d.

$$K_{iqI} = K_{idI} ; \quad K_{iqP} = K_{idP}$$

3.2.2. Modelo en señal

En todas nuestras estrategias de control, nuestro primer paso será representar al VSC en su modelo en señal. Esto significa realizar varias simplificaciones, con el fin de obtener un importante ahorro computacional. Resulta beneficioso a la hora de simular debido a que se logra:

- Importante reducción de tiempo de simulación.
- Fácil apreciación de los resultados.
- Eliminación completa de armónicos y efectos de conmutación del inversor y el PWM.
- Posibilidad de generar submodelos de Simulink para la posterior utilización de los mismo como bloques en sistemas más grandes.

Consideraciones:

a) Debemos generar un modelo en señal de la red de AC para así evitar utilizar los modelos de R y L de la librería *simpowersystems* de Simulink.

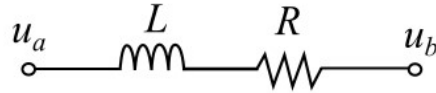


Fig. 14. Sistema RL.

A partir de la Fig. 14, planteamos las ecuaciones del sistema:

$$u_b - u_a - \frac{\psi_L}{L}R = \dot{\psi}_L \quad (3.27)$$

Basta simplemente con representar la ecuación anterior como un diagrama de bloques:

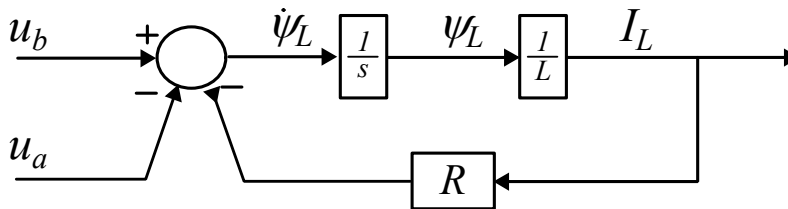


Fig. 15. DB de línea RL.

A partir de la Fig. 15, podemos crear un subsistema que lo contenga y utilizarlo como un bloque unidad en una red mucho más amplia.

b) Por parte de la red de AC, la misma es modelada como una red de potencia infinita. Esto se logra por medio de fuentes de tensión ideales.

c) Se toma la salida del control VCC de potencia como la tensión de alimentación. Los parámetros de salida u_d y u_q son transformados al marco de referencia abc y estas son utilizadas como las tensiones del inversor. De esta manera podemos obviar la actuación del PWM y el modelo del inversor conmutado de la librería de Simulink, generando un verdadero sistema en señal.

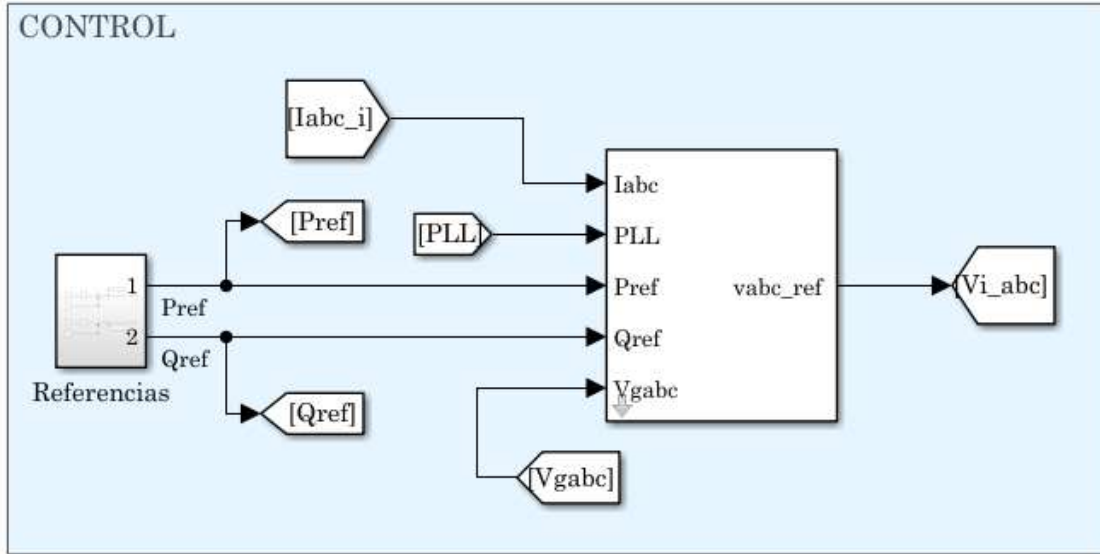


Fig. 16. Mascara de control, referencias de P y Q.

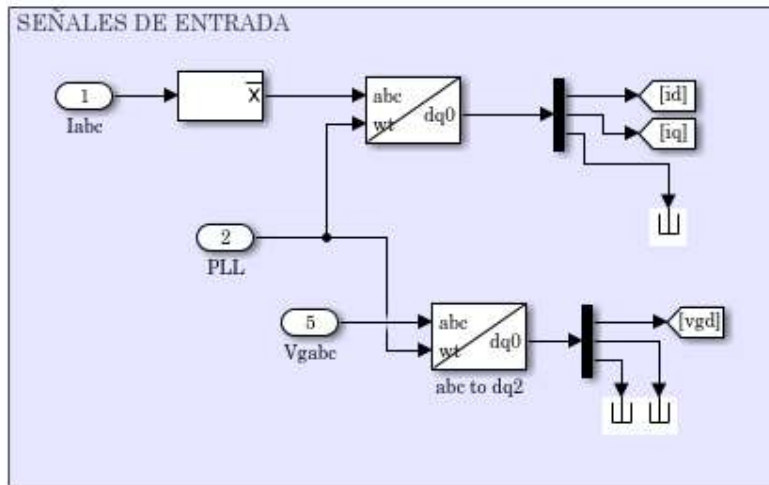


Fig. 17. Señales de control. I_{abc} y V_g en el marco dq .

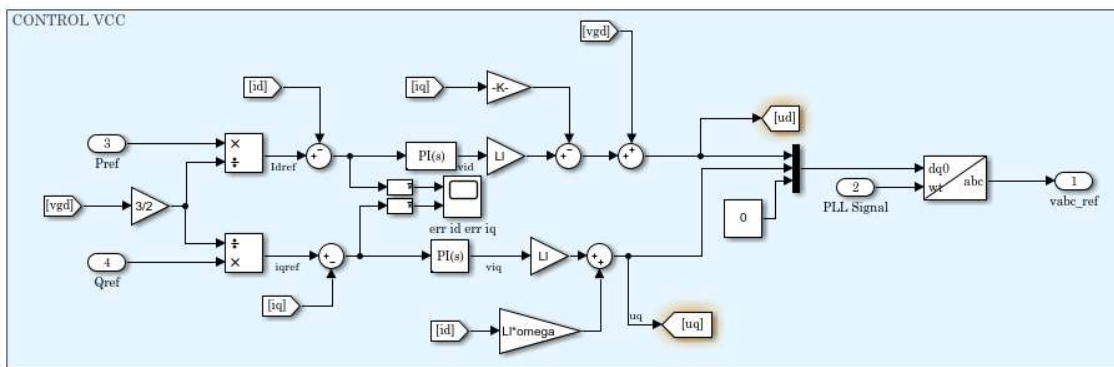


Fig. 18. Estrategia de control VCC.

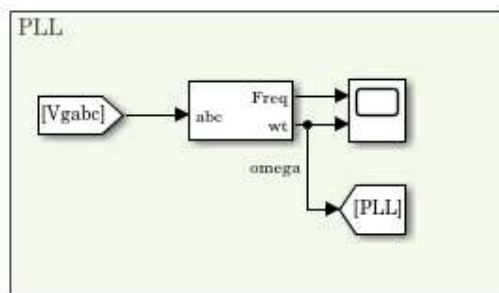
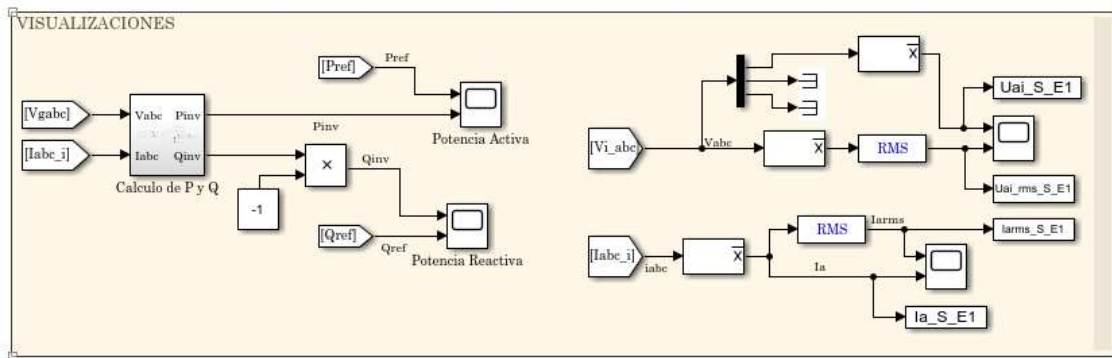
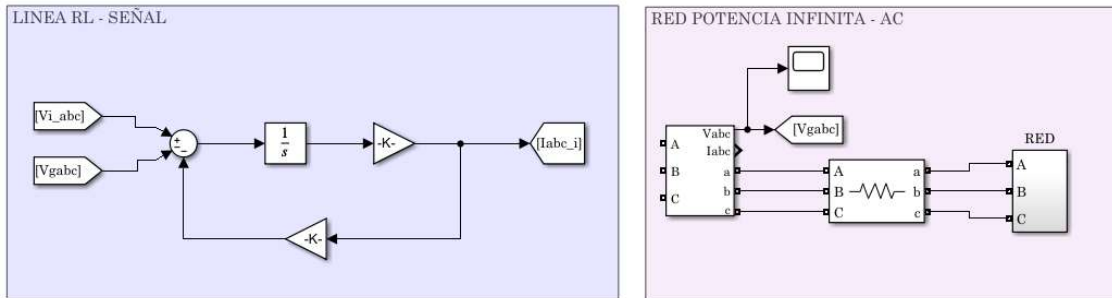


Fig. 19. (a) Izquierda. DB de línea RL. (b) Derecha. Red de potencia infinita.

Fig. 20. Visualización de resultados.

Fig. 21. PLL (Phase locked loop).

En este caso de estudio, el cual denominamos *CASO 1*, tenemos las siguientes referencias de potencia activa y reactiva:

- Ambas referencias empiezan en 0.
- En $t = 0,25$, se aplica una rampa de P hasta $P = 500 \text{ kW}$ en un tiempo de 0,25 seg.
- En $t = 0,75$, se aplica una rampa de Q hasta $Q = 250 \text{ kVAR}$ en un tiempo de 0,25 seg.
- En $t = 1,25$, se aplica un escalón de $P = -50 \text{ kW}$. $P_{final} = 450 \text{ kW}$.
- En $t = 1,5$, se aplica un escalón de $Q = -75 \text{ kVAR}$. $Q_{final} = 175 \text{ kVAR}$.
- $t_{sim} = 1,75$.

Resultados:

En la Fig. 22 se observa la evolución de la potencia activa que entrega el inversor con respecto a la referencia.

La respuesta del control VCC tanto a referencias de tipo rampa como a escalones bruscos de potencia es instantánea y con un sobrevolador de primera oscilación más que aceptable, teniendo solo un mínimo error del orden de 0,1% cuando hablamos de la rampa, y un máximo de 2,23% cuando se le aplica un escalón brusco.

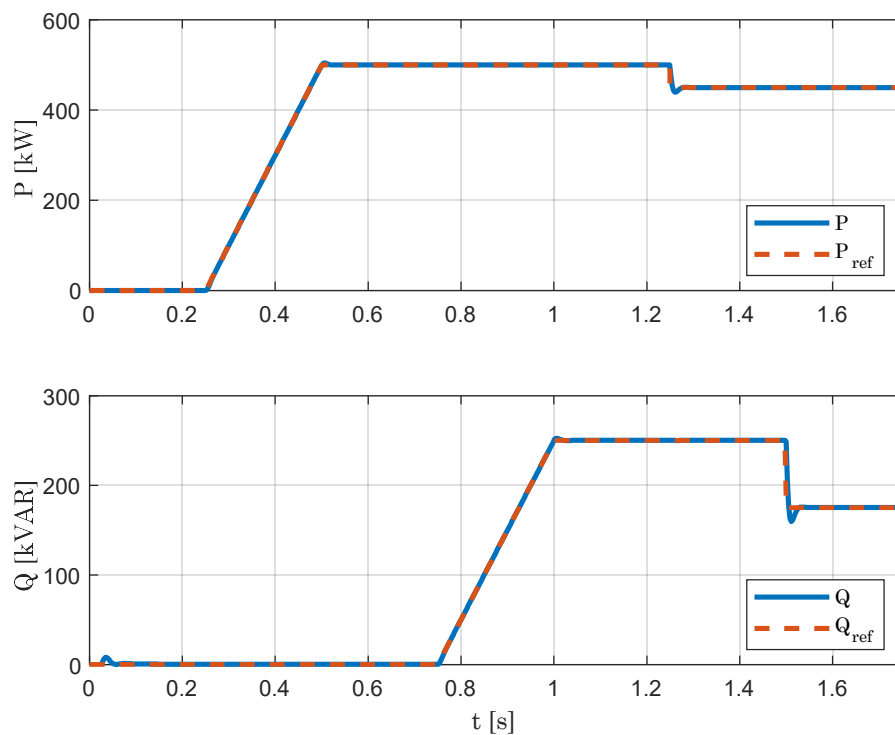


Fig. 22. (a) Superior. Potencia activa P y P_{ref} . (b) Inferior. Potencia reactiva Q y Q_{ref} .

Por parte de la potencia reactiva, vemos la misma respuesta del inversor a las referencias de nuestro set point.

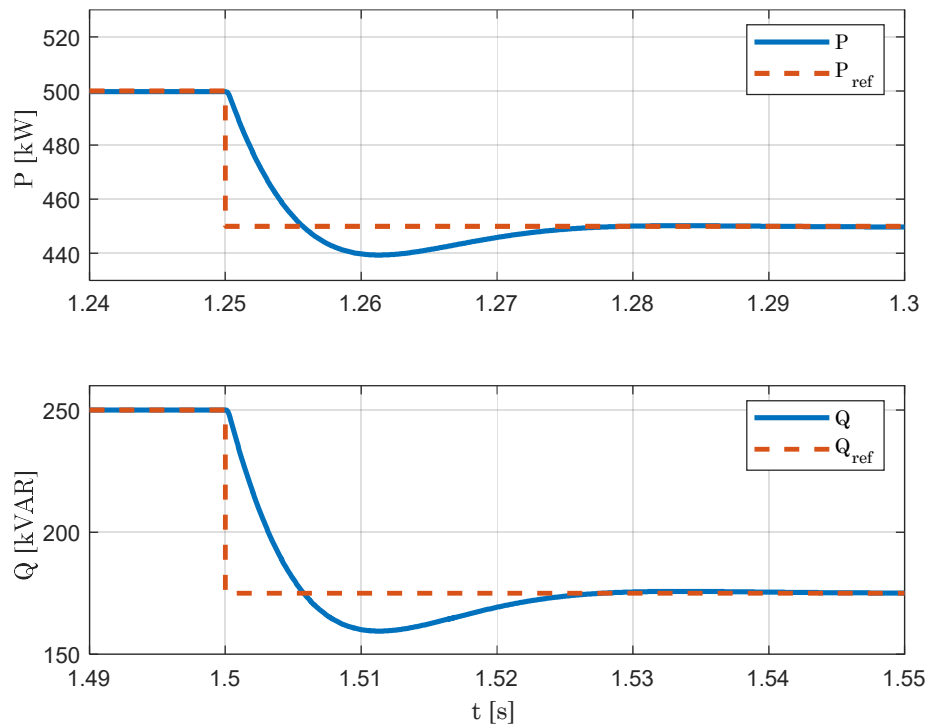


Fig. 23. (a) Superior. P y P_{ref} , respuestas al escalón (Zoom). (b) Inferior. Q y Q_{ref} , respuestas al escalon (Zoom).

A continuación, vemos las características de la tensión del inversor en la Fig. 24. La primera es redundante de remarcar, pero es la variación del nivel de tensión en los momentos de los cambios en las referencias de potencia. Esto se aprecia tanto en la tensión senoidal de primer subfigura (representada en sus valores en por unidad), como en el valor RMS de la misma representada en la segunda subfigura (la tensión RMS representada es el de la fase A).

La segunda característica es que la tensión es perfectamente senoidal. Esto era de esperar, ya que no estamos representando el inversor en su forma conmutada. Esto puede verse más claramente si le hacemos un acercamiento a la forma de onda de la tensión como se muestra en la Fig. 25. Recordemos que este modelo es estrictamente en señal.

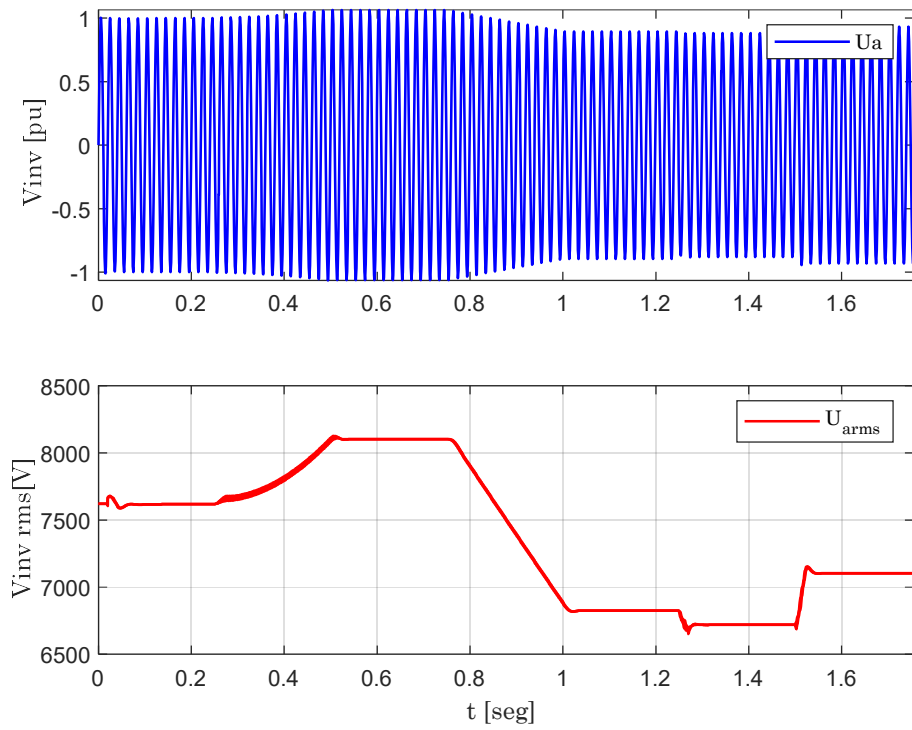


Fig. 24. (a) Superior. Tensión de la fase a del VSC en por unidad. (b) Inferior. Tension RMS de la fase a.

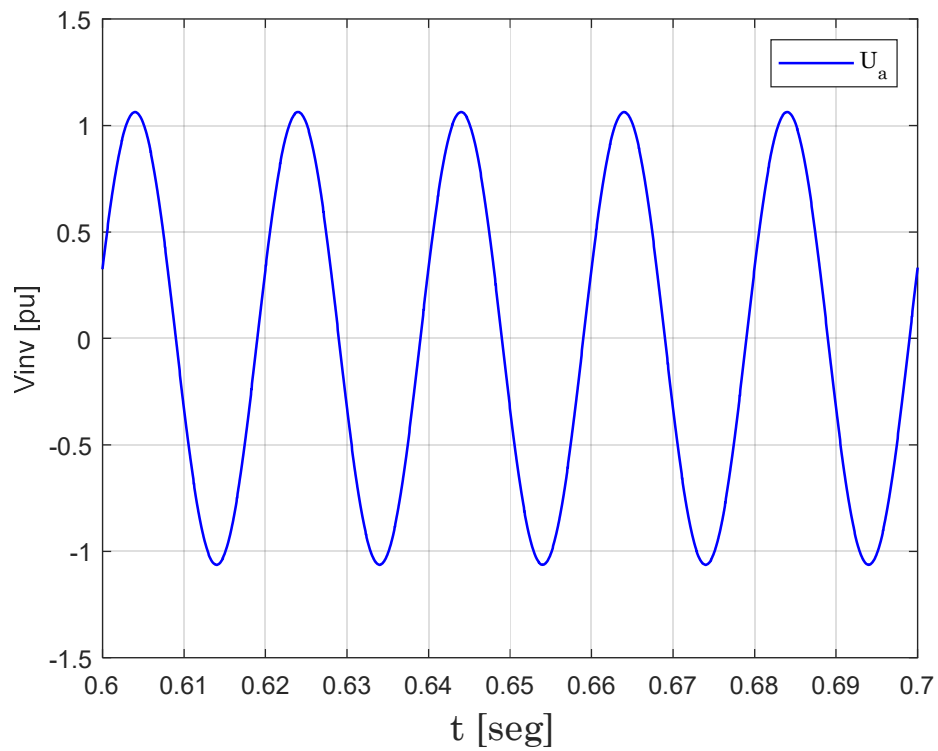


Fig. 25. Tensión en la fase a del VSC (Zoom).

La corriente es consecuencia de la tensión aplicada por el inversor. La respuesta de la misma está atada a la forma de onda de la tensión, y por ende vemos que es perfectamente senoidal (se aprecia aún más en la última imagen de esta sección, que se muestra el acercamiento de la corriente de las tres fases del inversor). La corriente RMS retrata la respuesta de la corriente a las referencias de potencia del caso 1.

Hasta el segundo 0,25, la corriente es nula ya que las referencias de potencia se encuentran ambas en 0.

Contrastaremos luego, las diferencias de estas variables cuando utilizemos el modelo conmutado.

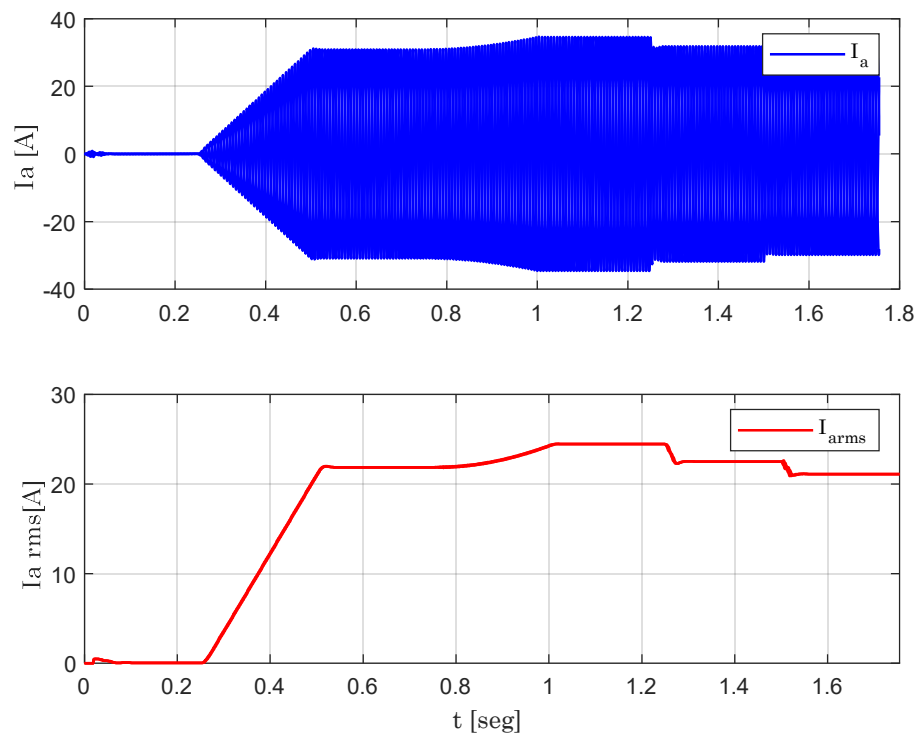


Fig. 26. (a) Superior. Corriente de la fase a del VSC. (b) Inferior. Corriente RMS de la fase a.

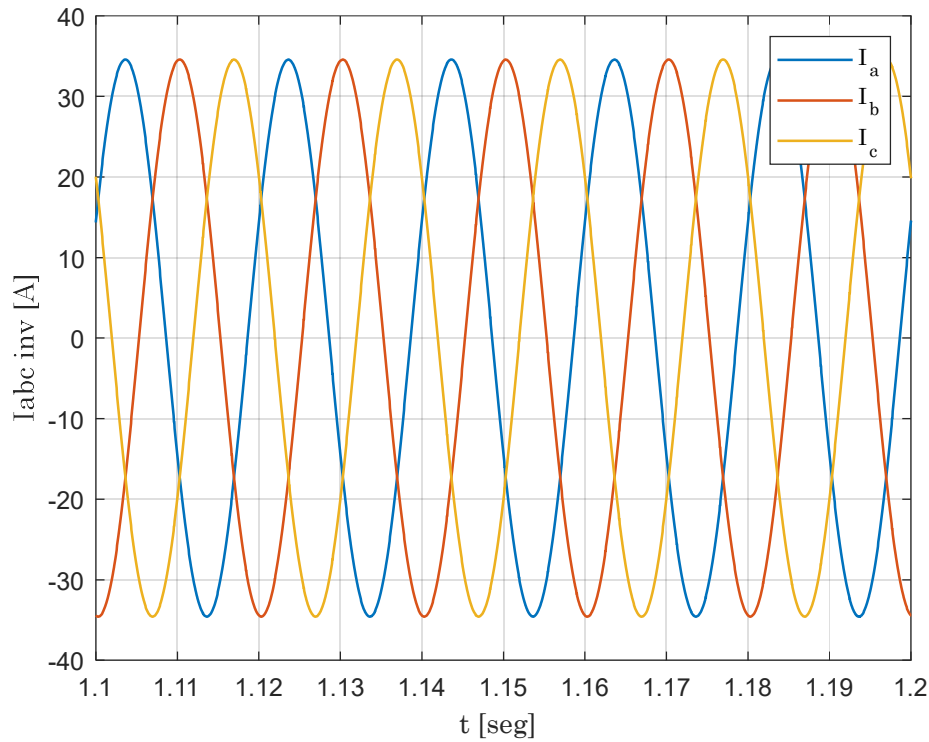


Fig. 27. Corrientes abc del VSC (Zoom)

3.2.3. Modelo conmutado

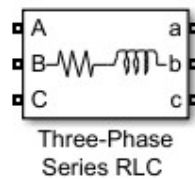
Para validar el control utilizado en el modelo en señal, ahora utilizaremos todos los elementos brindados por Simulink en su librería *sympowersystems*.

En el caso del sistema conmutado:

- El tiempo de simulación es considerable (2 a 6 minutos para una simulación de 5 segundos).
- Resultados con un fuerte contenido de armónicos.

Consideraciones:

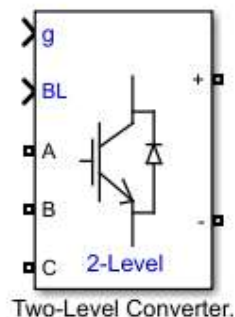
- a) Para el modelado de líneas RL se utilizará el bloque general de la librería Simulink.



b) La red de AC sigue siendo la misma que en el modelo en señal. Se interconecta con el VSC por medio de una R de muy bajo valor por cuestiones del método de resolución numérico de Simulink.

c) La señal de salida u_d y u_q del control VCC ahora son transformados al marco de referencia abc y estas tensiones ingresan al PWM para poder generar la referencia de disparo para nuestro VSC.

El inversor a utilizar es el que se encuentra en la librería de *Power Electronics de Simscape/Power Systems*. El mismo es el que se denomina como convertor de dos niveles.



Dentro del modelo del convertor pueden configurarse los parámetros conocidos de las llaves de conmutación (tensión directa de conducción, $R_{s\text{ubber}}$, $C_{s\text{ubber}}$, R_{on}) y también el parámetro más importante para nosotros que es denominado *Tipo de Modelo*:

- *Switching Devices*: este convertor es modelado con pares de IGBT/Diodos controlados por pulsos de disparo producidos por un PWM. Este modelo representa la simulación más exacta de un inversor real.
- *Switching function*: el convertor es modelado por una función de switcheo predeterminada por usuario. Las llaves son reemplazadas por dos fuentes de tensión y dos diodos en el lado de alterna con dos fuentes de corriente en el lado de continua. El convertor es controlado por disparos producidos por un PWM (señales 0/1) o por pulsos de disparo medios de un periodo especificado (PWM averaging: señales entre 0 y 1). Ambos modos producen armónicos normalmente generados por un convertor controlado por medio de un PWM. Este modelo es adecuado para simulaciones en tiempo real.

- *Average model (Uref-controlled)*: El convertor es modelado con una función de switcheo directamente controlada con una señal de referencia de voltaje (U_{ref}). El PWM no es requerido (eliminamos los armónicos de conmutación).
- *Average model (Uref-controlled, no rectifier mode)*: Este bloque usa una fuente de tensión directamente controlada por la referencia del modelo del controlador.

Para convalidar nuestra estrategia de control utilizaremos el modo switchig devices. Una alternativa también válida, la cual fue investigada durante la realización de este proyecto (no mostrada en el informe) es la utilización del modelo promediado. De esta manera, el inversor sigue una referencia de tensión, brindada por la estrategia de control elegida, pero nos da como resultado una tensión de salida libre de armónicos y ruido por la conmutación de las llaves. Estamos de esta manera trabajando con un modelo en señal, pero utilizando un bloque de *power systems*.

Al utilizar el modo conmutado del inversor, tendremos un gran componente de armónico en la tensión de salida del VSC. No se utilizarán filtros para amortiguar estos efectos. La única limitante en todas las estrategias de control de este fenómeno es la línea RL de acoplamiento entre el VSC y la red (que a su vez actúa como un filtro RL).

Para este caso, repetiremos el *CASO 1* del estudio anterior con el modelo en señal. Las referencias de P y Q son:

- Ambas referencias empiezan en 0.
- En $t = 0,25$, se aplica una rampa de P hasta $P = 500 \text{ kW}$ en un tiempo de 0,25 seg.
- En $t = 0,75$, se aplica una rampa de Q hasta $Q = 250 \text{ kVAR}$ en un tiempo de 0,25 seg.
- En $t = 1,25$, se aplica un escalón de $P = -50 \text{ kW}$. $P_{final} = 450 \text{ kW}$.
- En $t = 1,5$, se aplica un escalón de $Q = -75 \text{ kVAR}$. $Q_{final} = 175 \text{ kVAR}$.
- $t_{sim} = 1,75$.

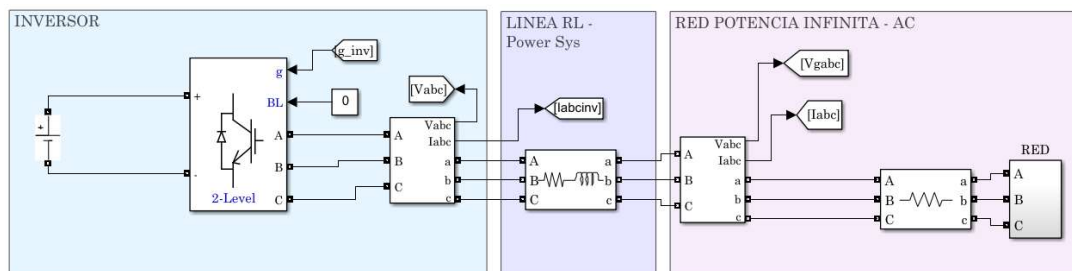


Fig. 28. VSC conectado a una red de potencia infinita por medio de una línea RL.

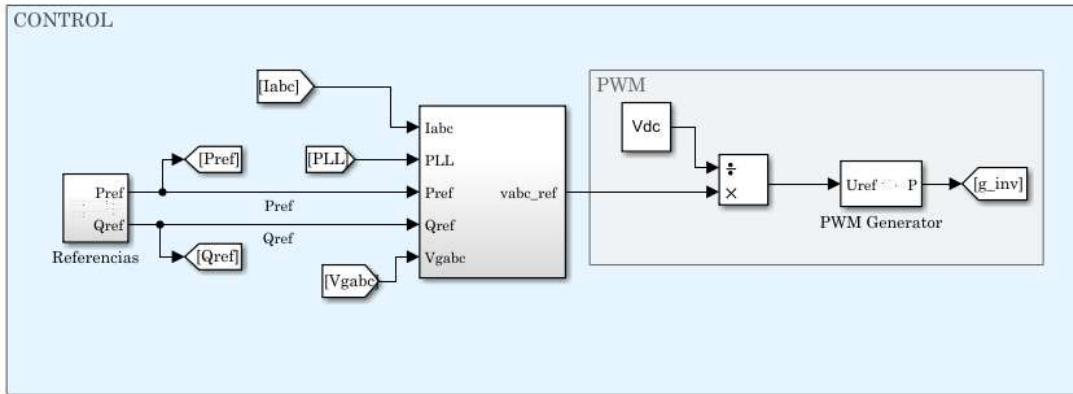


Fig. 29. Mascara de control, referencia de P y Q. Salida de control conectada a un generador de pulsos PWM.

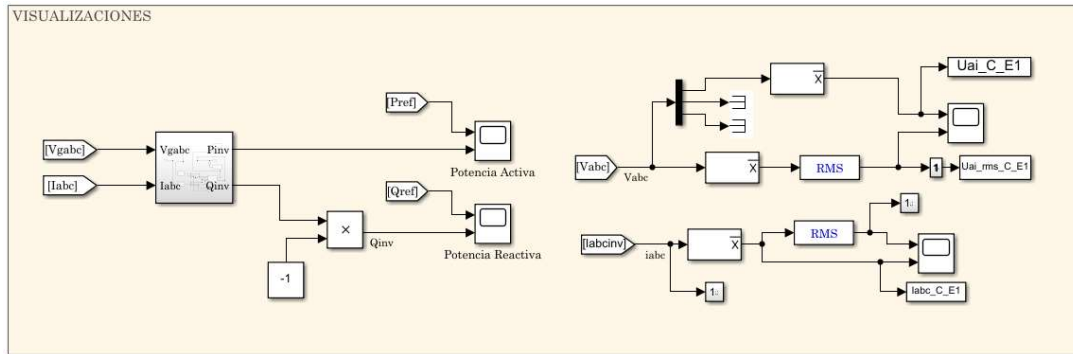


Fig. 30. Visualización de resultados.

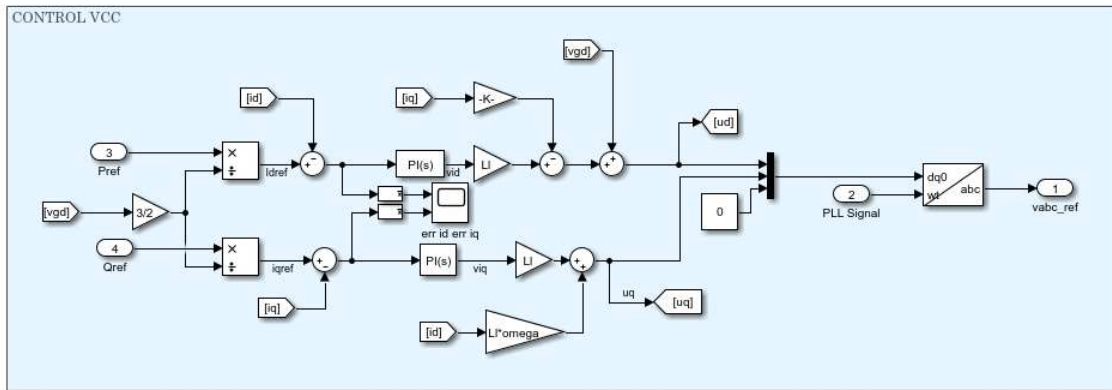


Fig. 31. Control VCC. Modelo conmutado.

El PLL es idéntico al de la Fig. 21.

Resultados:

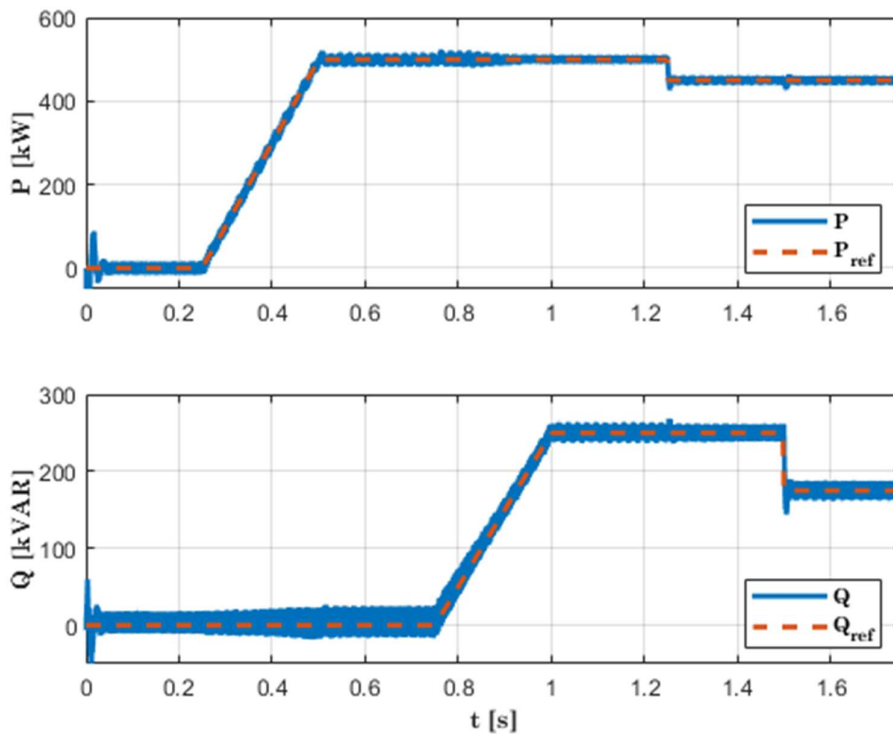


Fig. 32. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Modelo conmutado.

Tanto en la potencia activa y reactiva vemos que el control se desempeña de manera rápida y precisa. No se comporta de manera perfecta como si lo hacía en el modelo en señal. Algunas de las diferencias que podemos apreciar es que la cancelación cruzada entre los ejes d y q no es perfecta. Por ende, cuando cambia la referencia de P , la potencia Q del inversor se ve afectada y el funcionamiento inverso en análogo. Una vez que se sitúa la variable en su valor de referencia la otra potencia se vuelve a acomodar acorde a su referencia.

A simple vista parecería que esta es la única diferencia que existe entre el modelo conmutado y el modelo en señal.

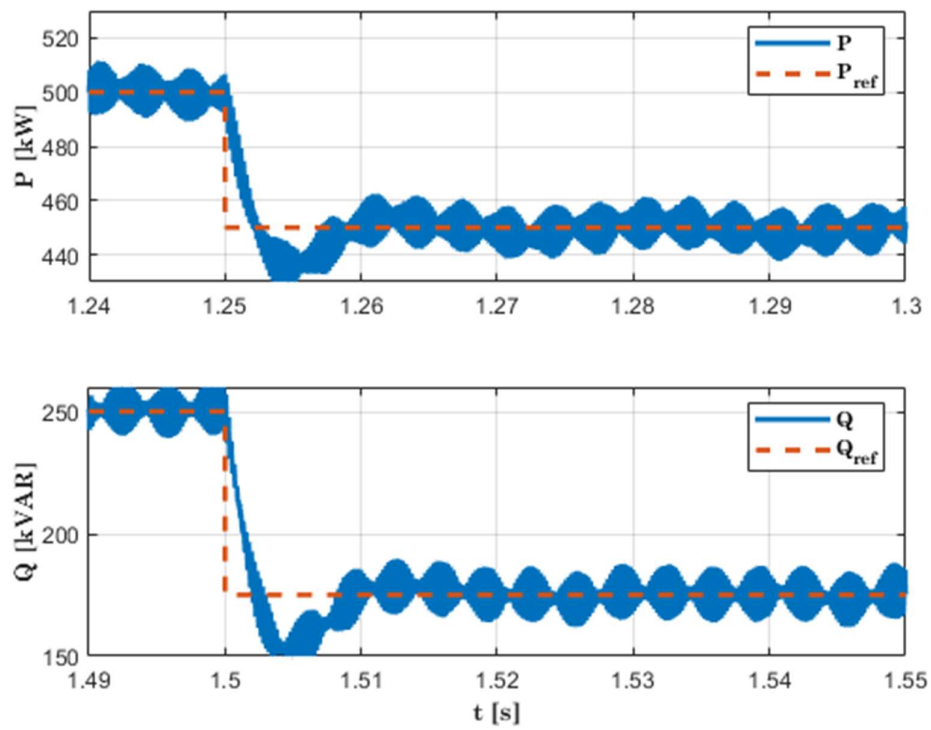


Fig. 33. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Respuesta al escalón (Zoom).

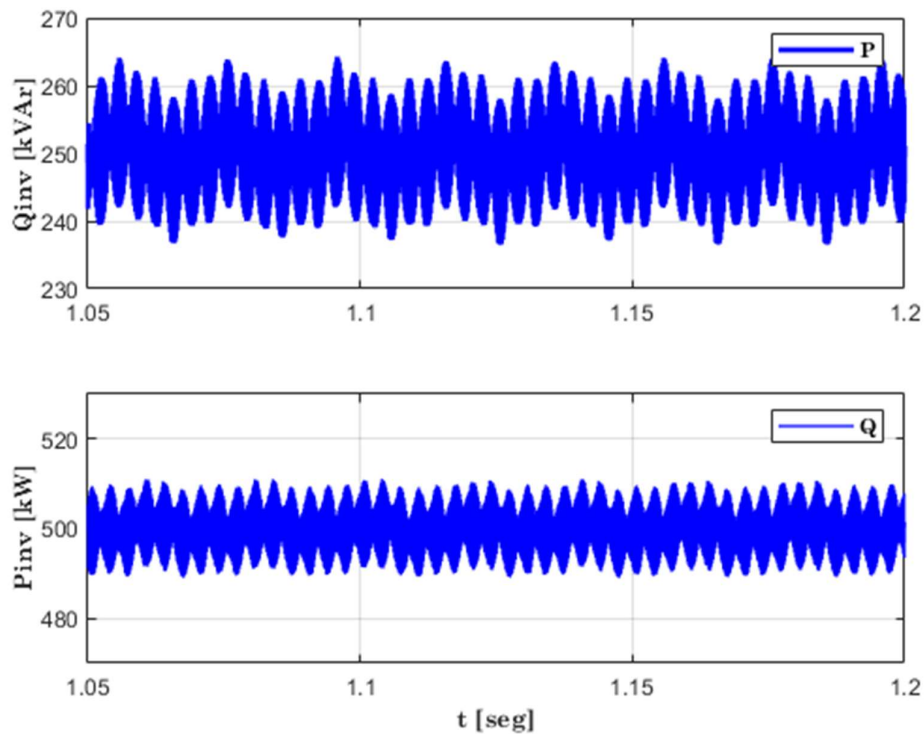


Fig. 34. Forma de onda de P y Q (Zoom). Modelo conmutado.

Cuando hacemos un acercamiento en la potencia P y Q que entrega el inversor vemos el efecto de utilizar el modelo del inversor conmutado en Simulink, la potencia tiene un gran contenido de armónicos debido a la conmutación del inversor de dos niveles y también gracias a la influencia de la frecuencia del PWM.

Vale aclarar que el único filtrado de nuestro sistema es la línea RL que interconecta el VSC y la red ideal. No se utilizó ningún tipo de filtro para suprimir algún armónico en particular.

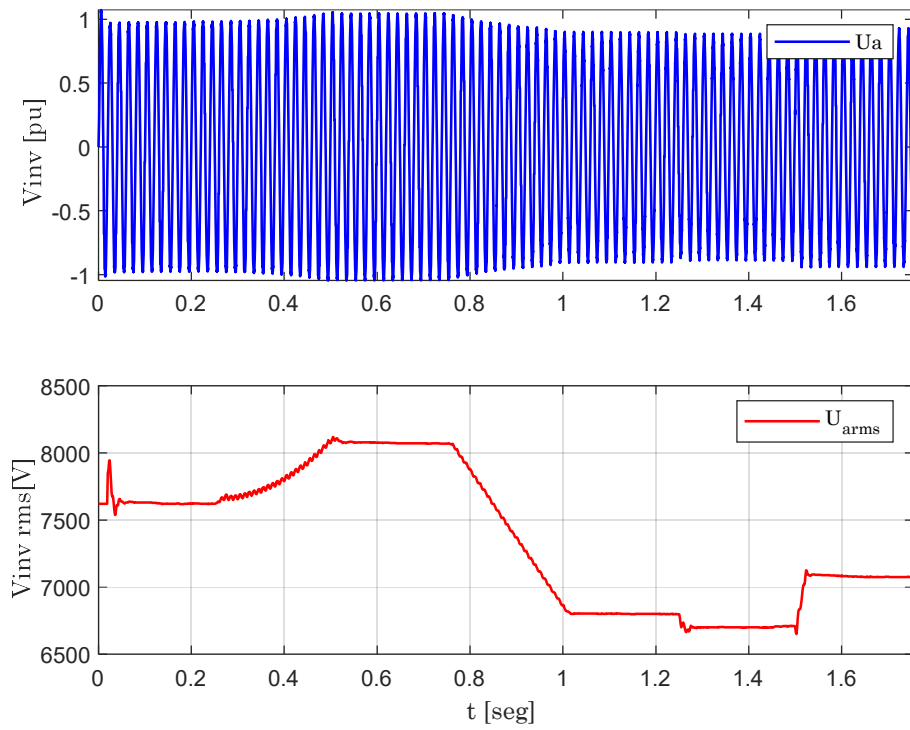


Fig. 35. (a) Tensión de la fase a del VSC en por unidad. (b) Tensión RMS de la fase a. Modelo conmutado.

La tensión del inversor tiene el mismo comportamiento que en el modelo en señal, teniendo la única diferencia del contenido de armónicos por la conmutación del inversor.

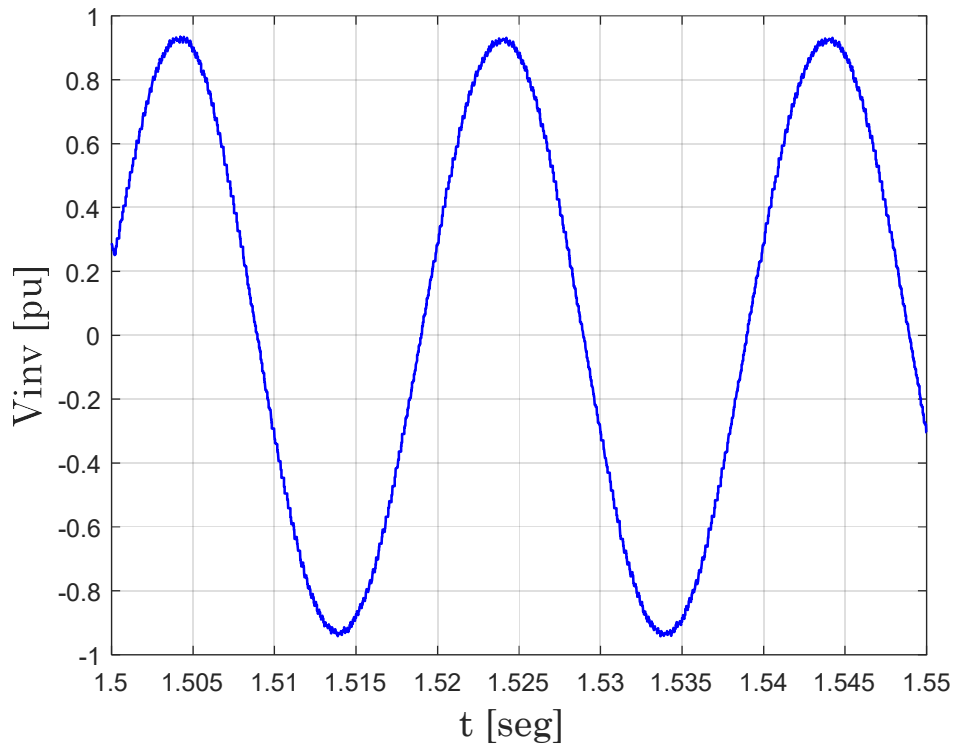


Fig. 36. Tensión de la fase a (Zoom). Modelo conmutado.

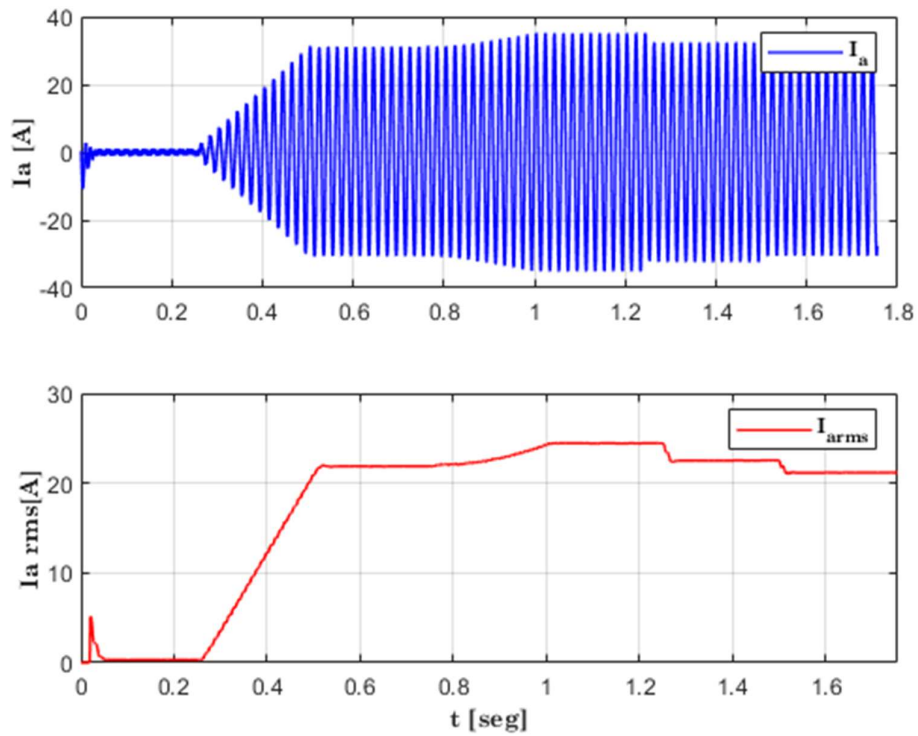


Fig. 37. (a) Corriente de la fase a del VSC. (b) Corriente RMS de la fase a. Modelo conmutado.

Como mencionamos anteriormente, la corriente es consecuencia de la tensión, entonces tendrá una forma de onda similar, un poco atenuada y suavizada gracias a la red RL. Para el cálculo de la potencia P y Q, se utiliza la corriente que llega a la red desde el VSC, entonces esta se tiene que medir luego de la red RL, por ende, ya está “filtrada”. La corriente real que entrega el VSC tiene un contenido de armónicos más elevado.

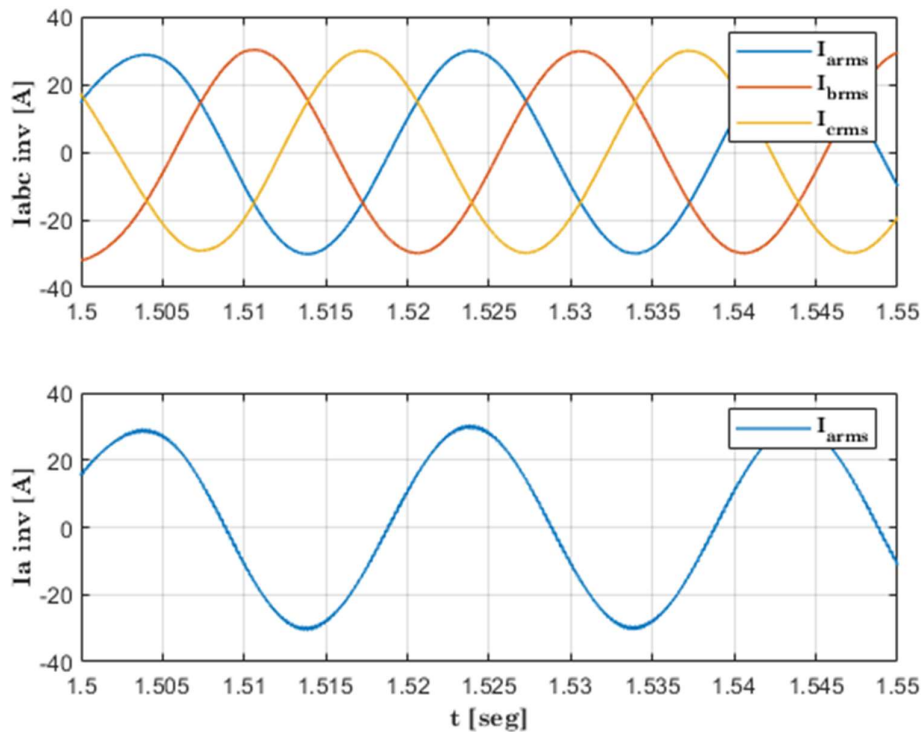


Fig. 38. (a) Corrientes abc del VSC. (b) Corriente de la fase a (Zoom). Modelo conmutado.

Vemos en la Fig. 38, la primera imagen corresponde a las corrientes del VSC en su valor eficaz, y en la parte inferior es solamente la corriente de la fase a de salida del inversor. En esta segunda parte de la imagen se puede apreciar el efecto conmutado en la corriente.

El efecto del PWM y las llaves del inversor causan que la forma de onda de tensión y corriente no sean perfectamente senoidales. Por ende, la potencia P y Q que vimos al principio de esta sección tiene el alto contenido de armónicos observado.

Podemos afirmar que la sintonización del control VCC que utilizamos en el modelo en señal es apto para utilizar en su forma conmutada.

Este tipo de control es el más divulgado y simple de todos los controles para inversores. Su punto fuerte es su simplicidad y la gran cantidad de información que se encuentra sobre esta estrategia de control.

Como lado negativo se destaca que utiliza un PLL. Esto causa que en fenómenos transitorios no sea el método de control más robusto, y tampoco el más rápido. Analizaremos como la cancelación cruzada en los ejes d y q son mucho más efectivos en los métodos de control que analizaremos a continuación.

3.3. Control DPC

El método convencional de control de la gran mayoría de VSCs usados en la práctica actualmente es el del control de vectores de corriente. Como se estudió en el punto anterior, este método utiliza un controlador PI con un término que desacopla los ejes d y q . La mayor desventaja de este control convencional es que sufre de una lenta respuesta transitoria debido a que utiliza un PLL para la transformación de coordenadas. Aún más, la interacción entre el PLL y los lazos de control de corrientes causan armónicos y pueden llegar a desestabilizar el sistema si se encuentran acoplados a una red débil.

Una alternativa de control, *Direct Torque Control (DTC)*, fue implementada para máquinas de inducción [2] [3], y tiene una estructura más simple que el VCC. Para lograr una frecuencia de conmutación constante, un DTC modificado fue diseñado [4] [5]. Basado en el concepto [5] de control DTC, el control DPC fue creado para VSCs conectados a la red [6] [7] [8].

Recientemente, el denominado control GVM-DPC (Grid Voltage Modulation – Direct Power Control) fue introducido en [9] para diseñar una ley de control robusta pero simple que no solo la potencia activa y reactiva tenga convergencia, sino que también que exista un buen comportamiento en régimen permanente, especialmente reduciendo el ripple de potencia y distorsión armónica (THD) de la corriente de salida. Otra ventaja del DPC es que convierte el sistema original en un sistema LTI (*Linear Time Invariant*), que puede ser fácilmente analizado y controlado por medio de técnicas de control convencionales.

Demostraremos que el modelo DPC de un VSC es equivalente al modelo de corriente en el marco d - q , lo que prueba que el DPC es igual al VCC en régimen permanente, pero tiene una mejor respuesta transitoria por no utilizar PLL.

3.3.1. Desarrollo

Para el desarrollo del esquema de control DPC, nos basaremos en el sistema físico de potencia de la siguiente figura. El mismo es idéntico al usado en el control VCC, pero en este caso no será necesario un PLL para la estrategia de control.

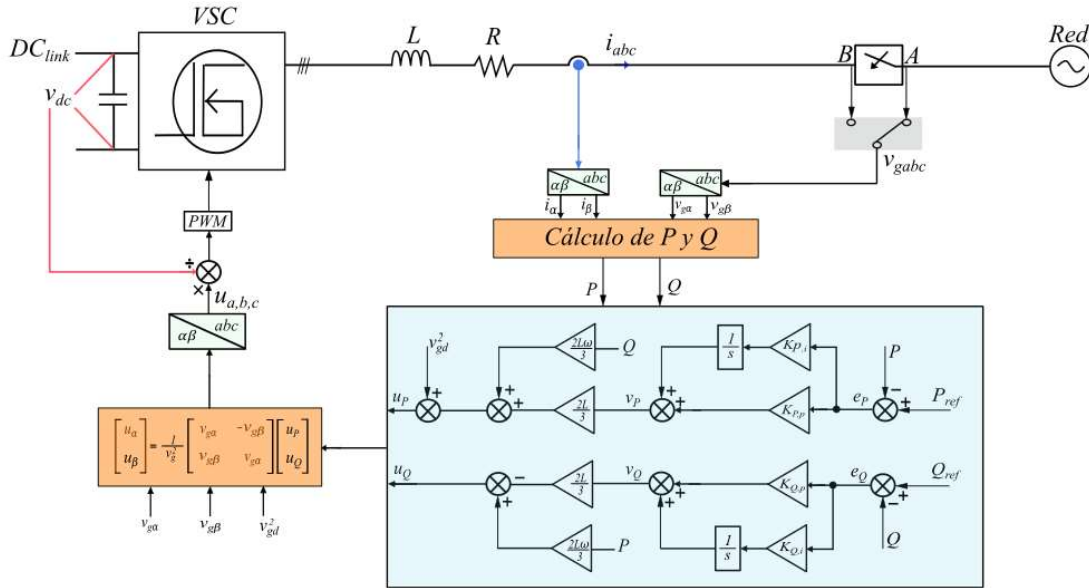


Fig. 39. Esquema de control DPC para VSC acoplado a una red de CA.

El primer paso será definir las potencias activas y reactivas instantáneas $\alpha\beta$ según [10]:

$$P = \frac{3}{2}(v_{g\alpha}i_{\alpha} + v_{g\beta}i_{\beta})$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{g\alpha}i_{\beta} - v_{g\beta}i_{\alpha})$$
(3.28)

Donde P y Q son las potencias activas y reactivas del VSC. Podemos expresar estas potencias basada en la tensión de red y la variación de las corrientes de salida si diferenciamos (3.28):

$$\frac{dP}{dt} = \frac{3}{2} \left(i_{\alpha} \frac{dv_{g\alpha}}{dt} + v_{g\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + i_{\beta} \frac{dv_{g\beta}}{dt} + v_{g\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} \right)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2} \left(i_{\beta} \frac{dv_{g\alpha}}{dt} + v_{g\alpha} \frac{di_{\beta}}{dt} - i_{\alpha} \frac{dv_{g\beta}}{dt} - v_{g\beta} \frac{di_{\alpha}}{dt} \right)$$
(3.29)

Por su parte, si consideramos una red ideal (sin distorsiones, y sin poder ser distorsionada), podemos representar a sus tensiones como:

$$v_{g\alpha} = V_g \cos(\omega t)$$

$$v_{g\beta} = V_g \sin(\omega t)$$
(3.30)

Donde v_g es la amplitud de la tensión de red. Luego, la variación instantánea de la tensión de red se obtiene si diferenciamos (3.30):

$$\begin{aligned}\frac{dv_{g\alpha}}{dt} &= -\omega V_g \sin(\omega t) = -\omega v_{g\beta} \\ \frac{dv_{g\beta}}{dt} &= \omega V_g \cos(\omega t) = \omega v_{g\alpha}\end{aligned}\tag{3.31}$$

Reemplazando (3.28) y (3.31) en (3.29), obtenemos un modelo en el espacio de estados de la potencia P y Q:

$$\begin{aligned}\frac{dP}{dt} &= -\frac{R}{L}P - \omega Q + \frac{3}{2L}(v_{g\alpha}u_\alpha + v_{g\beta}u_\beta - V_g^2) \\ \frac{dQ}{dt} &= \omega P - \frac{R}{L}Q + \frac{3}{2L}(v_{g\beta}u_\alpha - v_{g\alpha}u_\beta)\end{aligned}\tag{3.32}$$

Como podemos ver en (3.32), se tiene dependencia cruzada entre P y Q, las tensiones de salida de nuestro inversor se encuentran moduladas por la tensión de red, y se tiene una componente constante V_g en la expresión de la potencia. Si se toman las salidas de tensión moduladas, y se definen como:

$$\begin{bmatrix} u_P \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha}u_\alpha + v_{g\beta}u_\beta \\ -v_{g\beta}u_\alpha + v_{g\alpha}u_\beta \end{bmatrix}\tag{3.33}$$

Es posible representar el sistema original (3.32) de una forma más simple como:

$$\begin{aligned}\frac{dP}{dt} &= -\frac{R}{L}P - \omega Q + \frac{3}{2L}(u_P - V_g^2) \\ \frac{dQ}{dt} &= \omega P - \frac{R}{L}Q - \frac{R}{2L}u_Q\end{aligned}\tag{3.35}$$

Observamos que, (3.35) es ahora un sistema *LTI*, con algunos estados acoplados. Podemos entonces analizar y ajustar el control con técnicas convencionales para sistemas lineales.

A continuación, diseñaremos un control con componente feedforward y feedback, para que P y Q puedan seguir a su referencia.

Definimos los errores de las potencias como:

$$\begin{aligned} e_P &= P_{ref} - P \\ e_Q &= Q_{ref} - Q \end{aligned} \quad (3.36)$$

Donde P_{ref} y Q_{ref} son las referencias de potencia respectivamente.

Podemos definir a las señales de control u_p , u_q como elementos compuestas por una señal FeedFoward, cancelando acoplamientos entre P y Q, cancelando el término de V_g cuadrático, y una componente Feedback para la retroalimentación. De esta manera obtenemos:

$$\begin{aligned} u_P &= V_g^2 + \frac{2L\omega}{R}Q + \frac{2L}{3}\mu_P \\ u_Q &= \frac{2L\omega}{3}P - \frac{2L}{3}\mu_Q \end{aligned} \quad (3.37)$$

Para lograr un error nulo en estado estacionario, se aplica un controlador PI a las entradas de control de la componente feedback de (3.37):

$$\begin{aligned} \mu_P &= K_{P,p}e_P + K_{P,i} \int e_P(\tau)d\tau \\ \mu_Q &= K_{Q,p}e_Q + K_{Q,i} \int e_Q(\tau)d\tau \end{aligned} \quad (3.38)$$

Donde K_{p_p} , K_{p_i} , K_{q_p} y K_{q_i} son las ganancias del controlador.

Si sustituimos (3.36) en (3.38) y luego todo en (3.35) obtenemos un sistema de lazo cerrado:

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dt} &= -\frac{R}{L}P + K_{P,p}(P_{ref} - P) + K_{P,i} \int (P_{ref} - P)dt \\ \frac{dQ}{dt} &= -\frac{R}{L}Q + K_{Q,p}(Q_{ref} - Q) + K_{Q,i} \int (Q_{ref} - Q)dt \end{aligned} \quad (3.39)$$

Luego, si diferenciamos (3.39), se convierte en un sistema de segundo orden:

$$\frac{d^2P}{dt^2} = -\frac{R}{L} \frac{dQ}{dt} + K_{P,p} \frac{d(P_{ref} - P)}{dt} + K_{P,i} (P_{ref} - P) \quad (3.40)$$

$$\frac{d^2Q}{dt^2} = -\frac{R}{L} \frac{dQ}{dt} + K_{Q,p} \frac{d(Q_{ref} - Q)}{dt} + K_{Q,i} (Q_{ref} - Q)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (3.40) se transforma en:

$$\begin{aligned} s^2P &= -\frac{R}{L}sP + K_{P,p}(P_{ref} - P) + K_{P,i}(P_{ref} - P) \\ s^2Q &= -\frac{R}{L}sQ + K_{Q,p}(Q_{ref} - Q) + K_{Q,i}(Q_{ref} - Q) \end{aligned} \quad (3.41)$$

O equivalentemente:

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{P_{ref}(s)} &= \frac{K_{P,p}s + K_{P,i}}{s^2 + \left(K_{Q,p} + \frac{R}{L}\right)s + K_{P,i}} \\ \frac{Q(s)}{Q_{ref}(s)} &= \frac{K_{Q,p}s + K_{Q,i}}{s^2 + \left(K_{P,p} + \frac{R}{L}\right)s + K_{Q,i}} \end{aligned} \quad (3.42)$$

La dinámica del sistema con el control propuesto es de un *PDT2*. Esto termina siendo idéntico al control *VSC* pero con la ventaja de prescindir del *PLL*.

Como puede observarse, la función transferencia de potencia activa y potencia reactiva tiene la misma forma que las de I_d e I_q en el modelo VCC. Es por esto que utilizaremos el mismo método de ajuste que para el caso anterior.

3.3.2. Modelo en señal

El modelo en señal del control DPC tiene una estructura análoga a la realizada para el control VCC.

- El escenario de simulación, es decir, las referencias de P y Q son las del CASO 1
- Se modela el filtro AC en el bloque en rojo (se utiliza el modelo ya presentado de la Fig. 15).
- La Red se modela como fuentes ideales.
- La salida del control se conecta directamente al modelo del filtro AC, sin tener en cuenta la dinámica del inversor.

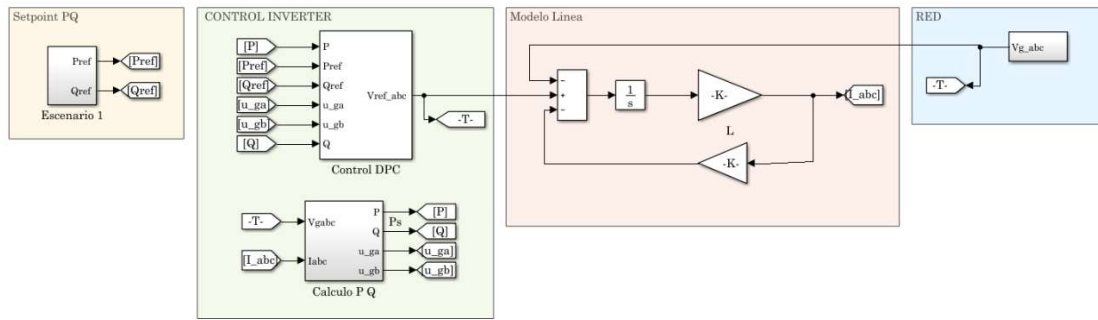


Fig. 40. Control DPC. Implementación en Matlab.

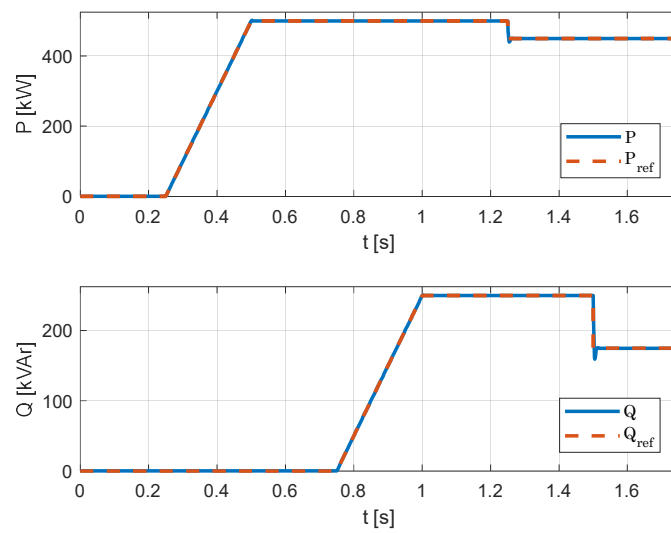


Fig. 41. Evolución de potencia activa y reactiva. Control DPC

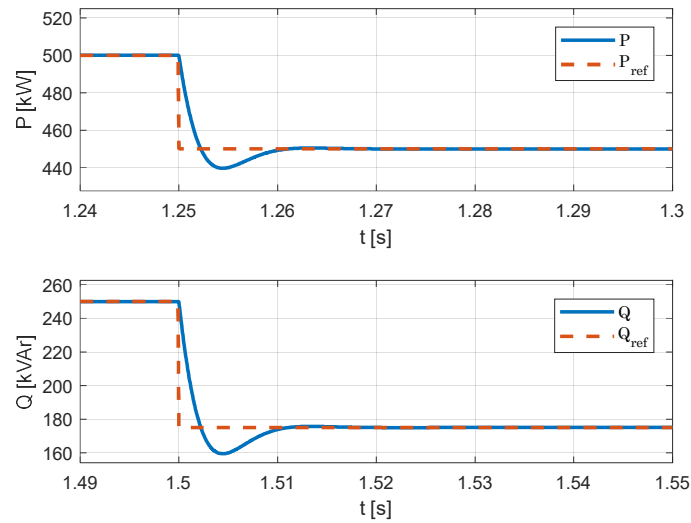


Fig. 42. Respuesta al escalón de potencia activa y reactiva (Zoom). Control DPC

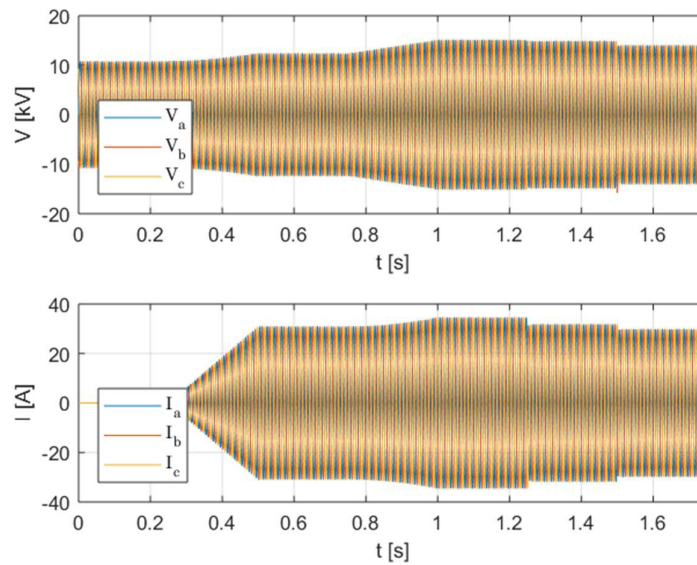


Fig. 43. Tensiones y corriente abc del inversor. Control DPC.

Vemos en la Fig. 41 que la potencia entregada por el inversor a la red sigue las consignas de referencia, tanto para P como para Q . También se observa la correcta cancelación del acoplamiento entre P y Q .

En la Fig. 42 se observa una correcta respuesta al escalón, con un desempeño en tiempo y sobrevolador aceptable para condiciones de operación.

En la Fig. 43 se muestran las evoluciones de tensión de salida del inversor, y la corriente inyectada a la red.

Cabe destacar que para este escenario se modela a la red como una red de potencia infinita, en donde los valores de potencia activa y reactiva no tienen un efecto en la tensión y frecuencia del sistema.

Finalmente, en la Fig. 44 se muestra una comparación entre la respuesta al escalón de P y Q de nuestro modelo y la de las funciones transferencias utilizadas para el ajuste. Con este resultado se corrobora la correcta construcción del modelo en señal, el desarrollo de ecuaciones del esquema de control, el desarrollo de las funciones transferencias y su aplicación para el ajuste del modelo.

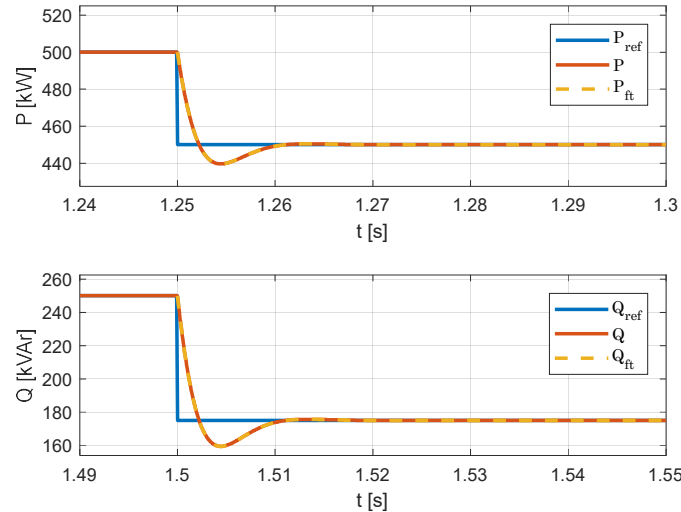


Fig. 44. Comparación de respuesta al escalón de P y Q para modelo en señal y funciones transferencia del

3.3.3. Modelo Conmutado

Para la representación del modelo conmutado del control DPC, los elementos a utilizar son los mismos presentados en el punto 3.2.3.

- Implementación de modelo con librería SimPowerSystems (idéntico a los presentados en punto 3.2.3).
- Modelo de Inversor, en su configuración como *switching devices*.
- Modelo de Filtro RL como *series RLC branch*.
- Modelo de red con fuentes ideales.
- Modulador PWM para generación de disparos de tiristores en modelo de inversor. Modulación a partir de referencias de control.

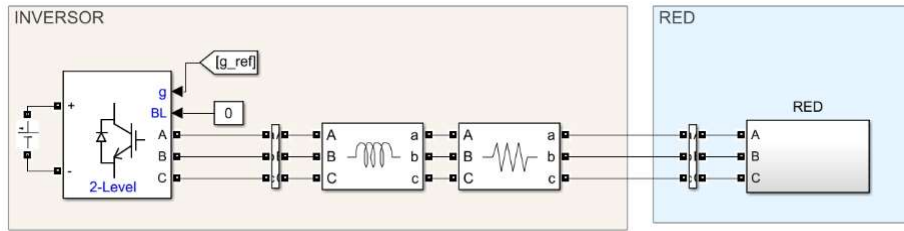


Fig. 45. Inversor, filtro AC de salida conectado a una red de potencia infinita. Control DPC conmutado.

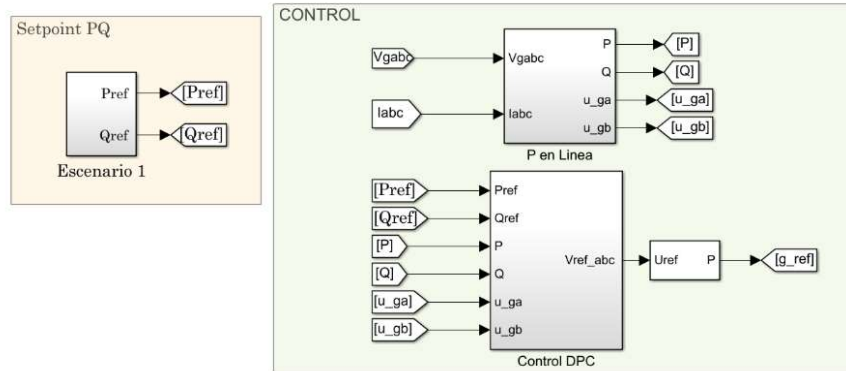


Fig. 46. Mascara de control DPC. Referencias de P y Q.

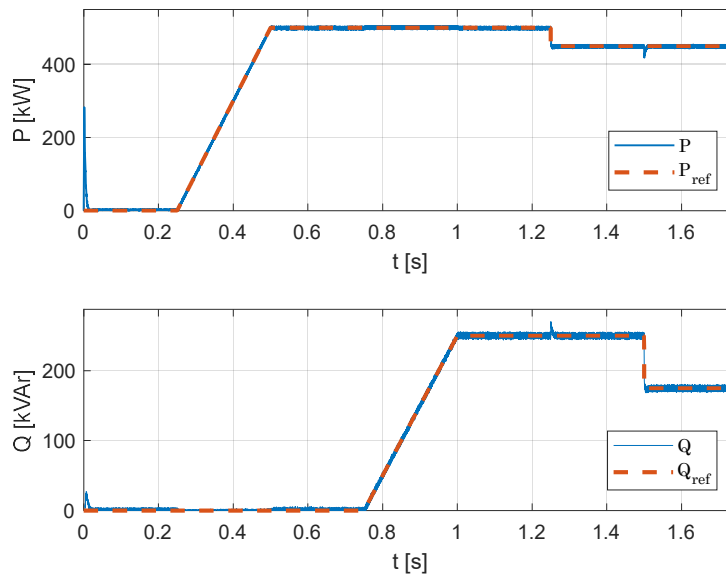


Fig. 47. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Modelo conmutado DPC.

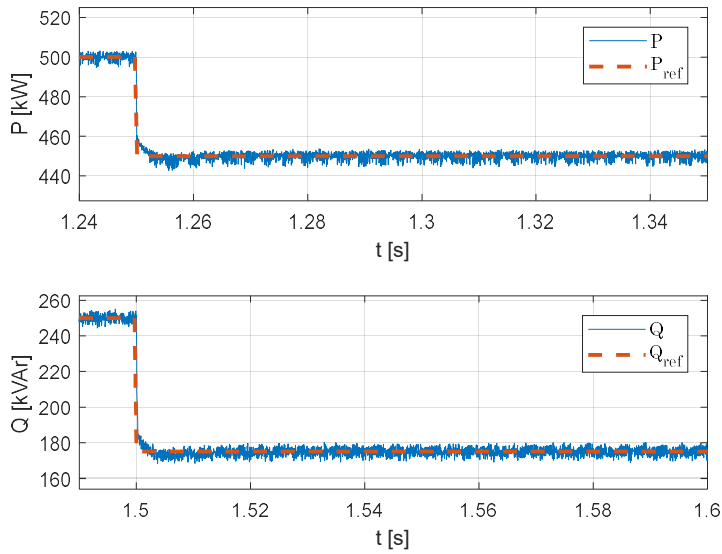


Fig. 48. (a) Potencia activa P y P_{ref} . (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} .
 Respuesta al escalón (Zoom). Modelo Conmutado DPC.

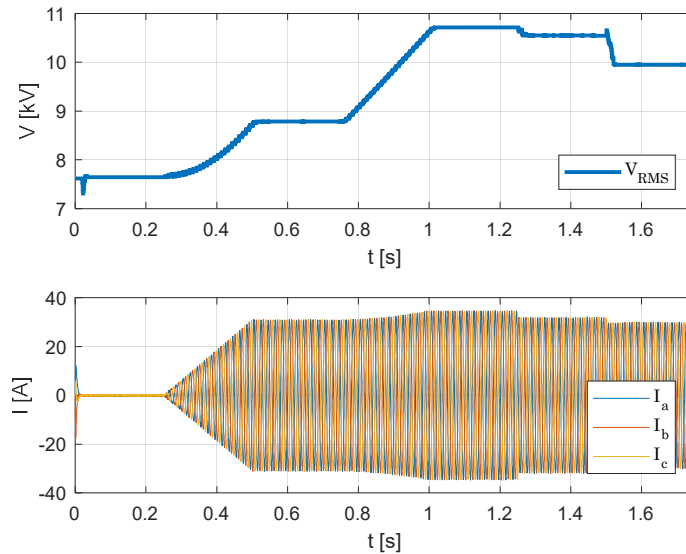


Fig. 49. (a) Tensión RMS de la fase a del VSC. (b) Corrientes abc . Modelo conmutado DPC.

Como puede observarse en la Fig. 47, nuestro control presenta un desempeño aceptable, considerando un correcto seguimiento de las consignas de P y Q .

La cancelación de las dinámicas cruzadas resulta casi imperceptible para las consignas de rampa, y tiene un desempeño aceptable en los escalones de potencia. En líneas generales, el desacoplamiento del control DPC es superior que el del control VCC, característica atribuida a la ausencia del PLL en la estrategia de control.

En la Fig. 48 vemos una respuesta al escalón aceptable tanto en sobrevalor, como en tiempo.

En líneas generales, el ripple en la potencia en el control DPC es menor que para el control VCC.

3.4. Comparación de métodos de control.

Cabe destacar que existen muchos métodos de control de inversores. Nosotros elegimos los anterior simplemente para focalizarnos en un grupo reducido y abordable de casos.

El método de control más difundido y estudiado de los vistos es sin duda el VCC. Existe una gran cantidad de bibliografía y experiencias prácticas asociadas al mismo. Es por esto que haremos nuestra comparación de métodos de control contrastándolos siempre con el VCC.

Los THDs de las corrientes de salida de los inversores en los modelos conmutados son similares, ya que el control DPC utiliza el mismo modelo en el marco $d-q$ que el VCC. En cuanto a los cambios de set point de potencia, siendo estos cambios abruptos (escalones de potencia considerable), la potencia en el método de control VCC tiene un sobrevalor mayor al del DPC debido a las dinámicas lentas del PLL.

Otra ventaja muy importante es que el control DPC reduce el requerimiento computacional en *comparación* con el VCC ya que no existe ni transformada al maro de referencia $d-q$ ni PLL.

Aunque no esté representado en este estudio, está comprobado que el control DPC tiene mejores prestaciones dinámicas en casos especiales en donde el PLL causa problemas (redes débiles, donde la frecuencia y fase varían considerablemente) [11]

En resumen, seguiremos nuestros estudios con el método de control DPC debido a:

1. Respuesta dinámica mejorada: el control DPC ofrece una respuesta dinámica más rápida y precisa que el control VCC. Esto se debe a que el control DPC ajusta directamente la potencia entregada por el inversor en cada instante de tiempo.
2. Mejora la eficiencia energética. El control DPC tiene la capacidad de optimizar el consumo de energía al ajustar la potencia entregada por el inversor según las demandas de carga. En comparación, el control VCC puede generar corrientes y voltajes no óptimos debido a su enfoque basado en vectores de corriente.
3. Mejores rendimientos en condiciones de carga variable. El control DPC se adapta más fácilmente a las variaciones en las condiciones de carga. Puede ajustar la potencia entregada por el inversor en cada ciclo de control, lo que permite un control más preciso y estable incluso en condiciones de carga altamente variables.
4. La respuesta ante cambios de referencia en mayor ya que no posee PLL.
5. Menor consumo de recursos computacionales para simular situaciones de redes grandes.

4. Modelado de CEPs y sus controles.

4.1. DC Power Port

El objetivo del controlador de potencia activa/reactiva es de controlar la potencia que el VSC intercambia con el sistema de AC. En dicho controlador, el lado de continua DC del VSC está conectado a una fuente ideal de tensión continua que dictamina el valor del voltaje del bus de continua. De esta manera, el sistema VSC actúa como un lugar de paso bidireccional para el flujo de potencia entre la red de alterna y la fuente de continua. Sin embargo, en muchas aplicaciones el lado DC del VSC no es una fuente infinita de continua, si no que el mismo está conectada a fuente de potencia continua que necesita intercambiar potencia activa con la red de alterna. En consecuencia, el voltaje del bus de continua no es impuesto y debe ser regulado. Esto se ilustra en la imagen a continuación.

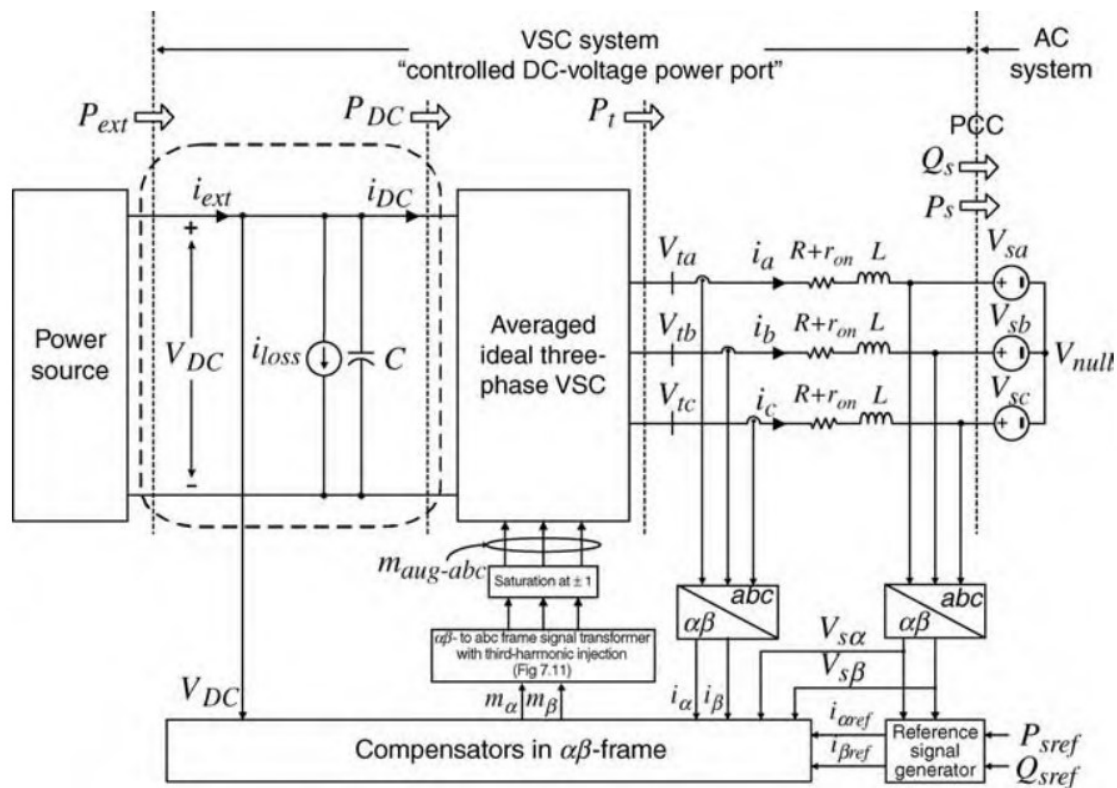


Fig. 50. Diagrama esquemático de un DC - Voltage power port controlado.

Este sistema de control de inversor, es la misma filosofía que utiliza el VCC o DPC en el modelo $\alpha\beta$ (nosotros lo utilizamos en el modelo dq), excepto a que la fuente de tensión de continua es reemplazada por una fuente variable de DC. Esta fuente variable típicamente representa una unidad electrónica, una serie de baterías, una serie de paneles fotovoltaicos, un generador eólico, una celda de energía química, etc. La consideramos como una caja negra que intercambia potencia variable en el tiempo $P_{ext}(t)$ con el lado de continua del VSC. De ahora en más, nos referimos al sistema representado arriba como *DC Power Port (Puerto de potencia de continua)*. El DC Power Port es utilizado en aplicaciones como el STATCOM, en el sistema de transmisión de corriente continua back to back HVDC, turbinas eólicas de velocidad variable, etc.

4.1.1. Lazo de control de tensión de bus de DC

Como no existe una fuente de tensión ideal en el lado de continua del VSC, cualquier desbalance de potencia resultara en una excursión (potencialmente inestable) del nivel de voltaje del bus de DC. Entonces, el *DC Power Port* requiere que la tensión de continua V_{dc} sea regulada. Normalmente la potencia P_{ext} es una señal que no puede ser controlada por el sistema de control del VSC. Por ende, para asegurar el balance de potencia, P_{DC} si debe comportarse como una variable de control. Este balance se formula como:

$$P_{ext} - P_{loss} - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{dc}^2 \right) = P_{DC} \quad (4.1)$$

A partir de la ecuación 4.1, trabajando cada termino por separado, y planteando cada potencia a partir de las variables de estado del sistema, obtenemos la siguiente relación:

$$\frac{dV_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{C} P_{ext} - \frac{2}{C} P_{loss} - \frac{2}{C} \left[P_s + \left(\frac{2LP_s}{3\hat{V}_s^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] + \frac{2}{C} \left[\left(\frac{2LQ_s}{3\hat{V}_s^2} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right] \quad (4.2)$$

El lector interesado en el desarrollo de las ecuaciones se puede remitir a [1] (pp. 191-194).

La ecuación 4.2 describe la dinámica de V_{DC}^2 . V_{DC}^2 es la salida, P_s es la entrada de control, y P_{ext} , P_{loss} y Q_s son entradas consideradas como perturbaciones. Entonces, para controlar V_{DC}^2 uno puede formar el esquema de control mostrado en la imagen a continuación.

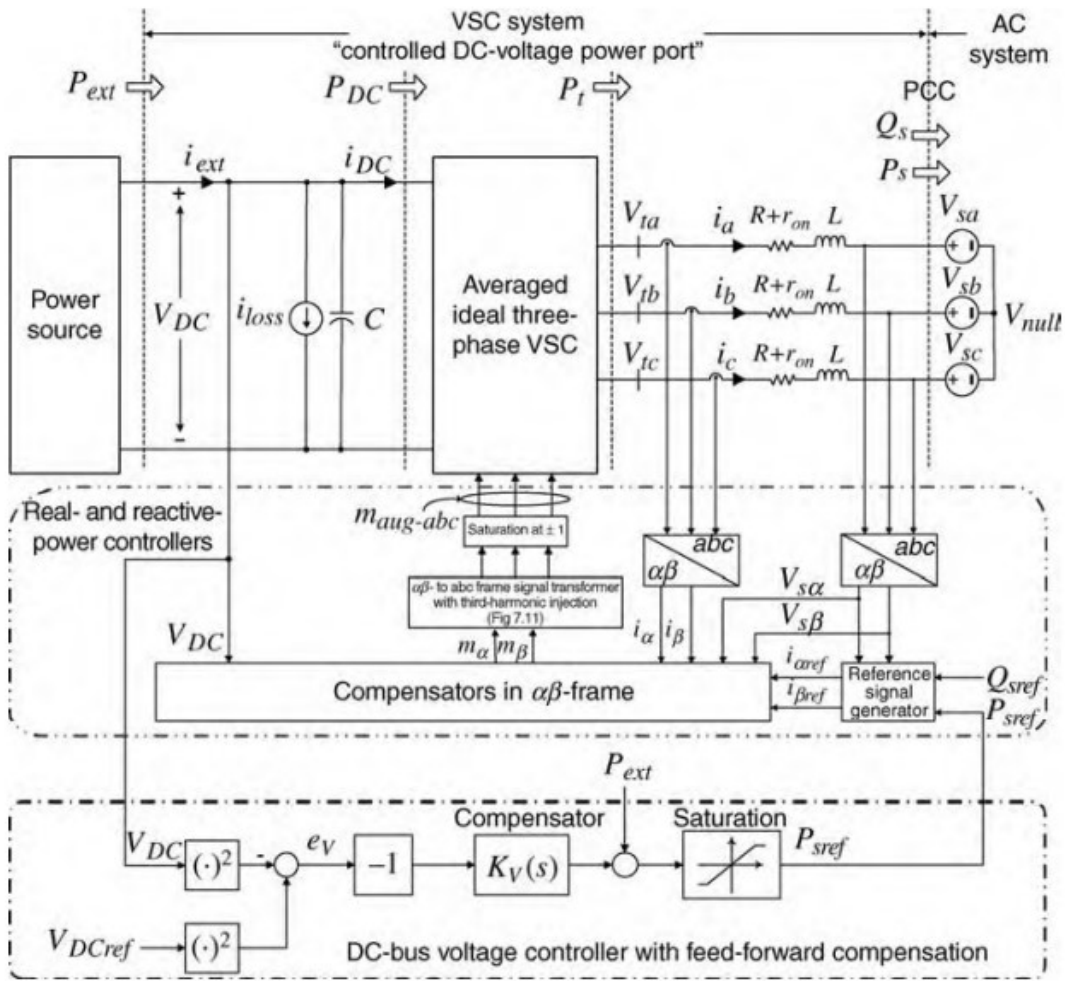


Fig. 51. Diagrama esquemático de un DC - power port controlado con un regulador de la tensión DC.

Esto consiste en un lazo de control interno anidado en un lazo de control externo. El lazo interno de control es un controlador de potencia activa ya detallado, que regula P_s de acuerdo a su referencia P_{sref} .

Se puede apreciar que un estimado de P_{ext} puede agregarse como una señal feedforward a la salida del compensador $K_v(s)$. De esta manera, un cambio en P_{ext} es rápidamente reflejada en P_{sref} , y su impacto en V_{DC}^2 es mitigado. El estimado de P_{ext} está disponible en muchas aplicaciones. Por ejemplo, si nuestro VSC es un inversor que controla a una maquina eléctrica rotativa (un motor asincrónico, por ejemplo) P_{ext} es es aproximadamente igual al producto de la velocidad de la máquina y su torque, ignorando las pérdidas de potencia de la máquina. También podemos observar que la salida del compensador, aumentada por la medida de P_{ext} , es pasado a través de un bloque saturador antes del controlador de potencia activa. Esto asegura que el VSC está protegido de sobrecorriente en caso del que el bus de tensión continua sufra un cambio significativo de su valor de referencia, o en caso de que exista una excursión grande en $P_{ext}(t)$.

El compensador $K_v(s)$ es diseñado de acuerdo a la ecuación 4.2, que indica que la potencia P_{ext} y P_{loss} impactan en V_{DC}^2 bajo condiciones tanto de estado estacionario como transitorias. El impacto de P_{ext} es mitigado en su mayoría por la compensacion

feedforward. Sin embargo, P_{loss} no puede ser medida o estimada con seguridad para compensarla por medio de otro compensador feedforward. Entonces, para eliminar el error en estado estacionario de V_{DC}^2 debido a P_{loss} , $K_v(s)$ debe incluir un termino intergral. Como la planta de control incluye un término integral, para asegurar la estabilidad y un margen de fase adecuado, $K_v(s)$ debe incluir tambien un cero.

Debido a la presencia de los termino $P_s \frac{dP_s}{dt}$ y $Q_s \frac{dQ_s}{dt}$ la planta de control descrita en 4.2 es no lineal. Por ende, para diseñar $K_v(s)$, primero debemos linealizar la ecuación cerca de un punto de funcionamiento en estado estacionario, lo cual se logra reemplazando todas las derivadas por 0. Esto se materializa en la siguiente condición:

$$P_{s0} = P_{ext0} - P_{loss} \approx P_{ext0} \quad (4.3)$$

La ecuación 4.2 resulta entonces como:

$$\frac{d\tilde{V}_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{C} \tilde{P}_{ext} - \frac{2}{C} \left[\tilde{P}_s + \left(\frac{2LP_{s0}}{3\hat{V}_s^2} \right) \frac{d\tilde{P}_s}{dt} \right] + \frac{2}{C} \left[\left(\frac{2LQ_{s0}}{3\hat{V}_s^2} \right) \frac{d\tilde{Q}_s}{dt} \right] \quad (4.4)$$

Donde \sim y 0 indican perturbaciones en pequeña señal y valor en estado estacionario respectivamente. Aplicando la transformada de Laplace a la función transferencia:

$$G_v(s) = \frac{\tilde{V}_{DC}^2(s)}{\tilde{P}_s(s)} = - \left(\frac{2}{C} \right) \frac{\tau s + 1}{s} \quad (4.5)$$

Donde la constante de tiempo es:

$$\tau = \frac{2LP_{s0}}{3\hat{V}_s^2} = \frac{2LP_{ext0}}{3\hat{V}_s^2} \quad (4.6)$$

Sintonización del lazo de control

En la figura siguiente, vemos un diagrama de bloques del esquema de control del bus de continua del DC Power Port

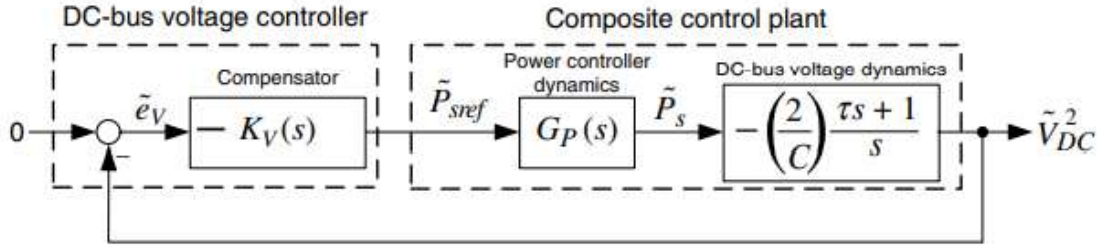


Fig. 52. Diagrama de bloque de control de un lazo de control de un regulador de tensión en base al modelo linealizado.

El control está compuesto por de $K_v(s)$, el controlador de potencia activa $G_P(s)$, y la planta de control $G_v(s)$ descrita anteriormente. $K_v(s)$ es multiplicada por -1 para compensar el signo negativo de $G_v(s)$. Entonces la ganancia del lazo de control queda:

$$l(s) = -K_v(s)G_P(s)G_v(s) \quad (4.7)$$

Definiendo a $K_v(s)$ como:

$$K_v(s) = \left(\frac{C}{2}\right) \frac{H(s)}{s} \quad (4.8)$$

Donde $H(s)$ es una función transferencia sin ceros en $s = 0$. Sustituyendo $K_v(s)$ y $G_v(s)$ obtenemos:

$$l(s) = G_P(s)H(s) \frac{\tau s + 1}{s^2} \quad (4.9)$$

El objetivo es seleccionar $H(s)$ para que $l(j\omega)$ cruce el eje de los 0 dB con una pendiente de -20 dB/dec en $\omega = \omega_c$, y la fase de $l(j\omega_c)$ sea mayor a -180° por un margen de fase razonable. Esto debe ser logrado con respecto a que: $G_P(j\omega)$ tiene un margen de fase negativo en altas frecuencias y que dependiendo el nivel de la potencia activa, tau asume diferentes valores.

Para más información el lector puede remitirse a [11] (pp. 195 – 197)

DC Power Port con los datos de nuestro caso:

Datos de diseño:

- $L = 200 \text{ mH}$
- $V_{sd} = 391 \text{ V}$
- $C = (19,250 \mu\text{F})/2$

- $P_s = -2,5 MW$ (Valor límite de diseño para situarnos en la situación de mayor inestabilidad)

$$G_P(s) = \frac{1}{\tau s + 1} = \frac{1000}{s + 1000} \quad (4.10)$$

$$\tau = 1 \text{ mseg}$$

Con $\omega_c = \frac{1}{5} BW$ con $BW(G_P) \rightarrow$ ancho de banda de G_P

$$BW(G_P) = 1000 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \rightarrow \omega_c = 200 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \quad (4.11)$$

Sea $K_v(s) = N(s) \frac{k_0}{s}$

$$l(s) = N(s) k_0 \left(\frac{2}{C} \right) \frac{\tau s + 1}{s^2 (0,001s + 1)} \quad (4.12)$$

$$\tau = \frac{2LP_s}{3V_{sd}^2}$$

Si $N(s) = 1$ y hacemos que $|l(j200)| = 1$ resulta un valor de $k_0 = 180$, y finalmente:

$$l(s) = 37423 \frac{\tau s + 1}{s^2 (0,001 + 1)} \quad (4.13)$$

Le agregamos un compensador lead para agregar fase cuando P es negativa (-) [1] (pp. 196-198)

Se propone modificar a $N(s)$ con este nuevo compensador lead. $N(s) = n_0 \frac{(s+p)}{s+p}$ donde p es el polo del filtro ($\alpha > 1$).

$$\begin{aligned} \delta_m &= \text{sen}^{-1} \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right) \\ \omega_m &= \frac{p}{\sqrt{\alpha}} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Se quiere un ángulo de fase de 45° para cuando tengamos un setpoint de $P_s = -2,5 MW$. Entonces $\angle N(j200) = 80^\circ$

$$\begin{aligned} \omega_m &= 200 \frac{\text{rad}}{s} \\ |N(j200)| &= 1 \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$N(s) = 10,38 \frac{s + 19}{s + 2077} \quad (4.16)$$

$$l(s) = 388455 \left(\frac{s + 19}{s + 2077} \right) \left(\frac{\tau s + 1}{s^2(0,001s + 1)} \right) \quad (4.17)$$

$$K_v(s) = N(s) \frac{K_0}{s} = 1868 \frac{s + 19}{s(s + 2077)} \quad (4.18)$$

De esta manera, utilizando el resultado de la ecuación 4.18 tenemos nuestra planta de control para utilizar en nuestro *DC Power Port*

Y si hacemos el balance de corrientes para para el “0” que es calculado por el capacitor del bus obtenemos:

$$I_{DC} - I_{abc;mod} = I_C \quad (4.21)$$

Donde $I_{abc;mod}$ representa a la corriente de abc de la red de AC modulada por el índice de modulación.

Los transformadores modulados que se presentan en el Bond Graph, utilizan una un multiplicador que llamamos índice de modulación. Este mismo será presentado en brevedad. Como las tres ramas de los transformadores son idénticos (cada uno representa a una fase distinta: a , b y c), desarrollaremos las ecuaciones de estado solo de la fase a .

Realizando el balance de tensiones para el “1” de la fase a del lado de la red de AC obtenemos:

$$U_c m_a - I_a R_a - U_L - V_{ga} = 0 \quad (4.22)$$

Donde la corriente I_a es calculada por la inductancia a través de su Relac (relación constitutiva):

$$I_a = \frac{\Phi}{L} \quad (4.23)$$

Si replicamos lo mismo para las fases b y c podemos representar nuestro sistema como un diagrama de bloques.

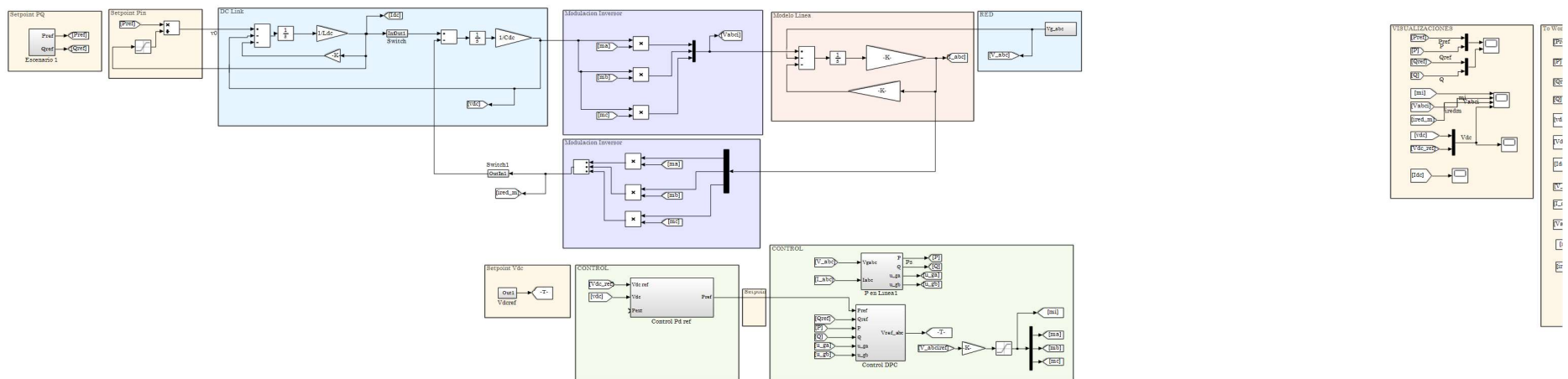


Fig. 54. Diagrama de bloques. SVC B2B

Consideraciones:

a) Se reutilizará el modelo de la línea RL ya desarrollado en la sección 3.2.2. Este es el mismo que se observa en la Fig. 15.

b) Para la simple validación del modelo del DC Power Port, los VSC serán representados como un simple índice de modulación tal como se representa en [1](ec. 5.22 y 5.23), podemos expresar a V_{td} y V_{tq} como:

$$V_{td}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_d(t) \quad (4.24)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_q(t) \quad (4.25)$$

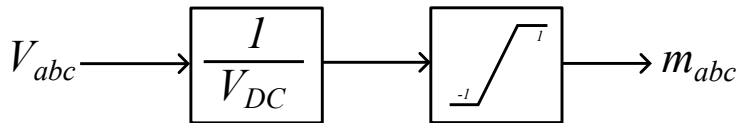


Fig. 55. Índice de modulación utilizado.

Simulación:

En el comienzo, ambas referencias de P y Q están en 0 MW y 0 MVAR respectivamente. En el segundo $t = 0,25$ segundos se aplica una rampa de $P = 0$ a 5 MW durante $0,25 \text{ segundos}$. Una vez estabilizada P , en el segundo $t = 0,75$ se aplica una rampa de 0 a $1,5 \text{ MVAR}$ para Q en un tiempo de $1,25 \text{ segundos}$. Para luego analizar la respuesta al escalón del control, se aplica una reducción instantánea de $0,5 \text{ MW}$ en el segundo $1,25$, cambiando la referencia de P de 5 MW a $4,5 \text{ MW}$, y finalmente en el segundo $1,5$ la referencia de Q se modifica de $1,5 \text{ MVAR}$ a $1,25 \text{ MVAR}$.

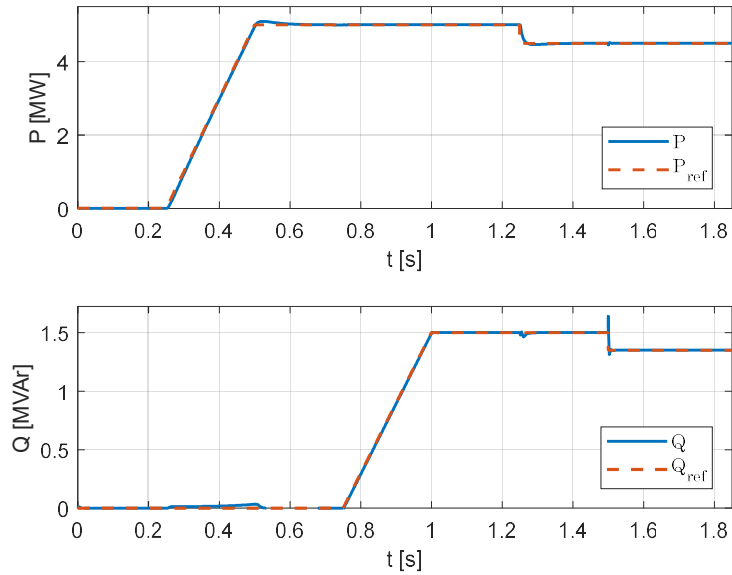


Fig. 56. (a) Potencia activa P y P_{ref} (b) Potencia reactiva Q y Q_{ref} . Modelo DC Power Port.

En la Fig. 56 vemos la evolución de P y Q en función de las referencias descritas anteriormente.

Si nos enfocamos en los momentos de variaciones bruscas en las referencias de potencia, podemos ver en la Fig. 57 como un escalón en P_{ref} causa una variación en Q debido al acoplamiento cruzado entre los ejes $d - q$. En la Fig. 58, se observa un comportamiento análogo para la P ; su variación en el momento que se aplica un escalón a Q .

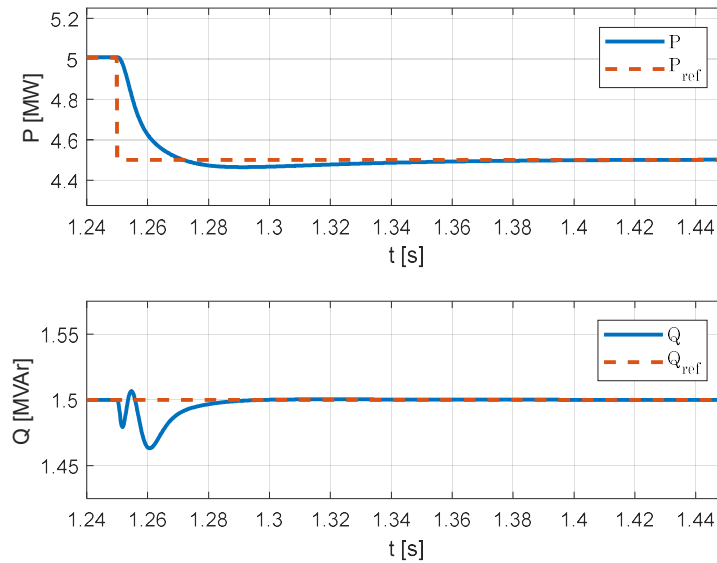


Fig. 57. (a) Escalón de Pref. (b) Variación en Q .

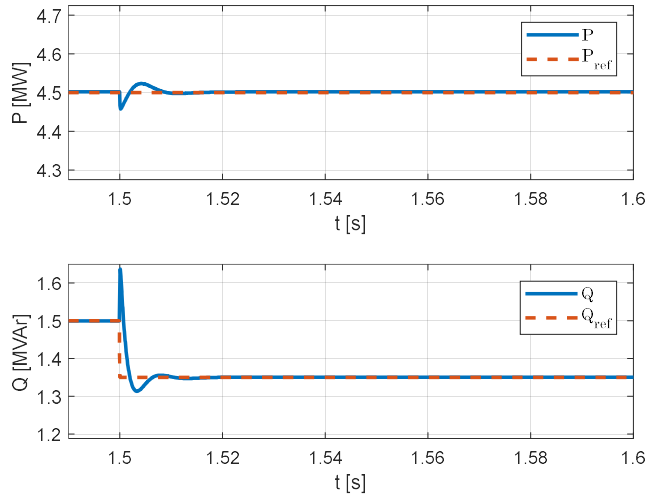


Fig. 58. (a) Variación en P. (b) Escalón en Q.

En la Fig. 59, vemos la variación de la tensión en la barra de alterna a la que se conecta el inversor, y obtenemos resultados coherentes. En el momento de inyección de potencia activa, vemos que la tensión en la barra disminuye, y en el momento de inyección de potencia reactiva, la misma sube. Es interesante ver que gracias al suministro de 1,5 MVAR de potencia reactiva, podemos regular la tensión de la barra desde 0,92 pu hasta 1,05 pu. Este resultado nos dice que tenemos una gran regulación de tensión dentro de las prestaciones del equipo y por supuesto para la red equivalente particular a la que está conectada el SVC.

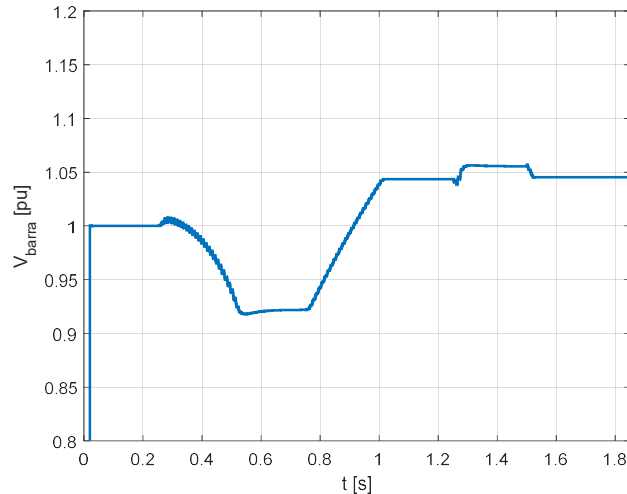


Fig. 59. Variación de la tensión de la barra de AC en pu.

Lo más importante de analizar en este modelo, es el desempeño del *DC Power Port*. El objetivo final de este nuevo lazo de control, es regular la referencia de P de referencia con el fin de mantener la tensión del bus de continua en un valor estable también de referencia. Como podemos ver en la Fig. 60, la tensión de continua se mantiene siempre en su valor de referencia. Las discrepancias que vemos en V_{dc} contrastada con su referencia son las cargas y descargas del capacitor del bus en los momentos de variación

de la potencia activa. Para tener una dimensión, la primera carga del capacitor representa una variación del orden del 0,03 % de la referencia, lo que termina siendo despreciable.

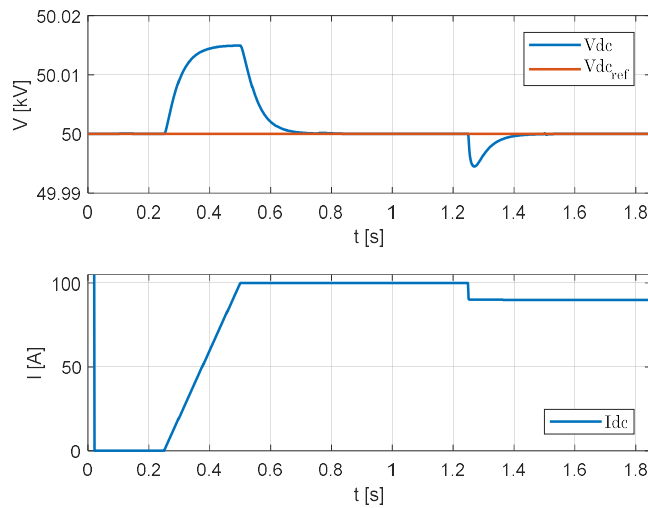


Fig. 60. (a) Variación de V_{dc} . (b) Variación de I_{dc} .

4.2. Convertidores Back to Back

En esta sección, se desarrollarán dos modelos de SVCs en una configuración back-to-back. La parte de continua del inversor ya no es más una fuente ideal de tensión o una señal continua, ahora es un voltaje impuesto por un rectificador. Se presentarán dos modelos distintos. El primero es el modelo simplificado, donde los inversores están representados por medio de sus funciones transferencias. Ambos SVCs serán controlados por medio de la estrategia de control DPC. Una vez sintonizado ambos controladores se utilizarán en el modelo en señal más completo.

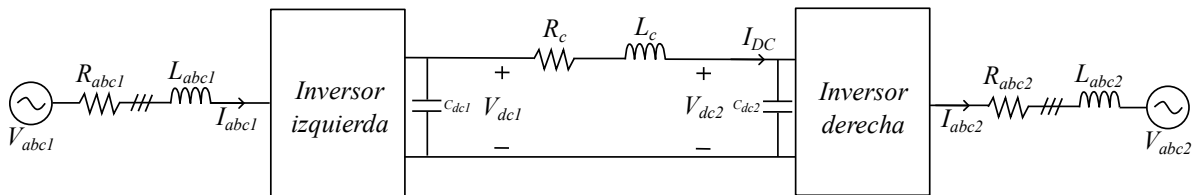


Fig. 61. Modelo de potencia del convertidor Back to Back a representar.

4.2.1. Modelo Simplificado

Representación de los VSC.

El primer paso será representar a cada inversor como una función transferencia. Si recordamos las ecuaciones que representan el control en el marco dq de las potencias activas y reactivas tenemos las siguientes ecuaciones:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - Ri_d + V_{td} - V_{sd} \quad (4.26)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - Ri_q + V_{tq} - V_{sq} \quad (4.27)$$

Como citamos en la sección 4.1.2, podemos expresar a V_{td} y V_{tq} como:

$$V_{td}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_d(t) \quad (4.28)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_q(t) \quad (4.29)$$

Las ecuaciones 4.28 y 4.29 representan el modelo del VSC en el marco dq . Como vimos en secciones anteriores, i_d e i_q son variables de estado, V_{td} y V_{tq} son entradas de control y V_{sd} y V_{sq} son perturbaciones. Como los ejes están acoplados definiremos m_d y m_q de la siguiente manera para desacoplarlos:

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d - L\omega_0 i_q + V_{sd}) \quad (4.30)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q + L\omega_0 i_d + V_{sq}) \quad (4.31)$$

Donde u_d y u_q son dos nuevas variables de control. Sustituyendo m_d y m_q en 4.28 y 4.29, respectivamente de 4.30 y 4.31, y sustituyendo para V_{td} y V_{tq} en las ecuaciones de estado 4.26 y 4.27 obtenemos:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_d \quad (4.31)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_q \quad (4.32)$$

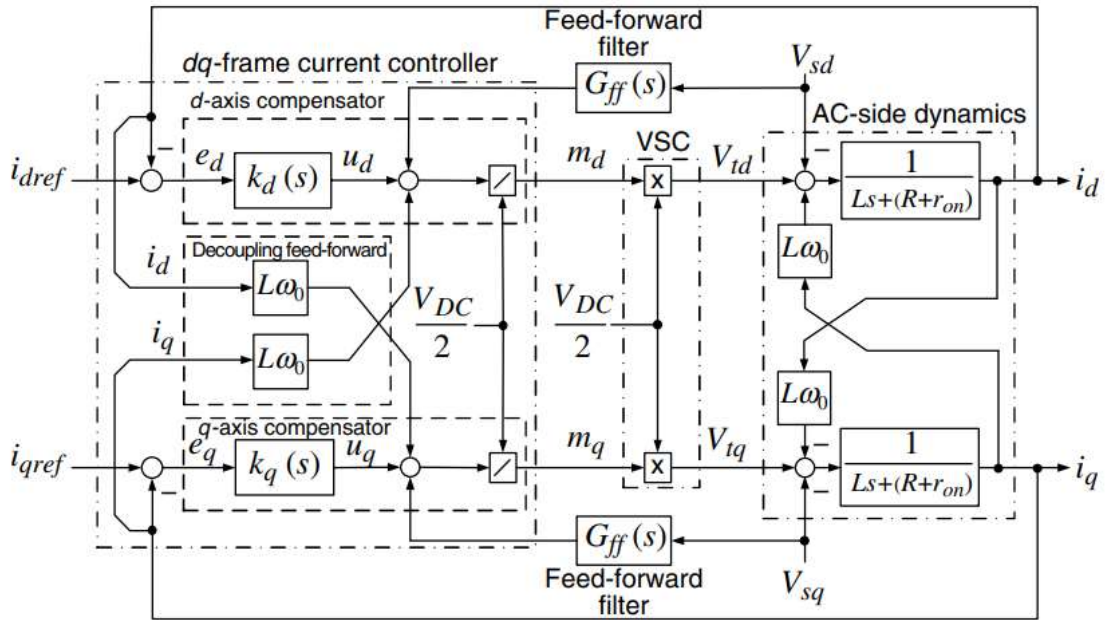


Fig. 62. Diagrama de bloque de control de un sistema VSC controlado por corrientes.

Las ecuaciones 4.31 y 4.32 representan dos sistemas lineales, de primer orden y desacoplados. La Fig. 62 muestra la representación en diagrama de bloques del control del eje d y q . El compensador del eje d procesa $e_d = i_{dref} - i_d$ y genera a u_d . Luego, basado en 4.23, u_d contribuye a m_d . El eje q es analogo obteniendo finalmente m_q . El VSC luego amplifica m_d y m_q por un factor de $\frac{V_{DC}}{2}$ y genera V_{td} y V_{tq} , que finalmente controla i_d e i_q basadas en 4.19 y 4.20. Podemos apreciar que es posible realizar un bloque de control simplificado, que es equivalente a la Fig. 62.

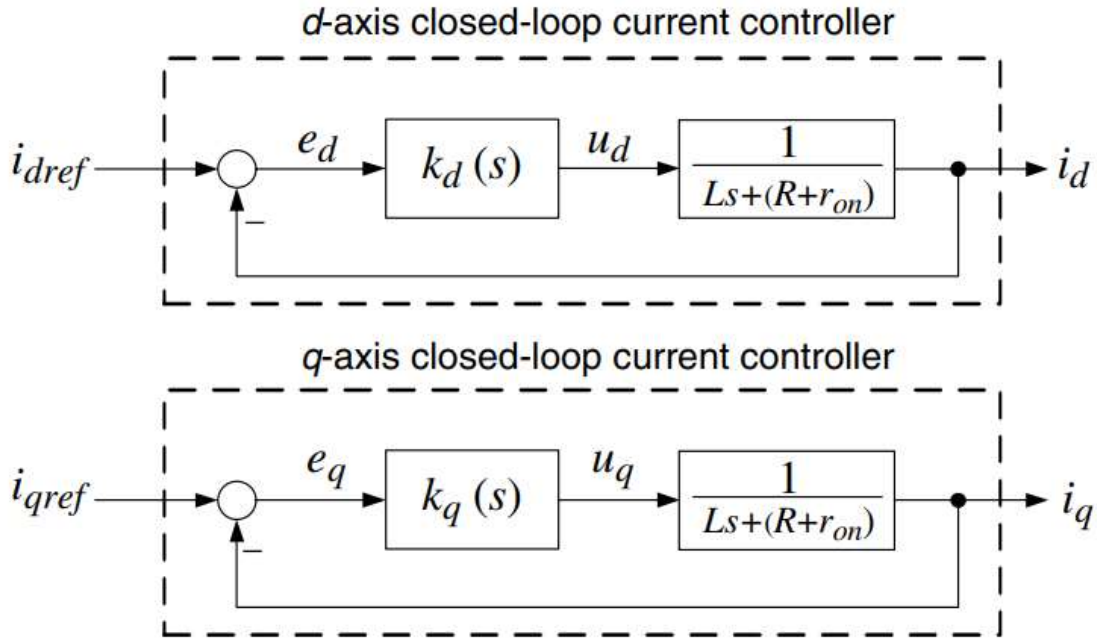


Fig. 63. Bloque de control simplificado del VSC controlado por corrientes.

La Fig. 63 indica que ambas plantas de control de los ejes d y q son idénticas. Podemos entonces elegir a $K_d(s)$ como un simple controlador PI.

Siendo:

$$k_d(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.33)$$

Donde k_p y k_i son las ganancias proporcional e integral respectivamente. Entonces, la ganancia del lazo de control resulta:

$$l(s) = \left(\frac{k_p}{Ls} \right) \frac{s + k_i/k_p}{s + R/L} \quad (4.34)$$

Como la planta tiene un polo en $-R/L$, que es muy cercano al origen, la magnitud y la fase del lazo de control empieza a descender a una frecuencia relativamente baja. Por ende, el polo de la planta primero se cancela con un cero cancelador en $s = -k_i/k_p$, y la ganancia del lazo asume la forma de $l(s) = k_p/(Ls)$. De esta manera, obtenemos la función de transferencia de lazo cerrado $l(s)/(1 + l(s))$:

$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = G_i(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (4.35)$$

Si:

$$k_p = L/\tau_i \quad (4.36)$$

$$k_i = R/\tau_i \quad (4.37)$$

De esta manera, si k_p y k_i son seleccionados basados en 4.36 y 4.37, la respuesta de i_d a i_{dref} se basa en una función transferencia de primer orden, cuya constante de tiempo es τ_i , y la misma es una decisión n de diseño.

La representación de nuestros VSC en el modelo back-to-back será por medio de estas funciones transferencias, ya que la misma es aplicable a la relación P/P_{sref} multiplicando ambos miembros por $\frac{3}{2}V_{dc}$.

Representación del DC Link.

Tomando al DC link como una línea RL de continua, desarrollaremos su modelo simplificado por medio del balance de potencias.

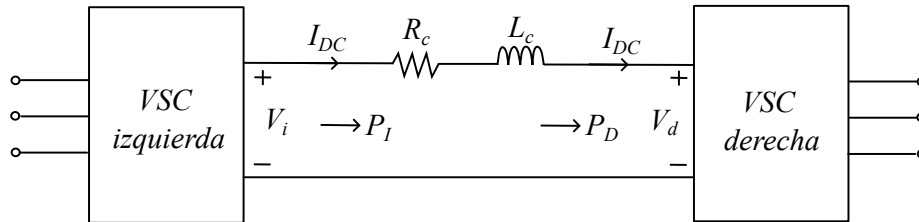


Fig. 64. Modelo de potencia del DC Link.

De la Fig. 64, podemos plantear:

$$P_i = V_i I_{DC} \quad (4.38)$$

$$P_d = V_d I_{DC} \quad (4.39)$$

La dinámica del modelo de la línea es:

$$L_c \dot{I}_{DC} + R_c I_{DC} = (V_i + V_d) \quad (4.40)$$

$$V_i = \frac{P_i}{I_{DC}} \quad (4.41)$$

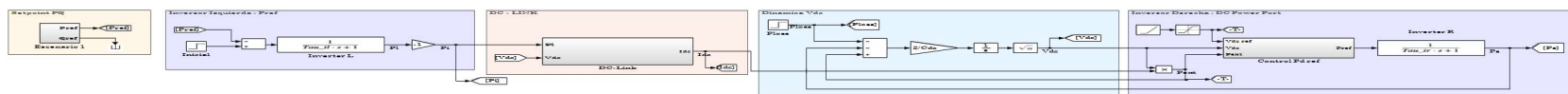


Fig. 66. Implementación en Simulink de VSC B2B - modelo simplificado

4.2.2. Modelo en Señal

Para representar nuestro modelo, seguiremos los mismos pasos realizados en el punto 4.1.2. A partir del diagrama de Bond Graph de la Fig. 67, desarrollaremos las ecuaciones de estado troncales del sistema para luego crear nuestro diagrama de bloques.

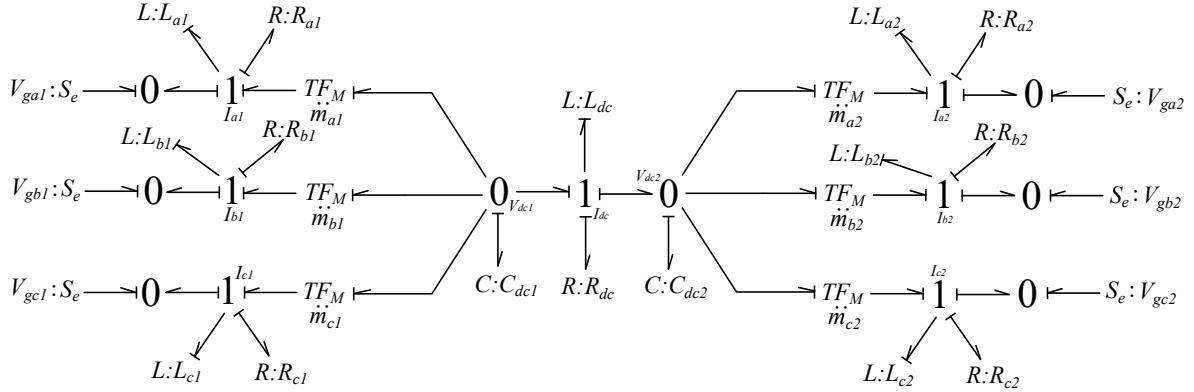


Fig. 67. Bond Graph de potencia del controlador Back to Back.

Planteamos el balance de tensiones en el primer “1”; el “1” asociado al convertor de la izquierda. El procedimiento se hará solamente para la fase a , las fases b y c son análogas.

$$-V_{ga1} - V_{La1} - V_{Ra1} + U_{cdc1} \cdot m_{a1} = 0 \quad (4.44)$$

Donde:

- V_{ga1} es la tensión de la fase a del convertor de la izquierda,
- $U_{La1} = L \frac{di_{a1}}{dt}$ es la tensión de la inductancia de la red,
- $U_{Ra1} = R_{a1} i_{a1}$ es la tensión de la resistencia de la red y finalmente
- $U_{cdc1} \cdot m_{a1}$ es la componente de tensión del capacitor del bus de DC asociado al extremo de nuestro convertor, multiplicado por el índice de modulación m_a .

El balance de corrientes en el “0” del primer capacitor del bus de continua:

$$-I_{La1} \cdot m_{a1} - I_{Lb1} \cdot m_{b1} - I_{Lc1} \cdot m_{c1} - I_{cdc1} - I_{Ldc} = 0 \quad (4.45)$$

Donde I_{cdc1} es la corriente del capacitor del primer convertor y puede ser calculada de la siguiente expresión:

$$U_{Cdc1} = \frac{q(t)}{c_1} = \frac{1}{c_1} \left(\int_0^t i_{dc}(t) d\tau + q_c(t) \right) \quad (4.46)$$

La corriente de la inductancia de la línea del bus de continua se calcula como:

$$U_{Ldc} = L \frac{dI_{dc}}{dt} \quad (4.47)$$

Planteamos el “1” del bus de DC:

$$U_{Cdc1} - U_{Cdc2} - U_{Rdc} - U_{Ldc} = 0 \quad (4.48)$$

Donde:

- $U_{Cdc2} = \frac{q(t)}{c_2} = \frac{1}{c_2} \left(\int_0^t i_{dc}(t) d\tau + q_c(t) \right)$ es la tensión del capacitor del convertor 2 del sistema,
- $U_{Rdc} = I_{dc} \cdot R_{dc}$ es la tensión de la resistencia del bus y finalmente
- $U_{Ldc} = L \frac{dI_{dc}}{dt}$ es la tensión de la inductancia del bus.

Por su parte, el balance de corrientes del “0” del segundo capacitor se plantea como:

$$I_{Ldc} - I_{Cdc2} - I_{a2} \cdot m_{a2} - I_{b2} \cdot m_{b2} - I_{c2} \cdot m_{c2} = 0 \quad (4.49)$$

Donde:

- I_{Cdc2} es la corriente del capacitor del convertor 2 del sistema,
- I_{Ldc} es la corriente del bus de continua,
- $I_{abc} \cdot m_{abc}$ es el producto de las corrientes de la red abc número 2, multiplicadas por los módulos de transformación del convertor derecho.

Planteamos la RelEst del “1” de la fase a de la red de la derecha:

$$U_{Cdc2} \cdot m_{a2} - U_{La2} - U_{Ra2} - V_{ga2} = 0 \quad (4.50)$$

Donde:

- $U_{C2} \cdot m_{abc2}$ es la tensión del capacitor 2 del bus de dc multiplicado por el índice de modulación a del convertidor 2,
- $U_{La2} = L \frac{di_{La2}}{dt}$ es la tensión de la inductancia de la red 2,
- $U_{Ra} = R_{a2} \cdot I_{La2}$ es la tensión de la resistencia de la red 2 y finalmente
- V_{ga} es la tensión de la red 2 a la que se conecta el inversor de la derecha.

Luego, el procedimiento para las fases b y c de los ambos lados de los convertidores es análogo al hecho recién.

Utilizando las ecuaciones 4.44 a 4.50 inclusive, podemos construir nuestro diagrama de bloques en Simulink

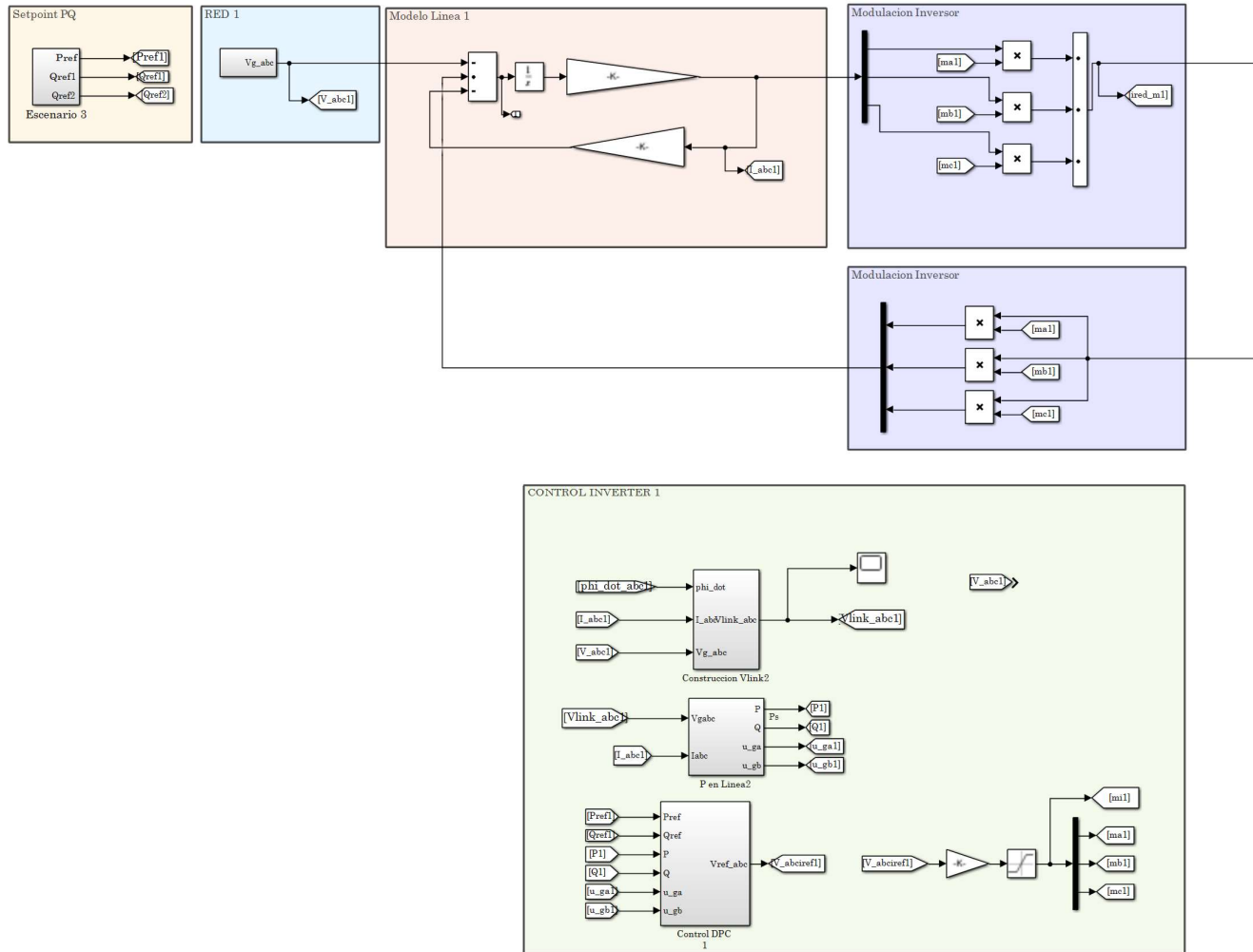


Fig. 68. Modelo B2B. Parte 1: Red AC izquierda, línea AC e inversor 1.

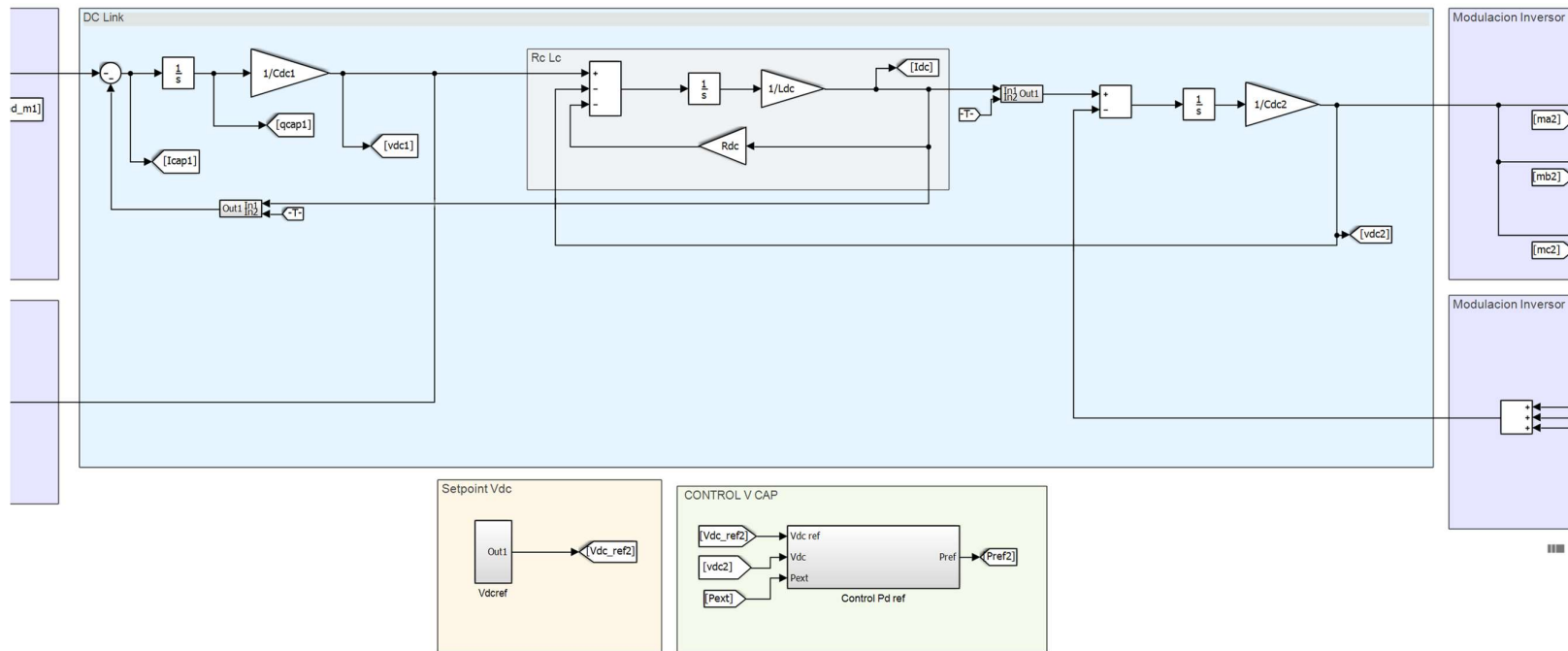


Fig. 69. Modelo B2B. Parte 2: DC link y control de V_{dc} .

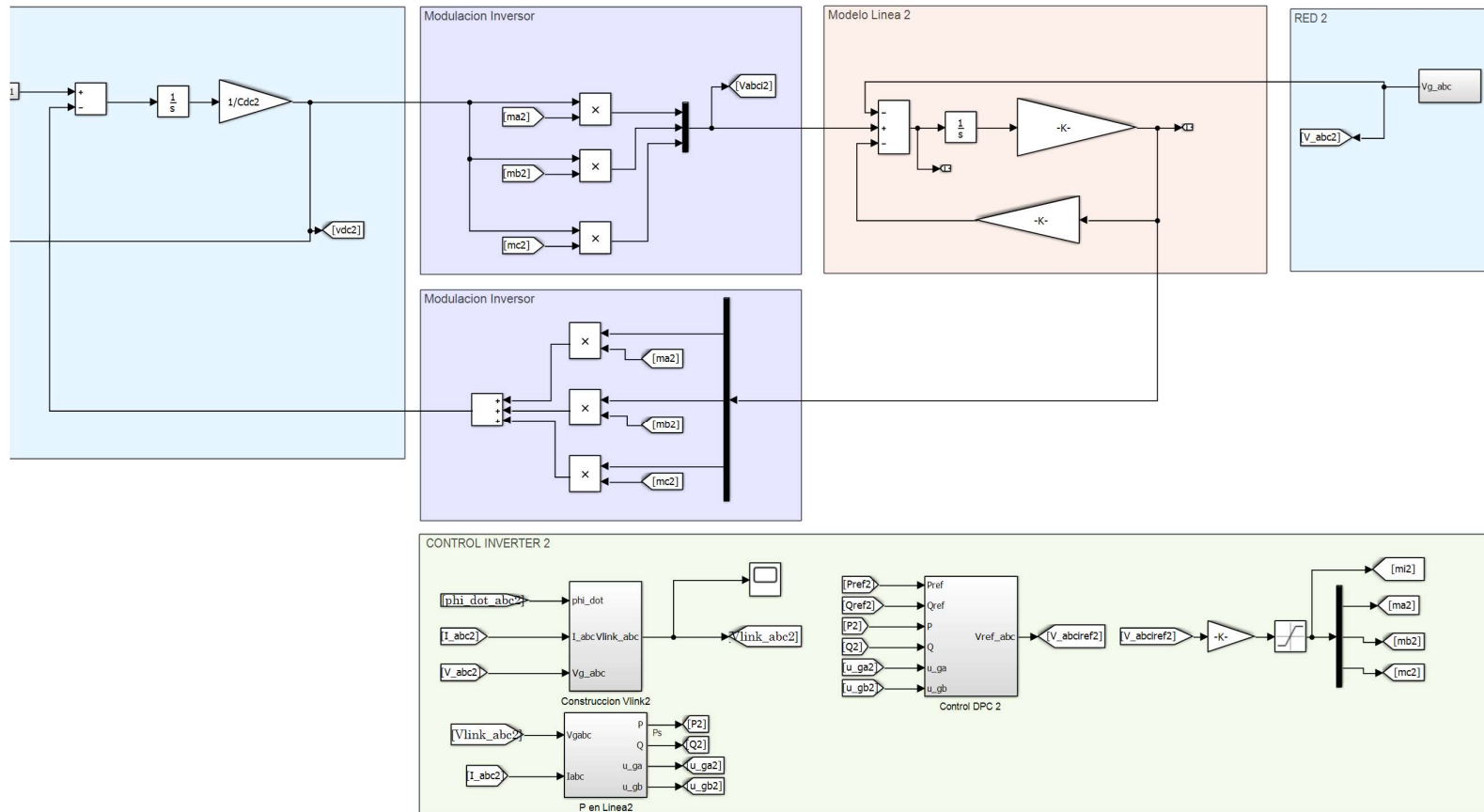


Fig. 70. Modelo B2B. Parte 3: Inversor 3, línea AC, red AC derecha.

Resultados

El objetivo de este modelo, es mostrar cómo podemos transferir potencia de manera bidireccional, siempre teniendo también como variable controlada a la tensión del bus de continua mediante el DC Power Port ya presentado.

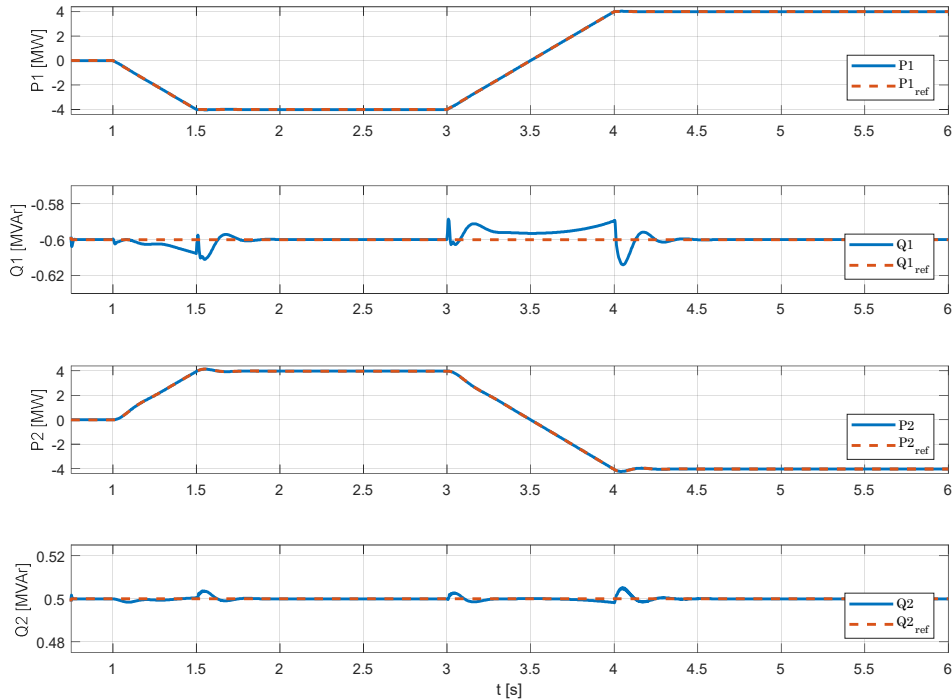


Fig. 71. (a) Potencia P y Q del inversor de la izquierda (P_1 y Q_1). (b) Potencia P y Q del inversor de la derecha (P_2 y Q_2).

En la Fig. 71 vemos como la variación de P_1 y P_2 son de igual magnitud y variación pero opuestas en signo. Esto se debe a las convenciones de signo positivo que tiene cada uno de los convertidores. Cuando un convertidor absorbe potencia P de la red de AC a la cual esta interconectada, el otro convertidor debe entregar esa misma potencia a su red de AC descontando todas las pérdidas del sistema Back to Back.

La influencia de las variaciones de P sobre la potencia reactiva Q puede ser apreciada para ambos convertidores. El desacoplamiento de los ejes d y q no es perfecto. Q_1 tiene perturbaciones del orden del 2,5% mientras que en Q_2 son más pequeña, solamente un 1%.

La Fig. 73 presenta una vista detallada de la tensión de la barra de AC a la que está conectada cada convertidor. Vemos que la variación dinámica de la potencia de los convertidores tiene una influencia en esta tensión, pero una vez que llega a régimen permanente esta tensión se estabiliza en un valor casi idéntico al que tenía previo a la variación del set point de potencia.

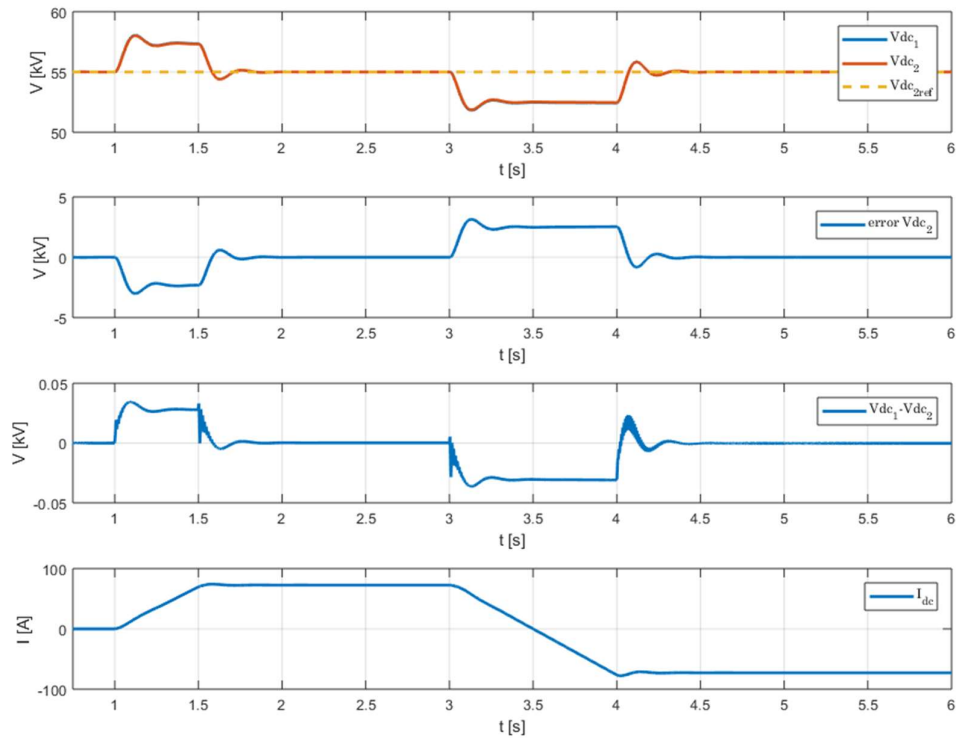


Fig. 72. (a) Variaciones de V_{dc} y V_{dc} y su error. (b) Corriente del bus de continua I_{dc} .

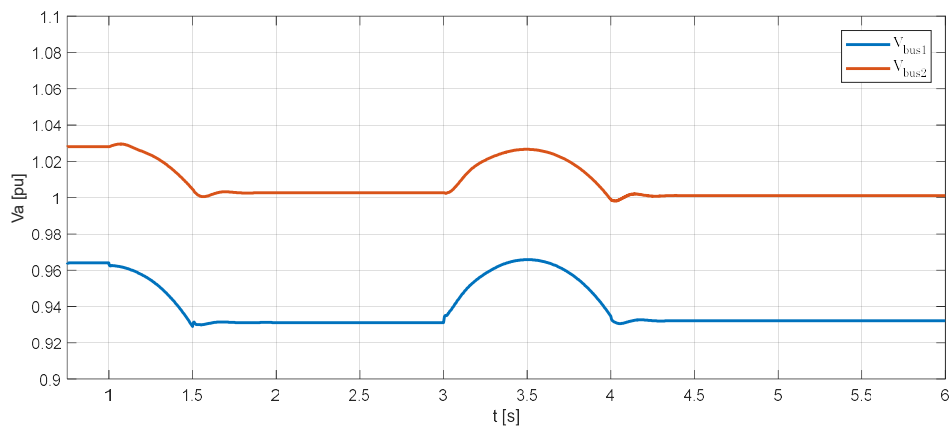


Fig. 73. Tensiones en los extremos convertidores del bus de continua en pu (Zoom).

A continuación, presentaremos como responde el modelo B2B ante variaciones bruscas de potencia activa, y como responde el convertidor opuesto al que recibe la referencia.

En el tiempo $t = 3$ segundos, se aplica un escalon de $P_{1ref} = -0.5$ MW pasando de $P_{1re} = -4$ MW a $P_{1re} = -4.5$ MW.

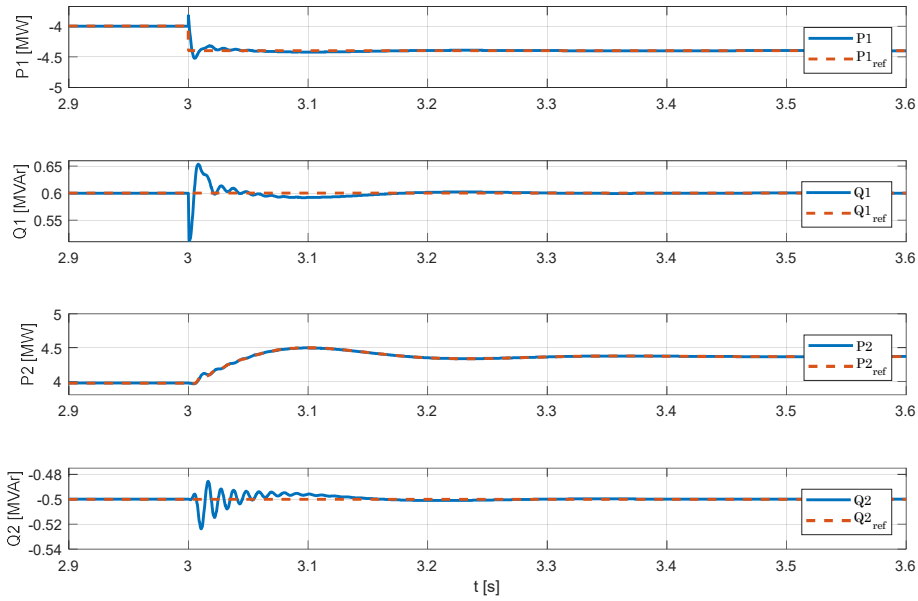


Fig. 74. (a) Variaciones de P_1 y Q_1 al escalón de P_1 . (b) Variaciones de P_2 y Q_2 al escalón de P_1 .

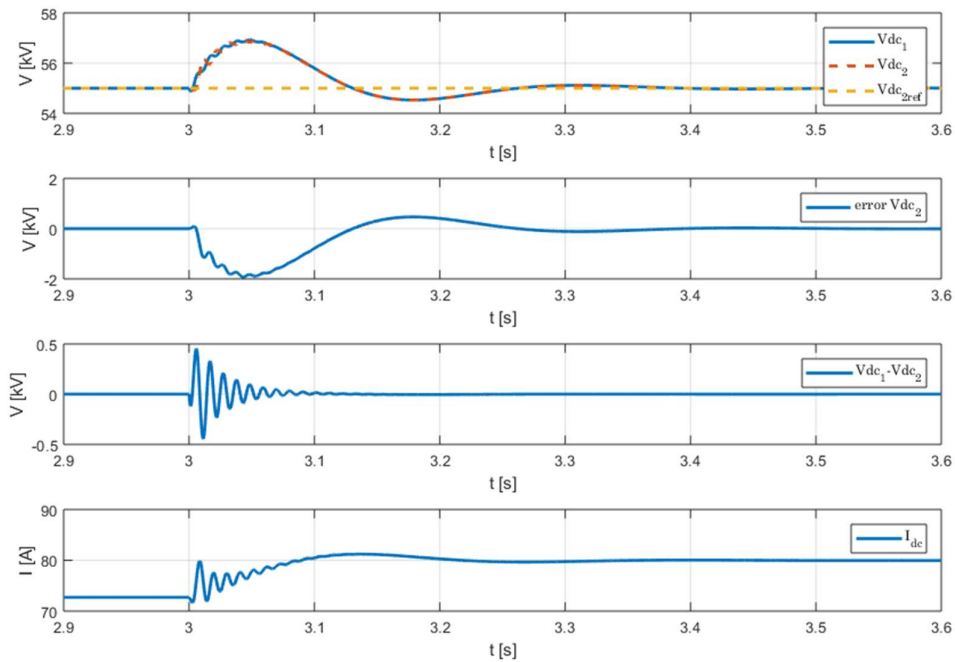


Fig. 75. (a) Variaciones de las tensiones en el bus de continua y sus errores. (b) Corriente I_{dc} del bus.

En la Fig. 75 vemos como la potencia del convertidor de la izquierda sufre el cambio abrupto en su referencia, y como esto repercute en las demás variables del sistema. La potencia del convertidor del a derecha P_2 cambia su referencia para transportar y entregar la nueva potencia provista por P_1 a la red de alterna a la que está conectada. Tanto Q_1 y Q_2 tiene oscilaciones amortiguadas que son capaces de retornar a su valor de referencia en un tiempo aceptable menor a $t = 0,3$ segundos.

La Fig. 75 muestra el desempeño del DC Power port, controlando la tensión del convertidor de la derecha V_{dc2} y por defecto también V_{dc1} . El salto abrupto en P_{1ref} causa

una perturbación de aproximadamente 3,63% en la tensión de continua. Apreciamos como la corriente del bus de continua aumenta con el fin de suplir la nueva demanda de potencia a transmitir por el convertidor B2B.

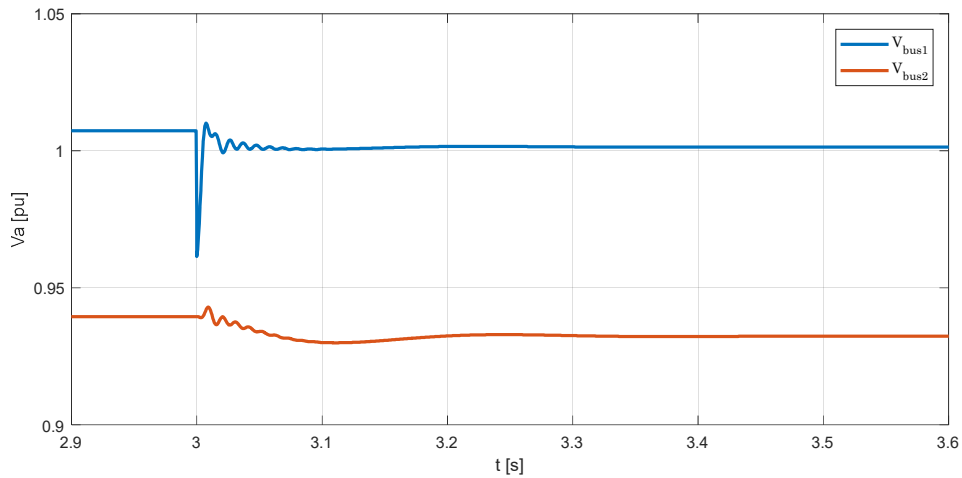


Fig. 76. Tensiones en los buses de alterna. Respuesta al escalón de P_1 .

La Fig. 76 muestra cómo se altera la tensión de alterna en su valor en por unidad. Vale la pena aclarar que en este estudio no se limitó la potencia a transmitir con el fin de respetar los márgenes aceptables de tensión en los sistemas de transmisión. Es por eso que la tensión de la barra del convertidor 2 es menos a 0,95 pu. Solo se trata de una validación de la estrategia de control para un convertidor B2B.

Veremos un último caso correspondiente a este modelo, que es la variación abrupta de la tensión de referencia del bus de continua.

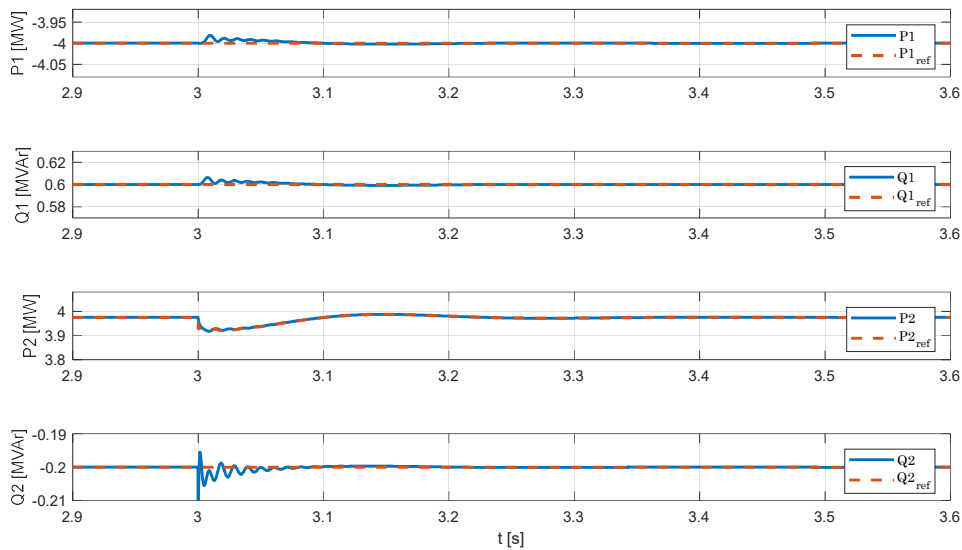


Fig. 77. (a) Variaciones en P_1 y Q_1 ante escalón de V_{dcref} (b) Variaciones en P_2 y Q_2 antes escalon de V_{dcref} .

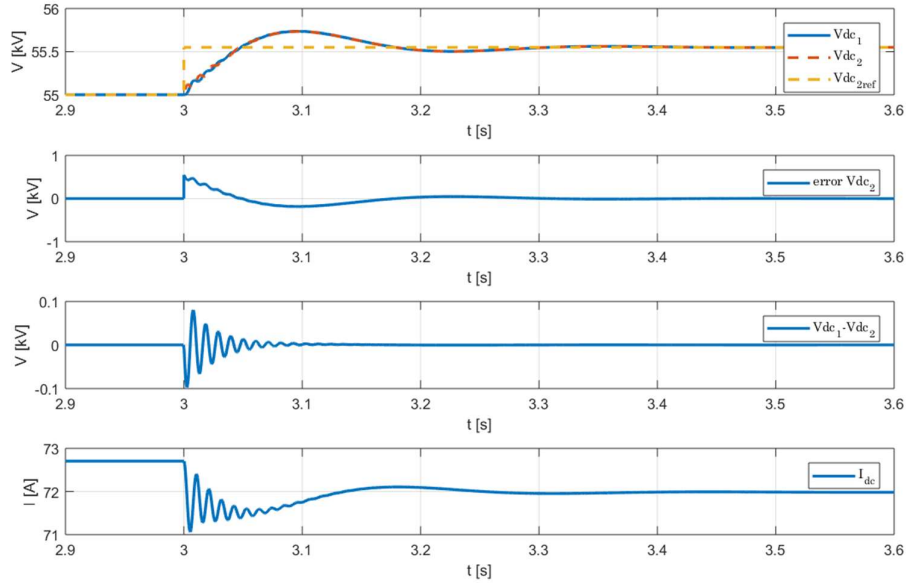


Fig. 78. (a) Escalón en V_{dcref} y evolución de V_{dc1} y V_{dc2} . (b) Evolución de I_{dc} .

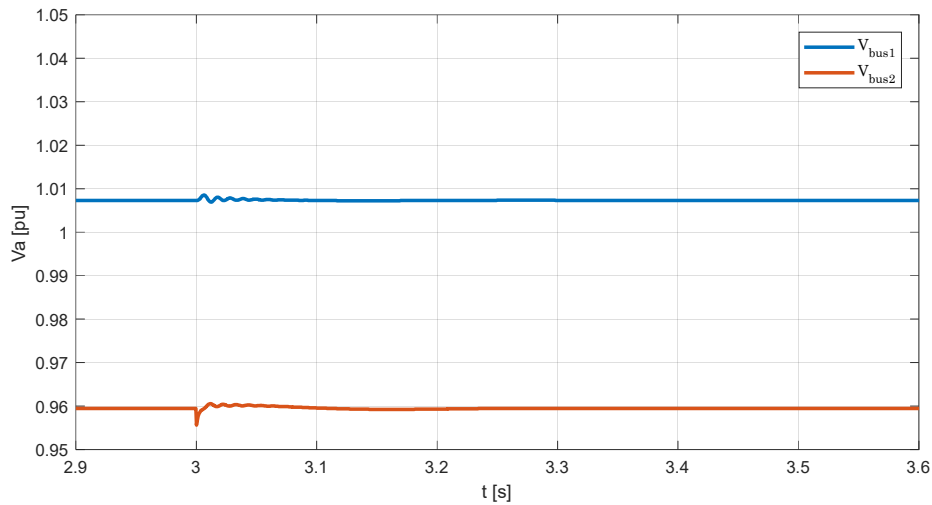


Fig. 79. Variaciones en las tensiones de las barras de alterna ante un escalón en V_{dcref} .

La Fig. 78 muestra el escalón en la tensión del bus de continua de un valor de 500 voltios. Como la referencia de potencia a transmitir sigue siendo la misma, vemos que la corriente del bus de continua disminuye debido al aumento de la tensión V_{dc} .

La potencia del convertor uno no se ve tan afectada como si lo hace la del inversor de la derecha, ya que en este se encuentra el DC Power Port. Es por eso que en la Fig. 77 vemos que P_1 solo sufre una pequeña perturbación en el momento del cambio de la tensión de continua, pero P_2 ve un cambio mayor en su referencia para poder cumplir con el cambio de setpoint de tensión.

Finalmente, podemos decir que ante un cambio tan pequeño de V_{dcref} (en este caso del orden del 1%, las tensiones en los buses de alterna se recuperan muy rápido de su alejamiento a su valor anterior al tiempo $t = 3$ que es cuando ocurre el cambio.

5. Caso de estudio – Experimentación Numérica de Modelo de Convertidores Back to Back

En la siguiente sección describiremos el proceso de experimentación numérica llevado a cabo sobre el modelo del inversor B2B en señal presentado en la sección 5.2.2. En esta ocasión, se llevó a cabo la simulación de un conjunto de escenarios de interés para estudiar la respuesta de nuestro modelo.

Los casos de estudio se eligieron en base a lo que se consideran condiciones normales de operación para un sistema como el estudiado, para las cuales nuestro modelo B2B debería demostrar un funcionamiento. Entre estos escenarios se encuentran variaciones en la frecuencia, en las tensiones de red, y fortaleza de los puntos de conexión.

5.1. Variaciones en niveles de tensión de red en ambos lados del vínculo

En este primer escenario se estudia una variación en los niveles de tensión de los extremos a los cuales estamos conectados. En este caso, se busca estudiar la respuesta transitoria de nuestro sistema ante saltos en el nivel de tensión del resto del sistema, que podrían ocasionarse por desconexiones de carga o cambios de taps bajo carga de transformadores. En nuestro modelo, dichos saltos de tensión se materializan en un step en el nivel de tensión de las fuentes ideales de los extremos.

El este escenario, nuestro sistema se encuentra transfiriendo Potencia Activa constante desde el Lado 1 hacia el Lado 2, y entrega Potencia Reactiva a ambos lados. Los cambios en los niveles de tensión son:

- En el segundo $t = 5 \text{ seg}$ se realiza un step del -5% en la tensión del Lado 1.
- En el segundo $t = 5,1 \text{ seg}$ se realiza un step de -5% en la tensión del Lado 2.

Como puede verse en la Fig. 80, el escalón en el nivel de tensión del Lado 1 tiene efectos tanto en las potencias del Lado 1 como del Lado 2, siendo más notorios en el primero. Por otro lado, el escalón de tensión en el Lado 2 tiene efectos apreciables solamente en dicho extremo. Las reacciones de las potencias frente al cambio de tensión son corregidas por ambos inversores, logrando volver al estado estacionario en que se encontraban previo a la perturbación, pero con un nuevo valor de red.

Cabe destacar que el mayor impacto lo tienen las potencias reactivas a cada lado del vínculo.

En la Fig. 81 se muestra la evolución de las variables en el vínculo de continua, observando que la primer perturbación, del Lado 1, tiene efecto en las tensiones de los capacitores a ambos lados del DC-Link. En el otro caso, la perturbación del Lado 2 se ve mayormente absorbida por el control de tensión del DC-Link acoplado al inversor, atenuando los efectos en el Lado 1.

Finalmente, en la Fig. 82 se muestran los niveles de tensión en ambos puntos de conexión.

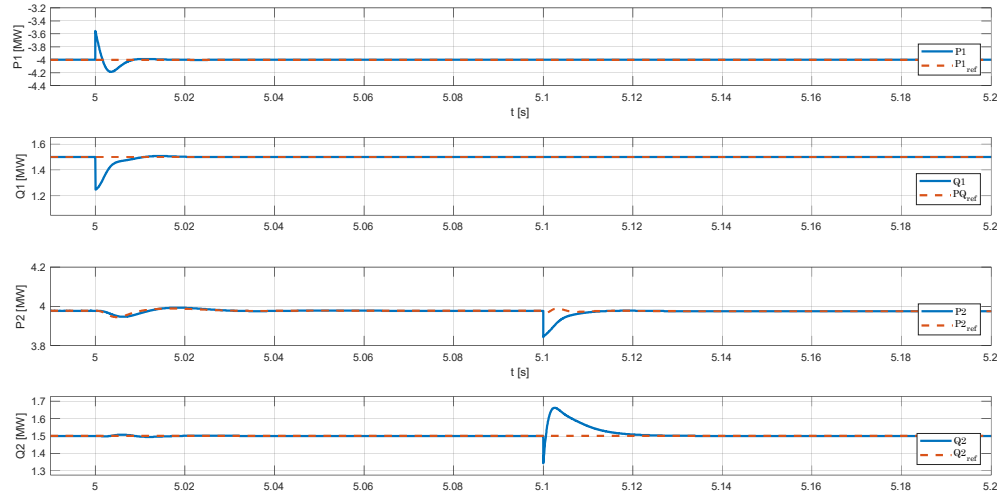


Fig. 80. Evolución de P y Q ante escalones en nivel de tensión de Red 1 y Red 2.

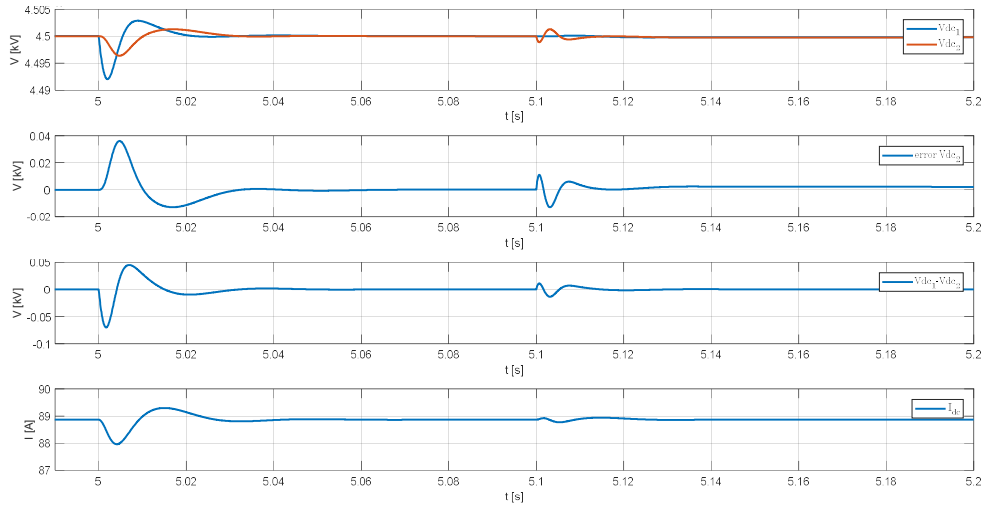


Fig. 81. Evolución de magnitudes de DC-Link ante escalones en nivel de tensión de Red 1 y Red 2.

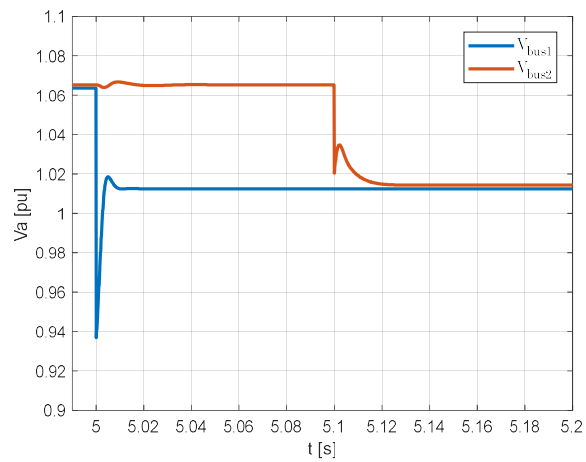


Fig. 82. Evolución de tensiones de barras ante escalones en nivel de tensión de Red 1 y Red 2.

5.2. Vinculación de dos redes con distinta frecuencia

Dada la existencia del vínculo de continua en nuestro sistema, ambos puntos están desvinculados en términos de frecuencia. Es por esto que es posible vincular dos sistemas de distinta frecuencia. A modo de demostración, a continuación, se muestran los siguientes escenarios:

- Vinculación entre una red de 50hz con otra de 60hz.
- Comparación de evoluciones del sistema vinculado dos puntos de una red a 50hz o otra a 60hz.

5.2.1. Red 1: $f = 50\text{hz}$ y Red 2: $f = 60\text{hz}$

En este primer escenario se muestra el correcto funcionamiento de nuestro modelo vinculando la Red 1 de frecuencia de 50hz con la Red 2 de frecuencia de 60hz. Este es un caso de interés para escenarios de vinculación de sistemas de distinta frecuencia, como pueden ser los sistemas de Argentina y Brasil.

El escenario base que se plantea es la transferencia de Potencia Reactiva de la Red 1 hacia la Red 2, y la alimentación de Potencia Reactiva hacia ambos lados. En distintos instantes, se realizan escalones del 10% de la Potencia Reactiva transmitida en el vínculo, y escalones de 10% en las Potencias Reactivas del Lado 1 y Lado 2.

En las Fig. 83, Fig. 84 y Fig. 85 se observa el correcto funcionamiento del sistema, logrando la transferencia de potencia activa a través del vínculo, la alimentación de potencia reactiva a cada punto de conexión, y la capacidad de soportar cambios de setpoint de potencias.

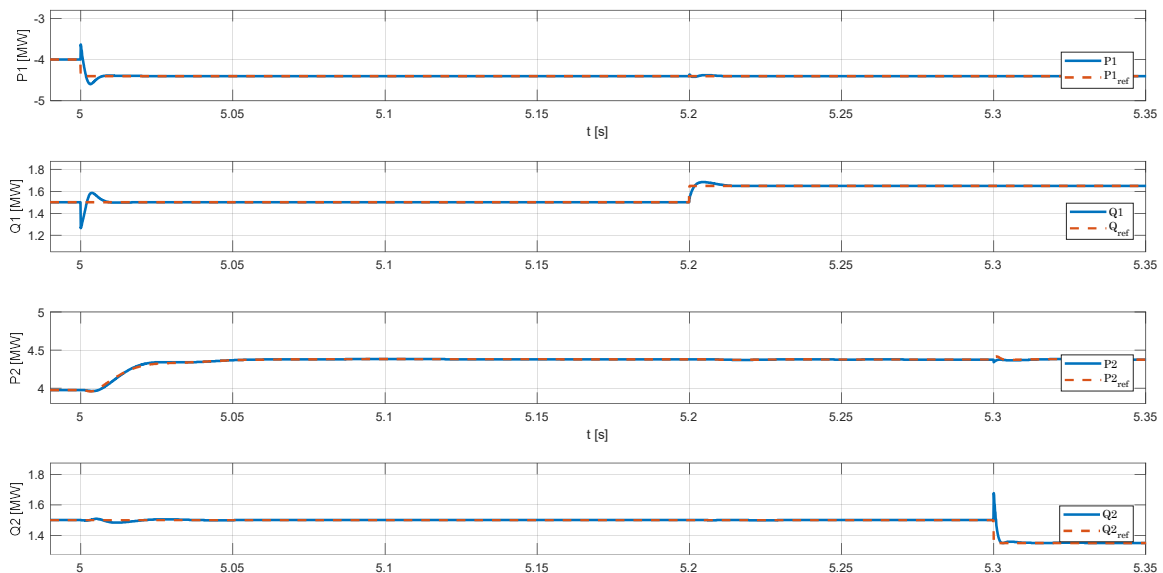


Fig. 83. Vinculación de sistemas de distinta frecuencia – Evolución de P y Q.

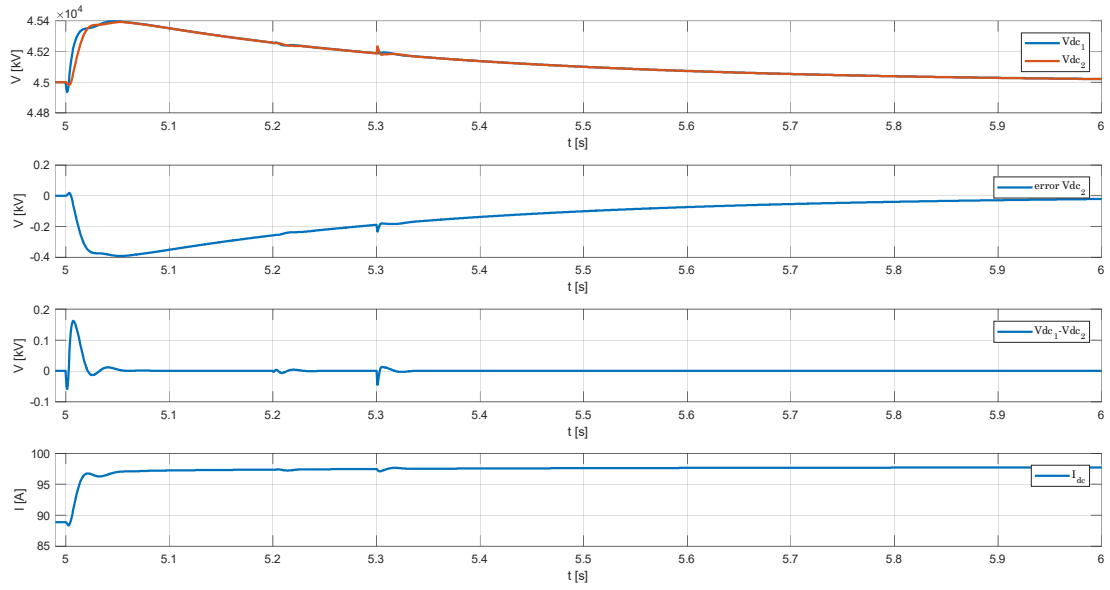


Fig. 84. Vinculación de sistemas de distinta frecuencia – Evolución de magnitudes de vínculo DC.

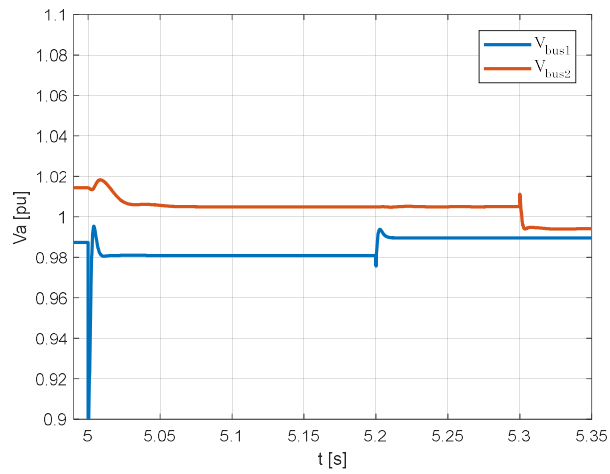


Fig. 85. Vinculación de sistemas de distinta frecuencia – Evolución de Tensiones en puntos de interconexión.

5.2.2. Comparación sistema con redes de 50hz vs redes de 60hz.

Otro caso de interés es observar el comportamiento de nuestro sistema al trabajar en redes de 50hz y de 60hz, para ver si existe alguna diferencia apreciable en términos transitorios y estacionarios.

A continuación, se presenta el mismo escenario de simulación de la sección anterior, con los mismos valores de setpoint de P y Q, pero para modelos parametrizados con:

- Red 1 y Red 2 de 50hz.
- Red 1 y Red 2 de 60hz.

En las Fig. 86, Fig. 87 y Fig. 88 se muestran las evoluciones de las variables de nuestro sistema, presentadas de la misma manera que la sección 5.2.1.

Si bien las diferencias de comportamiento no son demasiado apreciables, estos resultados nos permiten afirmar el cambio de frecuencia de trabajo no tiene un efecto apreciable en el funcionamiento de nuestro vínculo, lo cual nos permite utilizar el mismo ajuste de control tanto para una red de 50hz, como para otra de 60hz.

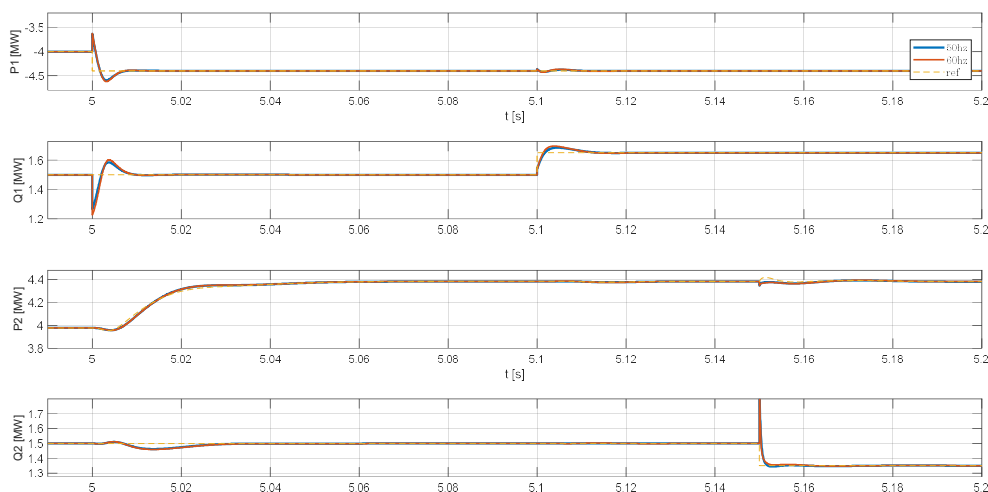


Fig. 86. Comparación de vínculo en redes de 50hz vs 60hz – Evolución P y Q.

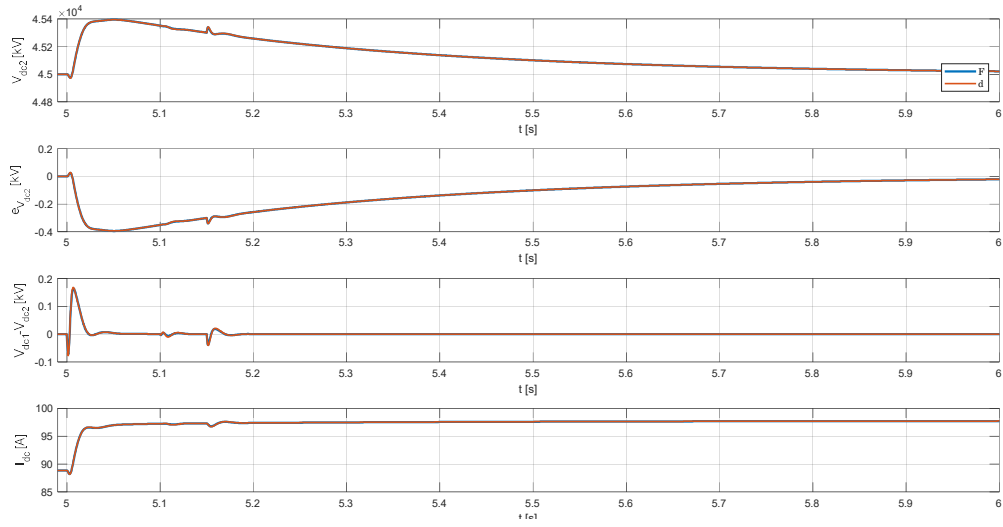


Fig. 87. Comparación de vínculo en redes de 50hz vs 60hz – Evolución de variables de DC-Link.

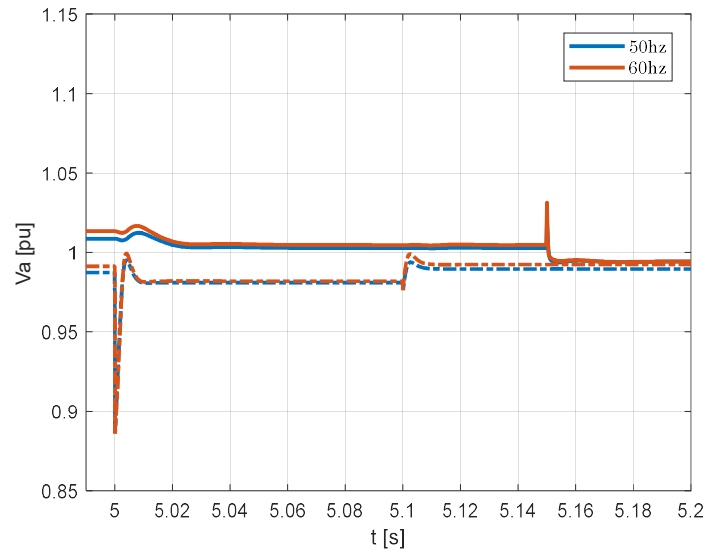


Fig. 88. Comparación de vínculo en redes de 50hz vs 60hz – Evolución de Tensiones en puntos de interconexión.

5.3. Estudio comparativo de conexión de extremos débiles y fuertes

En este último escenario se simula el efecto de la impedancia de cortocircuito de los extremos de nuestro vínculo DC-Link. La idea de este ensayo es analizar cuáles son las consecuencias de la presencia/ausencia y magnitud de la impedancia de cortocircuito en cada lado del vínculo.

5.3.1. Variaciones de parámetros de Red 1 – Lado derecho

En esta primera simulación, se asigna una impedancia de corto circuito nula al Lado 2 del sistema, y se varia la impedancia del Lado 1.

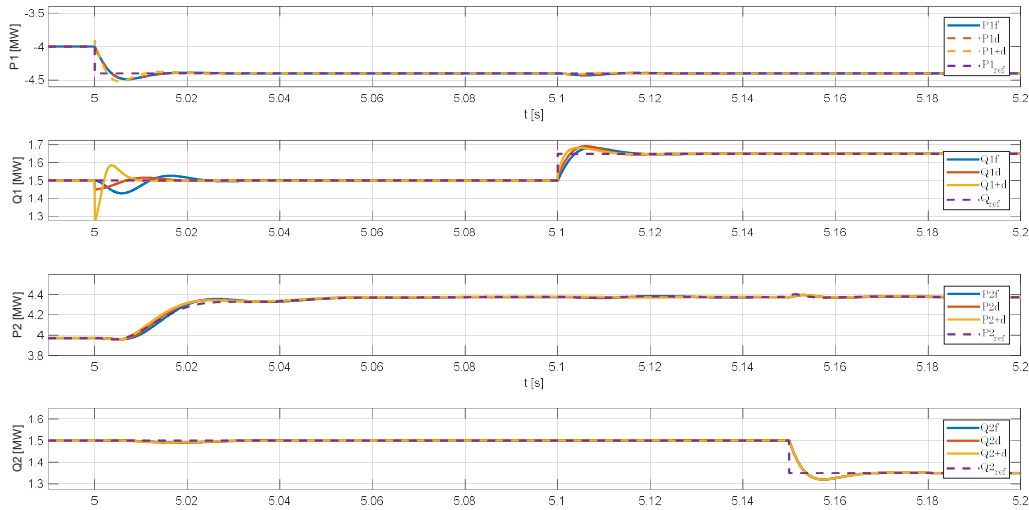


Fig. 89. Evolución de potencias en vínculo. Comparación entre redes fuerte (f), débil (d), y más débil (+d) del lado izquierdo.

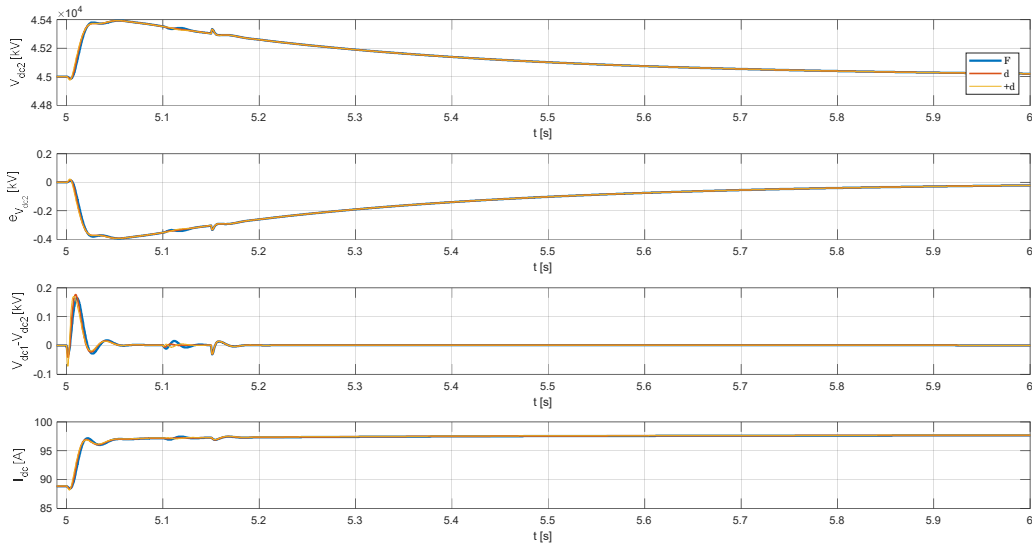


Fig. 90 Evolución de magnitudes en el link de VDC del vínculo. Comparación entre redes fuerte (f), débil (d), y más débil (+d) del lado izquierdo.

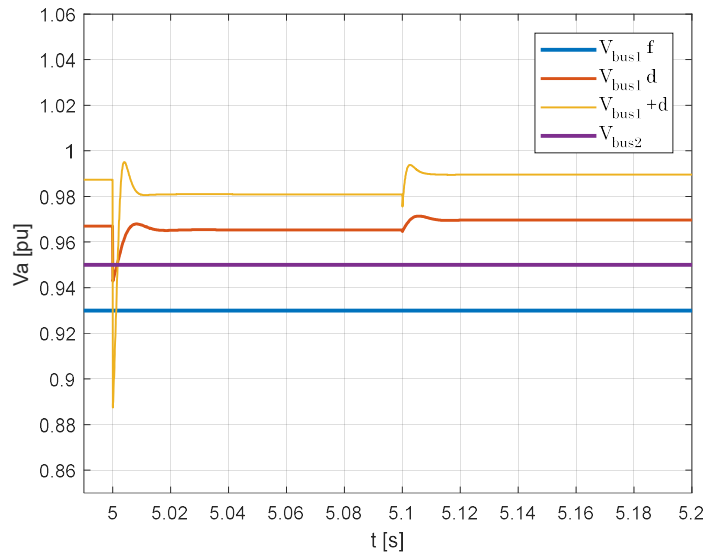


Fig. 91. Tensiones en puntos de conexión a ambos lados del vínculo. Comparación entre redes fuerte (f), débil (d), y más débil (+d) del lado izquierdo.

En las Fig. 89, Fig. 90 y Fig. 91 se comparan las respuestas del sistema para cada valor.

En este escenario observamos que el principal impacto se encuentra en la Potencia Reactiva del Lado 1, como se ve en la Fig. 89, donde se encuentra una perturbación mayor en función de una mayor impedancia de cortocircuito. Esto se debe al impacto de la Z_{cc} en la tensión del sistema, y la capacidad de nuestro inversor en regular la potencia activa P correctamente a pesar de los transitorios de tensión. Por otro lado, en líneas generales, no se observa impacto en las otras magnitudes del sistema y en sus evoluciones.

5.3.2. Variaciones de parámetros Red 2 – Red Derecha.

De manera inversa a la sección 5.3.1, se asigna una Z_{cc} nula al Lado 1 de nuestro circuito, y una Z_{cc} variable y se comparan los resultados.

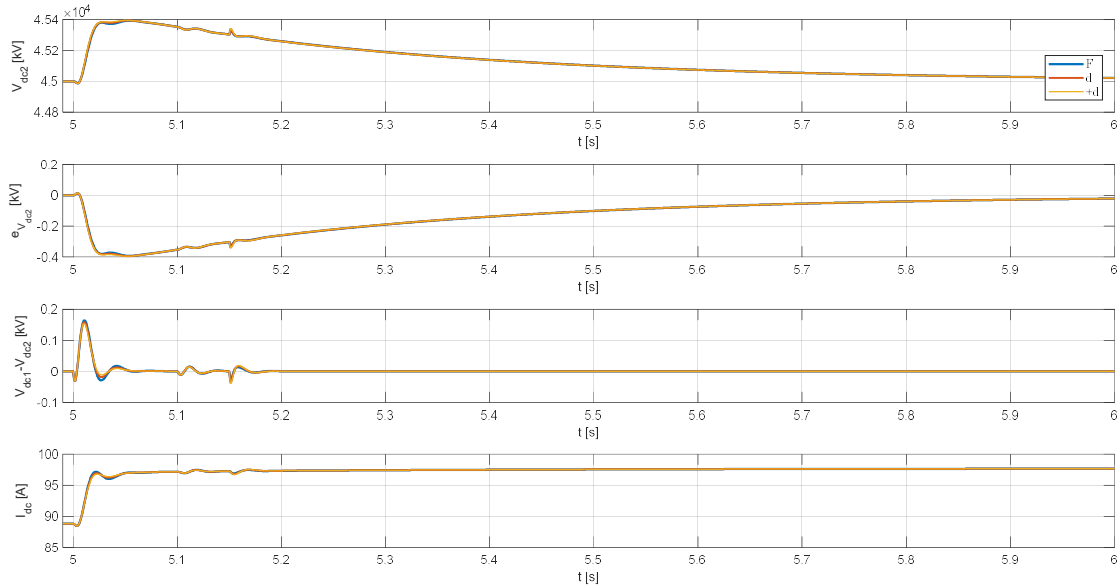


Fig. 92. Efectos de Z_{cc} de la red 2 en la dinámica de las variables del DC Link. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).

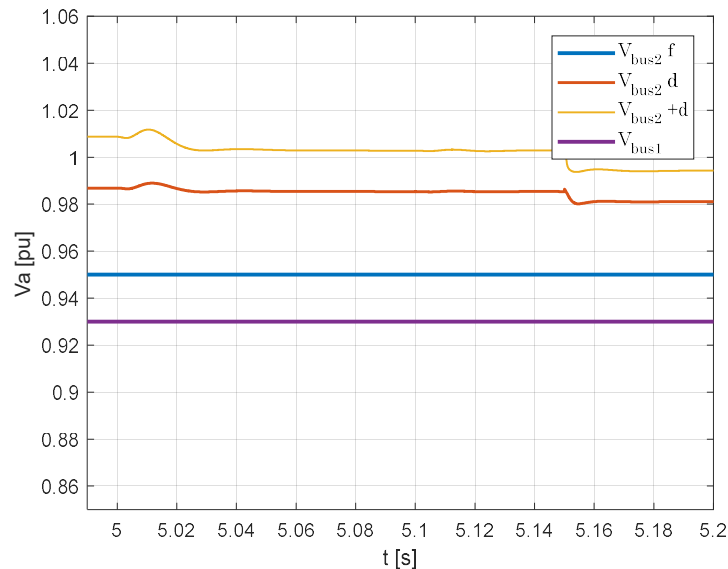


Fig. 93. Efectos de Z_{cc} de la red 2 en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).

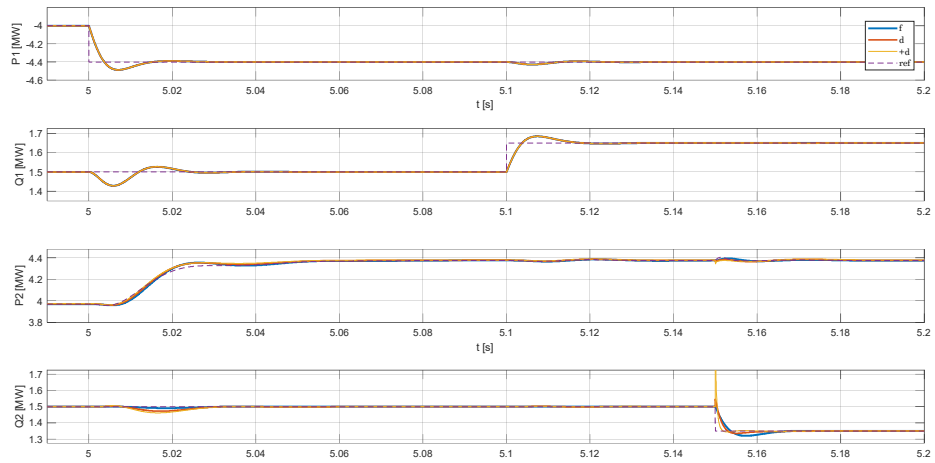


Fig. 94. Efecto de Z_{cc} de la red 2 en la dinámica de las potencias del vínculo. Comparación de red fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).

Analogamente al caso anterior, los efectos de la Z_{cc} en la tensión de forma transitoria se manifiestan en una evolución abrupta de la potencia reactiva Q en el Lado 2. También es claro el efecto de la Z_{cc} en el nivel de tensión en regimen estacionario.

El resto de las magnitudes del sistema no presentan una modificación apreciable tanto en sus valores de regimen como en sus evoluciones transitorias.

5.3.3. Variación de parámetros de ambos lados. De fuerte a débil.

Para finalizar esta sección, se compararon los escenarios que contemplan una variación de las Z_{CC} de ambos lados de la línea, buscando analizar el efecto que ambas impedancias tienen sobre la red.

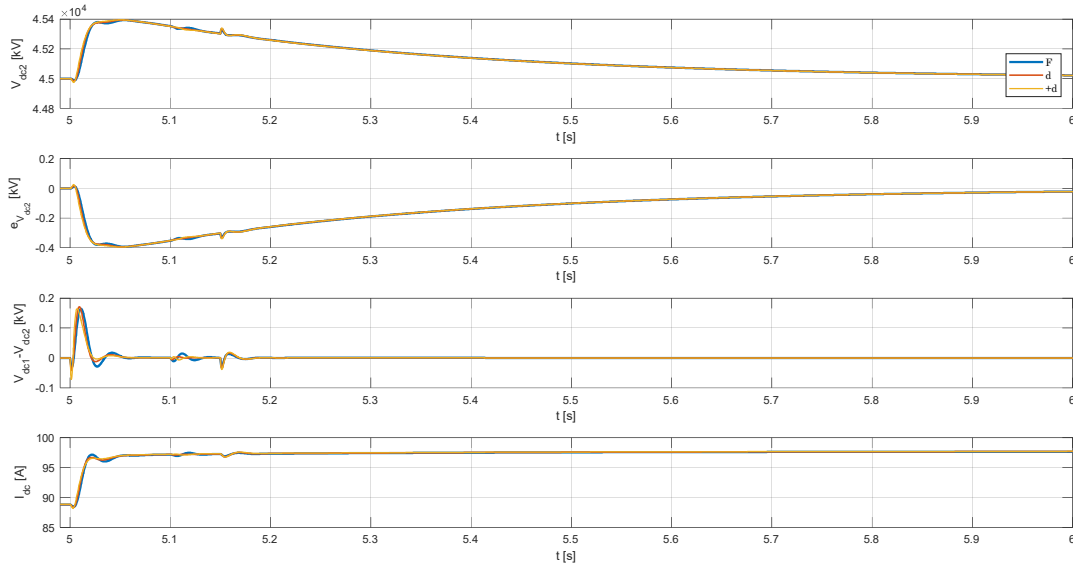


Fig. 95. Efectos de Z_{cc} a ambos lados en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d).

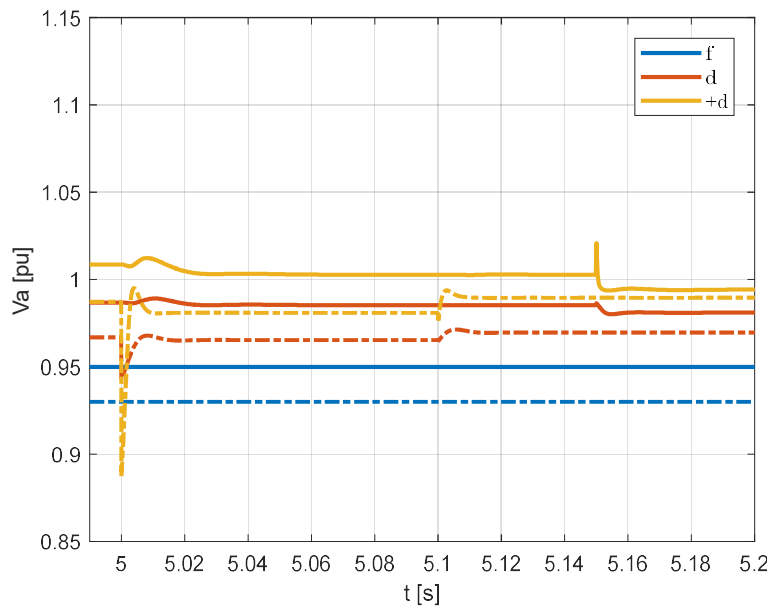


Fig. 96. Efectos de Z_{cc} a ambos lados en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d)

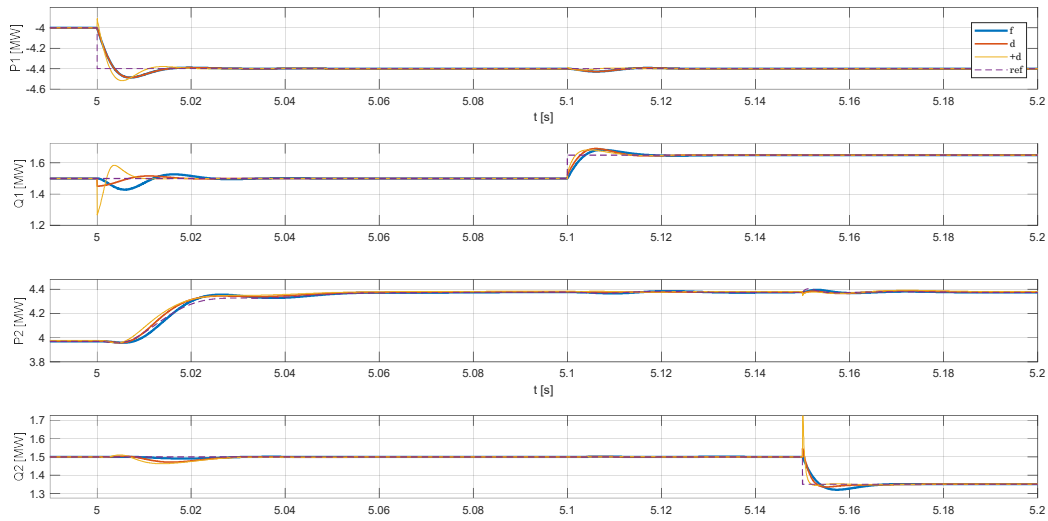


Fig. 97. Efectos de Zcc a ambos lados en la dinámica de las tensiones de los puntos de conexión. Comparación entre redes fuerte (F), débil (d), y más débil (+d)

En las Figuras Fig. 95, Fig. 96 y Fig. 97 se muestran las gráficas comparativas de cada caso simulado. Los resultados nos muestran una superposición de los fenómenos demostrados en las secciones anteriores, sin observar una diferencia sustancial por la mutua presencia de las impedancias de corto circuito.

6. Casos de estudio

6.1. Implementación de control SVC en una red de distribución y/o transmisión en media tensión.

La red a analizar en este caso consiste una red de distribución típica de Europa, desarrollada por *CIGRE-Networks (CIGRE Task Force C6.04.02)* [12] [13], que fácilmente puede ser adaptada a los valores base de tensión que se utilizan en Argentina, ya que la topología es similar.

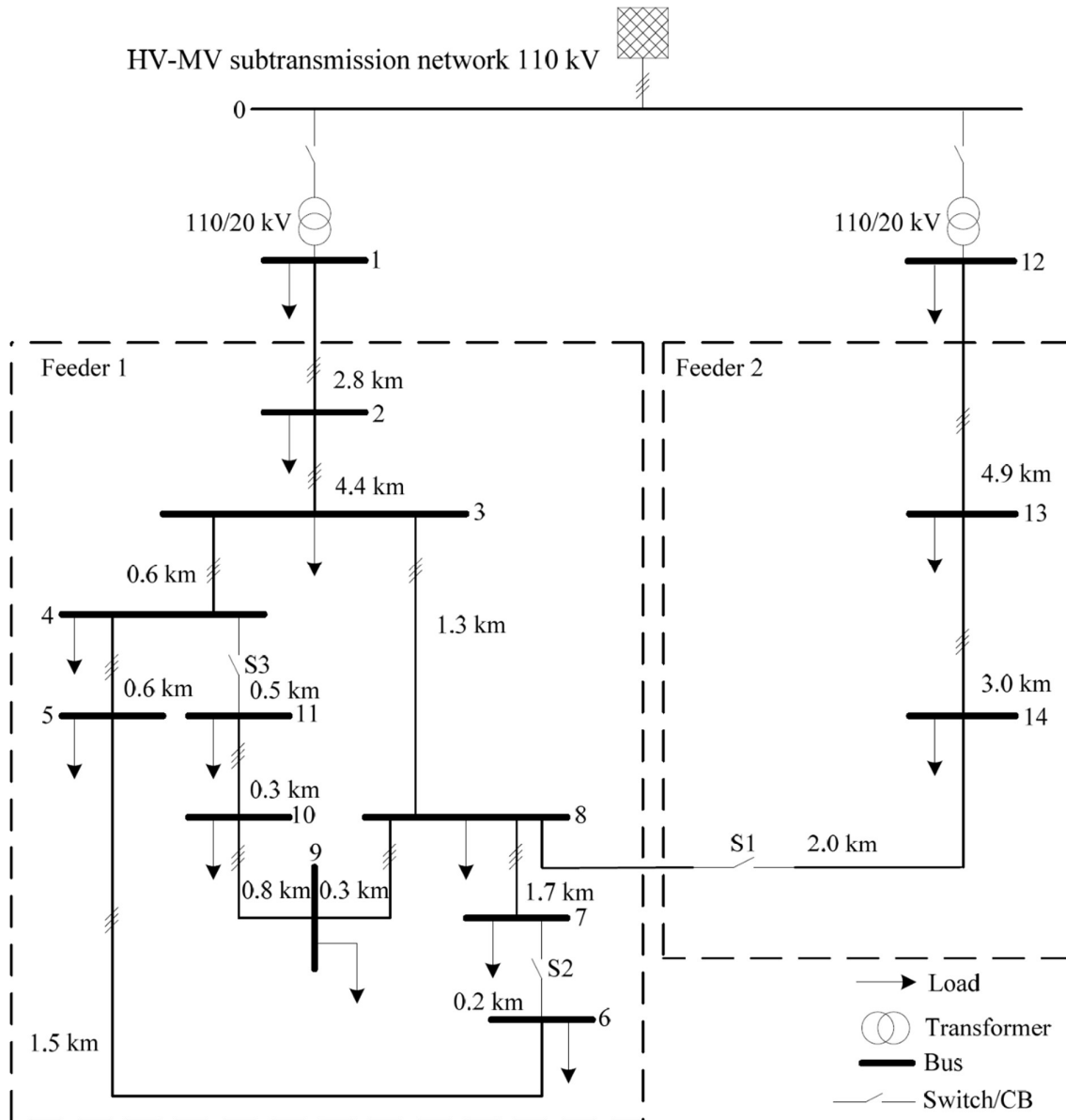


Fig. 98. Sistema de distribución típico de MT.

Los valores de tensión en nuestro caso serán de $U_{MT} = 33 \text{ kV}$.

Para la simplicidad de la simulación se tomará el alimentador 1 de la derecha. El diseño de operación de la red es con todos los seccionadores S1, S2 y S3 abiertos, ya que en la realidad no existe dicha vinculación. Estos están representados simplemente para poder solucionar los problemas que presenta la red de manera rápida, mallando la misma.

Como veremos, el “feeder 1” tiene problemas de tensión en las barras terminales 9, 10 y 11, ya que allí se concentra la mayor cantidad de carga.

Las cargas serán modeladas como impedancia constante o potencia constante, dependiendo si son residenciales/comerciales o industriales respectivamente.

Nodo	Potencia Aparente S [kVA]		Factor de potencia fp	
	Residencial	Comercial/Industrial	Residencial	Comercial/Industrial
1	15300	5100	0.98	0.95
2	0	0	-	-
3	285	265	0.97	0.85
4	445	0	0.97	-
5	1680	0	0.9	-
6	1120	0	0.9	-
7	0	1580	-	0.95
8	605	0	0.97	-
9	0	675	-	0.85
10	490	2240	0.97	0.9
11	3400	-	0.97	-

Tabla 1. Valores de cargas del sistema de distribución.

Por parte de las líneas de transmisión, se utilizó el modelo de la línea de transmisión de Simulink “*Three-Phase PI Section Line*”. Los valores de las mismas se encuentran a continuación.

Línea N°	Desde barra	Hasta barra	R'_{ph}	X'_{ph}	B'_{ph}	R'_0	X'_0	B'_0	L
			$\left[\frac{\Omega}{km}\right]$	$\left[\frac{\Omega}{km}\right]$	$\left[\frac{\mu S}{km}\right]$	$\left[\frac{\Omega}{km}\right]$	$\left[\frac{\Omega}{km}\right]$	$\left[\frac{\mu S}{km}\right]$	$[km]$
1	1	2	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	2.82
2	2	3	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	4.42
3	3	4	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.61
4	4	5	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.56
5	5	6	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	1.54
6	6	7	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.24
7	7	8	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	1.67
8	8	9	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.32
9	9	10	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.77
7	10	11	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.33
11	11	4	0.501	0.716	47.49	0.817	1.598	47.49	0.49

Tabla 2. Parámetros de las líneas de transmisión.

La solución propuesta para esta red, en varios trabajos, y en la misma revista publicada por CIGRE, es la implementación DEG en varios puntos de la red, como se muestra a continuación.

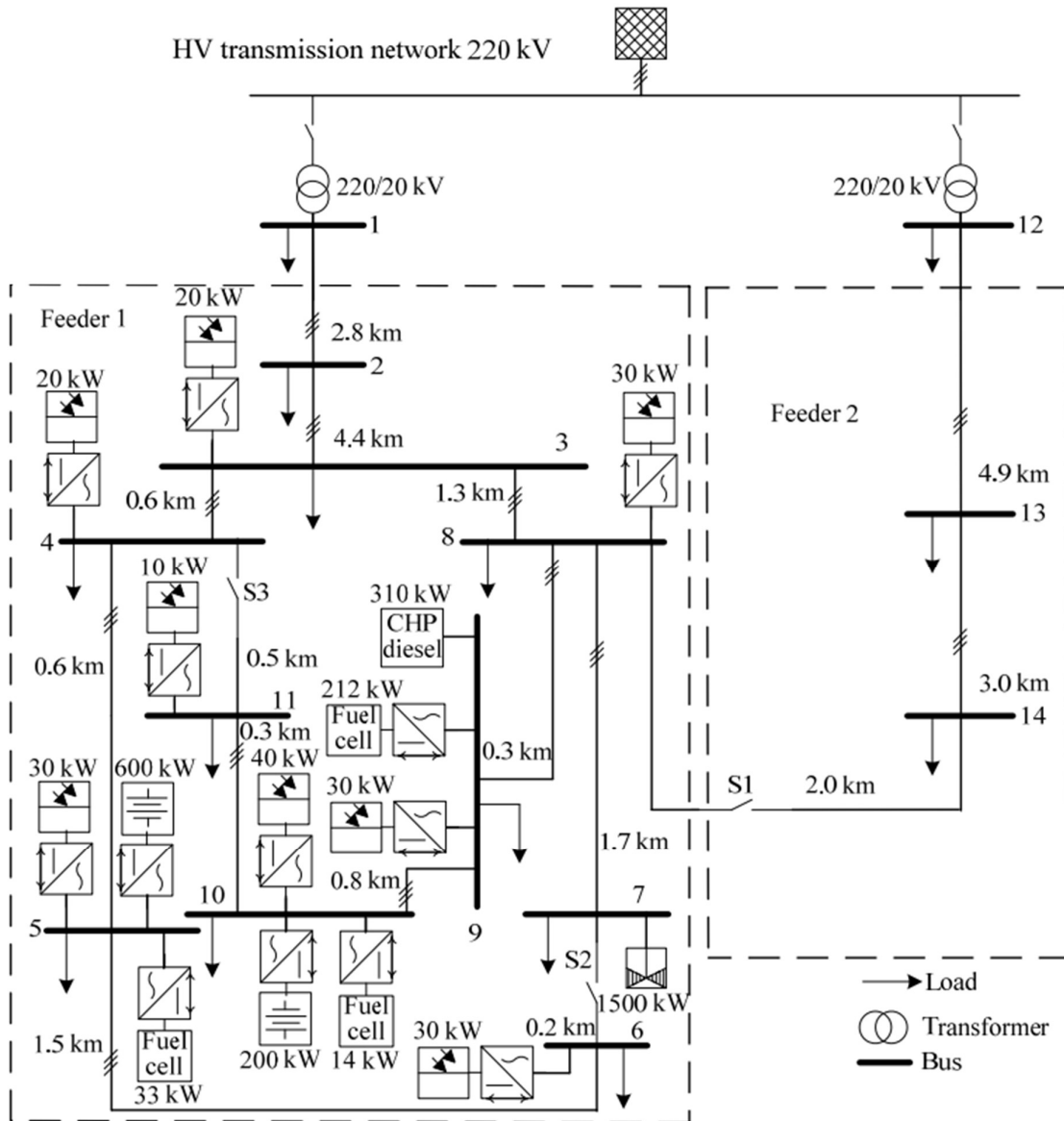


Fig. 99. Implementación de DEG en el modelo.

Nosotros, implementaremos una solución diferente. Se modelará una vinculación del tipo B2B entre la barra 5 y la barra 10 del sistema, con el objetivo de solucionar los problemas de tensión en el corredor del sector de barras 9, 10 y 11. Por dificultades del modelado en la integración del modelo B2B al modelo general de la red, el modelo actual presentado no consiste en un vínculo propiamente dicho, sino que se emula el funcionamiento por medio de dos inversores aislados, alimentados por una fuente de tensión ideal, cuyas consignas emulan el vínculo B2B.

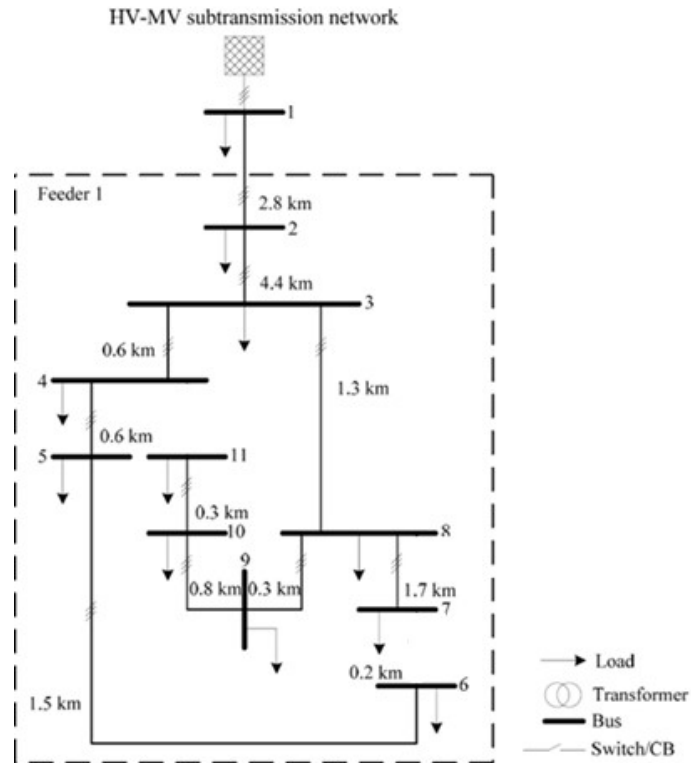


Fig.100. Subsistema de Estudio.

Como veremos a continuación, solucionara los problemas de tensión de las cargas terminales del sistema, como así generar puntos de inyección de energía renovable.

Cabe aclarar que entendemos que este es un resultado parcial, y que queda para futuros proyectos la vinculación completa y estudio de casos de mayor complejidad.

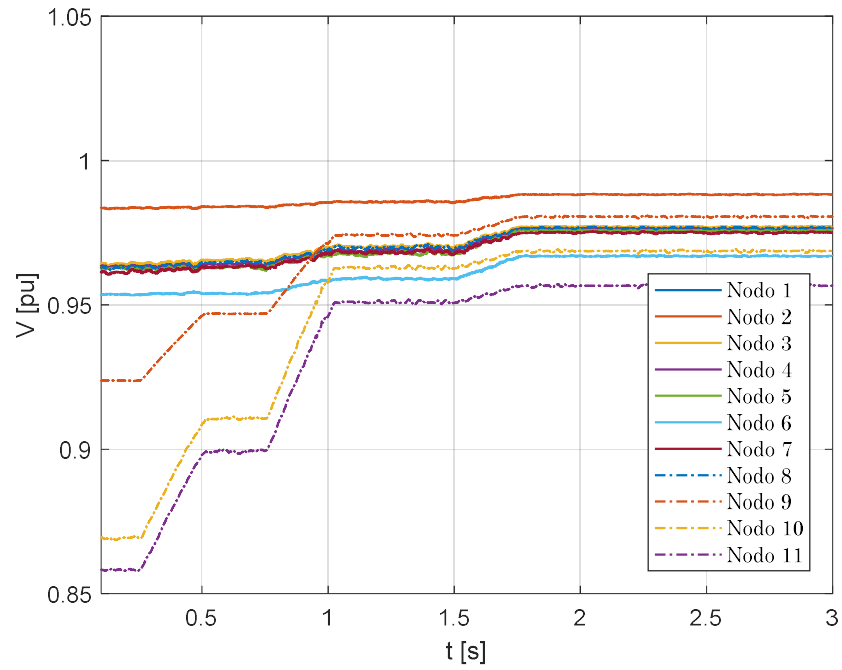


Fig.100. Perfil de tensiones de modelo de red con vinculo B2B.

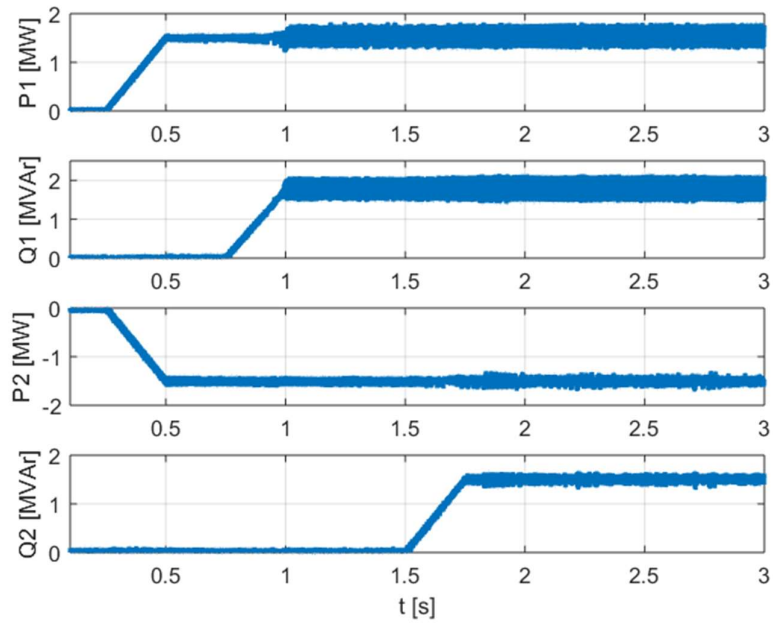


Fig.100. Perfil de potencias vinculo B2B.

6.2. Red de Transmisión en La Rioja – Argentina.

Para la expansión futura de esta región del país, se está analizando la implementación de una línea de transmisión de 132 kV, de aluminio con alma de acero de 300 mm² de sección, con una longitud estimada de 95 km. Esta línea de transmisión vincularía las estaciones de Chepes 132 y Olpas 132. Se prevé la creación de una estación transformadora de 132 intermedia denominada como N.P. Seq.

Como alternativa, proponemos la utilización de una línea de continua B2B con una tensión en el bus de continua de 30 kV. La misma vincularía las barras de Paso de los Llanos 33 kV y Chepes 33 kV, pasando por La Sierra 33 kV.

Se analizarán dos casos diferentes, ambos sacados de la guía de referencia de Transener:

- El primero se refiere al pico de verano esperado para el año 23/24.
- El segundo es el pico de verano esperado para el año 29/30.

Se tiene en cuenta un aumento de demanda previsto anual del 3% acumulativo.

BUS	2023/24		2029/30	
	P [MW]	Q [MVar]	P [MW]	Q [MVar]
Patquía	1,012	0,333	1,065	0,351
P.Llanos	0,000	0,000	0,000	0,000
El Alto	1,124	0,37	1,183	0,390
Portezuelo	4,385	1,441	4,616	1,517
La Sierra	1,012	0,333	1,065	0,351
Ñoqueve	0,899	0,296	0,947	0,312
Chepes 13.2	7,195	2,365	7,575	2,490
Chamical	9,058	2,977	9,537	3,135
Olta	7,189	2,363	7,569	2,488
Olpas	0,000	0,000	0,000	0,000
Anzulon	0,000	0,000	0,000	0,000
Catuna	1,582	0,52	1,665	0,547
Tello	1,15	0,378	1,211	0,398
Milagro	2,876	0,945	3,028	0,995
EL14	0,000	0,000	0,000	0,000
R14	0,000	0,000	0,000	0,000
Ulapes	2,301	0,756	2,422	0,796
4Esquinas	0,863	0,284	0,908	0,299
Chepes 33	0,719	0,236	0,757	0,248
TOTAL	31,0	37,5	39,0	39,9

Tabla 3. Datos de la demanda de las barras del sistema.

Estas subestaciones, están interconectadas mediante líneas de transmisión, en niveles de tensión de 13,2 kV, 33 kV o 132 kV.

Desde Barra		Hacia barra		R [pu]	X [pu]	B [pu]	En servicio	Longitud [km]
N°	Nombre	N°	Nombre					
8228	CHAMICAL 132,00	8286	PATQUIA 132,00	0,07466	0,13771	0,03171	1	67,4
8228	CHAMICAL 132,00	8903	OLPAS 132,00	0,029956	0,121085	0,02747	1	55
8400	ELALTO_BST 33,000	8864	P. LLANOS 3333,000	1,11111	0,842516	0,00072	1	25
8401	ELALTO 33,000	8402	PORTEZUELO 33,000	2,48889	1,88724	0,00161	1	56
8402	PORTEZUELO 33,000	8403	LASIERRA 33,000	1,06667	0,808816	0,00069	1	24
8402	PORTEZUELO 33,000	8412	NOQUEVE_BST 33,000	2,06667	1,56708	0,00134	1	46,5
8403	LASIERRA 33,000	8904	OLPAS 33,000	1,33333	1,01102	0,00086	1	30
8404	OLTA 33,000	8411	OLPAS_BST 33,000	0,977778	0,741414	0,00063	0	22
8404	OLTA 33,000	8860	CHAMICAL 33,000	1,33333	1,01102	0,00086	1	30
8405	ANZULON 33,000	8406	CATUNA 33,000	0,311111	0,235905	0,0002	1	7
8405	ANZULON 33,000	8904	OLPAS 33,000	0,444444	0,337006	0,00029	1	10
8406	CATUNA 33,000	8407	TELLO 33,000	1,42222	1,07842	0,00092	1	32
8407	TELLO 33,000	8408	MILAGRO 33,000	2,00519	1,25838	0,02824	1	36,7
8407	TELLO 33,000	8409	EL14_BST 33,000	0,488889	0,370707	0,00032	0	11
8409	EL14_BST 33,000	8921	CHEPES 33,000	1,28889	0,977319	0,00083	1	29
8410	EL14 33,000	8931	ULAPES 33,000	1,30222	0,987429	0,00084	1	29,3
8413	NOQUEVE 33,000	8921	CHEPES 33,000	1,02222	0,775115	0,00066	1	23
8536	PATQUIA 33 33,000	8864	P. LLANOS 3333,000	1,64444	1,24692	0,00106	1	37
8536	PATQUIA 33 33,000	8958	PATQFV01 33,000	0,0116	0,0205	0	1	0,7
8860	CHAMICAL 33,000	8864	P. LLANOS 3333,000	1,33333	1,01102	0,02315	1	30
8903	OLPAS 132,00	8910	N.P.SEQ 132,00	0,026688	0,107876	0,02447	1	49
8910	N.P.SEQ 132,00	8920	CHEPES 132,00	0,024509	0,09907	0,02247	1	45
8910	N.P.SEQ 132,00	8933	ULAPES 132,00	0,021786	0,088062	0,01997	1	40
8931	ULAPES 33,000	8940	4ESQUINAS 33,000	2,7865	1,74871	0,03924	1	51

Tabla 4. Datos de las líneas de transmisión.

Las bases de tensión de las líneas son su mismo nivel de tensión, y la base de potencia S es de 100 MVA, adoptada por el PSSE.

Número de Barra	Nombre	Tensión Base [kV]	Pico Verano 24/25 – B2B V [pu]	Pico Verano 24/25 – LMT V [pu]	Pico Verano 29/30 – B2B V [pu]	Pico Verano 29/30 – LMT V [pu]
8000	SLACK	132	1,04	1,04	1,04	1,04
8228	CHAMICAL	132	1,0174	1,0138	1,0146	1,0094
8286	PATQUIA	132	1,04	1,04	1,04	1,04
8400	ELALTO_BST	33	0,9855	1,0116	0,9873	1,0064
8401	ELALTO	33	0,9864	1,0123	0,9872	1,0068
8402	PORTEZUELO	33	0,9668	0,9794	0,9722	0,9682
8403	LASIERRA	33	1,01	1,0054	1,01	0,9953
8404	OLTA	33	0,9406	0,9379	0,9348	0,931
8405	ANZULON	33	1,0487	1,0334	1,0485	1,0226
8406	CATUNA	33	1,035	1,0191	1,0333	1,0063
8407	TELLO	33	1,0041	0,9856	0,9969	0,9652
8408	MILAGRO	33	0,9705	0,9495	0,958	0,9218
8409	EL14_BST	33	0,9912	0,9991	0,9875	0,9911
8410	EL14	33	1,0474	1,0478	1,0433	1,0395
8411	OLPAS_BST	33	1,0688	1,0545	1,0709	1,0466
8412	NOQUEVE_BST	33	0,975	0,9853	0,9846	0,9752
8413	NOQUEVE	33	0,986	0,9849	0,9903	0,9749
8420	LLANOSPV	0,6	1,0684	1,0656	1,0703	1,067
8421	LLANOSPV A	0,6	1,0684	1,0656	1,0703	1,067
8422	CHAMFV 2	0,6	1,03	1,03	1,03	1,03
8536	PATQUIA 33	33	1,0561	1,0459	1,056	1,046
8537	PATQ13_01	13,2	1,0433	1,0379	1,0432	1,038
8659	CHAMFVII	0,6	1,0561	1,0459	1,056	1,046
8860	CHAMICAL	33	1,0684	1,0656	1,0703	1,067
8861	CHAM13_01	13,2	1,0682	1,0643	1,07	1,0656
8864	P. LLANOS 33	33	1,01	1,0418	1,01	1,0402
8901	LLANFV01	0,6	1,01	1,0418	1,01	1,0402
8903	OLPAS	132	1,0198	1,0176	1,0162	1,0115
8904	OLPAS	33	1,0688	1,0545	1,0709	1,0466
8905	OLPAS_13.2	13,2	1,0967	1,0639	1,0953	1,054
8920	CHEPES	132	1,0142	1,0152	1,0144	1,008
8921	CHEPES	33	1,01	0,9987	1,01	0,99
8922	CHEPES_13.2	13,2	1,0049	0,9879	1,0046	0,9784
8931	ULAPES	33	1,034	1,0474	1,0264	1,0398
8932	ULAPES_13.2	13,2	1,034	1,0598	1,0264	1,0518
8933	ULAPES	132	1,034	1,0232	1,0264	1,0163
8940	4ESQUINAS	33	1,0398	1,054	1,0302	1,0444
8958	PATQFV01	33	1,0561	1,0459	1,056	1,046
8910	N.P.SEQ	132	N/E	1,02	N/E	1,0132

Tabla 5. Tensiones en las barras del sistema para cada caso de estudio.

La Tabla 5 representa la tensión en las barras del sistema una vez que el flujo de carga ha convergido.

Los flujos de carga serán presentados como anexos al final del informe.

Las conclusiones que podemos tomar finalizado el estudio son las siguientes:

- La línea de 132 kV a implementar, solo es aprovechada en un 10% de su capacidad térmica de transporte. Esto es debido a la topología del sistema, que es la que decide los caminos de flujo de potencia.
- La línea de continua tiene la ventaja de ser de menor sección, y estar compuesta de solamente dos conductores.
- Podemos manipular los controles de tensión de los SVC para mantener las tensiones de las barras en los valores deseados, ya sea de la barra que compone el SOP, o barras subsiguientes de manera indirecta.
- Se puede graduar la transmisión de potencia activa por medio del vínculo B2B con el fin de regular el nivel de tensión de las barras más alejadas a la generación, al no hacer que la potencia circule por caminos más largos según la topografía de la red.
- Al ser la línea de continua totalmente regulable, puede ser aprovechada hasta el 100% de su capacidad térmica.
- Existe una barra que termina de forma radial, alejada de la demanda. Esta misma es la de la localidad Milagro. Con el manejo de flujo por parte de los vínculos B2B se puede mantener la tensión de la misma dentro de los límites permitidos en 33 kV ($\pm 0,07$) p.u. Con la línea nueva de 132 kV, cuando llegamos al caso pico de verano del año 29/30, se viola el límite inferior del nivel de tensión de la barra. No es posible regular el nivel de tensión de la misma, ya que no se puede alterar el flujo de potencia de la red. Para solventar este problema, se debe agregar compensación reactiva puntual en la zona de Milagro, lo que significa costos adicionales no contabilizados en la implementación de la línea.

7. Conclusiones

El desarrollo de este proyecto fue un estudio valioso y relevante para entender la influencia de la electrónica de potencia en los sistemas de potencia y la penetración de la energía renovable y/o generación distribuida tiene en los mismos.

1. Análisis y comprensión de los controles *DPC* y *VCC*: El proyecto ha permitido una profunda comprensión de los conceptos del control *Direct Power Control* y el conocido como *Vector Current Control* aplicados a SVCs inmersos en sistemas de potencia. Se comprobó por experimentación que el control preciso de la potencia inyectada a la red y los parámetros del controlador son fundamentales para la estabilidad del sistema.
2. Eficiencia del control *DPC*: Se ha comprobado que el Control *DPC* es altamente eficiente en la regulación de la potencia activa y reactiva en comparación con otros métodos de control tradicionales, como el control *VCC*. Su capacidad para proporcionar un seguimiento dinámico rápido de la referencia de potencia lo convierte en una técnica valiosa en sistemas de generación distribuida. Esta dinámica veloz es en gran parte gracias a la no utilización de un PLL.
3. Ventajas y desventajas del control *VCC*: El Control *VCC* ha demostrado ser útil en el control de inyección de corriente en la red, asegurando la calidad y estabilidad del suministro eléctrico. Sin embargo, se ha observado que la implementación adecuada puede resultar compleja y requiere una mayor cantidad de sensores y cálculos, lo que puede afectar su eficiencia en comparación con el *DPC*.
4. Aplicaciones prácticas: A lo largo del proyecto, se han investigado y presentado diversas aplicaciones prácticas de los controles *DPC* y *VCC* en sistemas de potencia, principalmente controlando vínculos B2B entre dos redes distintas, con el fin de transmitir energía de un punto hacia la otra. Otra aplicación a estudiar sería la penetración de energía renovable, como la integración de inversores en parques eólicos y plantas solares fotovoltaicas. Estas aplicaciones tienen un gran potencial para mejorar la estabilidad y la eficiencia de las redes eléctricas.
5. Simulación y análisis de resultados: Mediante la simulación y modelado de sistemas de energía con *DPC* y *VCC*, se han obtenido resultados valiosos que respaldan las conclusiones teóricas. Estos resultados proporcionan evidencia sólida sobre el rendimiento y la eficacia de ambas técnicas de control.
6. Desafío y áreas de mejora: A lo largo del proyecto, también se han identificado desafíos y áreas de mejora en relación con la implementación de *DPC* y *VCC* en inversores. Algunos de estos desafíos incluyen la mitigación de armónicos, la optimización de algoritmos de control y la adaptación a diferentes condiciones de red. También, se deja como propuesta para la continuación de este proyecto, la implementación del vínculo B2B en una red real completa, para el estudio profundo del régimen dinámico del bus de continua.
7. Impacto ambiental y sostenibilidad: Los inversores son una tecnología que permiten una mayor integración de fuentes de energía renovable en los sistemas de potencia.

En resumen, el proyecto final de carrera sobre las técnicas de control en inversores en redes de potencia ha sido una investigación exhaustiva y valiosa que ha permitido comprender la importancia y la eficacia de estas técnicas en sistemas de generación distribuida y energías renovables. Los resultados obtenidos y las conclusiones presentadas validaron la teoría presentada y cumplieron con el comportamiento esperado de los mismo. El campo de la electrónica de potencia sienta las bases para futuras aplicaciones y mejoras en sistemas de energía sostenible.

8. Agradecimientos

Al ingeniero y docente Juan Tomassini por acceder a ser el director de este proyecto, por brindarnos su tiempo, voluntad, seguimiento y conocimiento de la temática.

Desde el inicio del proyecto su compromiso y dedicación fueron evidentes en cada paso del camino. Su experiencia en trabajos de sistemas de potencia y control no solo enriquecieron el contenido y la metodología de trabajo, sino que también brindaron alternativas y diferentes perspectivas para solucionar los diversos problemas que fueron surgiendo.

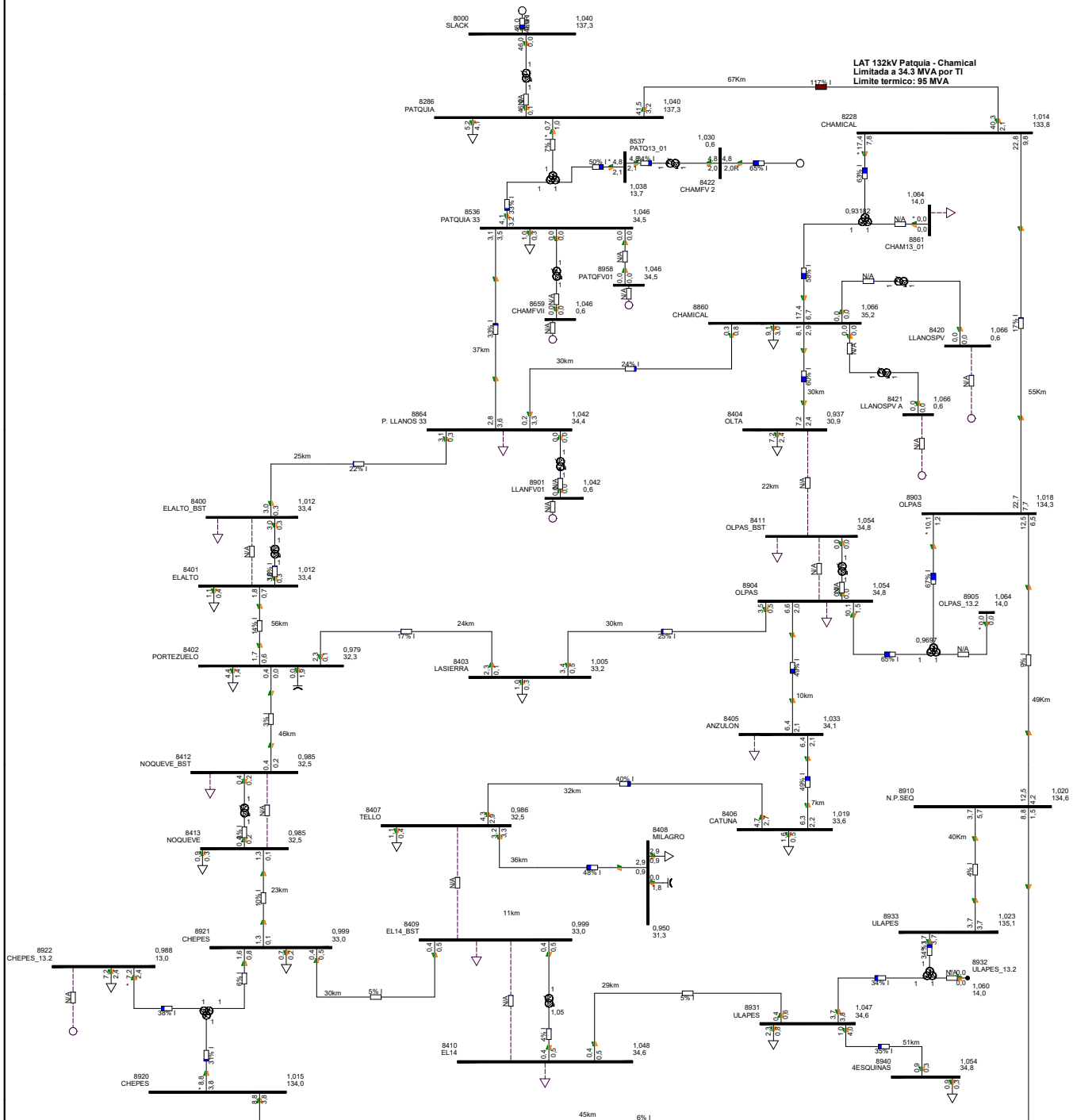
Al ingeniero y docente Sergio Junco por brindarnos el tema y la bibliografía necesaria para empezar a investigar sobre la tecnología a utilizar.

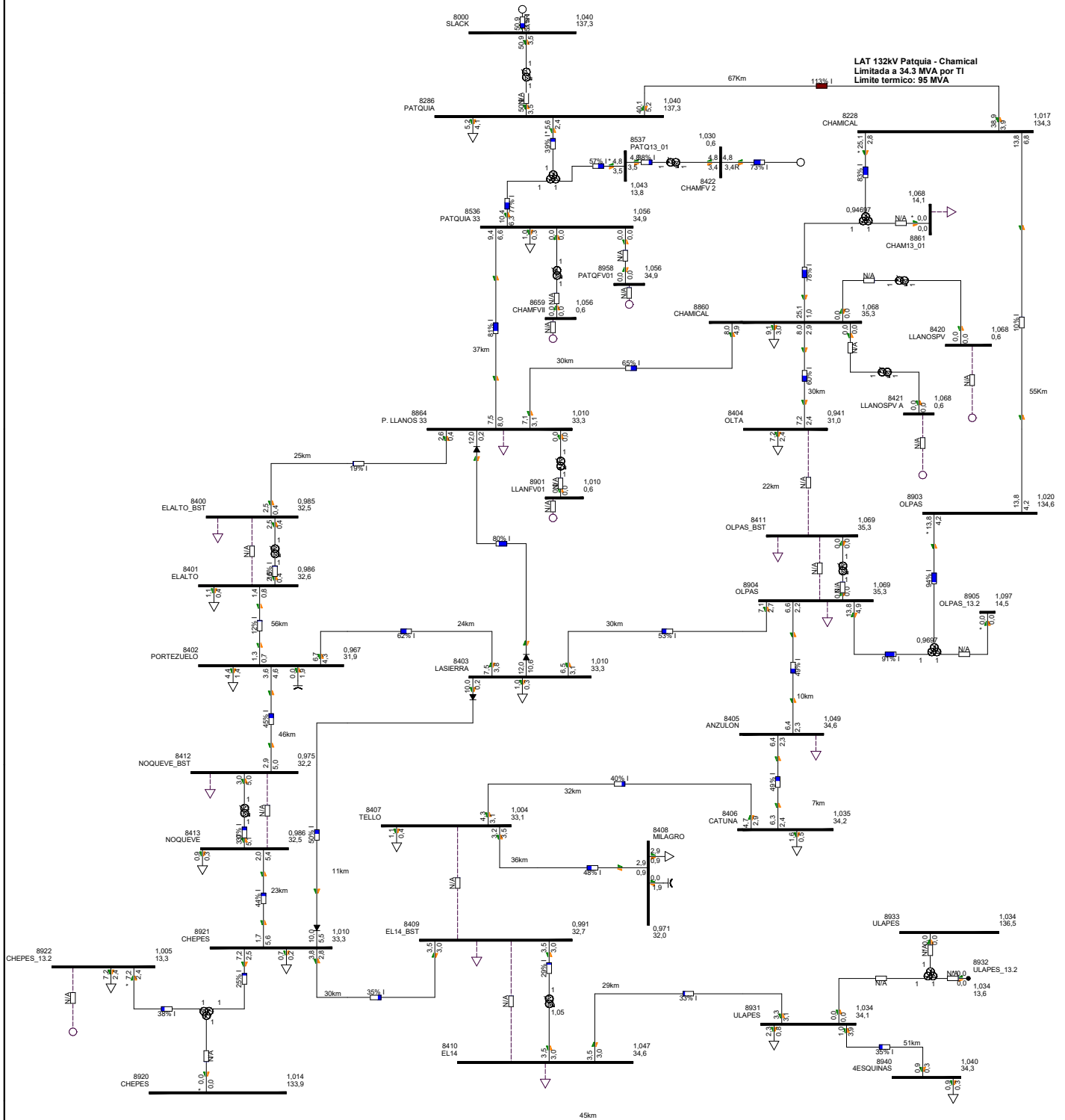
La dirección de la temática y la orientación durante el proyecto de ambos directores fueron imprescindibles para la terminación del mismo.

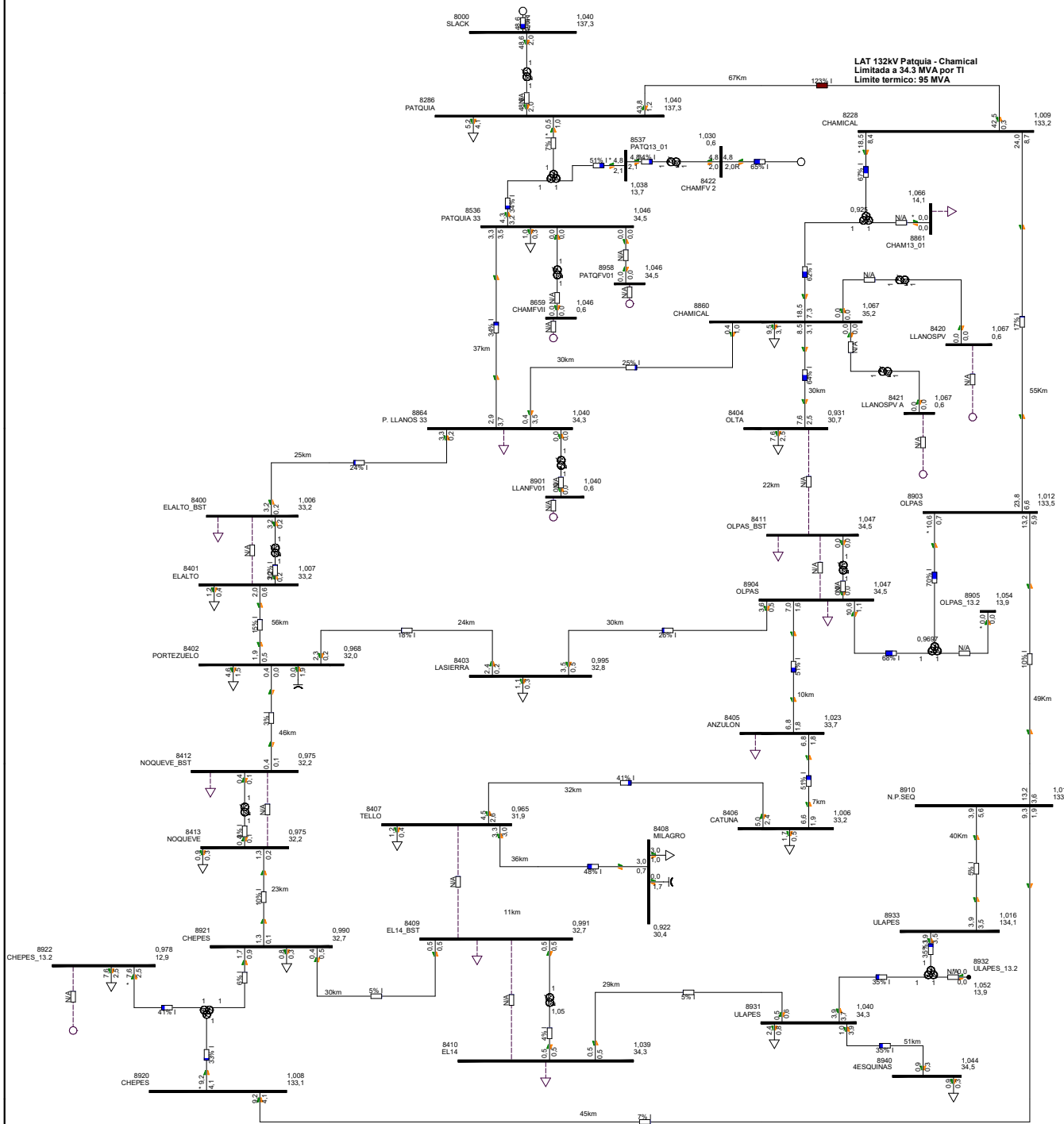
Finalmente, queremos agradecer a nuestras familias y amigos que durante todos los años de la carrera fueron un pilar fundamental durante todo el camino recorrido. Sin el apoyo de ellos no habría sido posible.

9. Referencias

- [1] A. Yazdani y R. Iravani, *VOLTAGE-SOURCED CONVERTERS IN POWER SYSTEMS, Modeling, Control, and Applications*, IEEE Press, 2010.
- [2] I. Takahashi y T. Noguchi, «A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vols. 1 de 2 vol. IA-22, nº no. 5, pp. pp. 820-827, 1986.
- [3] M. Depenbrock, «Direct self-control (DSC) of inverted-fed induction machine,» *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. vol. 3, nº no. 4, pp. pp. 420-429, 1988.
- [4] J. Kang y S. Sul, «New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. vol. 35, nº no. 5, pp. pp. 1076-1082, 1999.
- [5] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli y L. Tolbert, «Direct torque control of induction machines using space vector modulation,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. vol. 28, nº no. 5, pp. pp. 1045-1053, 1992.
- [6] T. Noguchi, G. Tomiki, S. Kondo y I. Takahashi, «Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. vol. 34, nº no. 3, pp. pp. 473-479, 1998.
- [7] G. Escobar, A. Stankovic, J. Carrasco, E. Galván y R. Ortega, «Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces,» *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. vol. 18, nº no. 3, pp. pp. 823-830, 2003.
- [8] S. Lee y Y. Heng, «Table-based DPC for grid connected VSC under unbalanced and distorted grid voltages: Review and optimal method,» *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. vol. 76, pp. pp. 51-61, 2017.
- [9] Y. Gui, C. Kim y C. Chung, «Grid voltage modulated direct power control for grid connected voltage source inverters,» *Proc. American Control Conf.*, pp. pp. 2078-2084, 2017.
- [10] F. Peng, Lai y J, «Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,» *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. vol. 45, nº no. 1, pp. pp. 293-297, 1996.
- [11] Y. Gui, X. Wang, F. Blaabjerg y D. Pan, «Control of Grid-Connected Voltage-Source Converters,» *IEE Industrial Electronics Magazine*, nº DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3039407, June 2019.
- [12] T. F. C6.04.02, «Benchmark Integration of Renewable and Distributed Energy Resources,» *Cigre-Networks*, 2014.
- [13] F. Hassan y J. Geza, *Microgrid Planning and Design: A Concise Guide*, John Wiley & Sons Ltd., 2019.
- [14] Matlab, «[www.mathworks.com](https://www.mathworks.com/help/simscape/ug/introducing-the-simscape-block-libraries.html),» Simscape, Abril 2023. [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/simscape/ug/introducing-the-simscape-block-libraries.html>. [Último acceso: Marzo 2023].







Guía de Referencia de Transener
 Pico de Verano 29/30
 Implementación de L.M.T en 132 kV

