

Novo sistema de transmissão HVDC utilizando conversores trifásicos de dois níveis

Rui Filipe Batista Rum Castro

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador(es): Prof. José Fernando Alves da Silva

Júri

Presidente: Prof. Célia Maria Santos Cardoso de Jesus

Orientador: Prof. José Fernando Alves da Silva

Vogal: Prof. Vítor Manuel de Carvalho Fernão Pires

Novembro 2021

Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.

À minha família e a quem em mim acreditou...

Agradecimentos

Agradeço imenso ao Professor Doutor José Fernando Alves da Silva, meu orientador, não só pelo apoio constante e consistente ao longo desta dissertação mas também pela inspiração e voto de confiança.

Um enorme agradecimento a toda a minha família, nomeadamente aos meus pais, Isabel Castro e Vitor Castro, por todo o apoio financeiro durante o meu percurso académico e por me terem dado a oportunidade de estar onde estou hoje. Um agradecimento com todo o meu carinho ao meu irmão, Paulo Castro, que foi e sempre será uma referência minha.

Aos meus amigos que me acompanham há anos, para o bem e para o mal, e que fizeram de todo o meu percurso académico uma viagem enriquecedora, um obrigado a todos. Obrigado pelas experiências, aventuras, pelas histórias que ficam para contar e por me ajudarem a descobrir a pessoa que sou.

Um obrigado aos professores que mais me inspiraram durante o meu percurso académico e que nunca hesitaram em quebrar a barreira professor-aluno. Obrigado por melhorarem a qualidade de ensino em Portugal.

Por último, um agradecimento à minha companheira, Sara Daniela, por todo o apoio durante o meu percurso académico, principalmente nos momentos difíceis, por acreditar sempre em mim e nas minhas capacidades e por me dar a oportunidade de ter alguém com quem partilhar todas as minhas vitórias e conquistas.

Resumo

Com a evolução tecnológica, tem surgido cada vez mais a necessidade e possibilidade de transferir energia elétrica a médias e longas distâncias, através de meios aéreos ou subaquáticos. Para este tipo de trânsito de energia pode ser vantajoso que a transferência aconteça em corrente contínua (DC) face à transmissão clássica em corrente alternada (AC), dado que as perdas são inferiores e não existem problemas face à potência reativa.

Neste trabalho é apresentado um sistema que permite o trânsito de potências (e tensões) elevadas através de uma arquitetura multinível associando conversores de dois níveis, dimensionados para tensões e potências inferiores às utilizadas na totalidade do sistema para a transferência. A utilização da associação em série de vários conversores de dois níveis permite que, no final, o resultado obtido apresente formas de onda multiníveis. Este sistema faz uso de transformadores de enrolamentos em aberto, filtros e também de controladores de potência e de tensão que foram projetados para o sistema.

O sistema foi desenvolvido e testado em ambiente Matlab, tendo sido sujeito a várias condições de funcionamento. No final deste trabalho, são analisados os resultados obtidos, destacando a importância dos filtros passivos e conclui-se que, no geral, a elevada eficiência do sistema, o funcionamento multinível e a baixa taxa de distorção harmónica total (THD) das grandezas relevantes tornam este trabalho uma proposta viável.

Palavras-chave: Transferência de energia elétrica, HVDC, Conversor de dois níveis, Multinível, Transformador de enrolamentos em ligação aberta, Filtro indutivo, Filtro RLC série, Controladores, Taxa de distorção harmónica, Rendimento.

Abstract

As technology evolves, the need and possibility to transfer electrical energy across long distances arose, be it through transmission lines or sub aquatic cables. For long distances it can be more advantageous that the transmission happens in direct current (DC) instead of the classical alternate current (AC), as its losses are reduced and no problems related to reactive power exist.

In this work is presented a transmission system that allows energy flow at high power and voltage levels by use of a multi-level architecture involving multiple two-level converters, rated for lower voltages and powers than the the ones used by the system. By using multiple two-level converters in series it is possible to achieve multi-level operation as opposing to two-level operation. In order to achieve such results, this power system makes use of open winding transformers, filters and also controllers, such as current, power and voltage controllers, in order to establish the transferred power and the voltage level at which the power transfer occurs.

The designed system was developed and tested in Matlab, being subject to various tests and operating conditions. At the end of this work, the obtained results are analyzed, highlighting the relevancy of the passive filters and it comes to conclusion that, in general, the high efficiency of the system, the multi-level operation and the relatively low total harmonic distortion (THD) of the relevant waveforms turn this work in a viable proposal.

Keywords: Power Transfer, HVDC, Two-level converter, Multi-level, Open-end Winding Transformer, Inductive Filter, RLC Series Filter, Controllers, Total Harmonic Distortion, Efficiency

Conteúdo

Agradecimentos	vii
Resumo	ix
Abstract	xi
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Figuras	xix
Lista de Abreviaturas	xxiii
Lista de Símbolos	xxv
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Contribuições	3
1.4 Estrutura	3
2 Sistema HVDC e funcionamento multinível	5
2.1 Sistemas HVDC	5
2.1.1 Conversores controlados por corrente (CSC)	5
2.1.2 Conversores controlados por tensão (VSC)	6
2.2 HVDC em operação multinível	7
2.2.1 Conversor de dois níveis (2-Level Converter)	8
2.2.2 Conceito de multinível	8
2.3 Topologias multinível	10
2.3.1 Conversor com Díodos Ligados ao Neutro	10
2.3.2 Conversor de Condensadores Flutuantes	11
2.3.3 Associação em cascata de conversores em ponte completa	13
2.3.4 Conversor Modular Multinível (MMC)	14
2.4 Multiníveis em sistemas trifásicos	16
2.4.1 Associação em série de pontes completas	16
2.4.2 Associação de MMCs	18
2.4.3 Transformadores de enrolamentos em ligação aberta e conversor trifásico de dois níveis	19

2.4.4	Conversor trifásico de dois níveis conectado a transformador de enrolamentos em ligação aberta	24
3	Modelação do sistema de transmissão HVDC	29
3.1	Topologia de transmissão HVDC a duas linhas (4 cabos)	29
3.1.1	Rede elétrica	30
3.1.2	Transformadores	30
3.1.3	Bobina de filtragem	32
3.1.4	Conversor, modelo dos semicondutores e condensador de filtragem	33
3.1.5	Modulador sinusoidal de largura de impulso	34
3.1.6	Linha de transmissão	35
3.1.7	Filtro sintonizado RLC série	37
3.2	Controlo de um conversor ligado à rede através de um transformador	38
3.2.1	Controlador de corrente	39
3.2.2	Controlador de potência	44
3.2.3	Controlador de tensão	46
3.3	Controlo da associação em série dos conversores	49
3.3.1	Lado emissor	49
3.3.2	Lado recetor	50
4	Resultados Obtidos	53
4.1	Parâmetros do sistema de transmissão HVDC	53
4.1.1	Gerador e transformador	53
4.1.2	Bobina de filtragem, conversor e modulador	54
4.1.3	Filtro sintonizado RLC série	55
4.1.4	Parâmetros dos controladores	55
4.1.5	Linha de transmissão	56
4.2	Resultados da simulação	57
4.2.1	Funcionamento à potência nominal	57
4.2.2	Funcionamento a 40% da potência nominal	69
4.2.3	Simulação de regime transitório	74
5	Conclusão	79
5.1	Trabalho futuro	80
	Bibliografia	81
A	Tabelas e Modelo Desenvolvido	85
A.1	Tabela de estado dos semicondutores.	85
A.2	Modelo desenvolvido no programa de simulação numérica.	88

B Fichas técnicas **91**

B.1 Ficha técnica semiconductor comandado HVIGBT CM750HG-130R 91

B.2 Ficha técnica de linha de transmissão a alta tensão 94

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros das fontes de tensão que representam a rede elétrica.	53
4.2	Parâmetros do transformador.	54
4.3	Tabela de parâmetros dos semicondutores comandados constituintes do conversor. . . .	54
4.4	Tabela de parâmetros da bobina de filtragem.	55
4.5	Tabela de parâmetros do filtro RLC série.	55
4.6	Tabela contendo os parâmetros dos compensadores PI dos controladores.	55
4.7	Parâmetros do cabo de transmissão.	57
4.8	Tabela comparativa dos valores de distorção harmónica das grandezas trifásicas.	62
A.1	Vetores de tensão em coordenadas α, β em função do estado de condução dos semicondutores.	87
A.2	Combinações de comutação dos semicondutores, em representação binária, e respetiva tensão de saída para o conversor em pote H em cascata de 3 níveis.	87
A.3	Combinações de comutação dos semicondutores, onde 1 significa em condução e 0 significa em bloqueio, e respetiva tensão AC de saída para o conversor em pote H em cascata de 5 níveis.	87

Lista de Figuras

2.1	Esquema de um sistema de transmissão HVDC simples, adaptado de [3].	5
2.2	Conversor trifásico com índice de pulsação $p = 12$, adaptado de [9].	6
2.3	Conversor VSC trifásico de dois níveis, adaptado de [9]	7
2.4	Conversor de dois níveis, adaptado de [14]	8
2.5	Ramo de um conversor de 3 níveis, adaptado de [15]	9
2.6	Ramo de um conversor de n níveis, adaptado de [15].	9
2.7	Topologia conversor com díodos ligados ao neutro (NPC - <i>Neutral Point Clamped</i>), adaptado de [15].	10
2.8	Topologia do Conversor de Condensador Flutuante, adaptado de [15].	12
2.9	Topologia do Conversor Ponte H em cascata, adaptado de [15].	13
2.10	Modulo de um conversor modular multi-nível, adaptado de [14].	14
2.11	Conversor modular monofásico de três níveis, adaptado de [14].	15
2.12	Topologia do Conversor Ponte H em cascata numa aplicação trifásica a 5 níveis.	17
2.13	Forma de onda da tensão de saída numa fase da topologia a 5 níveis, adaptado de [12].	17
2.14	Topologia do MMC numa aplicação trifásica a 5 níveis.	18
2.15	Ligação num transformador com os lados primário e secundário em estrela, adaptado de [3].	19
2.16	Esquema de ligação num transformador de enrolamentos abertos, adaptado de [3].	20
2.17	Circuito de um conversor trifásico de dois níveis, adaptado de [9].	21
2.18	Esquema de ligação de dois conversores trifásicos de dois níveis ao secundário de um transformador de enrolamentos em ligação aberta, adaptado de [3].	25
2.19	Representação gráfica de todos os vetores α, β do sistema em análise (os vetores não representados correspondem ao nível de tensão zero) $V_{\alpha\beta} = 0$	28
2.20	Tensão de saída AC para o sistema proposto, adaptado de [3]	28
3.1	Sistema de transmissão HVDC multiporto a quatro cabos utilizando quatro conversores trifásicos de dois níveis.	30
3.2	Semicondutores comandados e respetivos pulsos do modulador PWM.	34
3.3	Modulador e sinais de funcionamento. Uref representa a tensão de referência de entrada do modulador.	35
3.4	Modelo em π da linha de transmissão.	36

3.5	Modelo em π da linha de transmissão considerando N secções.	36
3.6	Filtro RLC série.	37
3.7	Sistema de transmissão simplificado a controlador.	39
3.8	Representação gráfica das transformações de Clark e Park.	41
3.9	Diagrama de blocos do controlador de corrente, adaptado de [9].	42
3.10	Esquema do controlador de corrente desenvolvido.	44
3.11	Esquema do controlador de potência desenvolvido.	46
3.12	Esquema do controlador de tensão.	47
3.13	Esquema simplificado do sistema a controlar.	47
3.14	Diagrama de blocos do controlador de tensão.	48
3.15	Esquema do controlador de tensão desenvolvido.	49
3.16	Esquema dos moduladores para os conversores associados ao mesmo transformador.	50
3.17	Esquema do lado emissor do sistema de transmissão de potência em conjunto com controlador de tensão e moduladores.	51
3.18	Esquema do lado recetor do sistema de transmissão de potência em conjunto com controlador de potência e moduladores.	52
4.1	Controlador de potência desenvolvido no programa de simulação.	56
4.2	Controlador de tensão desenvolvido no programa de simulação.	56
4.3	Tensões trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.	57
4.4	Correntes trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.	58
4.5	Tensões trifásicas do lado recetor do sistema de transferência na ausência de filtro RLC.	59
4.6	Correntes trifásicas do lado recetor do sistema de transferência na ausência de filtro RLC.	59
4.7	Análise espectral das tensões trifásicas com filtro RLC série.	60
4.8	Análise espectral das correntes trifásicas com filtro RLC série.	60
4.9	Análise espectral das tensões trifásicas sem filtro.	61
4.10	Análise espectral das correntes trifásicas sem filtro.	61
4.11	Controlador de potências em funcionamento.	62
4.12	Controlador de tensão em funcionamento.	63
4.13	Tensões trifásicas do lado emissor do sistema de transmissão.	64
4.14	Correntes trifásicas do lado emissor do sistema de transmissão.	64
4.15	Tensão DC à saída de cada conversor.	65
4.16	Tensão de transmissão entre cada par de linhas de transmissão.	65
4.17	Corrente de transmissão que atravessa as linhas positivas de transmissão.	65
4.18	Potência transmitida/referência (gráfico laranja) e recebida (gráfico azul) por cada par de conversores (em metade do sistema).	66
4.19	Perdas medidas na linha de transmissão.	66
4.20	Perdas medidas em dois conversores + bobinas de filtragem de um lado do sistema.	67
4.21	Perdas no filtro sintonizado RLC série.	68

4.22 Potência total do sistema tendo em conta os filtros RLC série e transformador - emitida (laranja) e recebida (azul).	68
4.23 Tensão AC de nove níveis medida no primário do transformador sem filtros.	69
4.24 Tensões trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.	70
4.25 Correntes trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.	70
4.26 Controlador de potências em funcionamento a 40% da potência nominal.	71
4.27 Controlador de tensão em funcionamento a 40% da potência nominal.	72
4.28 Potência transmitida (gráfico laranja) e recebida (gráfico azul) por cada par de conversores.	73
4.29 Tensão de transmissão entre cada par de linhas de transmissão.	73
4.30 Corrente de transmissão que atravessa as linhas positivas de transmissão.	73
4.31 Metade da potência transmitida - potência nominal como referência e redução para 40% do seu valor. Potência emitida a laranja e recebida a azul.	74
4.32 Correntes trifásicas do lado recetor em regime transitório.	75
4.33 Controlador de potências em funcionamento em regime transitório.	76
4.34 Controlador de tensão em funcionamento em regime transitório.	77
4.35 Tensão de transmissão entre cada par de linhas de transmissão.	77
4.36 Corrente de transmissão que atravessa as linhas positivas de transmissão.	78

Lista de Abreviaturas

CSC	Conversores de tipo fonte de corrente
GTO	Gate Turn-off Thyristor
HVAC	Alta Tensão em Corrente Alternada
HVDC	Alta Tensão em Corrente Contínua
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
LSC	Conversores Comutados pela Rede Elétrica Alternada
MMC	Conversor Modular Multinível
PI	Compensador Proporcional Integral
PWM	Modulação por Largura de Impulso
THD	Taxa de Distorção Harmónica
VSC	Conversor de tipo Fonte de Tensão

Lista de Símbolos

C	Condensador
C_L	Capacidade da linha de transmissão
C_s	Condensador do filtro RLC série
C_{out}	Condensador de saída
D	Matriz de transformação de Park
D_{cond}	Distância entre condutores
G_i	Ganho do controlador de corrente
I_C	Corrente do coletor
I_G	Corrente da fonte de tensão não ideal
$I_{1in_{RMS}}$	Primeira harmónica da corrente eficaz de entrada no conversor
I_{DC}	Corrente DC
I_{abc_s}	Corrente eficaz trifásica no secundário do transformador
I_{abc}	Corrente eficaz trifásica das fontes de tensão
I_{line}	Corrente da linha de transmissão
L	Bobina de filtragem
L_G	Indutância da fonte de tensão
L_L	Indutância da linha de transmissão
L_s	Bobina do filtro RLC série
L_{eq}	Indutância equivalente
N_{IGBT}	Número de IGBTs
P	Potência ativa
P_n	Potência nominal

$P_{2conversor}$	Perdas em dois conversores e bobinas de filtragem
$P_{3\Phi}$	Potência ativa instantânea trifásica
P_{bobina}	Perdas da bobina de filtragem
$P_{emitida}$	Potência emitida
P_{linha}	Perdas na linha de transmissão
$P_{recebida}$	Potência recebida
P_{ref}	Potência ativa de referência
P_{sc}	Potência de curto-circuito
Q	Potência reativa
$Q_{3\Phi}$	Potência reativa instantânea trifásica
Q_{ref}	Potência reativa de referência
R	Resistência da bobina de filtragem
R_G	Resistência da fonte de tensão
R_L	Resistência da linha de transmissão
R_M	Resistência de magnetização
R_s	Resistência do filtro RLC série
$R_{ONtotal}$	Resistência de condução total
R_{ON}	Resistência de condução
R_{eq}	Resistência equivalente
T	Matriz de transformação $dq0$
T_c	Período de comutação
T_d	Atraso do conversor e modulador
T_p	Constante de tempo do pólo do compensador PI do controlador de corrente
T_z	Constante de tempo do zero do compensador PI do controlador de corrente
T_{PWM}	Período de comutação
T_{pi}	Constante de tempo do pólo da fonte de corrente
U_{dcT}	Tensão DC total de saída do sistema de transmissão
U_{dcref}	Tensão DC de referência

U_{dc}	Tensão DC de saída
V_G	Tensão da fonte de tensão não ideal
V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
$V_{AB_{rms_{max}}}$	Tensão composta eficaz máxima
$V_{AN_{rms_{max}}}$	Tensão simples eficaz máxima
V_{AN}	Tensão simples do braço A
V_{BN}	Tensão simples do braço B
$V_{CE_{sat}}$	Tensão coletor-emissor de saturação
V_{CE}	Tensão coletor-emissor
V_{CN}	Tensão simples do braço C
V_{ON}	Tensão de condução
V_{abc}	Tensão eficaz trifásica
V_{base}	Tensão de base
V_{ef}	Tensão eficaz
$V_{in_{RMS}}$	Tensão de entrada no conversor
$V_{primário}$	Tensão do lado primário do transformador
$V_{secundário}$	Tensão do lado secundário do transformador
X/R	Rácio reatância resistência
X_M	Reactância de magnetização
Z_F	Impedância característica
Z_s	Impedância do transformador
Z_b	Impedância de base
ΔT_{PWM}	Variação do período de comutação
$\Delta U_{dc_{min}}$	Variação mínima da tensão DC
ΔU_{dc}	Variação de tensão DC
Δi_L	Variação da corrente que passa pela bobina de filtragem
$\Delta i_{L_{max}}$	Variação máxima da corrente que passa pela bobina de filtragem

$\Delta\Phi$	Variação do fluxo magnético
Φ	Fluxo magnético
δ	Fator de ciclo
$\frac{ns}{np}$	Razão de transformação do transformador
η	Rendimento
η_{total}	Rendimento total
ω	Frequência angular
ξ	Fator de amortecimento dos controladores
ξ_s	Fator de amortecimento do filtro sintonizado
θ	Ângulo
a	Parâmetro de aproximação polinomial
$\cos(\Phi)$	Fator de potência
$e_{\alpha\beta 0}$	Tensão trifásica no referencial α, β, γ
e_{abc_s}	Tensão eficaz trifásica do secundário do transformador
e_{abc}	Tensão eficaz trifásica das fontes de tensão
e_{dq}	Tensão trifásica no referencial $d, q, 0$
f	Frequência
f_c	Frequência de corte
f_{PWM}	Frequência de comutação
i_L	Corrente que passa pela bobina de filtragem
$i_{\alpha\beta 0}$	Corrente trifásica no referencial α, β, γ
i_{abc}	Corrente trifásica
$i_{d_{ref}}$	Corrente i_d de referência
i_{dq0}	Corrente trifásica no referencial $dq0$
$i_{q_{ref}}$	Corrente i_q de referência
k_{ii}	Ganho integral do compensador PI do controlador de corrente
k_{ip}	Ganho proporcional do compensador PI do controlador de corrente
k_{vi}	Ganho integral do compensador PI do controlador de tensão

k_{vp}	Ganho proporcional do compensador PI do controlador de tensão
l	Indutância por comprimento
p	Índice de pulsação
r'	Raio equivalente do condutor
$r_{primário}$	Resistência por unidade do lado primário do transformador
r_{pu}	Resistência por unidade
$r_{secundário}$	Resistência por unidade do lado secundário do transformador
v	Tensão na bobina de filtragem
$v_{L_{max}}$	Tensão máxima na bobina de filtragem
$x_{primário}$	Resistência por unidade do lado primário do transformador
x_{pu}	Reactância por unidade
$x_{secundário}$	Resistência por unidade do lado secundário do transformador

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A utilização de sistemas HVDC (*High Voltage Direct Current*) está relacionado, principalmente, com algumas vantagens face ao sistema de transmissão de energia elétrica sob a forma alternada sinusoidal em alta tensão (HVAC, *High Voltage Alternating Current*).

Em primeiro lugar, os sistemas de transmissão à base de corrente alternada sinusoidal apresentam algumas dificuldades no que toca à ligação de múltiplas redes, devido ao facto de existir a necessidade de sincronismo entre as mesmas. O sistema de transmissão em corrente contínua colmata essa dificuldade, pois, para cada rede, as correntes alternadas (AC) são convertidas em corrente contínua (DC), permitindo que, independentemente da frequência de funcionamento de cada rede, a ligação entre elas possa ser feita sem ser necessário ter em conta a frequência de cada rede [1–3]. Este ponto positivo contribui para um aumento na estabilidade de cada rede ao permitir a transferência de energia entre redes que, outrora, seriam incompatíveis. Para além disso, o facto da energia ser transferida em corrente contínua contribui, também, para a simplificação na existência de um controlo na transmissão de potência, dado que não existe transferência de potência ativa e ao contrário dos sistemas de transmissão alternados sinusoidais, a transmissão de energia a longas distâncias não necessita de compensação reactiva [1–3].

Outra vantagem importante de referir do sistema de transmissão HVDC face ao sistema de transmissão em corrente alternada está relacionado com o efeito de coroa nos condutores e com a distância à qual a transferência pode ser feita. A transmissão em corrente contínua apresenta perdas por efeito de coroa menores em comparação à transmissão em corrente alternada sinusoidal, o que faz com que as radio-interferências sejam menores em comparação ao sistema de transmissão AC [4, 5] e através da utilização da transmissão DC é possível haver transferência de energia elétrica através de meios subaquáticos, como por exemplo, para atravessamento de braços de mar e ou para fazer ligações de parques eólicos marinhos (offshore) e também transferência de energia aérea a médias e longas distâncias.

Inicialmente, os sistemas de transmissão HVDC baseavam-se em conversores de tipo fonte de

corrente (*Current Source Converters*, CSC) constituídos por conversores comutados pela rede elétrica alternada (*Line Commutated Converters*, LCC). Apesar desta tecnologia ser eficaz na transferência de energia a tensões muito elevadas, não fornece um controlo da potência reativa na interligação AC e apresenta, ainda, distorção harmónica significativa.

Com o desenvolvimento tecnológico e com a disponibilidade de dispositivos semicondutores controlados e mais robustos, como tiristores GTO (*Gate Turn-off Thyristor*, na terminologia anglo-saxónica) e transistores bipolares de porta isolada (IGBT, *Insulated Gate Bipolar Transistor*), contribuíram para a utilização de conversores do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Converters*, VSC) no âmbito da transferência de energia HVDC. Esta topologia de utilização de VSC permite o funcionamento a frequências de comutação muito superiores à frequência da rede e, em comparação com a tecnologia de LCC, permite o controlo da potência reativa e uma diminuição de filtros para atenuar a distorção harmónica no processo de conversão.

Este método de transferência de energia, em corrente contínua, tem vindo, ao longo do tempo, a destacar-se como uma alternativa à mais comum metodologia para transmissão de energia - sistemas baseados em corrente AC. As elevadas tensões em jogo (1 MV) obrigam ao uso de centenas de dispositivos semicondutores de potência associados em série. Dada a dificuldade em comutar simultaneamente todos os semicondutores da série, as estruturas de conversores multinível impuseram-se no HVDC VSC. No entanto, muitos conversores multiníveis são complexos em termos de condensadores, fontes de tensão isoladas, equilíbrio de tensões, pelo que se assiste à tentativa de usar associações de conversores comuns, ditos de dois níveis

A motivação para esta dissertação consiste no facto de que a implementação de um sistema multinível baseado em conversores de dois níveis permite diminuir os aspetos negativos de um sistema HVDC multinível utilizando conversores multinível. Os conversores de dois níveis são conversores conhecidos e relativamente simples, em comparação com outras topologias, levando, por exemplo, a uma complexidade menor no que toca ao sistema de controlo, embora para altas tensões continuem a necessitar de associações série de semicondutores de potência.

1.2 Objetivos

Os objetivos principais desta dissertação de mestrado incluem a definição da topologia, a modelação, a simulação e o controlo de um novo sistema de transmissão HVDC multinível, utilizando quatro conversores trifásicos de dois níveis (e respetivos transformadores) como interface com a rede elétrica, de modo a que a energia em corrente alternada sinusoidal seja convertida em corrente contínua e que possa, assim, ser transmitida em contínua. Para isto, os tipos mais comuns de conversores para HVDC serão, resumidamente, analisados. Ao conversor de dois níveis, será dado um enfoque especial.

Os objetivos parcelares são:

- Definir a nova topologia;
- Modelar dinamicamente a nova topologia;
- Simular em cadeia aberta a nova topologia;
- Projetar (sintetizar) controladores para o sistema de transmissão de energia em HVDC;
- Testar o desempenho dinâmico do novo sistema.

1.3 Contribuições

Esta dissertação oferece algumas contribuições no que toca ao desenvolvimento da tecnologia HVDC.

As principais contribuições são:

- Nova topologia (estrutura);
- Sistema de controlo utilizando moduladores de largura de impulso sinusoidais.

1.4 Estrutura

Esta dissertação encontra-se dividido a cinco capítulos. O primeiro capítulo é o capítulo introdutório (capítulo 1), onde se apresenta a motivação, os objetivos e a estrutura geral da dissertação. O segundo capítulo (capítulo 2) corresponde ao estado de arte. Neste capítulo são estudadas várias topologias de conversores, é feita a análise de sistemas multinível na situação trifásica e abordam-se, também, os transformadores. O final deste capítulo foca-se na ligação do conversor trifásico escolhido a incorporar no sistema desenvolvido para a dissertação com os transformadores.

No terceiro capítulo (capítulo 3) encontra-se modelação do sistema, onde são desenvolvidos os controladores que permitem o funcionamento do sistema bem como os restantes elementos do sistema. No quarto capítulo (capítulo 4) analisam-se os resultados obtidos e simula-se o sistema desenvolvido em diferentes situações. Por último, o quinto capítulo (capítulo 5) contém as conclusões tiradas a partir da análise dos resultados obtidos, encerrando a dissertação.

Capítulo 2

Sistema HVDC e funcionamento multinível

2.1 Sistemas HVDC

Os sistemas de transmissão de energia HVDC têm como objetivo a transferência de grandes quantidades de energia por unidade de tempo (potências muito elevadas). Estes sistemas são utilizados, atualmente, a média e longas distâncias, através das conhecidas linhas de transmissão, HVDC e também no contexto de transferência de energia subaquática [2]. Destacam-se por, em comparação à transmissão HVAC, possuírem perdas reduzidas e pelos custos envolvidos, a longo termo, serem inferiores [6]. Também através da utilização de sistemas HVDC a possibilidade de interligar redes de energia elétrica simplifica-se. Na Figura 2.1 encontra-se um esquema clássico de sistema de transmissão HVDC.

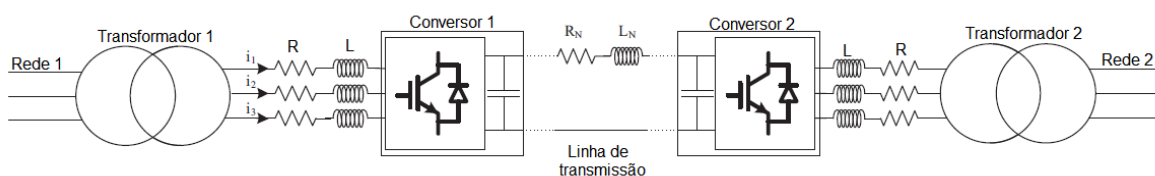


Figura 2.1: Esquema de um sistema de transmissão HVDC simples, adaptado de [3].

Existem, atualmente, dois tipos de conversores associados a este tipo de transmissão de energia: Conversores de tipo fonte de corrente (CSC) ou conversores comutados pela rede (LCC), e conversores de tipo fonte de tensão (VSC) [2, 7].

2.1.1 Conversores controlados por corrente (CSC)

Relativamente aos conversores LCC, estes eram inicialmente compostos por associações série (e paralelo) de tiristores, designadas válvulas (V1 a V12, Figura 2.2, havendo a necessidade de existir

uma fonte de tensão alternada síncrona para a sua passagem ao estado de corte [2, 8]. Na Figura 2.2 está representado uma circuito com índice de pulsação $p = 12$. Este índice de pulsação refere-se a número de comutações por período da tensão alternada.

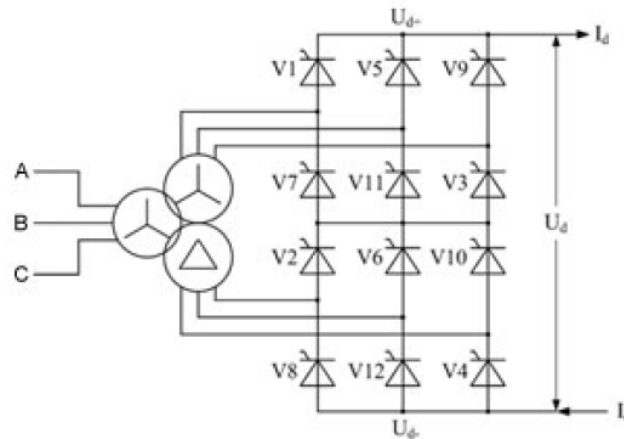


Figura 2.2: Conversor trifásico com índice de pulsação $p = 12$, adaptado de [9].

Para além disso, os conversores LCC necessitam de ter alguns cuidados adicionais para garantirem o seu funcionamento. Em primeiro lugar, precisam de um sistema de compensação de potência reativa, para que esta não seja retirada diretamente da rede elétrica à qual estão conectados. Uma solução seria utilizar bancos de condensadores, mas, como o sistema de transmissão é a tensões muito elevadas, faz com que essa solução seja muito onerosa devido ao tamanho necessário dos condensadores [2, 8].

Este tipo de conversores apresenta uma distorção harmónica considerável o que obriga à instalação de vários filtros de harmónicas, tanto no lado DC como AC, em comparação com outro tipo de conversores [1, 8, 10].

2.1.2 Conversores controlados por tensão (VSC)

Este tipo de conversores, ao contrário dos anteriormente falados, utiliza dispositivos como tiristores GTO ou, modernamente, transistores IGBT, sendo estes totalmente comandados, podendo ser desligados ou ligados por um comando de porta, não sendo necessária a polarização inversa dos tiristores pela rede AC, para a passagem ao estado de corte. Na Figura 2.3 encontra-se representado um conversor do tipo VSC, com utilização de séries de IGBTs com díodo em anti-paralelo.

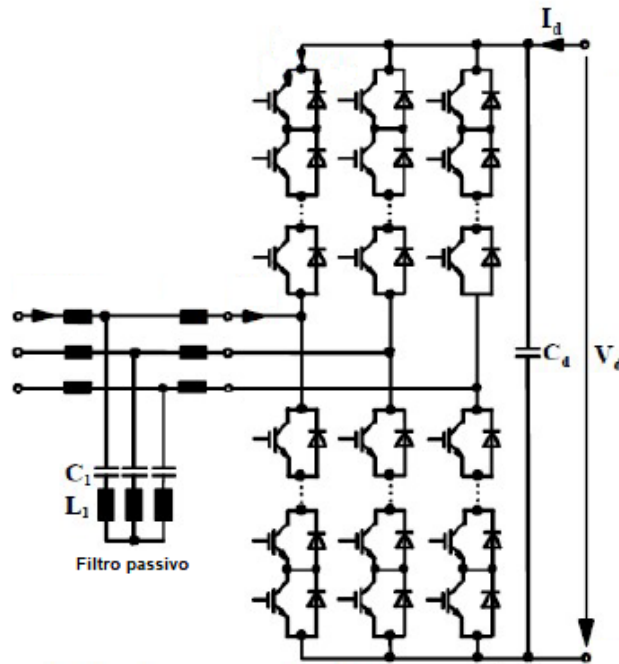


Figura 2.3: Conversor VSC trifásico de dois níveis, adaptado de [9]

Este conversor produz nas suas 3 interligações AC uma forma de onda que possui dois níveis, $\frac{V_d}{2}$ ou $-\frac{V_d}{2}$, relativamente a uma tensão de neutro nula.

Em comparação com os conversores LCC, este tipo de conversor não só não exige compensação de reativa do lado AC, como permite controlá-la, para além de apresentar uma distorção harmónica menos significativa, sendo que o lado de tensão contínua não precisa de filtros complexos [1, 7, 9].

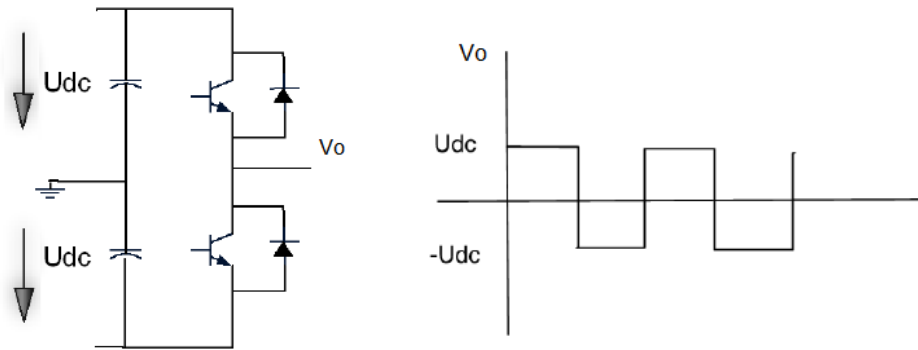
2.2 HVDC em operação multinível

Conversores multiníveis (*Multilevel Converters*, na terminologia anglo-saxónica) surgiram, inicialmente, no contexto de transmissão a alta tensão em corrente contínua, como a ligação da rede AC à rede DC. Estes conversores utilizam 3 ou mais níveis (ou patamares) de tensão para modular a tensão alternada sinusoidal [11–13]. Deste modo, e tendo em conta o esquema do conversor, os limites de tensão dos semicondutores não é excedido devido a uma topologia própria em que a tensão aos terminais dos semicondutores é imposta em níveis mais baixos, ou seja, semicondutores com tensões limite de alguns kV podem, facilmente, ser utilizados para produzir altas tensões, permitindo, inclusive, aos conversores regular diretamente as tensões da rede AC sem a necessidade de transformadores. No entanto, e tratando-se, neste caso, de um sistema de transmissão a alta tensão, estes costumam estar conectados à rede AC através de um transformador.

Para além disso, estes conversores multinível apresentam também algumas outras vantagens como, por exemplo, as baixas perdas na comutação dos semicondutores face à operação em dois níveis de tensão, redução da distorção da tensão e da corrente e, também, redução da interferência eletromagnética.

2.2.1 Conversor de dois níveis (2-Level Converter)

O conversor de dois níveis é um tipo de conversor frequentemente utilizado, capaz de produzir na sua saída dois níveis de tensão, nomeadamente $+U_{dc}$ e $-U_{dc}$, admitindo que na sua entrada estão duas fontes de tensão U_{dc} . A Figura 2.4a apresenta um exemplo simples de um conversor de dois níveis, enquanto que a Figura 2.4b demonstra a sua tensão de saída (AC) produzida.



(a) Ramo monofásico de um conversor de dois níveis.

(b) Forma de onda (AC) à saída do conversor.

Figura 2.4: Conversor de dois níveis, adaptado de [14]

Algumas das vantagens desta topologia consistem no facto de o circuito ser simples e, também, de os condensadores do lado DC serem relativamente pequenos em comparação com os condensadores de outros tipos de conversor multinível.

No entanto, também é possível identificar algumas desvantagens, nomeadamente o facto de a tensão a suportar pelos semicondutores ($\approx 2U_{dc}$) poder atingir valores relativamente altos, sendo, assim, necessário que os mesmos estejam dimensionados para suportar maiores tensões comparativamente a outras topologias [14].

Também se pode observar que a forma de onda AC apresenta um formato rectangular, ou seja, possui muito conteúdo harmónico indesejado.

2.2.2 Conceito de multinível

Tal como mencionado previamente, a tensão de saída de um conversor (ou, no caso exemplificado, a tensão de saída de um dos ramos do conversor) de dois níveis pode ter dois valores, $+U_{dc}$ ou $-U_{dc}$. Em contraste, e representado de forma simplificada na Figura 2.5, o ramo de um inversor de 3 níveis pode assumir, como o nome indica, 3 níveis de tensão de saída: $V_o = \{-U_{dc}; 0; U_{dc}\}$ (relativamente ao ponto médio das fontes U_{dc}).

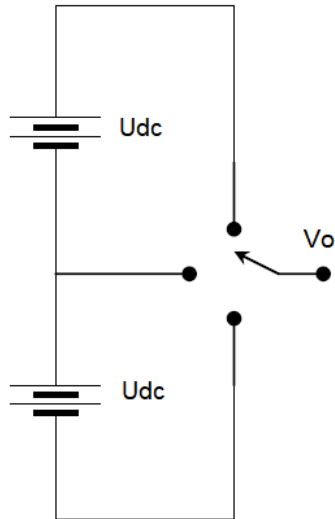


Figura 2.5: Ramo de um conversor de 3 níveis, adaptado de [15]

Este esquema pode, ainda, ser generalizado para quando existe um conversor de n níveis, como representado na Figura 2.6, em que a tensão AC de saída apresenta, agora, n níveis possíveis de tensão.

Note-se que nestes exemplos os comutadores foram considerados ideais, não tendo sido representados por semicondutores.

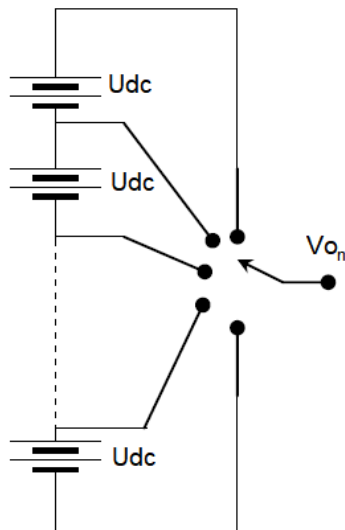


Figura 2.6: Ramo de um conversor de n níveis, adaptado de [15].

Quanto maior for o nível de tensão do conversor, maior será o número de níveis nas tensões fase-fase, sendo a expressão que o rege dada pela equação 2.1 [15]. A expressão mostra que um conversor de n níveis, por fase, terá k níveis nas tensões fase-fase.

$$k = 2n - 1 \quad (2.1)$$

É de esperar que quanto maior o número de níveis do conversor, menor será a distorção harmónica da tensão AC e, assim, melhor será a qualidade da tensão alternada. No entanto, isto não é critério suficiente para escolher o tipo de conversor a utilizar, dado que o circuito de controlo e equilíbrio de tensões em condensadores, que por terem carácter de fonte de tensão, substituem as fontes U_{dc} em conversores multiníveis, são mais complexos em comparação com o conversor de dois níveis.

2.3 Topologias multinível

Nesta secção são abordadas algumas das topologias multinível mais utilizadas no contexto da eletrónica de potência, onde se mostrará o seu esquema de circuito e, também, serão mencionadas algumas das suas características.

2.3.1 Conversor com Díodos Ligados ao Neutro

Nesta topologia, a tensão DC é dividida por dois condensadores, para uma topologia de três níveis (Figura 2.7a) ou, noutro exemplo para cinco níveis, em quatro condensadores (Figura 2.7b).

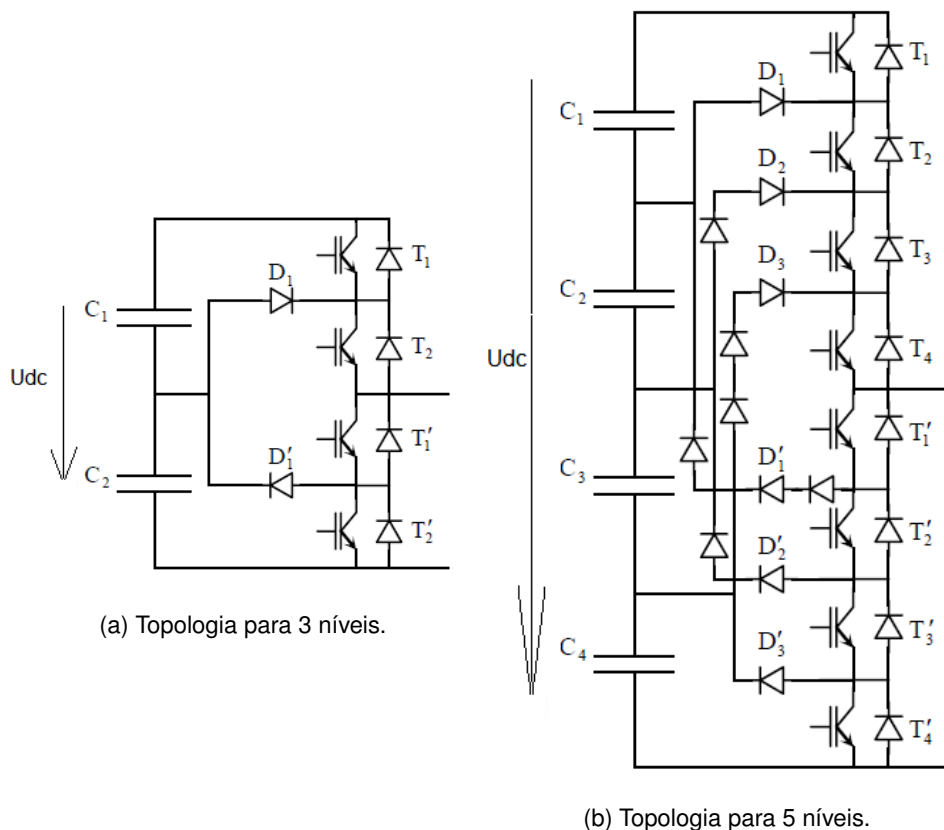


Figura 2.7: Topologia conversor com díodos ligados ao neutro (NPC - *Neutral Point Clamped*), adaptado de [15].

Matematicamente, o número de condensadores pelos quais será distribuída a tensão DC rege-se pela equação 2.2, onde n corresponde ao número de níveis de um conversor baseado nesta topologia [15].

$$n_{condensadores} = n - 1 \quad (2.2)$$

Deste modo, pode-se concluir que a tensão inversa de que cada um dos semicondutores (e, assim, cada ramo de díodos) tem de bloquear segue a expressão 2.3.

$$V_{inv} = \frac{U_{dc}}{n - 1} = \frac{U_{dc}}{n_{condensadores}} \quad (2.3)$$

Através da Figura 2.7b pode-se ver que o número de díodos necessário entre cada ponto varia. No entanto, isto é apenas uma representação para indicar que certos díodos da topologia têm de suportar valores de tensão superiores às tensões dos condensadores. Na realidade, considerando o ramo D2, os dois díodos em série poderiam ser representados, apenas, por um. Porém, isto implicaria que esse diódo em específico tivesse que bloquear o dobro da tensão inversa em comparação com o ramo D1.

É possível chegar à conclusão que quanto maior o número de níveis do conversor, maior é a distribuição da tensão de bloqueio nos semicondutores (em relação à mesma tensão DC). Porém, quanto maior o número de níveis, maior a quantidade de componentes no circuito, o que leva a que o rácio desempenho/custo tenha de ser tido em conta. Para além disso, a utilização de condensadores para dividir a tensão DC pode ser problemático ou complexo no que toca à gestão (controlo) da tensão de cada um dos condensadores, sendo que é fundamental que essas tensões estejam equilibradas [14, 15].

2.3.2 Conversor de Condensadores Flutuantes

Este conversor (cujo circuitos para 3 e 5 níveis se encontram nas Figuras 2.8a e 2.8b, respetivamente) em comparação com o conversor analisado anteriormente, possui um número elevado de condensadores [16]. Analogamente, a representação dos condensadores em série, conectados entre semicondutores, tem um objetivo semelhante à representação dos díodos do conversor NPC, ou seja, o conjunto de condensadores em série poderia ser substituído por apenas um condensador de capacidade equivalente, mas de tensão mais elevada. Para além disso, tal como no conversor anterior, as tensões destes condensadores, ou das séries de condensadores, têm de ser reguladas para valores de acordo com a sua posição no circuito.

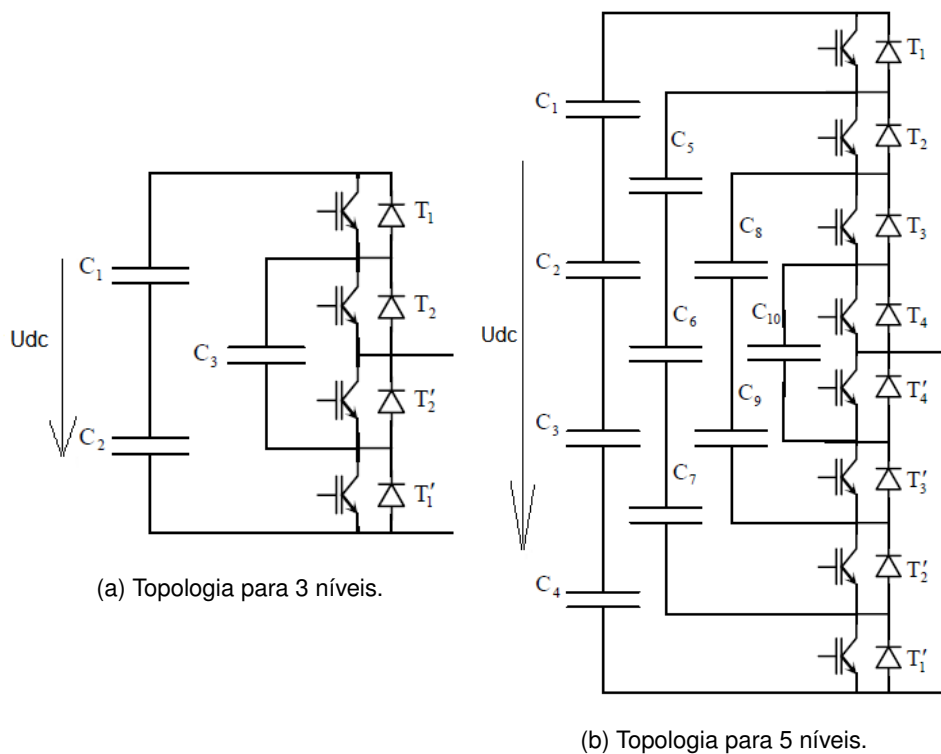


Figura 2.8: Topologia do Conversor de Condensador Flutuante, adaptado de [15].

Tal como no NPC, algumas combinações de semicondutores em condução não podem acontecer, caso contrário poder-se-ia curto-circuitar alguns dos condensadores. Deste modo, pode-se concluir que o número máximo de combinações de semicondutores que poderiam estar em condução é menor do que o número de combinações topologicamente possíveis (que não danifiquem o circuito ou que causem o seu funcionamento impróprio) [15].

Relativamente a vantagens, o facto de existir uma elevada quantidade de condensadores flutuantes faz com que exista redundância nos estados dos semicondutores, sendo estas redundâncias benéficas para o controlo das tensões nos condensadores.

No entanto, relativamente a desvantagens, como se pode deduzir, a mais problemática é o balanço da carga nos condensadores. Este problema é menos complexo no que toca à topologia de 3 níveis, no entanto, à medida que se aumenta o número de níveis, também o número de tensões nos condensadores a controlar aumenta. Em comparação com o conversor anteriormente estudado, é necessário um controlo mais exigente no que toca à gestão de tensão nos condensadores.

Após a apresentação destes dois tipos de conversores, vão ser tratados dois conversores que visam colmatar algumas das desvantagens dos conversores anteriores: Conversor em ponte completa em cascata e o Conversor Modular Multinível (meia ponte).

Estes conversores são modulares, mas menos exigentes no que toca à complexidade dos seus sistema de controlo para um número de níveis pequeno, e apresentam um número inferior de componentes nas suas estruturas em comparação aos conversores anteriormente descritos [17].

2.3.3 Associação em cascata de conversores em ponte completa

Nesta secção será abordada uma das topologias mais frequentemente utilizadas e que, em simultâneo, possui uma lógica de funcionamento relativamente simples - o conversor de pontes completas em cascata (*Cascaded H-Bridge*, na terminologia anglo-saxónica).

Nas Figuras 2.9a e 2.9b encontram-se os esquemas de circuito para este tipo de conversores em 3 níveis e 5 níveis, respetivamente.

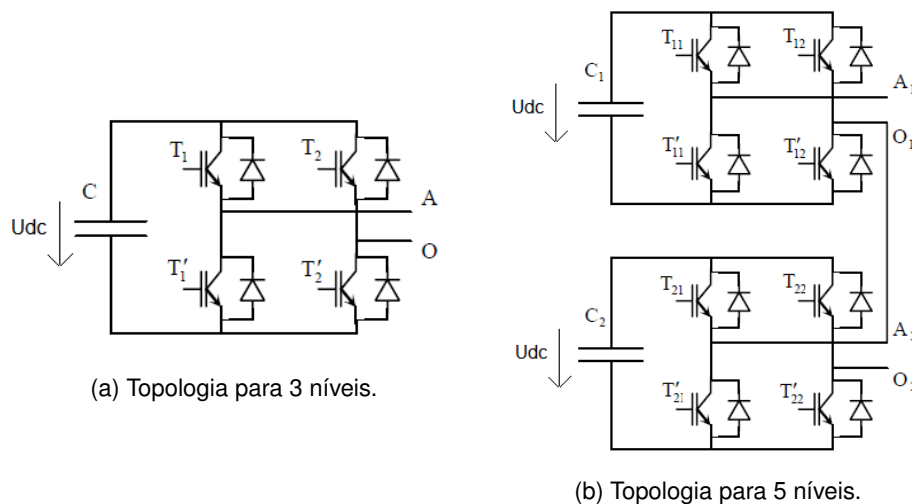


Figura 2.9: Topologia do Conversor Ponte H em cascata, adaptado de [15].

Este tipo de conversor é composto por módulos, cada um com uma estrutura de dois ramos de semicondutores, sendo os ramos designados "braços" (ou *arms*, na terminologia anglo-saxónica) e onde a saída AC forma uma ponte entre os dois ramos. Os semicondutores de cada ponte possuem quatro combinações possíveis, sendo a tensão $V_{AO} = +U_{dc}$ conduzindo T1 e T2' ou os respetivos díodos em anti-paralelo, $V_{AO} = 0$ conduzindo T1 e T2 ou os respetivos díodos em anti-paralelo, $V_{AO} = 0$ V conduzindo T1' e T2' e $V_{AO} = -U_{dc}$ V conduzindo T2 e T1' ou os respetivos díodos em anti-paralelo. Conclui-se que este conversor possui alguma redundância no que toca a combinações de semicondutores para produzir a tensão de saída.

De modo a aumentar o número de níveis deste tipo de conversor, é fundamental associar vários "módulos" em ponte, como se pode observar na Figura 2.9b, que corresponde a um caso particular deste tipo de conversor para cinco níveis.

Nesta configuração de cinco níveis, o conversor apresenta como tensão de saída os seguintes valores: $V_{AO} = \{2U_{dc}; U_{dc}; 0; -U_{dc}; -2U_{dc}\}$ V.

Sendo este um conversor frequentemente utilizado, descreve-se de seguida as várias combinações de condução de semicondutores que originam as respetivas tensões de saída, tanto para a topologia de três níveis, como para a topologia de cinco níveis, nas tabelas A.2 e A.3 do anexo A, respetivamente.

Fazendo uma análise à tensão de saída desta topologia em cinco níveis, é possível expandir a análise para n módulos ligados. Observa-se que a tensão de saída para esta situação rege-se pela

equação 2.4.

$$V_o = \sum_{i=1}^n V_{AOi} \quad (2.4)$$

Este tipo de conversores, como mencionado anteriormente, é um dos mais utilizados e um dos mais simples de fabricar e controlar (embora exija algum controlo no que toca ao equilíbrio de tensões nos condensadores). A redundância na combinação de comutação dos semicondutores pode ser benéfica, nomeadamente para controlar as correntes e tensões DC dos condensadores.

Uma das desvantagens deste tipo de conversor consiste no facto de serem necessário várias fontes de tensão DC isoladas à medida que se quer aumentar o número de níveis do conversor.

2.3.4 Conversor Modular Multinível (MMC)

Este tipo de conversores baseia-se na utilização de módulos (meias pontes), estando na Figura 2.10 representado um desses módulos.

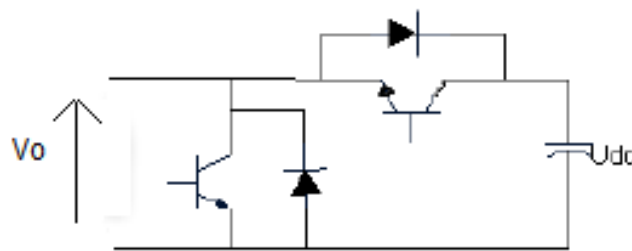


Figura 2.10: Módulo de um conversor modular multi-nível, adaptado de [14].

Estes módulos são constituídos por relativamente poucos componentes, sendo a topologia mais simples do que a topologia de ponte H previamente mencionada.

Num único módulo, as tensões de saída possíveis são apenas 0 ou $+U_{dc}$ V, ou seja, $V_o \in \{0, +U_{dc}\}$, não existindo o nível de tensão negativo $-U_{dc}$.

Naturalmente, à medida que mais módulos são adicionados a uma estrutura de conversor, maior é a quantidade de níveis da tensão de saída. Na Figura 2.11 encontra-se uma topologia de um conversor modular multi-nível de três níveis, onde se verifica que o número de módulos necessário é maior do que na associação em pontes em cascata, para além de exigir bobines nas saídas AC.

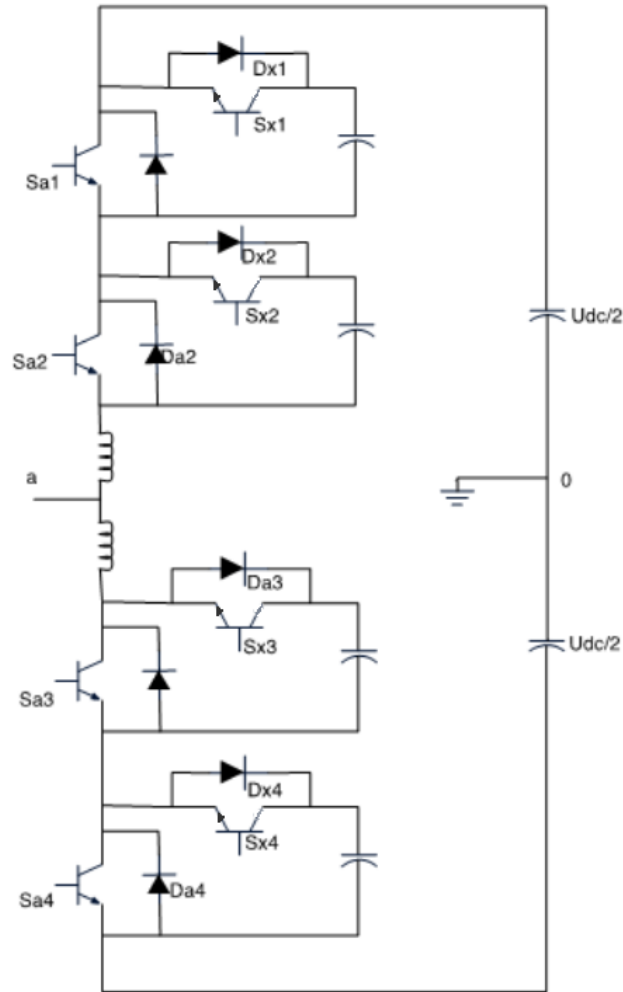


Figura 2.11: Conversor modular monofásico de três níveis, adaptado de [14].

Tendo em conta a figura anterior, pode-se fazer uma análise simplificada do funcionamento do circuito. Se os módulos inferiores estiverem ligados, ou seja, se Sa3 e Sa4 estiverem ao corte (estado *OFF*), então os módulos da parte superior do braço monofásico (que possuem os semicondutores Sa1 e Sa2) terão de estar desligados, pois a soma das tensões do braço do conversor têm de igualar a tensão de alimentação do conversor, U_{dc} [18].

Nesta situação, cada módulo terá uma tensão de valor dado por:

$$U_{\text{modulo}} = \frac{U_{dc}}{N_{\text{modulos}}} \quad (2.5)$$

Onde N_{modulos} corresponde ao número de módulos ligados por semi-braço do conversor. No caso exemplificado, $N_{\text{modulos}} = 2$, sendo que cada módulo terá uma tensão corresponde a metade da tensão de alimentação do conversor, quando os módulos inferiores estão ligados.

Admitindo que o conversor possui N níveis ímpares, o número de módulos do semi-braço monofásico (N_{modulos}) rege-se pela equação 2.6 [18].

$$N_{\text{módulos}} = 2(N - 1) \quad (2.6)$$

Como se pode observar pela equação descrita, para um conversor de três níveis, $N = 3$, são exigidos 4 módulos num braço do conversor, que corresponde ao caso exemplificado.

Tendo em conta a análise feita, podem-se destacar algumas vantagens e desvantagens deste tipo de conversores.

A principal vantagem deste conversor é o facto de ele ser modular, sendo que cada módulo apresenta uma autonomia relativamente elevada em comparação com outras topologias descritas fazendo com que o conversor seja tolerante a falhas. Isto é um ponto relevante, pois, a situação de falha de um dos módulos não implica que os outros também falhem, podendo assim substituir-se apenas o módulo problemático ou danificado. Para além disso, em comparação com as topologias NPC e de Condensadores Flutuantes, este conversor modular não necessita da utilização de díodos de ligação ao neutro no seu circuito e utiliza, em comparação, um número reduzido de condensadores, o que torna menos complexo o processo de equilíbrio de tensões nos condensadores.

No caso do conversor de três níveis, este possui quatro condensadores (um em cada módulo) que precisam de ter tensões equilibradas. Naturalmente, este equilíbrio não é atingido com total precisão ou de forma instantânea, pelo que é necessária a utilização de bobines na saída do conversor (terminal **a**) de modo a suportar parte da tensão de alimentação do conversor no processo de equilíbrio de tensões [18].

Concluída a breve análise das principais topologias de conversores, pode-se, agora, extrapolar a análise para os sistemas trifásicos.

Esta análise, tendo em conta a informação anterior, terá particular foco nos últimos dois tipos de conversores mencionados, sendo que estes possuem o maior balanço de prós e contras em comparação com os restantes.

2.4 Multiníveis em sistemas trifásicos

Na secção anterior foram analisadas algumas das topologias multinível. Nesta secção analisa-se o funcionamento multinível dos conversores trifásicos, nomeadamente os conversores em ponte completa e o MMC.

2.4.1 Associação em série de pontes completas

Partindo do conversor Ponte completa em cascata, nomeadamente na topologia de cinco níveis, pode-se estender ou adaptar o esquema deste conversor, da Figura 2.9b, para uma situação em que está conectado a uma rede trifásica. Naturalmente, pode-se concluir, à partida, que serão necessárias três das topologias de cinco níveis para construir um sistema trifásico de cinco níveis, utilizando este

tipo de conversor [13]. As ligações referentes a esta topologia trifásica estão representados na Figura 2.12.

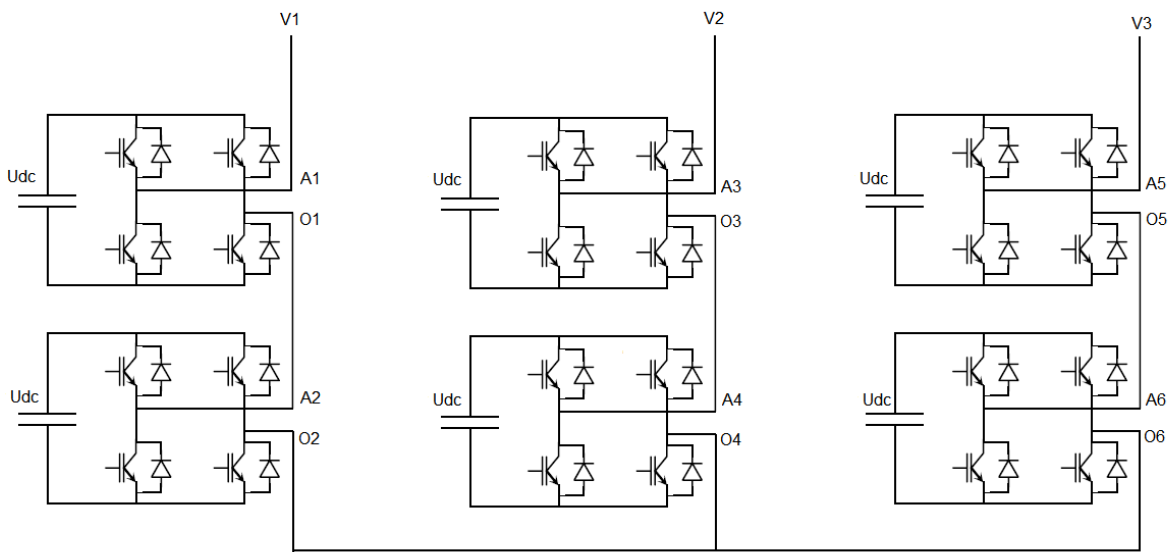


Figura 2.12: Topologia do Conversor Ponte H em cascata numa aplicação trifásica a 5 níveis.

Na Figura 2.13 encontra-se a forma de onda da tensão de saída (no lado AC) para uma das três fases num sistema trifásico de cinco níveis, comparada com uma sinusóide perfeita, em função do tempo.

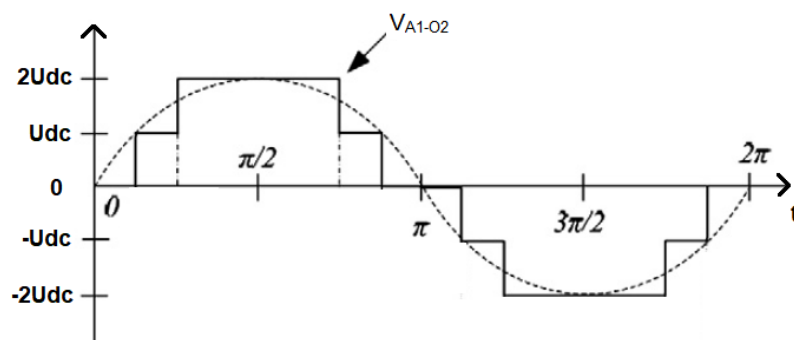


Figura 2.13: Forma de onda da tensão de saída numa fase da topologia a 5 níveis, adaptado de [12].

Foi escolhida esta topologia como exemplo devido ao facto de, em comparação com as outras apresentadas, ser uma das topologias de mais fácil perceção.

No entanto, é possível apontar algumas das claras desvantagens da aplicação desta topologia a cinco níveis utilizando este tipo de conversor. Uma desvantagem, já mencionada anteriormente, consiste na necessidade de existirem duas fontes isoladas (na prática, dois condensadores), por fase, para a configuração de cinco níveis, de modo a que não ocorram curto-circuitos em certas combinações de comutação de semicondutores.

Para além disso, pode-se observar pela Figura 2.12, que o lado de tensão contínua (lado em que

ocorrerá a eventual transferência de energia) não se encontra ligado em série com cada um dos lados de tensão contínua de cada fase, ou seja, o problema das fontes isoladas destaca-se, sendo que surgem dificuldades na coordenação e controlo do sistema de transmissão de modo a atingir a funcionalidade multinível.

Uma alternativa a este tipo de conversor, de modo a corrigir os problemas das fontes isoladas, consiste utilização do MMC.

2.4.2 Associação de MMCs

Um sistema trifásico de cinco níveis corresponde à utilização de 8 módulo por cada braço deste conversor, como descrito pela equação (2.6). Na Figura 2.14 demonstra-se este sistema de conversão trifásico.

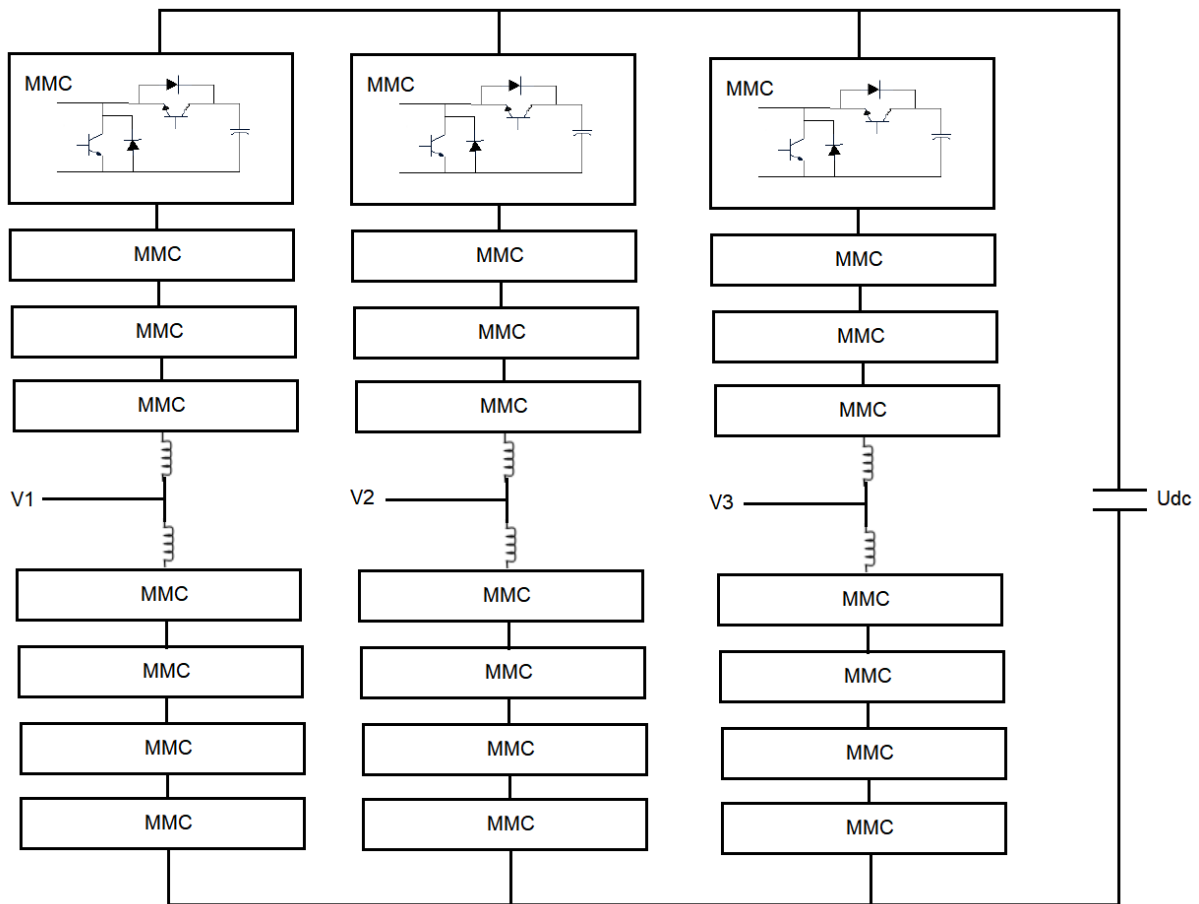


Figura 2.14: Topologia do MMC numa aplicação trifásica a 5 níveis.

Como se pode observar, com a utilização de conversores MMC é possível obter um conversor trifásico em que o lado contínuo pode ser uma única fonte DC de alta tensão, ao contrário do que acontece com as fontes isoladas do conversor em ponte completa.

No entanto, também surgem algumas desvantagens face a esta topologia modular em comparação com a anterior. Pode-se ver que, para um mesmo número de níveis, é necessária uma quantidade muito

superior de módulos, em comparação com a topologia ponte completa, nomeadamente o número de condensadores, que exige um sistema de controlo mais complexo de modo a manter equilibradas as tensões nos condensadores. Esta quantidade superior de módulos tem, também, impacto no custo do conversor, elevando-o substancialmente.

Tendo tudo em conta, à parte do facto do conversor ponte completa possuir as tensões isoladas do lado DC, este pode ser considerado uma melhor escolha quando comparado com o conversor MMC.

2.4.3 Transformadores de enrolamentos em ligação aberta e conversor trifásico de dois níveis

É sabido que, para estes sistemas de transmissão, funcionando nos 4 quadrantes, onde a potência pode fluir em ambas as direcções, o lado de tensão alternada costuma estar conectado, através de um transformador, à rede elétrica em operações de transmissão de potência. Para além disso, para sistemas de transmissão HVDC, sendo o tema em estudo, a existência de um transformador é bastante comum, de modo a aumentar o nível de tensão da rede à qual está conectado para que, posteriormente, possa ser transmitida energia a tensões elevadas. Na Figura 2.15, para motivo de exemplo, encontra-se demonstrada uma rede conectada a um transformador, ligado em estrela no lado primário e no lado secundário.

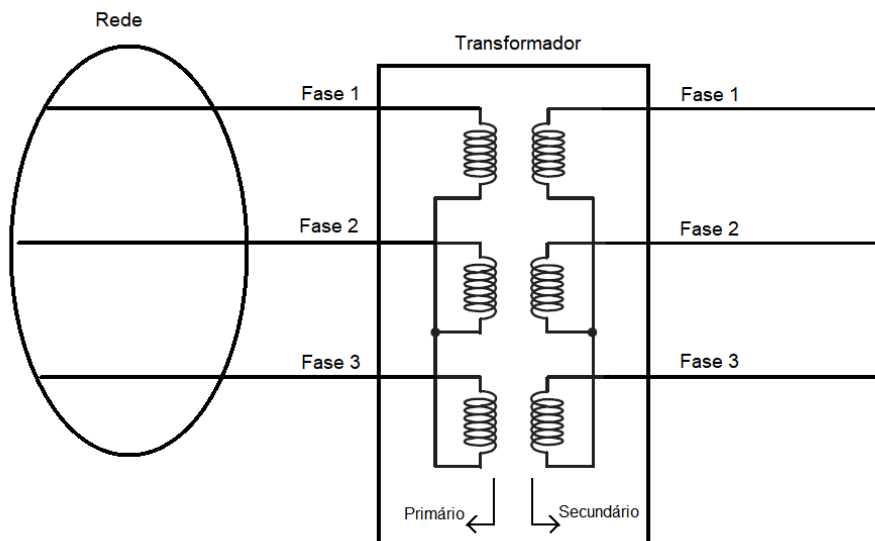


Figura 2.15: Ligação num transformador com os lados primário e secundário em estrela, adaptado de [3].

Como se pode ver na figura 2.15, as fases no lado secundário do transformador, que estarão conectadas a um conversor de modo a transformar a corrente alternada sinusoidal em contínua num sistema de transmissão HVDC, utilizam apenas um dos terminais dos enrolamentos, estando o outro terminal, neste exemplo, conectado em estrela (conectado aos restantes terminais). O exemplo de uma estrutura simples de um sistema de transmissão HVDC encontra-se demonstrado na Figura 2.1.

Esta estrutura, como se pode observar, não é realizável com um conversor ponte completa de cinco níveis, pois as tensões do lado contínuo não são isoladas, existindo dificuldades associadas ao equilíbrio de tensões entre os condensadores. No entanto, a utilização do conhecido conversor ponte completa de dois níveis em série apresenta uma estrutura em que apenas possui um lado de tensão DC isolado, fazendo assim com que seja possível obter uma estrutura de transmissão que corresponda à da Figura 2.1.

A conversão multinível pode ser também obtida usando conversores de dois níveis associados a um transformador. Será então analisada um tipo de ligação do lado secundário dos transformadores em que cada terminal de cada secundário (transformador de enrolamentos em ligação aberta) está ligado a um conversor de dois níveis, cada um dos conversores aplicando tensões simétricas ao enrolamento (*Open-end Winding Transformers*, na terminologia anglo-saxónica).

Os transformadores de enrolamentos em ligação aberta [19, 20] permitem, como dito anteriormente, que os dois terminais dos enrolamentos sejam utilizados como ligação a dois circuitos em simultâneo, demonstrado na Figura 2.16.

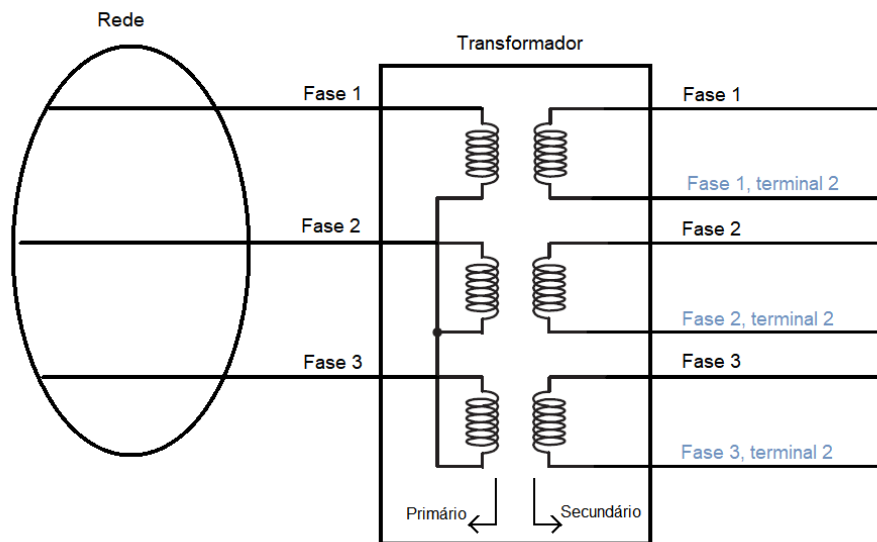


Figura 2.16: Esquema de ligação num transformador de enrolamentos abertos, adaptado de [3].

No caso de sistemas de transmissão de energia HVDC, os transformadores ligam-se, normalmente, aos conversores de modo a aumentar a tensão para transmitir energia, como mostrado na Figura 2.1. No entanto, havendo agora a possibilidade de utilizar ambos os terminais de cada enrolamento do lado secundário do transformador, é, também, possível utilizar dois conversores, cada um ligado ao seu terminal [3].

O facto de se poder utilizar dois terminais no lado de corrente alternada do sistema de transmissão, permite que seja possível construir formas de onda multinível através da utilização de conversores mais simples em comparação com os analisados previamente, como conversores de dois níveis. É a partir desta ideia que será estudado o conversor de dois níveis na aplicação de sistemas de

transmissão HVDC em regime de funcionamento multinível.

Mostra-se agora, matematicamente, o funcionamento e a relação das grandezas num conversor de dois níveis para que, depois, se possam extrapolar para a conexão de dois conversores de dois níveis em paralelo (de modo a ser possível ligá-los a ambos os terminais abertos de um transformador), sendo, assim, possível obter o funcionamento multinível [3, 17].

O conversor trifásico de dois níveis apresenta a estrutura demonstrada na Figura 2.17, onde também se encontram esquematizadas as diferentes grandezas que farão parte da análise matemática do circuito.

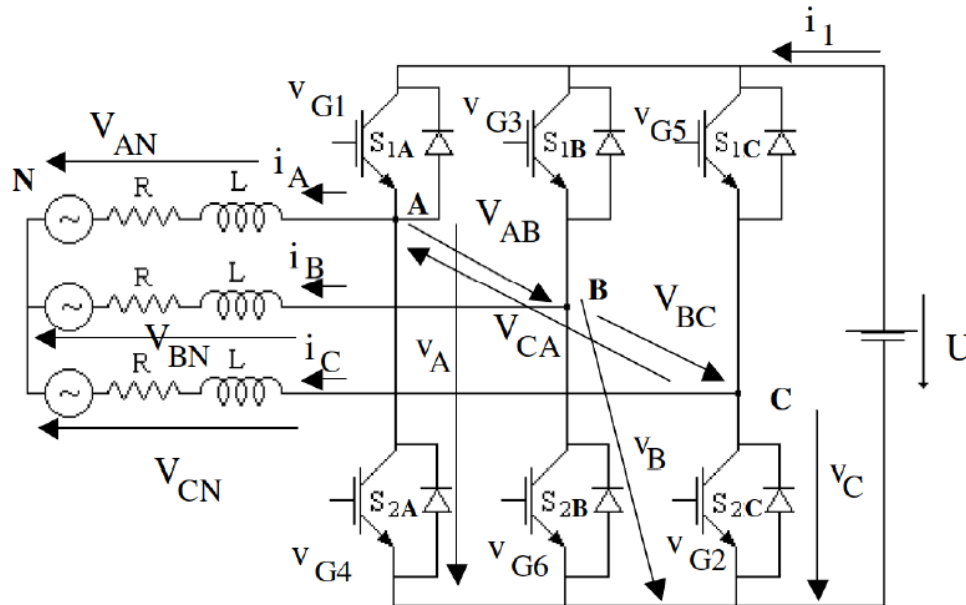


Figura 2.17: Circuito de um conversor trifásico de dois níveis, adaptado de [9].

A a condição de um sistema trifásico equilibrado (situação ideal e desejada em sistemas trifásicos) rege-se pela equação (2.7).

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (2.7)$$

A soma as tensões compostas do conversor de dois níveis também tem de ser nula, ou seja

$$v_{AB} + v_{BC} + v_{CA} = 0 \quad (2.8)$$

Podemos, também, definir o estado de condução dos semicondutores assumindo que são semicondutores ideais, sendo o estado de cada semicondutor representado pela variável γ_k [9], sendo $\gamma_k = 1$ semicondutor em condução (ON) e $\gamma_k = 0$, semicondutor ao corte (OFF). Então, para os semicondutores do conversor da Figura 2.17, pode-se escrever:

$$\gamma_k = \begin{cases} 1 \rightarrow S_{1k}\text{ON} \wedge S_{2k}\text{OFF} \\ 0 \rightarrow S_{1k}\text{OFF} \wedge S_{2k}\text{ON} \end{cases} \quad (2.9)$$

Onde $k \in \{A, B, C\}$, dado que existem 3 braços no circuito (A, B e C). Sabendo, então, o estado de cada perna no circuito, definido pela equação (2.9), pode-se afirmar que as tensões de cada perna são representadas pela equação (2.10), onde U representa a tensão DC do circuito.

$$v_k = \gamma_k \cdot U \quad (2.10)$$

Esta definição será importante adiante para definir o valor das tensões fase-neutro em função do estado de cada perna do conversor.

Através das leis de Kirchhoff, podem-se definir as seguintes relações representadas em 2.11.

$$\begin{cases} v_{AB} = v_A - v_B = (\gamma_A - \gamma_B) \cdot U = V_{AN} - V_{BN} \\ v_{BC} = v_B - v_C = (\gamma_B - \gamma_C) \cdot U = V_{BN} - V_{CN} \\ v_{CA} = v_C - v_A = (\gamma_C - \gamma_A) \cdot U = V_{CN} - V_{AN} \end{cases} \quad (2.11)$$

De onde, através de manipulação algébrica simples, se podem definir as tensões da seguinte maneira, representada em (2.12).

$$\begin{cases} v_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \Leftrightarrow V_{AN} = v_{AB} + V_{BN} \\ v_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \Leftrightarrow V_{BN} = v_{BC} + V_{CN} \\ v_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \Leftrightarrow V_{CN} = v_{CA} + V_{AN} \end{cases} \quad (2.12)$$

Partindo da equação (2.7), pode-se representar a tensão V_{CN} em função das restantes tensões, como as equações (2.13) demonstram.

$$\begin{cases} V_{AN} = v_{AB} + V_{BN} \\ V_{BN} = v_{BC} + V_{CN} \\ V_{CN} = -V_{AN} - V_{BN} \end{cases} \quad (2.13)$$

Somando V_{CN} com V_{BN} , dadas em (2.13), obtém-se o seguinte resultado.

$$V_{BN} = \frac{v_{BC} - V_{AN}}{2} \quad (2.14)$$

Inserindo esta equação na primeira equação representada no sistema de equações em (2.12), obtém-se:

$$V_{AN} = v_{AB} + V_{BN} = v_{AB} + \frac{v_{BC} - V_{AN}}{2} \Leftrightarrow V_{AN} = \frac{2v_{AB} + v_{BC}}{3} \quad (2.15)$$

Procedendo de maneira semelhante, reescrevendo $V_{AN} = -V_{BN} - V_{CN}$ e somando esta expressão à terceira equação do sistema de equações representado em (2.12), obtém-se V_{CN} .

$$V_{CN} = \frac{v_{CA} - V_{BN}}{2} \quad (2.16)$$

De onde se obtém a seguinte expressão através da inserção de (2.16) na segunda equação do sistema de equações em (2.12).

$$V_{BN} = v_{BC} + V_{CN} = v_{BC} + \frac{v_{CA} - V_{BN}}{2} \Leftrightarrow V_{BN} = \frac{2v_{BC} + v_{CA}}{3} \quad (2.17)$$

Reescreveu-se $V_{BN} = -V_{AN} - V_{CN}$ e somou-se esta equação à primeira expressão do sistema de equações representado em (2.12), foi obtido a seguinte expressão.

$$V_{AN} = \frac{v_{AB} - V_{CN}}{2} \quad (2.18)$$

Substituindo (2.18) na terceira equação do sistema de equações em (2.12), obtém-se a seguinte e última expressão.

$$V_{CN} = v_{CA} + V_{AN} = v_{CA} + \frac{v_{AB} - V_{CN}}{2} \Leftrightarrow V_{CN} = \frac{2v_{CA} + v_{AB}}{3} \quad (2.19)$$

Estas equações podem ser reescritas em função das tensões V_A, V_B e V_C , que correspondem às tensões em cada perna do conversor de dois níveis. Sabendo que $v_{BC} = -v_{AB} - v_{CA}$, $v_{AB} = v_A - V_B$ e que $v_{CA} = v_C - v_A$, pode-se reescrever (2.15) da seguinte maneira.

$$V_{AN} = \frac{2v_{AB} + v_{BC}}{3} = \frac{v_{AB} - v_{CA}}{3} = \frac{v_A - v_B - v_C + v_A}{3} = \frac{2v_A - v_B - v_C}{3} \quad (2.20)$$

Procedendo de maneira análoga para as outras tensões fase-neutro, obtém-se o seguinte sistema de equações em (2.21), que descreve as tensões fase-neutro em função das tensões nos braços do conversor de dois níveis.

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{2v_A - v_B - v_C}{3} \\ V_{BN} &= \frac{2v_B - v_C - v_A}{3} \\ V_{CN} &= \frac{2v_C - v_A - v_B}{3} \end{aligned} \quad (2.21)$$

A equação matricial que descreve as tensões fase-neutro deste circuito, em função das tensões nos braços do conversor, encontra-se representada em (2.22).

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Tendo em conta a expressão em (2.10), que caracteriza as tensões de cada braço do conversor em função do estado de condução, pode-se escrever as equações das tensões fase-neutro em função do estado de cada perna do conversor, demonstrado em (2.23).

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{(2\gamma_A - \gamma_B - \gamma_C)U}{3} \\ V_{BN} &= \frac{(2\gamma_B - \gamma_C - \gamma_A)U}{3} \\ V_{CN} &= \frac{(2\gamma_C - \gamma_A - \gamma_B)U}{3} \end{aligned} \quad (2.23)$$

A representação matricial destas equações encontra-se representada em (2.24)

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_A \\ \gamma_B \\ \gamma_C \end{bmatrix} \cdot U \quad (2.24)$$

Estas equações podem ser usadas para obter as tensões em transformadores de enrolamentos em ligação aberta.

2.4.4 Conversor trifásico de dois níveis conectado a transformador de enrolamentos em ligação aberta

Na Figura 2.18 está demonstrado como seria possível fazer a ligação deste tipo de conversor aos dois terminais dos enrolamentos de ligação aberta. Essencialmente, cada enrolamento terá uma tensão em oposição de fase (relativamente à tensão do primeiro terminal) ligada ao segundo terminal do enrolamento que, usualmente, se utiliza para conectar o transformador ao eléctrodo de terra ou para estabelecer ligações como, por exemplo, a ligação em estrela (na Figura 2.15).

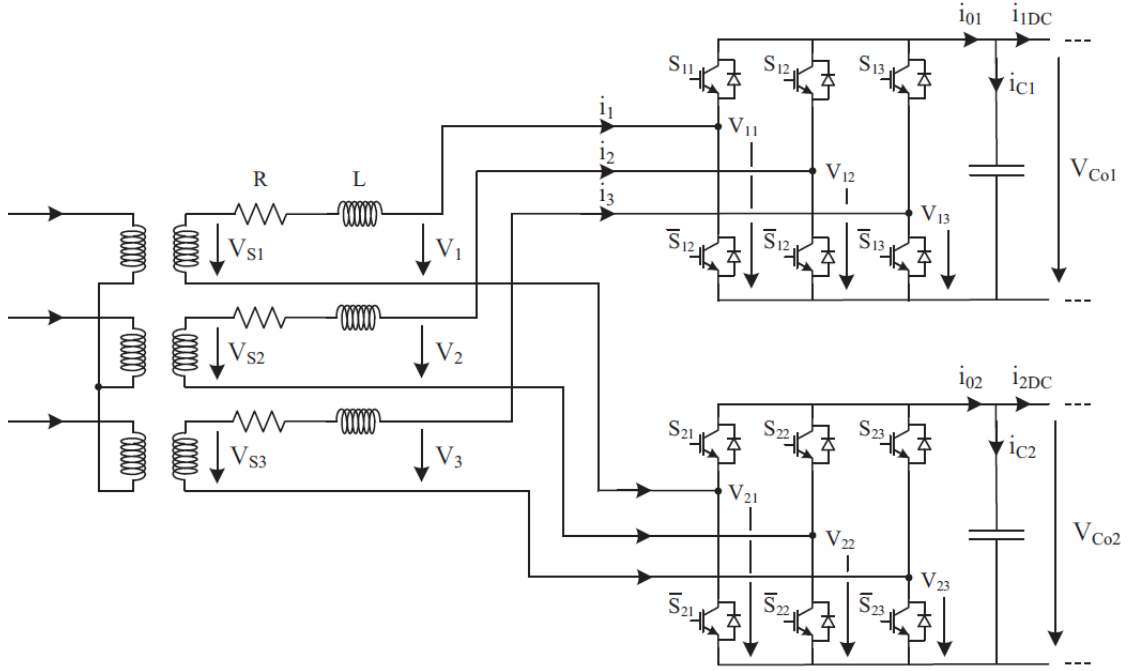


Figura 2.18: Esquema de ligação de dois conversores trifásicos de dois níveis ao secundário de um transformador de enrolamentos em ligação aberta, adaptado de [3].

Em comparação com a análise matemática feita na secção 2.4, tem-se agora V_1 , que é obtida fazendo $V_1 = V_{11} - V_{21}$, em que V_{11} e V_{22} são obtidas a partir de equações análogas a 2.22, ou seja, ou seja, chega-se às equações representadas em (2.25).

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{2V_{11} - V_{12} - V_{13}}{3} - \frac{2V_{21} - V_{22} - V_{23}}{3} \\
 V_2 &= \frac{2V_{12} - V_{13} - V_{11}}{3} - \frac{2V_{22} - V_{23} - V_{21}}{3} \\
 V_3 &= \frac{2V_{13} - V_{11} - V_{12}}{3} - \frac{2V_{23} - V_{21} - V_{22}}{3}
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Naturalmente, estas equações podem-se escrever na forma matricial, como representado em (2.26).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \\ V_{13} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{21} \\ V_{22} \\ V_{23} \end{bmatrix} \tag{2.26}$$

Analogamente, caso se queira definir estas tensões do lado AC do conversor em função das tensões de saída, terá de ser definido o estado de condução dos semicondutores (assumindo ideais). O modelo matemático que descreve o estado de cada perna dos conversores é representado pela variável γ_{ij} [3, 21] e é definido da seguinte forma.

$$\gamma_{ij} = \begin{cases} 1 \rightarrow S_{ij} \text{ON} \wedge \bar{S}_{ij} \text{OFF} \\ 0 \rightarrow S_{ij} \text{OFF} \wedge \bar{S}_{ij} \text{ON} \end{cases} \quad (2.27)$$

Sendo que o índice i representa a qual dos conversores o semicondutor pertence, enquanto que o índice j corresponde à perna em que se encontra o semicondutor. Deste modo, os índices referidos podem, apenas, apresentar os seguintes valores $i \in \{1, 2\}$ e $j \in \{1, 2, 3\}$. Por sua vez, os semicondutores da parte superior da perna de cada conversor são representados por S_{ij} enquanto que os semicondutores da parte inferior são representados por \bar{S}_{ij} .

Posto isto, a relação das tensões compostas V_1 , V_2 e V_3 do conversor em função das tensões DC está descrita na expressões (2.28)

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{(2\gamma_{11} - \gamma_{12} - \gamma_{13})V_{Co1}}{3} - \frac{(2\gamma_{21} - \gamma_{22} - \gamma_{23})V_{Co2}}{3} \\ V_2 &= \frac{(2\gamma_{12} - \gamma_{13} - \gamma_{11})V_{Co1}}{3} - \frac{(2\gamma_{22} - \gamma_{23} - \gamma_{21})V_{Co2}}{3} \\ V_3 &= \frac{(2\gamma_{13} - \gamma_{11} - \gamma_{12})V_{Co1}}{3} - \frac{(2\gamma_{23} - \gamma_{21} - \gamma_{22})V_{Co2}}{3} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Colocando na forma matricial, obtém-se o seguinte resultado.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{11} \\ \gamma_{12} \\ \gamma_{13} \end{bmatrix} \cdot V_{Co1} - \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{21} \\ \gamma_{22} \\ \gamma_{23} \end{bmatrix} \cdot V_{Co2} \quad (2.29)$$

De modo a ser possível representar as tensões num referencial ortonormado, é feita uma transformação de coordenadas trifásicas para coordenadas α, β .

A transformação Clark-Concordia [21], na sua forma invariante em potência, rege-se pela equação matricial representada em (2.30).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Onde V_α , V_β e V_γ correspondem às tensões transformadas do sistema trifásico para as coordenadas α, β .

Como num sistema trifásico as correntes e tensões devem estar equilibradas, ou seja:

$$i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0 \quad (2.31)$$

a componente i_γ da transformação considera-se nula ($i_\gamma = 0$ ou $V_\gamma = 0$) e a equação matricial

simplifica-se na expressão em (2.32).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Aplicando a transformação referida à expressão em (2.26), e admitindo que não existe componente homopolar γ_0 devido ao sistema trifásico ser equilibrado, chega-se à equação (2.33).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{1\alpha} \\ \gamma_{1\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{Co1} - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_{2\alpha} \\ \gamma_{2\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{Co2} \quad (2.33)$$

Pode-se, agora, representar num plano (α, β) os diferentes valores de V_α e V_β que são gerados consoante o estado de condução de cada semiconductor. Apesar de existirem, no sistema completo, doze semicondutores de comutação, apenas metade deles são tido em conta, dado que não é possível que em qualquer um dos braços de um conversor estejam ambos os semicondutores em comutação (como mostra a equação (2.27), que descreve o estado de cada braço dos conversores). Posto isto, irão existir $8 \times 8 = 64$ combinações possíveis de estados de comutação e, conseqüentemente, 64 vetores.

Para simplificar a representação dos vetores, considera-se $V_{Co1} = V_{Co2}$ em valores por unidade. No anexo A.1 encontra-se a tabela A.1 que lista todos os valores de tensão α, β existentes neste sistema de conversão, em função do estado de condução dos semicondutores.

Por sua vez, a partir da Tabela A.1, é possível fazer uma representação gráfica da posição de todos os vetores num plano α, β , como representado na Figura 2.19. A Figura 2.20 mostra a tensão simples AC medida na saída do conversor, onde se verifica que apresenta nove níveis (ou cinco níveis caso fosse considerada a tensão composta).

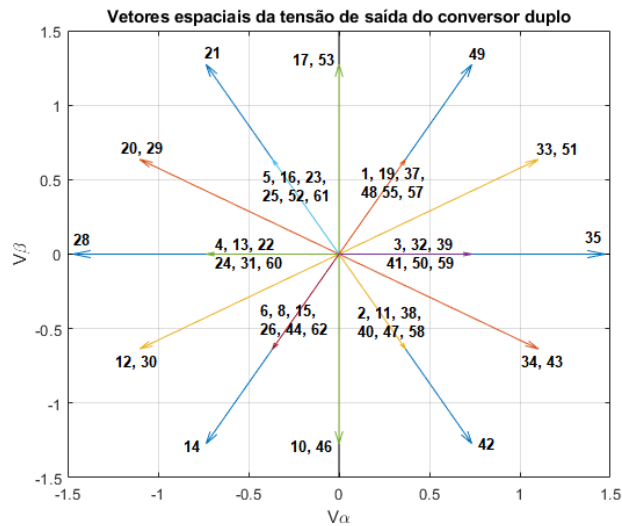


Figura 2.19: Representação gráfica de todos os vetores α, β do sistema em análise (os vetores não representados correspondem ao nível de tensão zero) $V_{\alpha\beta} = 0$.

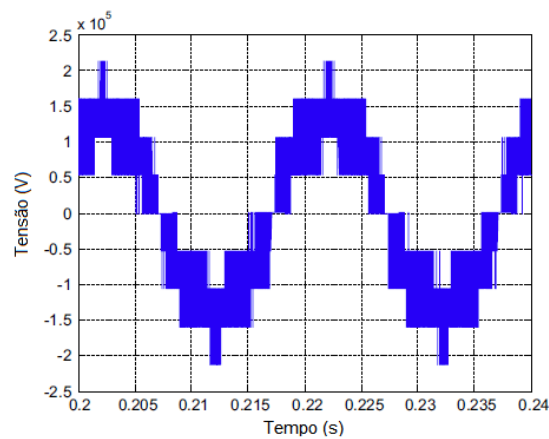


Figura 2.20: Tensão de saída AC para o sistema proposto, adaptado de [3]

A nova topologia proposta para o sistema de transmissão a detalhar no próximo capítulo usa dois transformadores idênticos, cada um ligando a dois conversores. As tensões do lado contínuo de cada conversor são colocadas em série com o conversor homólogo do transformador seguinte. Obtém-se uma transmissão HVDC com 2 linhas (4 cabos) e duas tensões DC, ou seja, não existe necessidade de elétrodos de terra. Esta topologia pode ser extrapolada para mais do que dois transformadores, sendo possível usar conversores trifásicos com tensões DC de vários kV para obter uma transmissão HVDC em centenas de kV. Esta topologia permite então construir conversores multinível baseada em elementos indutivos (transformadores) em lugar de condensadores.

Seguidamente, trata-se da modelação do sistema de transmissão HVDC a 4 cabos, dos seus controladores e à sua simulação numérica.

Capítulo 3

Modelação do sistema de transmissão HVDC

3.1 Topologia de transmissão HVDC a duas linhas (4 cabos)

Um sistema de transmissão HVDC contém conversores do lado da emissão e conversores do lado da receção. Adicionalmente, a transmissão é geralmente bidirecional, ou seja, a energia pode fluir da emissão para a receção e vice-versa. Nesta dissertação, consideram-se apenas dois transformadores na emissão e dois transformadores na receção, pelo que existirão oito conversores trifásicos em ponte completa de dois níveis - quatro conversores no lado emissor e quatro conversores no lado recetor - estando cada par de conversores em série. Na Figura 3.1 está representada a topologia proposta para este sistema de transmissão a quatro cabos.

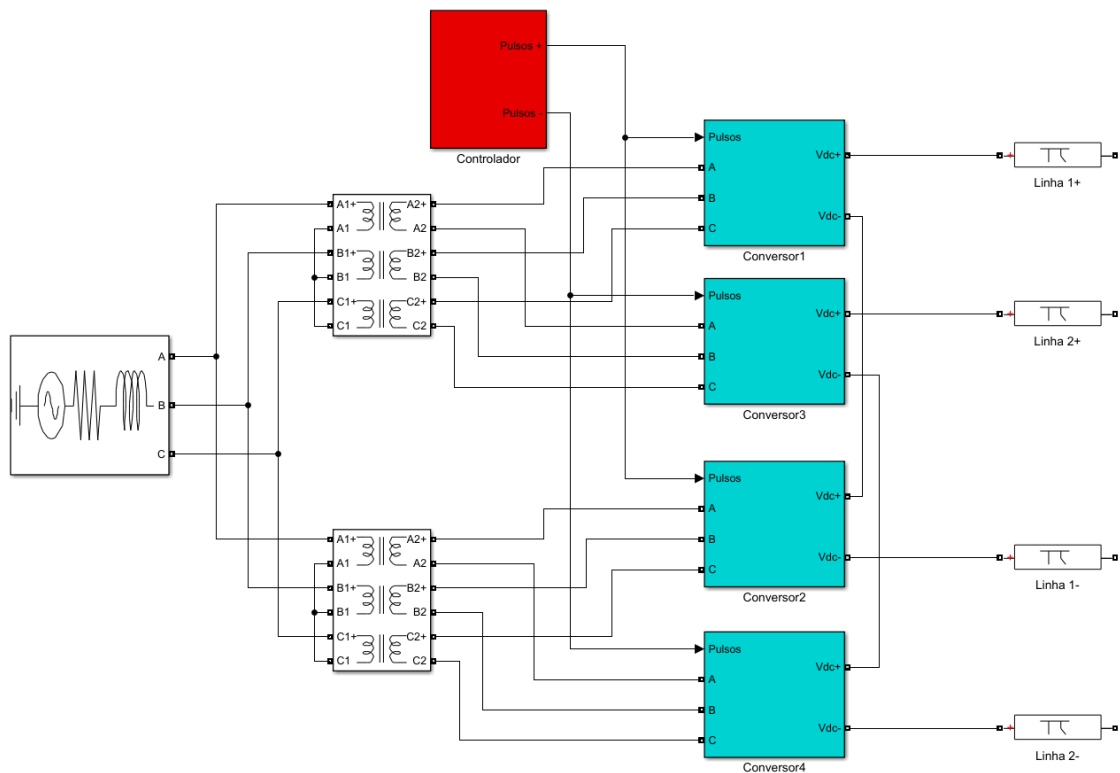


Figura 3.1: Sistema de transmissão HVDC multiporto a quatro cabos utilizando quatro conversores trifásicos de dois níveis.

3.1.1 Rede elétrica

A representação da rede elétrica é feita por meio de utilização de fontes de tensão trifásicas.

Estas fontes de tensão são não ideais, sendo a sua tensão e potência de curto-circuito P_{sc} especificada, bem como o rácio entre a reactância e a resistência (X/R) da fonte de tensão, permitindo assim representar a impedância da rede elétrica e todas as suas não idealidades associadas.

Após definir-se o rácio (X/R) do gerador e definindo uma tensão de base do mesmo, é possível calcular os valores da sua resistência e indutância através das equações (3.1).

$$\begin{cases} L_G = \frac{V_{abc}^2}{P_{sc} \cdot \omega} \\ R_G = \frac{\omega \cdot L_G}{X/R} \end{cases} \quad (3.1)$$

3.1.2 Transformadores

Como já mencionado, os transformadores necessitam de todos os terminais dos enrolamentos disponíveis, nomeadamente no lado secundário onde se ligam aos conversores, pelo que foi utilizado o transformador trifásico com doze terminais (6 no lado primário e 6 no secundário), o que permite a necessária flexibilidade de ligações. Relativamente ao lado primário do transformador, o terminal inferior de cada enrolamento encontra-se conectado em estrela.

Neste transformador é especificada a potência nominal do mesmo, a sua frequência de funcionamento bem como o nível de tensão do lado primário e secundário do transformador. Para além disso, especificam-se também as impedâncias de ambos os lados do transformador bem como as impedâncias do ramo de magnetização do mesmo. Relativamente à tensão do lado secundário do transformador, sabe-se que a tensão máxima em corrente contínua à entrada de um conversor trifásico com modulação PWM é dada pela seguinte expressão [9]:

$$V_{AN_{rmsmax}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \cdot m \approx 0,354 \cdot U_{dc} \quad (3.2)$$

onde se considerou que o índice de modulação m possui valor unitário $m = 1$.

Considerando que se pretende que a tensão contínua à saída de cada conversor seja $U_{dc} = 245$ kV, então, a tensão máxima alternada à entrada de cada conversor é dada por:

$$V_{AN_{rmsmax}} \approx 86,730 \text{ kV} \quad (3.3)$$

Pode-se ainda calcular o valor máximo relativamente a uma medição entre fases:

$$V_{AB_{rmsmax}} = \sqrt{3} \cdot V_{AN_{rmsmax}} \approx 151 \text{ kV} \quad (3.4)$$

Dado que o transformador a utilizar neste sistema de transferência de potência teria de ser fabricado para esta utilização em específico, optou-se por utilizar o transformador com as especificações de impedância padrão do programa de simulação numérica, tendo-se alterado apenas os níveis de tensão e a potência nominal do mesmo.

3.1.3 Bobina de filtragem

Entre o transformador e o conversor colocou-se, por cada fase, uma bobina (L), que desempenha o papel de filtro, em série com uma resistência (R) que representa a resistência da bobina.

Para dimensionar esta bobina, parte-se a expressão do fluxo magnético da bobina numa das fases (3.5):

$$\Phi = L \cdot I \implies \Delta\Phi = L \cdot \Delta i_L \implies L = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i_L} = \frac{\int_0^{\delta T_{PWM}} v_{L_{max}} dt}{\Delta i_{L_{max}}} \quad (3.5)$$

onde T_{PWM} corresponde ao período de comutação dos semicondutores e δ ao fator de ciclo.

Partindo da equação que relaciona o fluxo magnético e a tensão numa bobina $v = \frac{d\Phi}{dt}$, então, considerando que a tensão máxima da mesma é $v_{L_{max}} = U_{dc}$ e que o fator de ciclo dos semicondutores $\delta = 0,5$ (de modo a maximizar o valor da bobina, obtendo assim um dimensionamento para a situação mais gravosa) obtém-se a seguinte expressão:

$$L = \frac{\Delta U_{dc_{min}} \cdot \Delta T_{PWM}}{\Delta i_{L_{max}}} \quad (3.6)$$

Para a situação trifásica e considerando que este tipo de conversor tem três níveis de tensão fase-fase, da análise do conversor trifásico de dois níveis $|\Delta U_{dc}| = \frac{2U_{dc}}{3} - \frac{U_{dc}}{2}$ e $\Delta T_{PWM} = \frac{T_{PWM}}{2}$, pelo que o valor máximo da bobina rege-se pela equação em (3.7).

$$L = \frac{U_{dc} \cdot T_{PWM}}{12 \cdot \Delta i_{L_{max}}} \quad (3.7)$$

A bobina tem ainda que satisfazer a seguinte condição de modo a que a queda de tensão indutiva não exceda uma fração pequena da tensão fornecida pela rede trifásica:

$$\frac{U_{dc} \cdot T_{PWM}}{12 \cdot \Delta i_{L_{max}}} \leq L < \frac{\sqrt{U_{dc}^2/2 - V_{in_{RMS}}^2}}{\omega I_{in_{RMS}}} \quad (3.8)$$

Relativamente à resistência interna da bobina, o valor é calculado atribuindo às perdas na bobina uma percentagem de 1% em relação ao valor da potência de cada conversor.

O valor eficaz das correntes do secundário de cada transformador é dado pela equação (3.9) e definiu-se uma variação máxima de 10% das mesmas ($\Delta i_{L_{max}} = 0,10 \cdot I_{abc_s}$).

$$I_{abc_s} = \frac{\left(\frac{P_n}{2}\right)}{\sqrt{3} \cdot e_{abc_s} \cdot \cos(\Phi)} \quad (3.9)$$

As perdas na resistência da bobina são dadas por:

$$P_{bobina} = 3 \cdot R \cdot I_{abc_s}^2 \quad (3.10)$$

Pelo que o valor da resistência se obtém através da equação (3.11).

$$R = \frac{\left(\frac{P_n}{4}\right) \cdot 0,01}{3 \cdot I_{abc^2}} \quad (3.11)$$

3.1.4 Conversor, modelo dos semicondutores e condensador de filtragem

Utilizou-se um conversor trifásico ponte completa de dois níveis de modo a converter a tensão alternada sinusoidal em tensão contínua e vice-versa.

Este conversor apresenta a topologia anteriormente descrita (Figura 2.17) e cada braço é composto por um par IGBT/Díodo. Sendo este conversor utilizado num sistema de alta tensão, os semicondutores comandados necessitam de suportar tensões muito elevadas quando não estão em condução.

Admitindo que à saída de cada conversor a tensão DC tem um valor de $U_{dc} = 245$ kV, foram escolhidos semicondutores comandados com tensão máxima colector-emissor de $V_{CE} = 6500$ V (HVIGBT CM750HG-130R, ficha técnica em B.1). No entanto, para haver margem de tensão suportada nos semicondutores em ocasiões de sobretensão, dimensionam-se os mesmos para suportarem cerca de metade da sua tensão máxima V_{CE} . Deste modo, calcularam-se o número de semicondutores em série necessários para uma aplicação a 245 kV:

$$N_{IGBT} = \frac{U_{dc}}{V_{CE}} \quad (3.12)$$

Para se obter a resistência de condução equivalente dos 70 semicondutores em série, para que se especificasse no modelo da simulação, foram utilizados os dados da ficha técnica mencionada. A tensão de saturação dos semicondutores é dada por $V_{CEsat} = 3,8$ V, a resistência de condução $R_{ON} = 0,18$ mΩ e a corrente máxima (contínua) do colector $I_C = 750$ A. Deste modo, a tensão de condução do semiconductor é dada por pela seguinte expressão:

$$V_{ON} = N_{IGBT} \cdot (V_{CEsat} + R_{ON} \cdot I_C) \quad (3.13)$$

Dividindo esta tensão obtida pela corrente máxima do colector I_C , obtém-se a resistência equivalente de condução dos N_{IGBT} semicondutores em série:

$$R_{ONtotal} = \frac{V_{ON}}{I_C} \quad (3.14)$$

No programa de simulação numérica utilizou-se um conversor de dois níveis onde se especifica a resistência de condução $R_{ONtotal}$ calculada.

Ainda relativamente ao conversor, de modo a filtrar a tensão de saída do conversor dimensionou-se um condensador através da seguinte expressão [9]:

$$C_{out} = \frac{I_{DC}}{4 \cdot f_{PWM} \cdot \Delta U_{dc}} \quad (3.15)$$

Onde ΔU_{dc} corresponde à variação da tensão de saída do conversor e I_{DC} corresponde à corrente de saída de cada conversor.

Este conversor, com esta definição, tem como intenção fornecer um nível de tensão ajustável, através de um controlador, que controla a tensão DC de saída através da corrente de entrada do conversor, proveniente da rede elétrica.

3.1.5 Modulador sinusoidal de largura de impulso

O modulador funciona através da modulação por largura de impulso sinusoidal (*PWM*) de dois níveis com sinais de comando para seis semicondutores, devido ao facto de se utilizar um conversor de ponte completa, ou seja, de existirem 6 semicondutores (ou conjuntos de semicondutores) comandados por conversor. O modulador tem como sinais de entrada um sinal (tensão) de referência, saído do controlador e a frequência angular de sincronização ωt de modo a sincronizar a onda portadora com as fontes de tensão (rede elétrica).

É especificada uma frequência da onda portadora triangular que corresponde à frequência de comutação dos semicondutores e no fim são gerados seis sinais que controlam os seis semicondutores comandados do conversor: os sinais um, três e cinco controlam os semicondutores comandados superiores do primeiro, segundo e terceiro braço, respetivamente, enquanto que o segundo, quarto e sexto impulso controlam os semicondutores inferiores seguindo a mesma sequência dos braços, como demonstra a Figura 3.2.

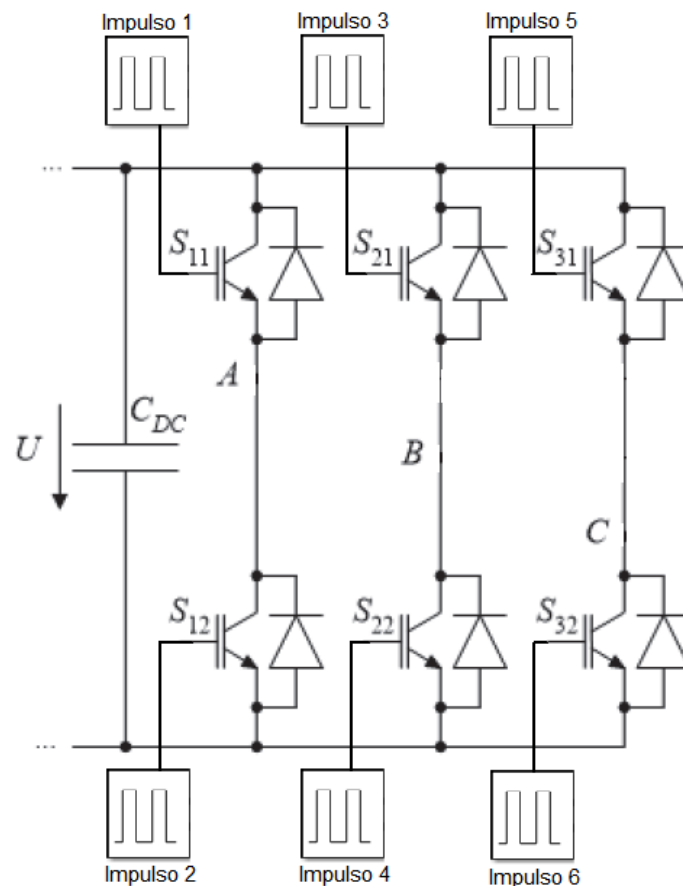


Figura 3.2: Semicondutores comandados e respetivos pulsos do modulador PWM.

Na Figura 3.3 estão representadas as formas de onda do modulador que, por sua vez, descrevem o seu funcionamento: quando o valor da tensão de referência for superior ao da onda portadora triangular, o impulso tem o valor lógico "1" e o semiconductor comandado entra em condução. Caso contrário, o valor lógico do impulso é "0" e o dispositivo semiconductor não conduz.

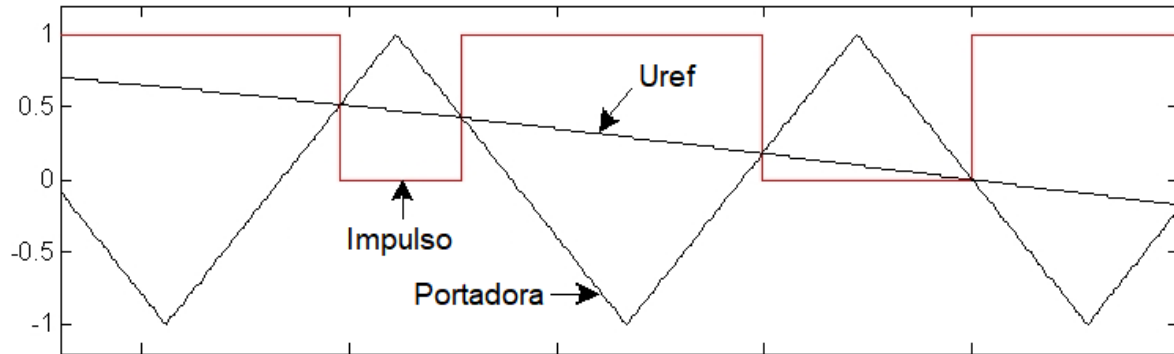


Figura 3.3: Modulador e sinais de funcionamento. Uref representa a tensão de referência de entrada do modulador.

Relativamente à frequência de comutação dos semicondutores, sabe-se que o índice de pulsação para um conversor trifásico com modulação PWM rege-se pela equação (3.16) [9].

$$p = 3 \cdot (2n - 1), \quad n \in \mathbb{N} \quad (3.16)$$

A frequência de comutação f_{PWM} dos semicondutores de cada conversor é dada pela equação (3.17).

$$f_{PWM} = f \cdot p \quad (3.17)$$

Tendo-se escolhido o índice de pulsação e sabendo a frequência de comutação dos semicondutores, o valor do condensador à saída de cada conversor pode ser calculado.

3.1.6 Linha de transmissão

De modo a dimensionar a linha de transmissão à qual ocorrerá a transmissão de potência, escolheu-se utilizar o modelo equivalente em π de cada linha de transmissão, representado na Figura 3.4.

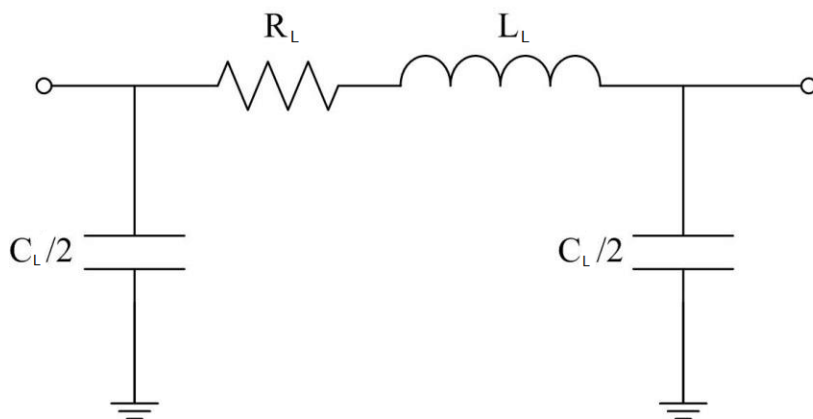


Figura 3.4: Modelo em π da linha de transmissão.

No modelo referido, o ramo longitudinal apresenta uma resistência R_L e uma indutância L_L , enquanto que os ramos transversais contêm capacidades de valor $\frac{C_L}{2}$, cada um deles correspondendo a metade do ramo transversal. No entanto, o número de secções da linha de transmissão em π pode variar dependente da precisão do modelo a ser utilizado. No caso de existirem múltiplas secções do modelo em π , a linha de transmissão apresenta-se na Figura 3.5.

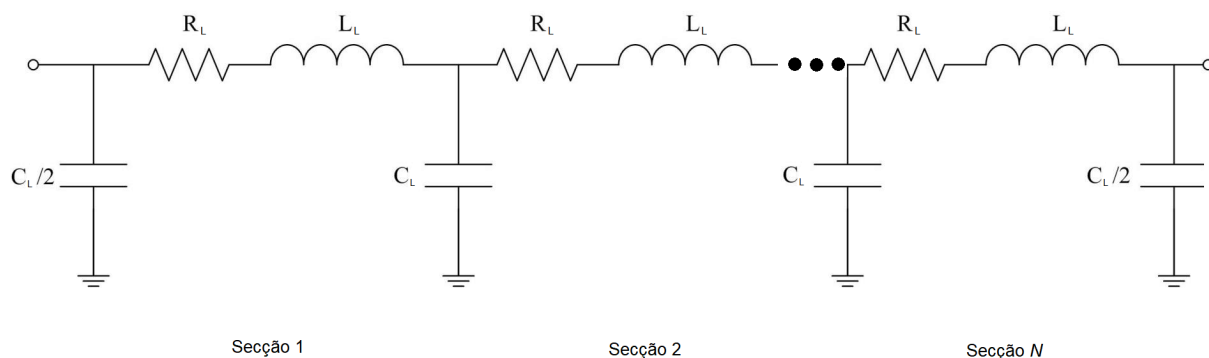


Figura 3.5: Modelo em π da linha de transmissão considerando N secções.

Os parâmetros das linhas de transmissão encontram-se especificados na ficha técnica do fabricante. Quando tal não acontece, os mesmos podem ser calculados a partir de parâmetros físicos da linha de transmissão, como o diâmetro ou o raio dos condutores.

Para esta aplicação, escolheu-se um cabo de transmissão que pode ser utilizado de modo subterrâneo a longas distâncias, cuja tensão de trabalho corresponde a 245 kV. Na ficha técnica do anexo B.2 selecionou-se o cabo com condutores de cobre e secção de 500 mm^2 . Este cabo, apesar de apresentar maior parte das especificações, não contém a indutância por comprimento, pelo que tem de ser calculada.

Através da equação (3.18) [22], sabendo o raio do condutor e a distância D_{cond} a que os condutores se encontram pode-se estimar o valor da indutância por comprimento do cabo. Apesar de se utilizarem cabos subterrâneos monopolares, a equação (3.18) referente a linhas aéreas pode ser utilizada como

aproximação [22], tornando apenas os resultados ligeiramente menos precisos.

$$l = (4 \cdot 10^{-7}) \cdot \log\left(\frac{D_{cond}}{r'}\right) \quad H/m \quad (3.18)$$

onde r' corresponde ao raio equivalente do condutor, e é definido pela seguinte expressão:

$$r' = e^{-1/4} \cdot r \quad (3.19)$$

3.1.7 Filtro sintonizado RLC série

É fundamental reduzir a distorção das tensões AC, devida ao tremor das correntes AC e às impedâncias das fontes AC e dos transformadores, pois quando distorcidas podem causar o funcionamento indevido dos controladores a serem implementados.

Deste modo, acrescentou-se um filtro sintonizado RLC série, como demonstrado na Figura 3.6, conectado entre cada fase, entre as fontes de tensão e os transformadores.

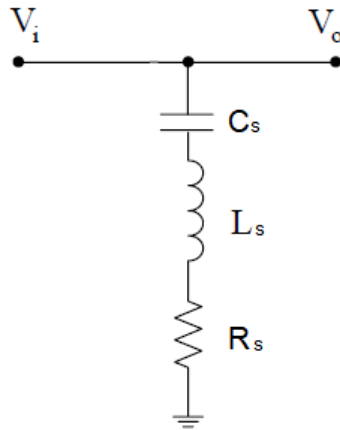


Figura 3.6: Filtro RLC série.

Este filtro permite que a harmónica de corrente associada à frequência de comutação do conversor seja fornecida maioritariamente pelo filtro, em lugar de ser fornecida pelo transformador AC, diminuindo a distorção das tensões. Os componentes C_s e L_s são dimensionados para atenuar a harmónica desejada enquanto R_s determina aproximadamente a repartição da corrente harmonica entre o filtro e o transformador [9].

A impedância da série C_s e L_s deve ser nula ($j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} = 0$) à frequência da harmónica de corrente associada à comutação do conversor. Assim, o valor da corrente harmónica que passa pelo filtro pode ser estimada como num divisor de corrente, considerando a impedância do transformador Z_s dada por (3.20).

$$Z_s = \sqrt{r_{pu}^2 + \left(x_{pu} \cdot \frac{f_c}{f}\right)^2} \cdot Z_b \quad (3.20)$$

A impedância característica do filtro Z_F é calculada de acordo com a equação (3.21), onde é escolhido um fator de amortecimento ξ_s e é utilizado 10% de Z_s de modo a que cerca de 90% da corrente

harmónica passe pelo filtro:

$$Z_F = \frac{Z_s \cdot 0,1}{2\xi_s} \quad (3.21)$$

Após se obter a impedância característica do filtro, pode-se calcular R_s , L_s e C_s através das equações (3.22), (3.23) e (3.24), respetivamente.

$$R_s = 2 \cdot \xi_s \cdot Z_F \quad (3.22)$$

$$L_s = \frac{Z_F}{2\pi f_c} \quad (3.23)$$

$$C_s = \frac{1}{Z_F \cdot 2\pi f_c} \quad (3.24)$$

Com a topologia sistema e os seus componentes especificados, passa-se a dimensionar o sistema de controlo do sistema de transmissão.

3.2 Controlo de um conversor ligado à rede através de um transformador

De modo a modelar os controladores do sistema de transmissão pretendido, começou-se por modelar um controlador de um sistema mais simples (demonstrado na Figura 3.7), composto apenas por uma ligação da rede ao conversor através de um transformador, no entanto, sendo o transformador um componente passivo este fica representado pela sua impedância, sendo então R_{eq} o valor equivalente da resistência vista pelo lado AC do conversor no sentido da rede elétrica e L_{eq} corresponde à indutância equivalente vista pelo conversor no mesmo sentido, como demonstrado nas equações (3.25).

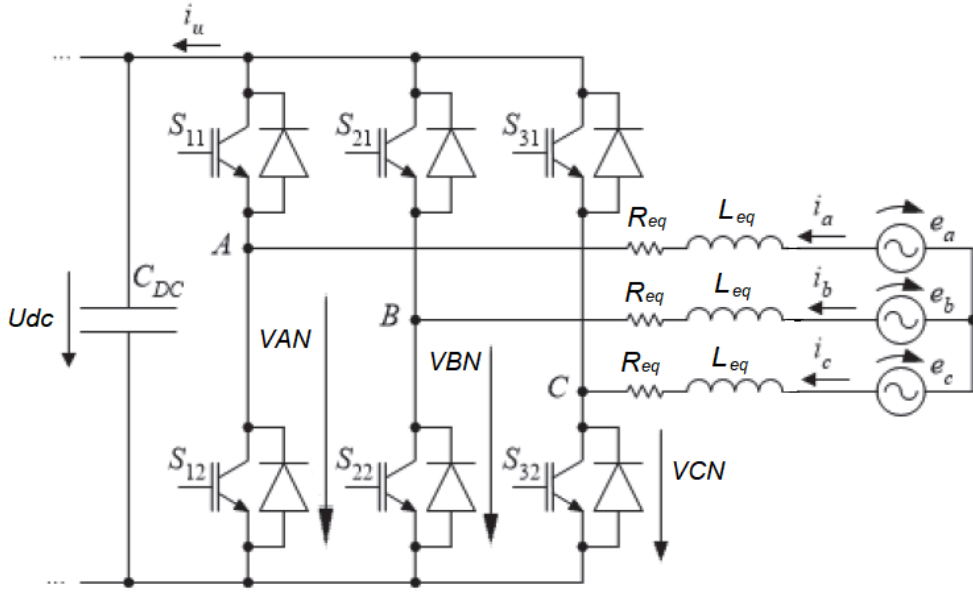


Figura 3.7: Sistema de transmissão simplificado a controlador.

$$\begin{cases} R_{eq} = R + r_{pu} \cdot Z_b + R_G \cdot \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 + \frac{V_G}{I_G} \cdot \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \\ L_{eq} = L + \left(\frac{x_{pu}}{\omega}\right) \cdot Z_b + L_G \cdot \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \end{cases} \quad (3.25)$$

onde Z_b corresponde à impedância de base do transformador, x_{pu} corresponde à reactância do transformador por unidade e $\frac{n_s}{n_p}$ corresponde à razão de transformação do transformador. r_{pu} representa a resistência do transformador por unidade e R_G e L_G representam a resistência e a indutância, respetivamente, da fonte de tensão não ideal. V_G e I_G representam a tensão e a corrente do das mesmas fontes, respetivamente.

3.2.1 Controlador de corrente

De modo a elaborar o controlador do sistema foi feita uma análise das equações do conversor (considerando que as correntes da rede fluem no sentido da rede para o conversor), demonstradas em (3.26).

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{V_{AN}}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_a + \frac{e_a}{L_{eq}} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{V_{BN}}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_b + \frac{e_b}{L_{eq}} \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{V_{CN}}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_c + \frac{e_c}{L_{eq}} \end{cases} \quad (3.26)$$

Não existindo um condutor de neutro $i_a + i_b + i_c = 0$ e das três correntes de (3.26) só duas são independentes. Aplique-se a transformação de coordenadas trifásicas (A, B, C) para coordenadas $\alpha\beta$,

através da transformação de Clark (Equação (2.30)) e, posteriormente, para coordenadas $dq0$ (*Direct-Quadrature-Zero*) através da transformação de Park. Assim, passa-se de coordenadas trifásicas para bifásicas através da transformação $\alpha\beta$ e com a transformação de Park o referencial bifásico representado em coordenadas $\alpha\beta$ transforma-se num referencial bifásico dq síncrono com a tensão da rede elétrica (admitindo que a componente homopolar das tensões e correntes é nula).

Considera-se que as tensões provenientes da rede elétrica estão definidas num sistema trifásico equilibrado de acordo com as expressões em (3.27) e em que V_{ef} corresponde ao valor eficaz das tensões trifásicas.

$$\begin{cases} e_a = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \cos(\omega t) \\ e_b = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.27)$$

Deste modo, aplicando a transformação de Clark anteriormente utilizada, são obtidas as tensões em (3.28).

$$\begin{cases} e_\alpha = \sqrt{3} \cdot V_{ef} \cdot \cos(\omega t) \\ e_\beta = \sqrt{3} \cdot V_{ef} \cdot \sin(\omega t) \\ e_0 = 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

De seguida, aplica-se a transformação de Park através da transformação em 3.29.

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = D^T \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

onde D é a matriz transformação dada pela expressão em 3.30.

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Na Figura 3.8 é representado o referencial girante gerado através das transformações. O eixo d representa a componente direta das grandezas enquanto que o eixo q representa o eixo em quadratura.

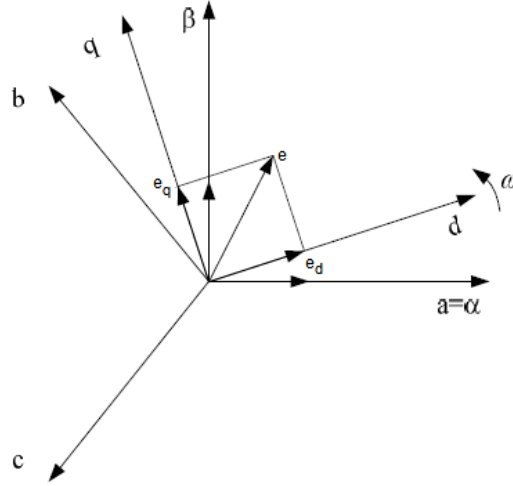


Figura 3.8: Representação gráfica das transformações de Clark e Park.

Concluídos os cálculos sobre as grandezas bidimensionais, pode-se aplicar a conversão inversa para obter as componentes trifásicas.

Aplicando a transformação de Clark às equações em (3.31) obtém-se equações no referencial $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{u_\alpha}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_\alpha + \frac{e_\alpha}{L_{eq}} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{u_\beta}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_\beta + \frac{e_\beta}{L_{eq}} \end{cases} \quad (3.31)$$

Aplicando a transformação de Park para obter o referencial sincronizado com a rede elétrica, as equações obtidas são as seguintes:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{u_d}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L_{eq}} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{u_q}{L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_q - \omega i_d + \frac{e_q}{L_{eq}} \end{cases} \quad (3.32)$$

Pode ver-se que o sistema não é linear, pois as equações referentes à componente em quadratura (q) possuem termos da componente direta (d) e vice-versa.

É possível fazer a linearização do sistema utilizando as seguintes relações:

$$\begin{cases} H_{id} = -u_d + L_{eq}\omega i_q + e_d \\ H_{iq} = -u_q - L_{eq}\omega i_d + e_q \end{cases} \quad (3.33)$$

Pelo que as equações (3.32) tornam-se lineares:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_d + \frac{H_{id}}{L_{eq}} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_q + \frac{H_{iq}}{L_{eq}} \end{cases} \quad (3.34)$$

As tensões modulantes a aplicar no modulador podem ser definidas a partir das equações (3.33),

tomando a seguinte forma:

$$\begin{cases} u_d = -H_{id} + L_{eq}\omega i_q + e_d \\ u_q = -H_{iq} - L_{eq}\omega i_d + e_q \end{cases} \quad (3.35)$$

Estas tensões, depois de convertidas para coordenadas trifásicas, permitem que em conjunto com os moduladores a corrente de entrada dos conversores, em regime permanente, convirja para o valor de referência especificado.

Para o sistema de controlo, escolheu-se utilizar controladores lineares, constituídos por compensadores proporcionais e integrais (PI), pois o controlador deve garantir a estabilidade em cadeia fechada, reduzir o efeito das perturbações, assegurar uma resposta rápida não oscilatória e eliminar o erro estático, o que se consegue através da utilização de compensadores proporcionais e integrais.

De modo a determinar os ganhos dos compensadores PI do controlador de corrente, considera-se o atraso do conversor e do modulador PWM a utilizar, representado pela constante T_d , como demonstrado na Figura 3.9.

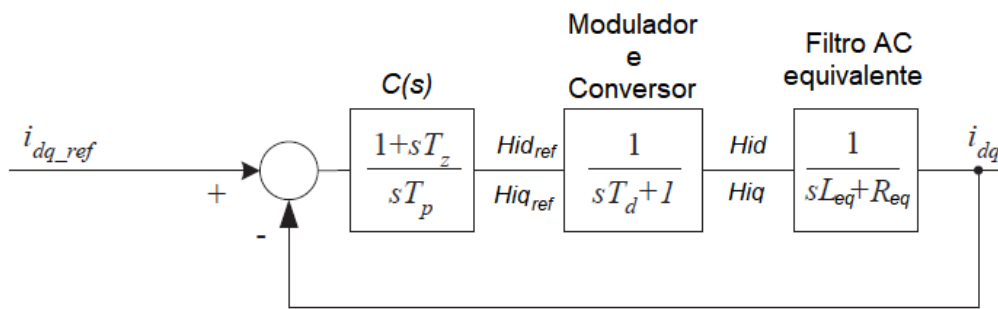


Figura 3.9: Diagrama de blocos do controlador de corrente, adaptado de [9].

Assumindo que o zero do compensador $C(s)$ coincide com o pólo do filtro AC equivalente $T_z = \frac{L_{eq}}{R_{eq}}$, a função de transferência do controlador de corrente em cadeia fechada da Figura 3.9 é dada por:

$$G(s) = \frac{i_{dq}}{i_{dq.ref}} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{T_d}s + \frac{1}{T_p \cdot T_d \cdot R_{eq}}} \quad (3.36)$$

Pode-se fazer a equivalência com a forma canónica da função de transferência de um sistema de segunda ordem, demonstrado em (3.37):

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.37)$$

De onde se conclui, através da comparação das equações (3.36) e (3.37), que:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{1}{T_p \cdot T_d \cdot R_{eq}} \\ 2\xi\omega_n = \frac{1}{T_d} \end{cases} \quad (3.38)$$

Resolvendo a equação (3.38) em ordem a T_p , obtém-se:

$$T_p = \frac{4 \cdot \xi^2 \cdot T_d}{R_{eq}} \quad (3.39)$$

Considerando que o compensador $C(s)$ é um compensador PI:

$$k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} = \frac{k_{ii} \left(1 + s \frac{k_{pi}}{k_{ii}}\right)}{s} = \frac{1 + sT_z}{sT_p} \quad (3.40)$$

$$\frac{1}{R_{eq} + sL_{eq}} = \frac{1}{R_{eq}} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{L_{eq}}{R_{eq}}} \quad (3.41)$$

de onde se pode concluir que os valores das constantes T_p e T_z são dados por:

$$\begin{cases} T_z = \frac{L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{k_{pi}}{k_{ii}} \\ T_p = \frac{1}{k_{ii}} \end{cases} \quad (3.42)$$

Tendo em conta as equações (3.38) e (3.39), deduz-se que $\frac{1}{k_{ii}} = \frac{4 \cdot \xi^2 \cdot T_d}{R_{eq}}$ e obtém-se as expressões para os ganhos proporcional e integral dos compensadores PI:

$$\begin{cases} k_{ii} = \frac{R_{eq}}{4 \cdot \xi^2 \cdot T_d} \\ k_{pi} = \frac{L_{eq}}{4 \cdot \xi^2 \cdot T_d} \end{cases} \quad (3.43)$$

Em regime de pequenas perturbações pode-se considerar que o tempo de atraso do conjunto modulador e conversor é metade do período de comutação dos semicondutores, ou seja:

$$T_d \approx \frac{T_{PWM}}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \quad (3.44)$$

e as expressões do ganhos dos compensadores simplificam-se, demonstrado nas equações (3.45).

$$\begin{cases} k_{ii} = \frac{R_{eq} \cdot 2 \cdot f_{PWM}}{4 \cdot \xi^2} \\ k_{pi} = \frac{L_{eq} \cdot 2 \cdot f_{PWM}}{4 \cdot \xi^2} \end{cases} \quad (3.45)$$

Relativamente ao fator de amortecimento, é sabido que este pode ter valores no intervalo $\xi = [0, 1]$, onde $\xi = 0$ corresponde a um sistema não amortecido e $\xi = 1$ corresponde a um sistema criticamente amortecido.

Na Figura 3.10 está representado o esquema desenvolvido do controlador de corrente.

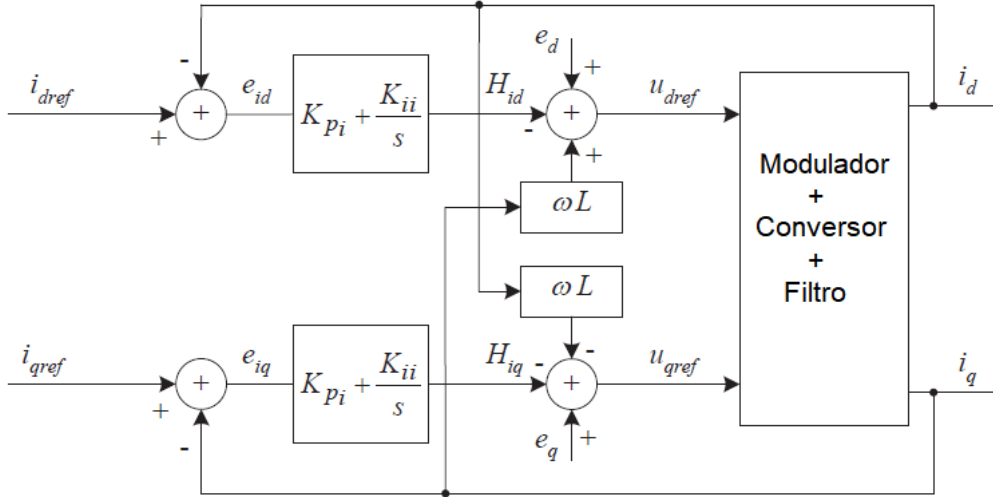


Figura 3.10: Esquema do controlador de corrente desenvolvido.

3.2.2 Controlador de potência

Com o controlador de corrente desenvolvido, é possível elaborar um controlador de potência ativa e reativa com base nas correntes alternadas.

É sabido que a potência ativa instantânea trifásica é dada pela seguinte expressão:

$$P_{3\Phi} = e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t) \quad (3.46)$$

que, matricialmente, pode ser representada da seguinte maneira:

$$P_{3\Phi} = \begin{bmatrix} e_a(t) & e_b(t) & e_c(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Considerando que a transformação de coordenadas trifásicas para $dq0$ pode ser imediatamente representada pela expressão seguinte:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

em que a matriz $[T]$ corresponde à matriz representada em (3.49) (considerando a sua forma invariante em potência)

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

pode-se reescrever a equação 3.46 da seguinte maneira:

$$P = P_{3\Phi} = ([T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix})^T \cdot [T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

De onde se conclui que a potência ativa instantânea trifásica, em coordenadas $dq0$ rege-se pela seguinte equação:

$$P = e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q \quad (3.51)$$

Analogamente, a potência reactiva $Q_{3\Phi}$ em coordenadas $dq0$ assume a seguinte expressão:

$$Q = Q_{3\Phi} = -e_d \cdot i_q + e_q \cdot i_d \quad (3.52)$$

Sabendo que o eixo d do referencial em rotação está alinhado com a fase da tensão e_a da rede elétrica, pode-se considerar $v_q = 0$, obtendo-se assim as expressões simplificadas para as potências em (3.53).

$$\begin{cases} P = i_d \cdot e_d \\ Q = -i_q \cdot e_d \end{cases} \quad (3.53)$$

Deste modo, através de valores de referência P_{ref} e Q_{ref} especificados geram-se correntes de referência i_{dref} , i_{qref} que controlam a potência transmitida no conversor, como escrito na expressão (3.54).

$$\begin{cases} i_{dref} = \frac{P_{ref}}{e_d} \\ i_{qref} = -\frac{Q_{ref}}{e_d} \end{cases} \quad (3.54)$$

Na Figura 3.11 encontra-se o esquema do controlador de potência do conversor.

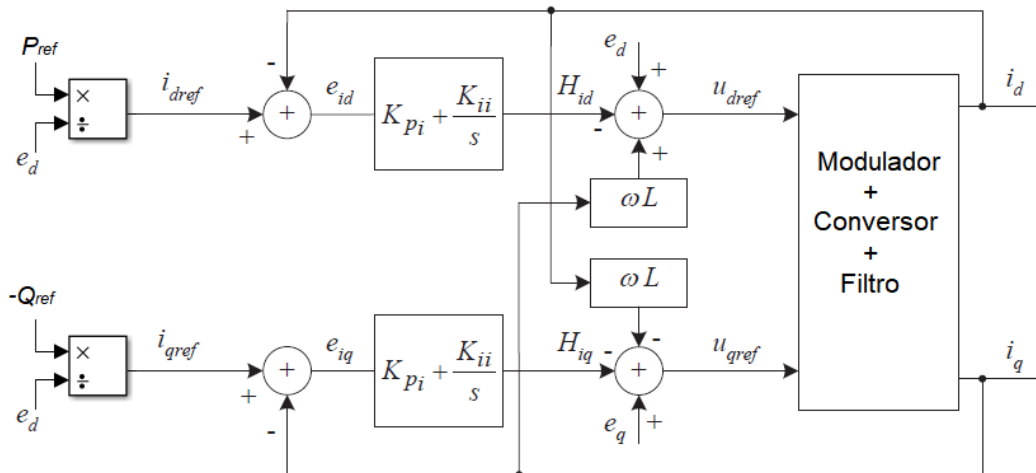


Figura 3.11: Esquema do controlador de potência desenvolvido.

Este controlador permite definir uma potência de referência no lado AC de cada conversor para que esteja seja transmitida.

Geralmente no lado HVDC da emissão controlam-se as potências P e Q , enquanto no lado da recepção se controlam as tensões DC das linhas de transmissão. A Potência ativa P determina a potência transmitida (ou recebida) nas linhas DC, enquanto que a potência reativa Q é geralmente feita nula para manter as fontes AC com fator de potência quase unitário. Também pode ser usada para injectar reactiva para suprote da tensão AC nas redes AC emissora ou na recetora.

Como o HVDC é reversível, pode optar-se pelo contrário, ou seja, no lado emissor controlar as tensões DC e no lado recetor controlar as potências. Os controladores de potência e os controladores de tensão DC recorrem ambos aos controladores internos das correntes AC, pelo que num dado instante em cada lado do sistema HVDC ou se controlam as potências ou as tensões. Obtém-se a seguir os controladores de tensão como malhas externas do sistema de controlo das correntes AC.

3.2.3 Controlador de tensão

O controlo da tensão U_{dc} dos conversores é necessário para manter a tensão das linhas de transmissão no seu valor nominal, mesmo na presença de perturbações nas potências injetadas ou absorvidas.

Este controlador de tensão vai atuar nos valores das correntes AC de referência, de forma a obter a tensão de transmissão desejada. Pode dizer-se que o controlador da tensão DC é um sistema de dupla realimentação, como ilustrado na Figura 3.12.

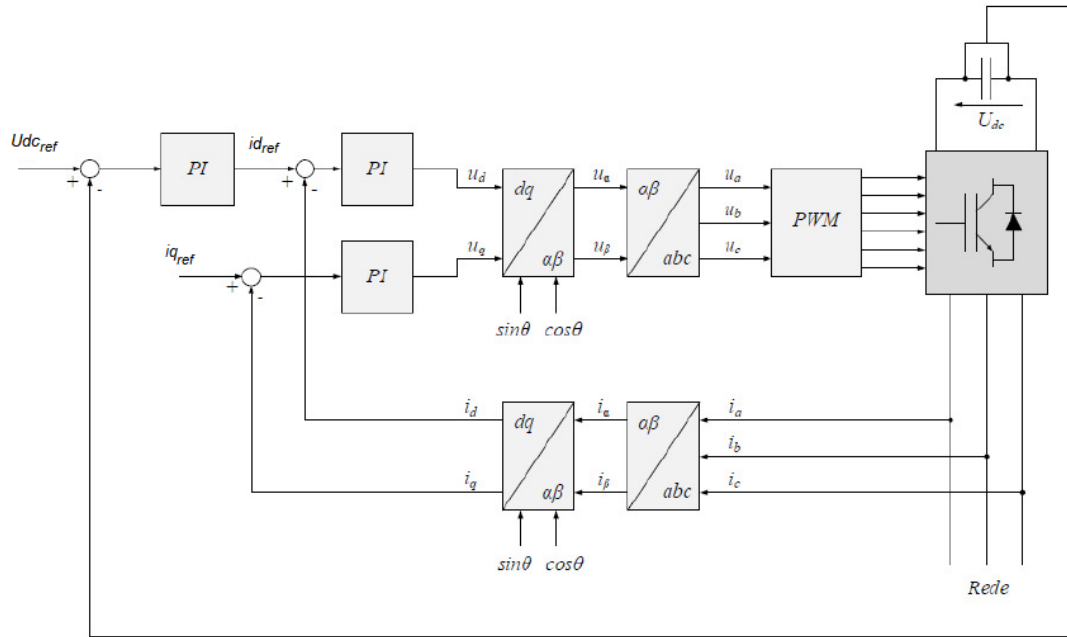


Figura 3.12: Esquema do controlador de tensão.

O controlo da tensão U_{dc} é composto por duas cadeias de realimentação: uma cadeia interna do controlo das correntes do lado AC do conversor e uma cadeia externa de controlo da tensão U_{dc} .

Na Figura 3.13 apresenta-se um esquema simplificado do sistema a controlar, tendo em conta as grandezas do lado DC.

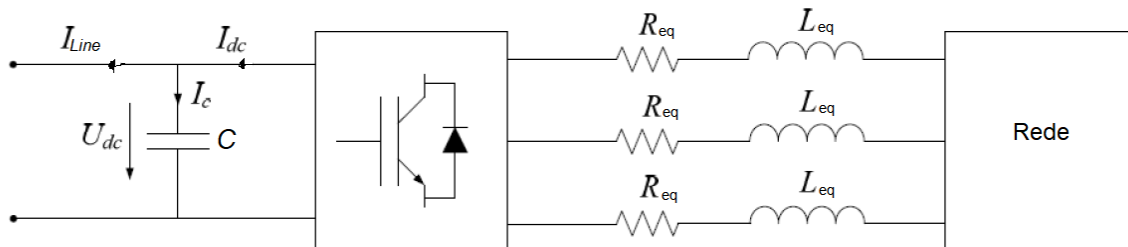


Figura 3.13: Esquema simplificado do sistema a controlar.

Considerando o fator de potência e rendimento unitários ($e_q = 0$), define-se a potência ativa como:

$$P_d = e_d \cdot i_d = U_{dc} \cdot I_{dc} \quad (3.55)$$

Por sua vez, a corrente que percorre o condensador é dada por:

$$I_c = C \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{line} \quad (3.56)$$

Reescrevendo a equação (3.55) como $I_{dc} = \frac{e_d}{U_{dc}} \cdot i_d$, substituindo-a na equação (3.56) e isolando U_{dc} , obtém-se:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{e_d}{U_{dc}} \cdot i_d - I_{line} \right) \quad (3.57)$$

ou no domínio da frequência:

$$U_{dc}(s) = \frac{1}{sC} \left(\frac{e_d}{U_{dc}} \cdot i_d - I_{line} \right) \quad (3.58)$$

A corrente i_d é gerada a partir do valor de referência $i_{d_{ref}}$ através da malha interior do controlador de tensão, ou seja, no controlador de correntes AC. Este controlador de corrente pode ser considerado uma fonte de corrente equivalente [23, 24] com atraso T_{pi} , de que resulta o diagrama de blocos do controlador de tensão, apresentado na Figura 3.14.

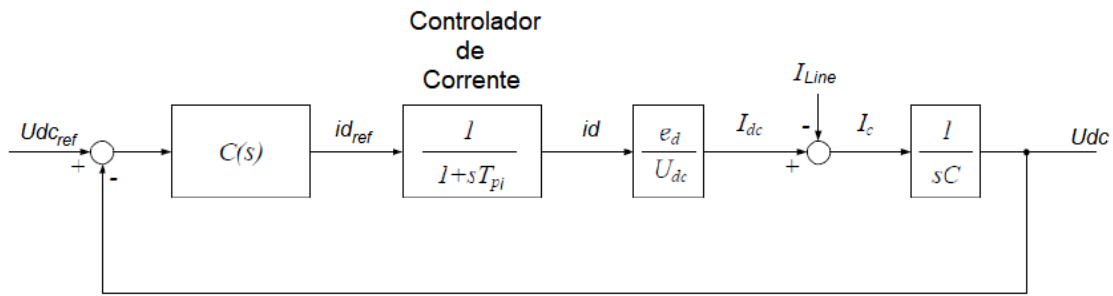


Figura 3.14: Diagrama de blocos do controlador de tensão.

Considerando que o compensador é dado por $C(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}$ e o ganho do controlador de corrente $G_i = \frac{e_d}{U_{dc}}$, a função de transferência em cadeia fechada do diagrama de blocos do controlador de tensão é dada por:

$$\frac{U_{dc}(s)}{U_{dc_{ref}}(s)} = \frac{G_i \cdot \frac{K_{pv} + sK_{iv}}{T_{pi}C}}{s^3 + s^2 \frac{1}{T_{pi}} + s \frac{G_i K_{pv}}{T_{pi}C} + \frac{G_i K_{iv}}{T_{pi}C}} \quad (3.59)$$

Através do critério de simetria ótima [25, 26] escolheu-se o valor do parâmetro $a = 2$, de onde se obtêm os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão:

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{C \cdot U_{dc}}{2 \cdot T_{pi} \cdot u_d} \\ K_{iv} = \frac{C \cdot U_{dc}}{8 \cdot T_{pi}^2 \cdot u_d} \end{cases} \quad (3.60)$$

Na Figura 3.15 encontra-se o esquema do controlador de tensão completo desenvolvido.

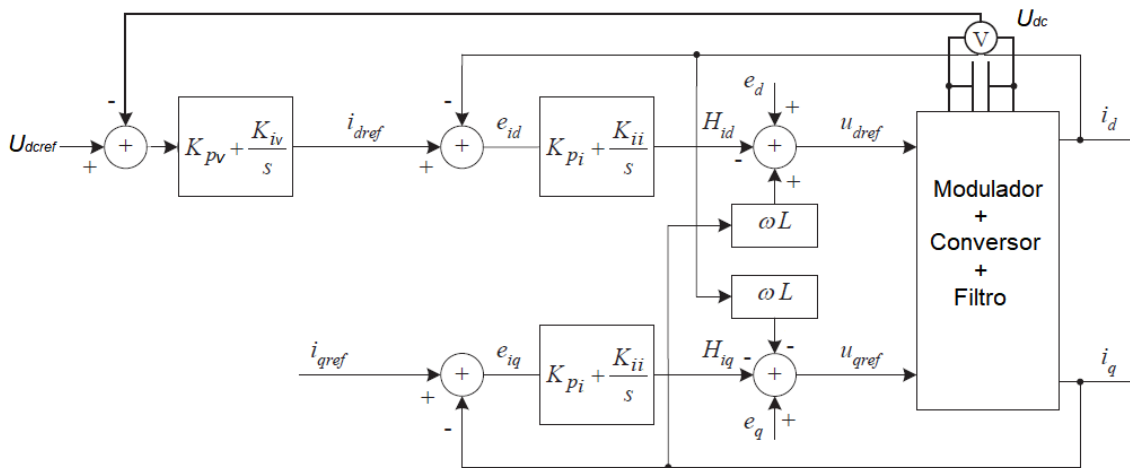


Figura 3.15: Esquema do controlador de tensão desenvolvido.

3.3 Controlo da associação em série dos conversores

Nesta secção extrapola-se o controlador desenvolvido na secção anterior para o sistema de transmissão proposto.

Esta análise será feita tendo em conta que o sistema de transmissão se divide, geralmente, em duas partes - emissor e recetor. O lado emissor do sistema de transmissão controla o nível de tensão à qual a transmissão de potência é feita, enquanto que o lado recetor controla a potência transmitida através do controlo das correntes do lado AC do conversor.

3.3.1 Lado emissor

O lado emissor do sistema é composto por uma fonte de tensão trifásica, associada a dois transformadores em paralelo. Cada um dos transformadores está ligado a dois conversores: um conectado pelos terminais superiores dos enrolamentos secundários dos transformadores e outro conectado pelos terminais inferiores dos mesmos enrolamentos.

Do ponto de vista de cada conversor, existem três fases na entrada e os dois terminais de saída onde é gerada a tensão DC, pelo que a cadeia de realimentação dos controladores anteriormente dimensionados e os respetivos diagramas de blocos continuam a ser válidas nesta topologia, ou seja, os controladores e as equações deduzidas dos ganhos dos compensadores PI da secção anterior mantêm-se. Assim, cada par de conversores em série terá o seu controlador. No entanto, como cada conjunto de dois conversores está ligado em fases opostas das tensões do secundário, para o conversor ligado à parte negativa das fases do secundário será necessário um desfaseamento de π no valor do ângulo de fase da rede.

Assim, a diferença entre o controlo dos terminais superiores ou inferiores consiste numa defasagem de 180° (π radianos) no sinal que gera a tensão de referência do modulador.

Na Figura 3.16 encontra-se uma representação dos moduladores e na Figura 3.17 estão representadas as ligações do sistema emissor em conjunto com os controladores e moduladores.

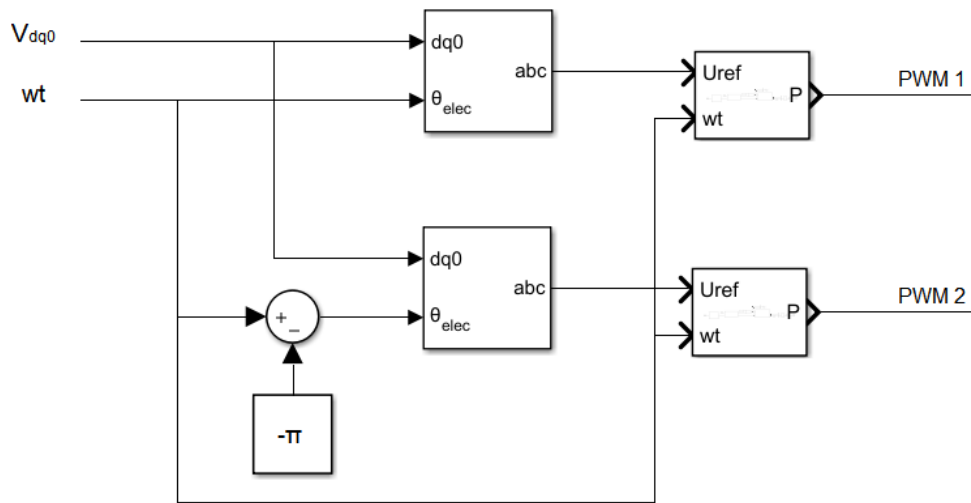


Figura 3.16: Esquema dos moduladores para os conversores associados ao mesmo transformador.

O lado emissor do sistema de transmissão controla o nível de tensão, utilizando o controlador de tensão desenvolvido, que funciona com base no controlo das correntes alternadas, como anteriormente mencionado.

3.3.2 Lado recetor

O lado recetor, por sua vez, é idêntico ao lado emissor à parte das diferenças no controlador. O controlador do lado recetor tem como objetivo controlar a potência à qual ocorre a transmissão de potência. Assim, ao contrário do que acontece no lado emissor, o lado recetor não faz uso do controlador de tensão mas sim do controlador de potência. A Figura 3.18 mostra as ligações do lado recetor do sistema.

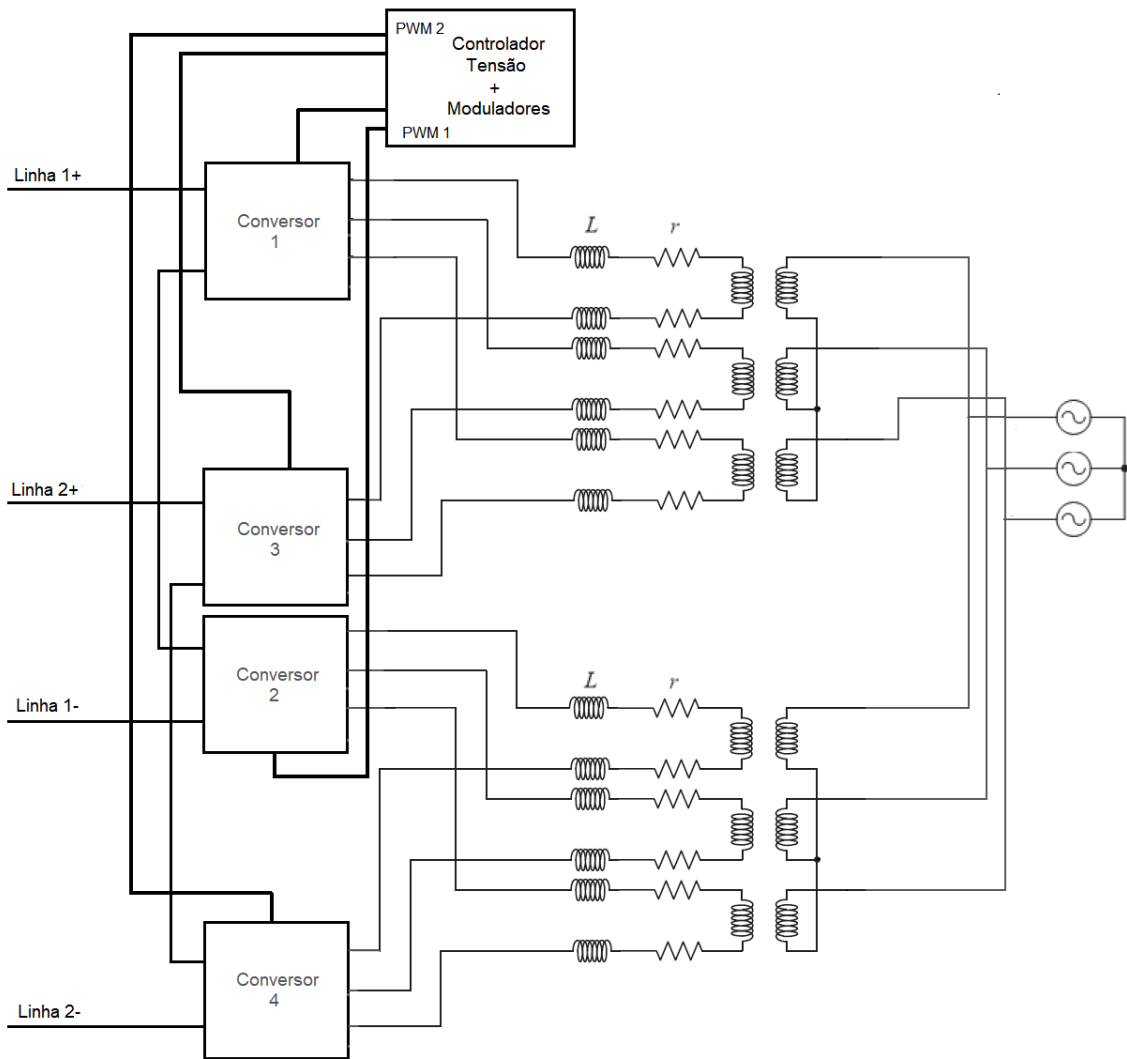


Figura 3.17: Esquema do lado emissor do sistema de transmissão de potência em conjunto com controlador de tensão e moduladores.

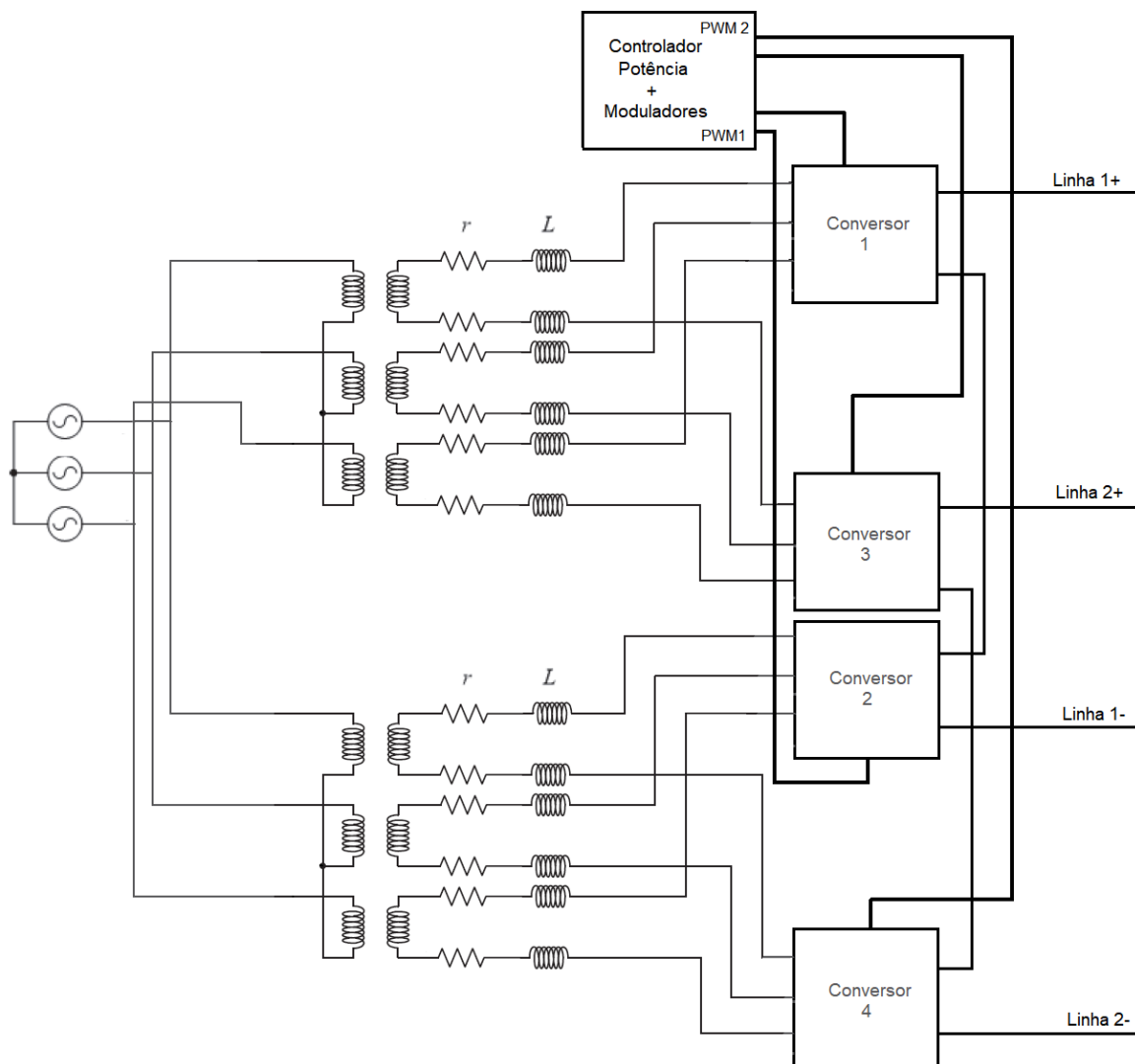


Figura 3.18: Esquema do lado recetor do sistema de transmissão de potência em conjunto com controlador de potência e moduladores.

Capítulo 4

Resultados Obtidos

Neste capítulo inserem-se os resultados das equações desenvolvidas, representativas do sistema, bem como do modelo desenvolvido do mesmo no programa de simulação numérica. Posteriormente, analisam-se os resultados das simulações do sistema modelado.

4.1 Parâmetros do sistema de transmissão HVDC

4.1.1 Gerador e transformador

O nível de tensão escolhido para representar a rede elétrica é de $V_{abc} = 150$ kV. Relativamente ao rácio (X/R) escolheu-se o valor típico de $X/R = 7$ e para a potência de curto-circuito o valor utilizado foi vinte vezes superior ao valor nominal escolhido do gerador $P_{sc} = 20 \cdot 500$ MVA

Na Tabela 4.1 encontram-se os dados das fontes de tensão que representam a rede elétrica utilizada.

Através das equações (3.1), calculou-se os valores da resistência e indutância das fontes de tensão, também apresentadas na Tabela 4.1.

$$\begin{cases} L_G = 7,2 \text{ mH} \\ R_G = 321,4 \text{ m}\Omega \end{cases} \quad (4.1)$$

P_n	P_{sc}	f	V_{abc}	V_{base}	X/R	L_G	R_G
500 MVA	20 · 500 MVA	50 Hz	150 kV	150 kV	7	7,2 mH	321,4 m Ω

Tabela 4.1: Parâmetros das fontes de tensão que representam a rede elétrica.

Relativamente ao transformador, escolheu-se um valor de potência nominal de $P_n = 500$ MVA

O nível de tensão escolhido no lado secundário do transformador é de $V_{secundário} = 150$ kV. Os dados do transformador encontram-se especificados na Tabela 4.2.

P_n	$V_{primário}$	$r_{primário}$	$x_{primário}$	Ramo de magnetização R_M / X_M
	$V_{secundário}$	$r_{secundário}$	$x_{secundário}$	
500 MVA	150 kV/150 kV	0,002 pu	0,05 pu	200 pu / 200 pu

Tabela 4.2: Parâmetros do transformador.

4.1.2 Bobina de filtragem, conversor e modulador

O número de semicondutores a ser utilizados é calculado de acordo com a equação (3.12):

$$N_{IGBT} \approx 70 \quad (4.2)$$

e a tensão de condução é dada pela equação (3.13):

$$V_{ON} = 245,75 \text{ V} \quad (4.3)$$

Fazendo a razão entre a tensão de condução e a corrente I_C , como mencionado no capítulo anterior, obtém-se a resistência de condução equivalente:

$$R_{ON_{total}} = 0,37 \Omega \quad (4.4)$$

Na Tabela 4.3 encontram-se agrupados os dados dos semicondutores comandados.

N_{IGBTS} em série	V_{CE}	I_C	V_{ON}	R_{ON}
70	3600 V	750 A	245,75 V	0,37 Ω

Tabela 4.3: Tabela de parâmetros dos semicondutores comandados constituintes do conversor.

Quanto ao modulador, um índice de pulsação $p = 135$ foi escolhido, e a frequência de comutação dos semicondutores comandados pode ser calculada:

$$f_{PWM} = 6750 \text{ Hz} \quad (4.5)$$

De acordo com a Equação (3.15) e assumindo que cada conversor transfere um quarto da potência transmitida, para a potência nominal (500 MW) a corrente DC dos conversores é dada por:

$$I_{DC} = \frac{\left(\frac{P_n}{4}\right)}{U_{dc}} \quad (4.6)$$

Impondo o valor máximo de variação da tensão DC de saída como 1% da tensão de saída $\Delta U_{dc} = 0.01U_{dc}$, o condensador de saída pode ser calculado:

$$C_{out} = 7,71 \mu\text{F} \quad (4.7)$$

Na Tabela 4.4 encontra-se o valor da bobina de filtragem e o valor da sua resistência.

L	R
31,11 mH	0,1 Ω

Tabela 4.4: Tabela de parâmetros da bobina de filtragem.

4.1.3 Filtro sintonizado RLC série

Para o filtro sintonizado, escolheu-se o fator de amortecimento $\xi_s = 0,35$ e a frequência de corte escolhida corresponde ao dobro da frequência de comutação dos semicondutores, ou seja, $f_c = 2 \cdot f_{PWM}$, dado que existem, por transformador, dois conversores em série, sendo a harmónica de comutação indesejada ao sistema.

Na tabela 4.5 encontram-se os valores dos parâmetros do filtro RLC série.

f_c	ξ_s	R_s	Z_F	L_s	C_s
13,50 kHz	0,35	20,25 Ω	28,93 Ω	341,05 μH	407,53 nF

Tabela 4.5: Tabela de parâmetros do filtro RLC série.

4.1.4 Parâmetros dos controladores

De modo a se obter o valor dos ganhos dos compensadores PI, o fator de amortecimento escolhido foi de $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$, obtendo-se o melhor compromisso entre velocidade de resposta e sobre-elevação. Assim, calculam-se os ganhos dos compensadores PI, quer para o controlador de corrente ou potência e para o controlador de tensão. Os valores estão representados na tabela 4.6.

R_{eq}	L_{eq}	ξ	T_d	T_{pi}	k_{pi}	k_{ii}	k_{pv}	k_{iv}
89,55 Ω	40,7 mH	$\sqrt{2}/2$	74,07 μs	5 ms	274,51	$6,04 \times 10^5$	0,0015	0,0771

Tabela 4.6: Tabela contendo os parâmetros dos compensadores PI dos controladores.

Nas Figuras 4.1 e 4.2 encontram-se os diagramas de blocos desenvolvidos dos controladores de potência e de tensão, respetivamente, no programa de simulação numérica.

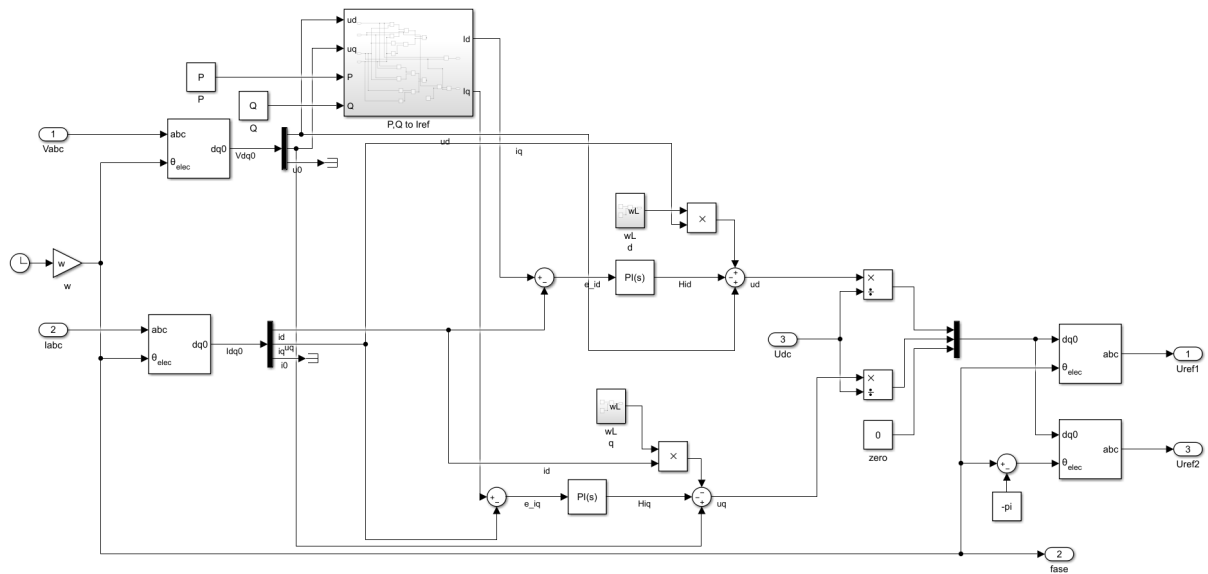


Figura 4.1: Controlador de potência desenvolvido no programa de simulação.

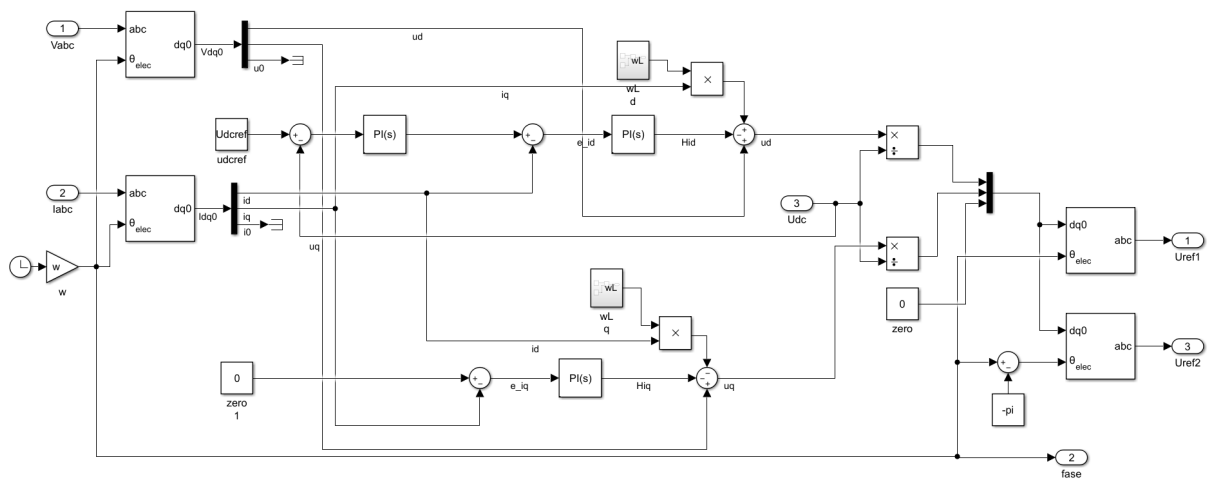


Figura 4.2: Controlador de tensão desenvolvido no programa de simulação.

4.1.5 Linha de transmissão

Dos dados, sabe-se que o raio do condutor tem o valor $r = 96 \text{ mm}$. Admitindo que dois os condutores estão distanciados um metro um do outro $D_{cond} = 1 \text{ m}$, pode-se utilizar a expressão (3.18) para calcular a indutância por comprimento da linha de transmissão.

$$l = 1,315 \mu\text{H} \cdot \text{m}^{-1} \quad (4.8)$$

Tendo calculado a indutância por comprimento da linha de transmissão, assumindo que esta possui um comprimento de 100 km, os parâmetros encontram-se calculados na Tabela 4.7.

Secção	Comprimento	Resistência	Capacidade	Indutância	Corrente máxima
500 mm ²	100 km	3,7 Ω	15,3 μF	131,5 mH	711 A

Tabela 4.7: Parâmetros do cabo de transmissão.

4.2 Resultados da simulação

Nesta secção analisam-se os resultados obtidos do sistema proposto desenvolvido em diferentes condições de funcionamento. Para isso, simulou-se o mesmo no programa de simulação numérica. O sistema desenvolvido neste ambiente encontra-se no Anexo A.2.

4.2.1 Funcionamento à potência nominal

De modo a obter o funcionamento do sistema à sua potência nominal, começou-se por definir as referências dos controladores, tanto para o controlador de tensão, $U_{dc} = 245$ kV, como para o controlador de potências, $P = 250$ MW, e simulou-se o sistema até este atingir o seu regime permanente, de onde os dados foram retirados.

Na Figura 4.3 e na Figura 4.4 encontram-se as formas de onda das tensões (simples) trifásicas do lado emissor do sistema e das correntes do mesmo.

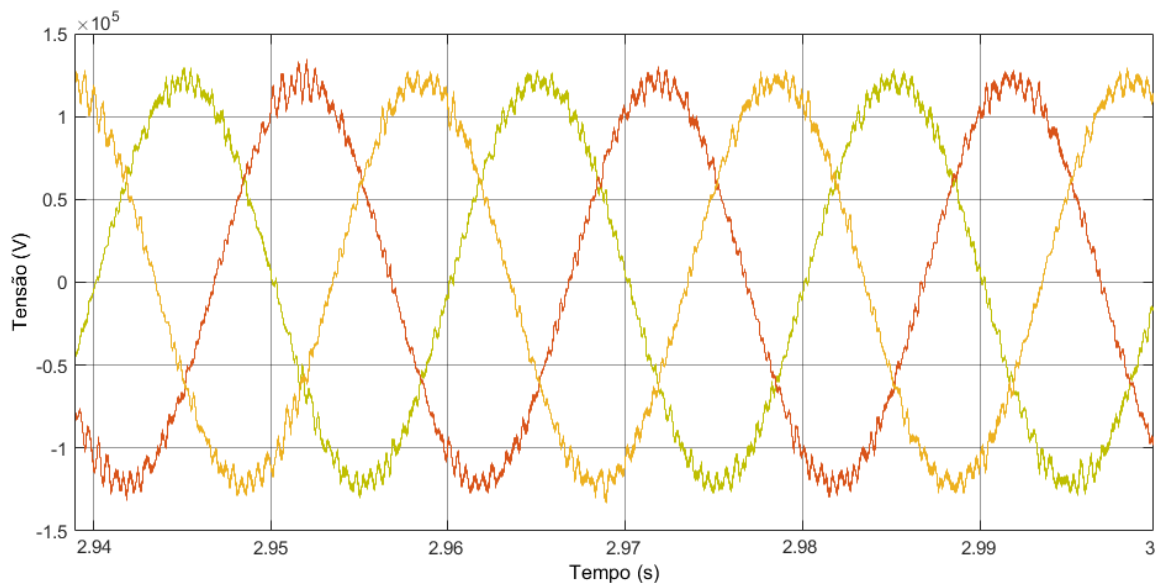


Figura 4.3: Tensões trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.

Sendo a potência transmitida $P = 500$ MW, o valor eficaz da tensão composta $e_{abc} = 150$ kV e admitindo que o fator de potência é praticamente unitário $\cos(\Phi) = 0,99$ pode-se calcular o valor eficaz (RMS) das correntes trifásicas:

$$I_{abc} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot e_{abc} \cdot \cos(\Phi)} = \frac{500 \times 10^6}{\sqrt{3} \cdot 150 \times 10^3 \cdot 0,99} = 1,94 \text{ kA} \quad (4.9)$$

Multiplicando o valor obtido pelo fator $\sqrt{2}$ (assumindo que a forma de onda é sinusoidal) obtém-se o valor em amplitude de 2,75 kA, que coincide com a amplitude da Figura 4.4.

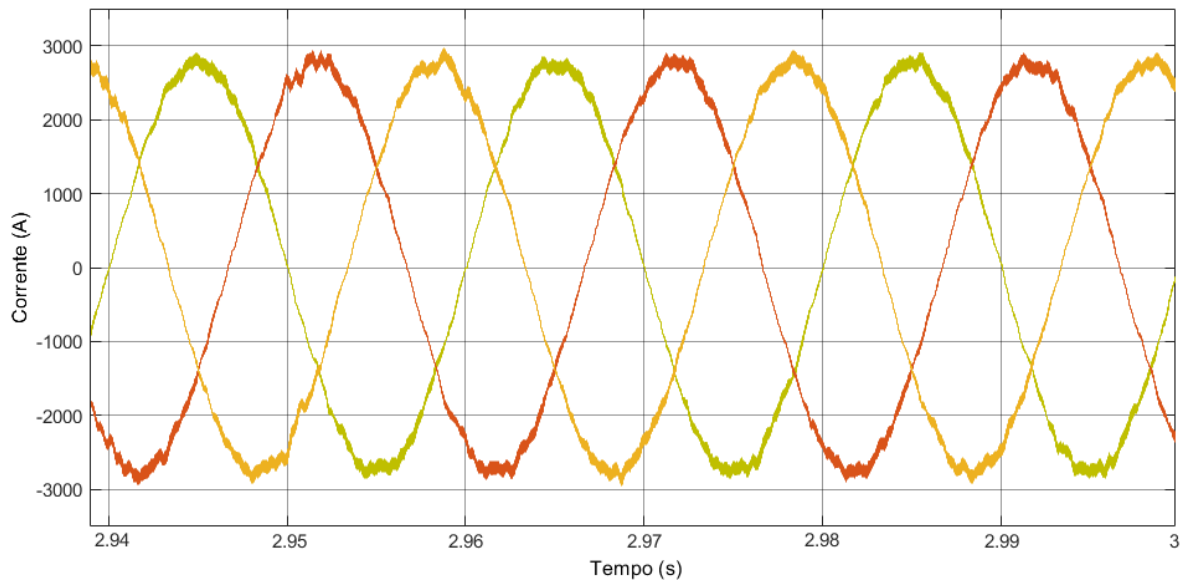


Figura 4.4: Correntes trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.

Como se pode observar, devido às não idealidades do sistema desenvolvido, apesar da existência do filtro RLC série desenvolvido, as tensões trifásicas apresentam alguma distorção harmónica (assim como as correntes). No entanto, os filtros não podem ser dispensados dado que a distorção harmónica, em comparação com os resultados obtidos do sistema sem os filtros RLC série, é muito reduzida.

Nas Figuras 4.5 e 4.6 estão representadas as grandezas trifásicas do sistema emissor na ausência de filtro RLC série. Note-se que, nesta situação, devido à distorção das tensões trifásicas a sua amplitude medida aparenta ser maior, o que por sua vez afeta as correntes trifásicas, pois o controlador de potências utiliza estas tensões para atuar e controlar a potência transmitida no sistema, através do controlo das correntes, aumentando também a amplitude das correntes.

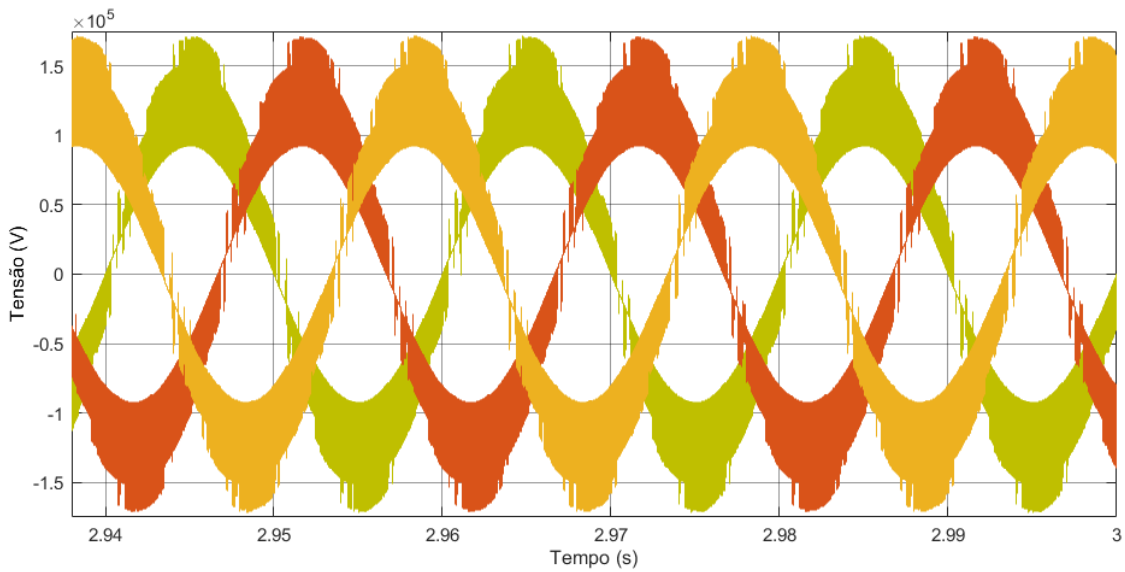


Figura 4.5: Tensões trifásicas do lado recetor do sistema de transferência na ausência de filtro RLC.

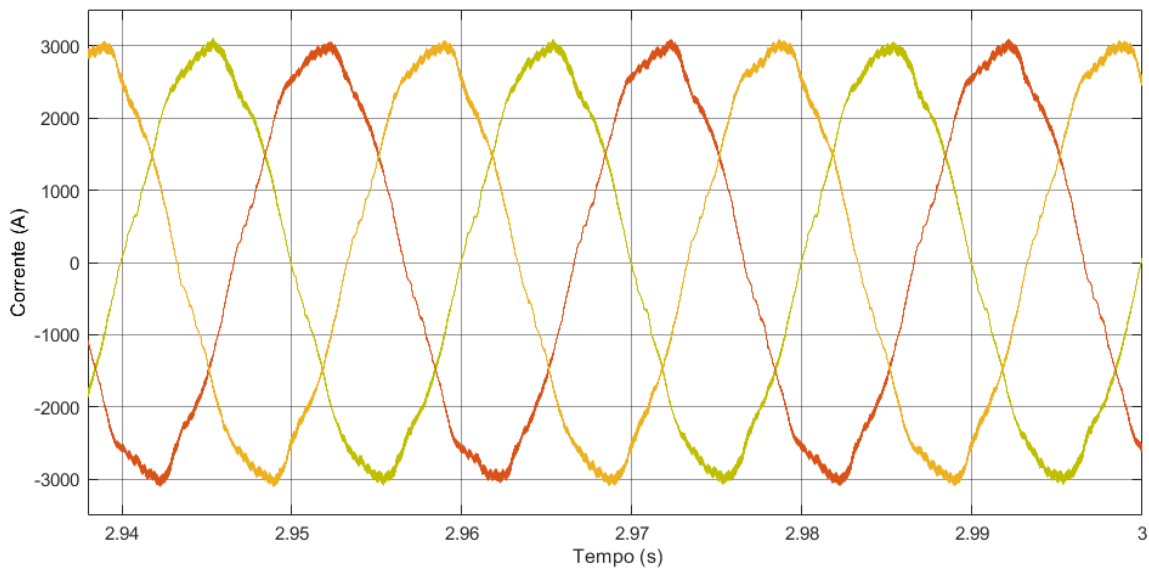


Figura 4.6: Correntes trifásicas do lado recetor do sistema de transferência na ausência de filtro RLC.

Para uma análise mais precisa, analisou-se o espectro harmónico das tensões e das correntes trifásicas em ambas as situações (com filtro e sem filtro) e compararam-se os resultados obtidos. Nas Figuras seguintes encontram-se as análises espectrais das grandezas mencionadas, onde a amplitude da harmónica fundamental é representada em percentagem (100%) e está fora da escala para permitir a visualização de harmónicas com amplitudes bastante menores.

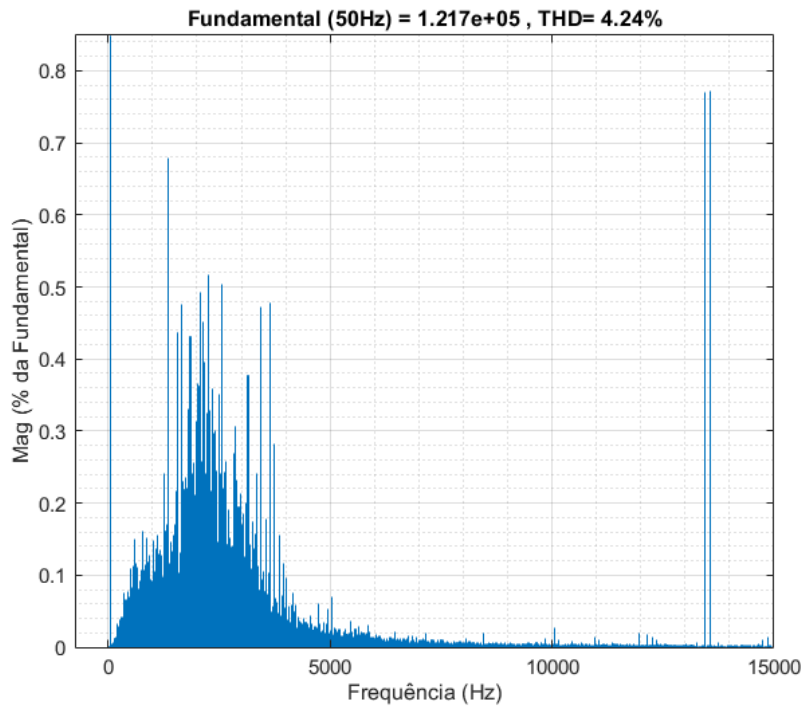


Figura 4.7: Análise espectral das tensões trifásicas com filtro RLC série.

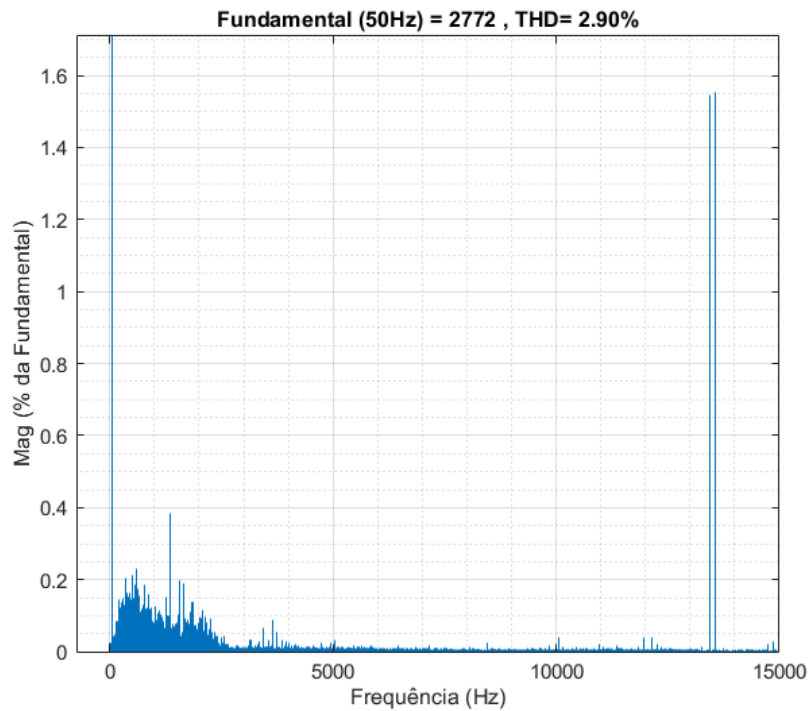


Figura 4.8: Análise espectral das correntes trifásicas com filtro RLC série.

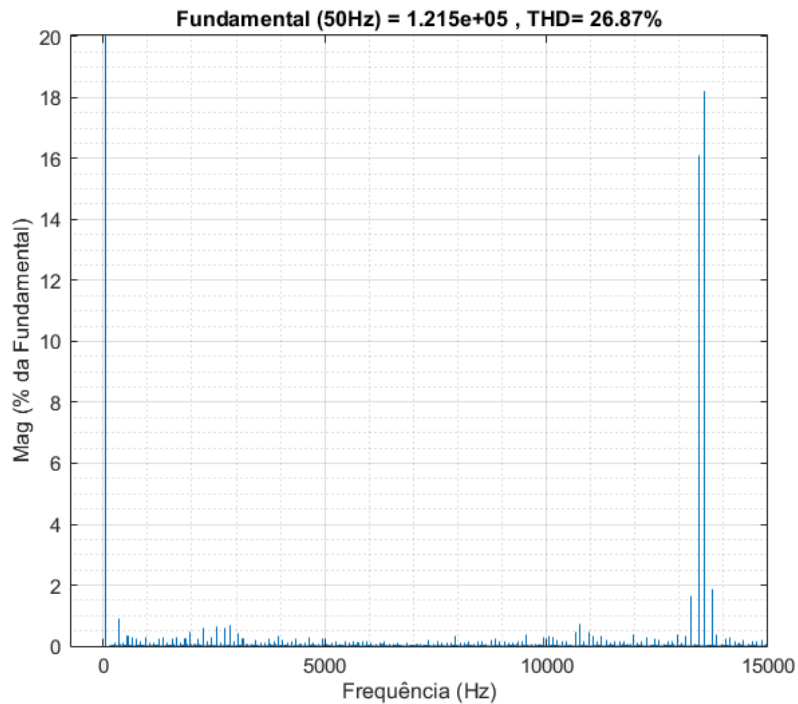


Figura 4.9: Análise espectral das tensões trifásicas sem filtro.

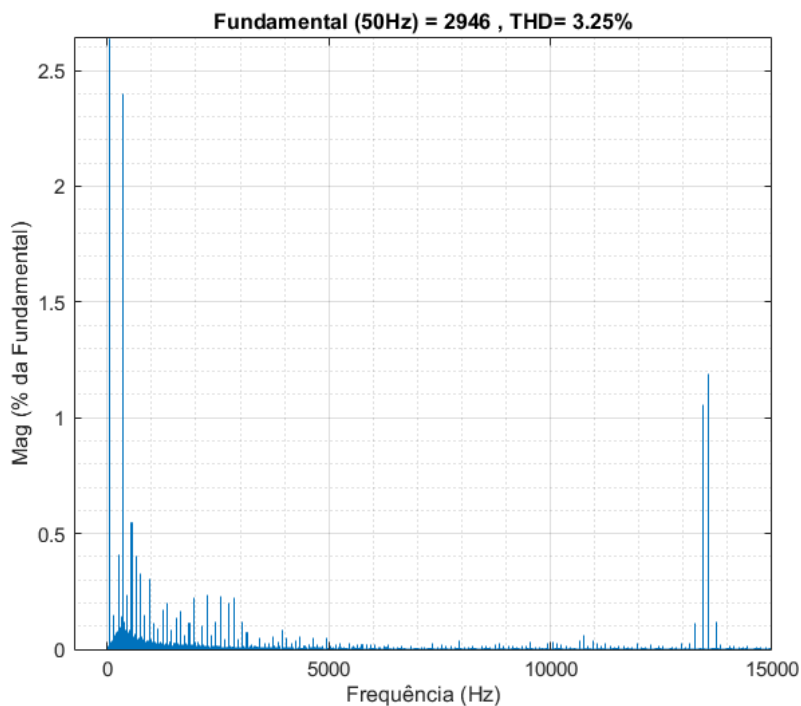


Figura 4.10: Análise espectral das correntes trifásicas sem filtro.

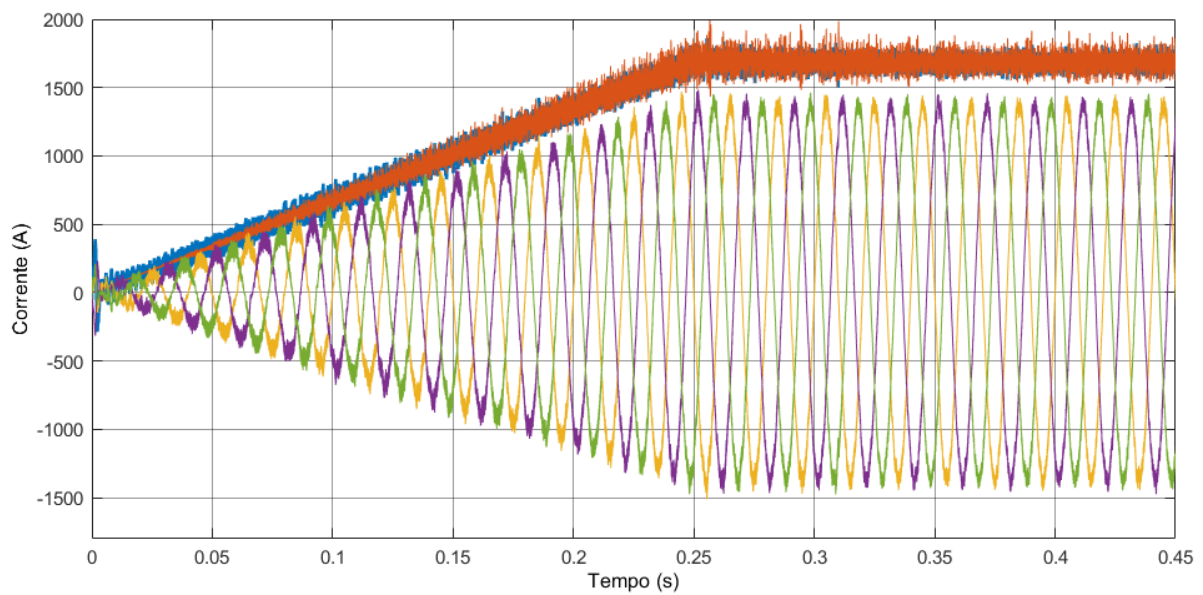
Como se pode observar, a distorção harmónica das tensões reduziu-se bastante com a aplicação do filtro, sendo a harmónica correspondente à frequência de comutação dos dois conversores em série a que mais distorção causa no sistema, como previsto anteriormente. Na tabela 4.8 encontram-se os valores da distorção harmónica das grandezas trifásicas para uma comparação de resultados mais

simples.

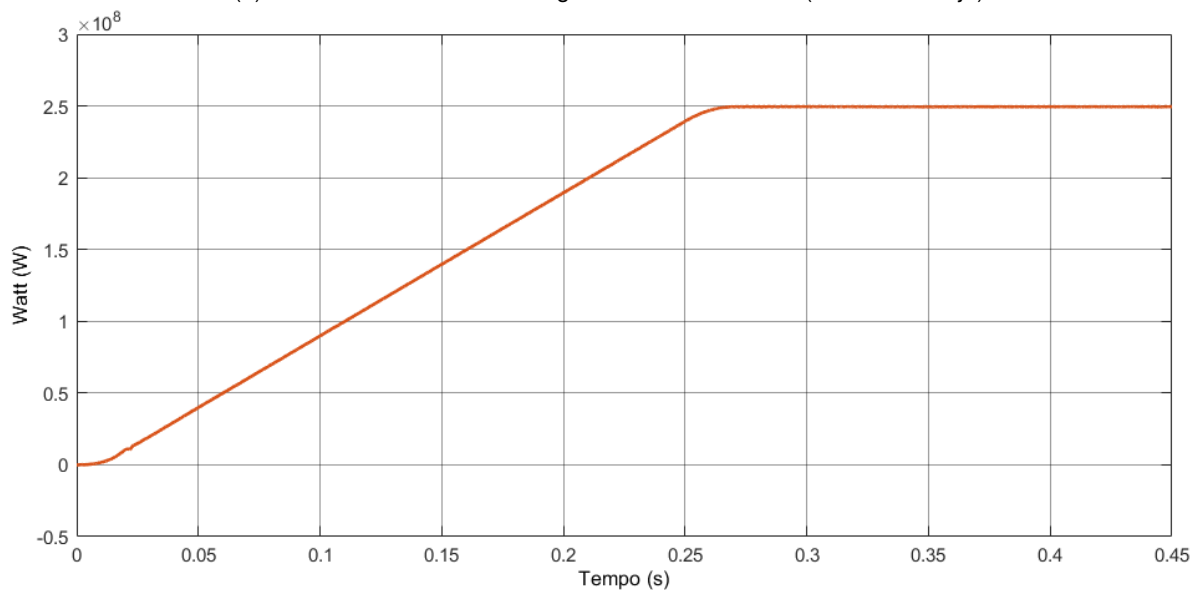
Taxa de Distorção Harmônica Total (THD)	Com Filtro RLC	Sem Filtro RLC
Tensão	4,24%	26,87%
Corrente	2,90%	3,25%

Tabela 4.8: Tabela comparativa dos valores de distorção harmônica das grandezas trifásicas.

Nas Figuras 4.11 e 4.12 estão representadas as correntes controladas pelo controlador de potências e pelo controlador de tensão, respetivamente, onde se observa também o sinal referência e o funcionamento do respetivo controlador para seguir dito sinal.

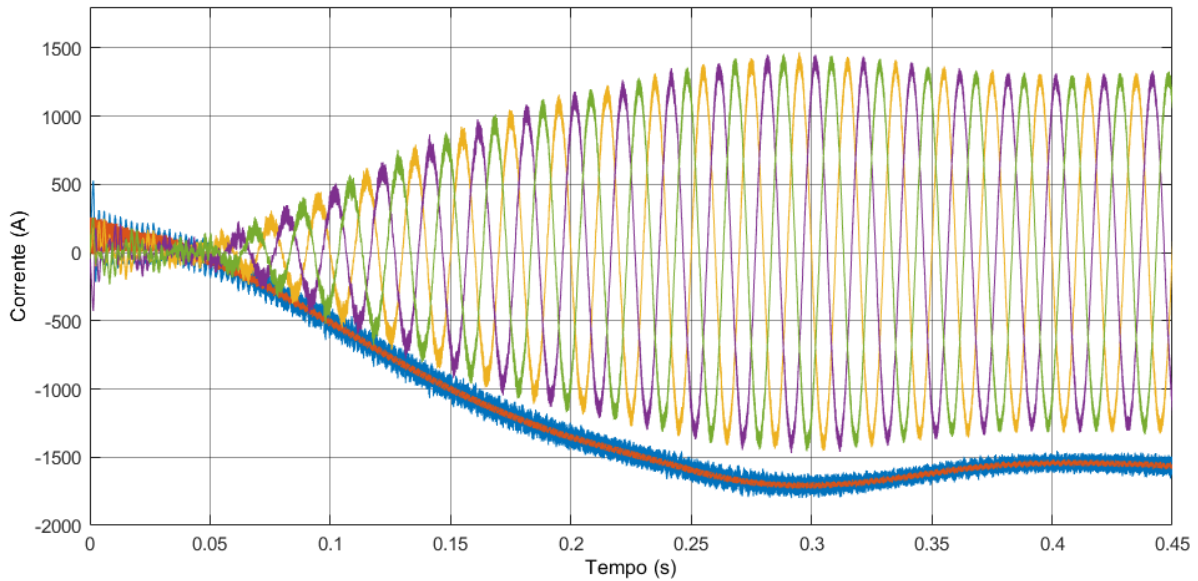


(a) Correntes controladas a seguir sinal de referência (a cor de laranja).

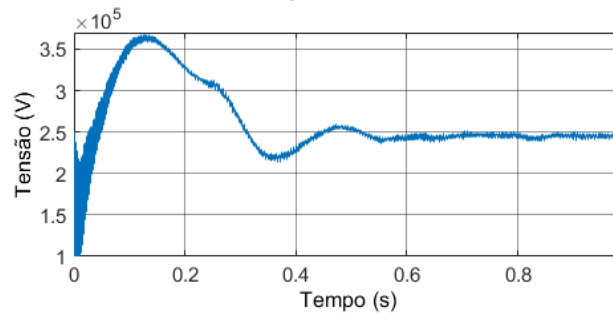


(b) Transitório inicial da potência controlada.

Figura 4.11: Controlador de potências em funcionamento.



(a) Correntes controladas a seguir sinal de referência (a cor de laranja).



(b) Transitório inicial da tensão U_{dc} controlada.

Figura 4.12: Controlador de tensão em funcionamento.

Como se pode observar, o controlador de tensão, ao contrário do controlador de potências, apresenta um sinal de referência negativo, isto porque sendo a referência positiva no lado recetor significa que este consome potência, fluindo então a corrente do lado emissor para o lado recetor, ou seja, a corrente do lado do sistema em que a tensão é controlada é negativa. Deste modo, observando as componentes trifásicas do lado emissor, é natural que a corrente e a tensão estejam desfasadas 180° pois corresponde a potência a ser emitida, como demonstrado nas Figuras 4.13 e 4.14.

Para além disso, pode-se observar que a amplitude das correntes trifásicas controladas corresponde a metade da amplitude das correntes trifásicas I_{abc} representadas na Figura 4.4, isto porque a potência é dividida entre cada par de conversores, sendo que cada transformador transfere metade da potência de referência.

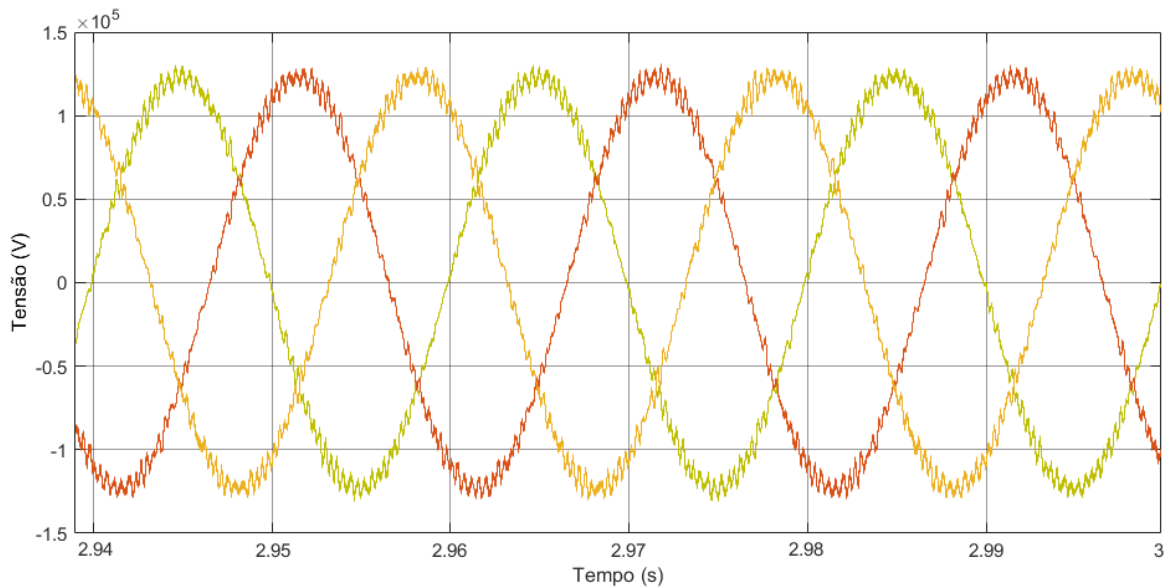


Figura 4.13: Tensões trifásicas do lado emissor do sistema de transmissão.

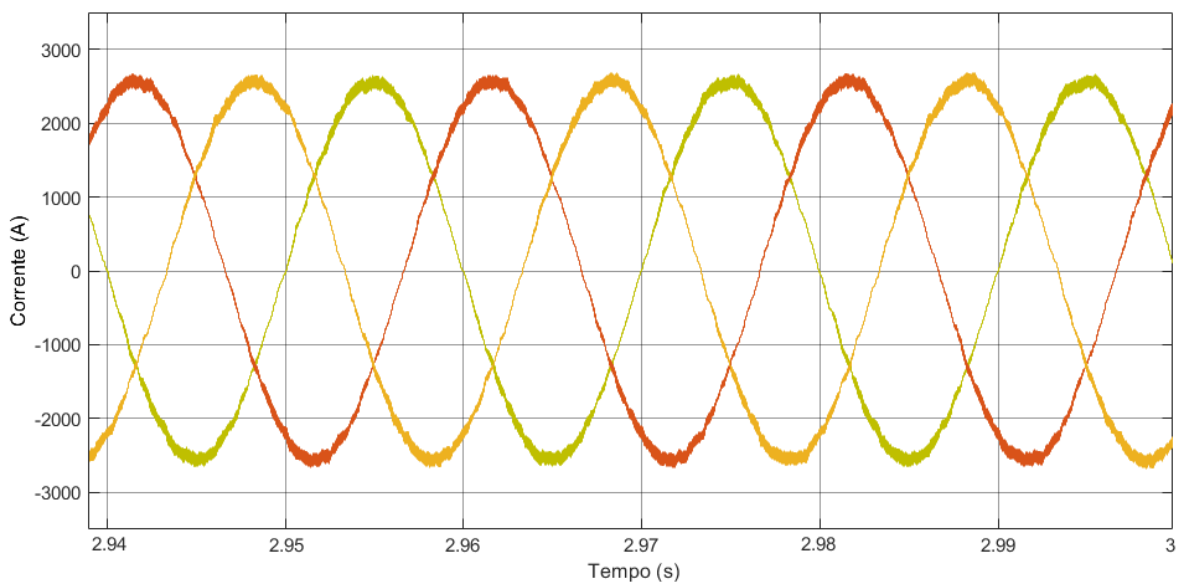


Figura 4.14: Correntes trifásicas do lado emissor do sistema de transmissão.

Relativamente às grandezas DC, cada conversor apresenta à sua saída a tensão definida como referência no controlador de tensão ($U_{dc} = 245 \text{ kV}$), como indicado na Figura 4.15.

Por sua vez, para efeitos de transmissão a tensão nesta topologia é duplicada, devido aos dois conversores em série, e encontram-se nas Figuras 4.16 e 4.17 as tensões entre cada par de linhas de transmissão, bem como as correntes que passam nas mesmas, respetivamente.

O valor da amplitude das correntes DC pode ser verificada teoricamente de acordo com a equação (4.6). Este valor não excede o valor máximo permitido pela linha de transmissão escolhida.

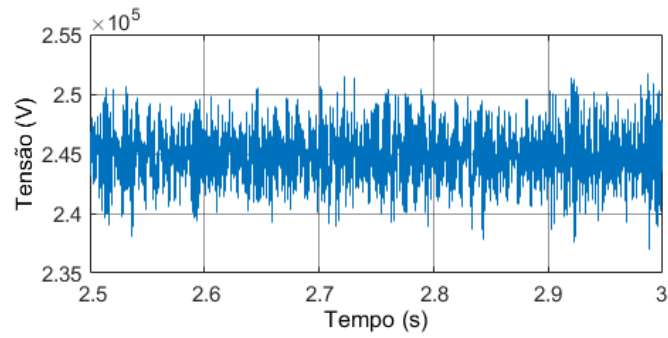
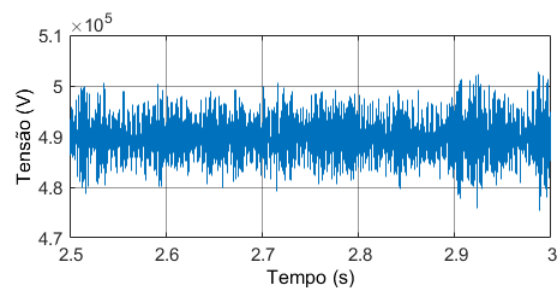
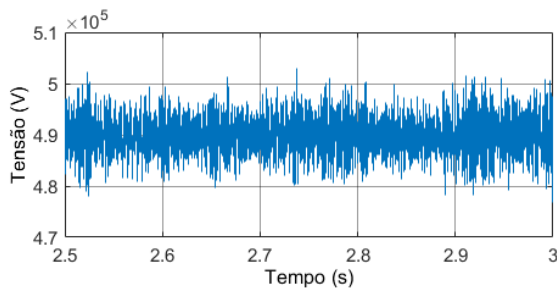


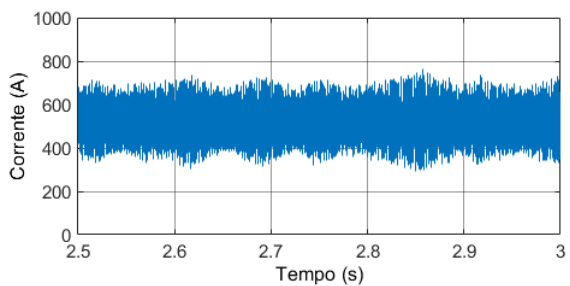
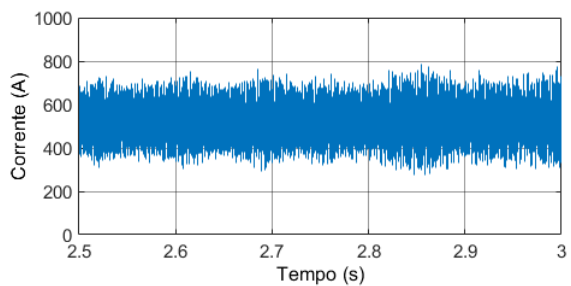
Figura 4.15: Tensão DC à saída de cada conversor.



(a) Tensão de transmissão entre os conversores 1 e 2.

(b) Tensão de transmissão entre os conversores 3 e 4.

Figura 4.16: Tensão de transmissão entre cada par de linhas de transmissão.



(a) Corrente DC que atravessa os conversores 1 e 2.

(b) Corrente DC que atravessa os conversores 3 e 4.

Figura 4.17: Corrente de transmissão que atravessa as linhas positivas de transmissão.

Quanto à potência transmitida, na Figura 4.18 pode-se observar a potência transmitida e recebida aos terminais secundários de cada transformador, o que acaba por ser metade da potência transmitida, ou seja, 250 MW, que corresponde à potência de referência do controlador de potências.

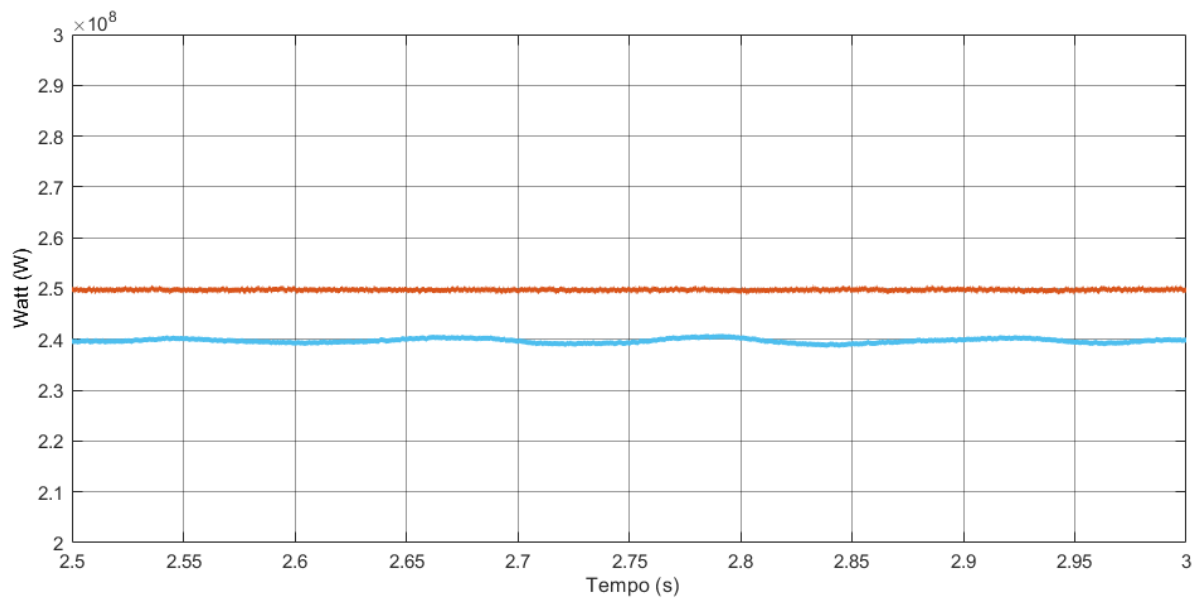


Figura 4.18: Potência transmitida/referência (gráfico laranja) e recebida (gráfico azul) por cada par de conversores (em metade do sistema).

Observa-se que a potência emitida e recebida, apesar de apresentarem valores muito próximos, não coincidem na íntegra e isto acontece devido às perdas na linha de transmissão e nos conversores. Nas Figuras 4.19 e 4.20 encontram-se medidas as perdas da linha e dos conversores, respetivamente.

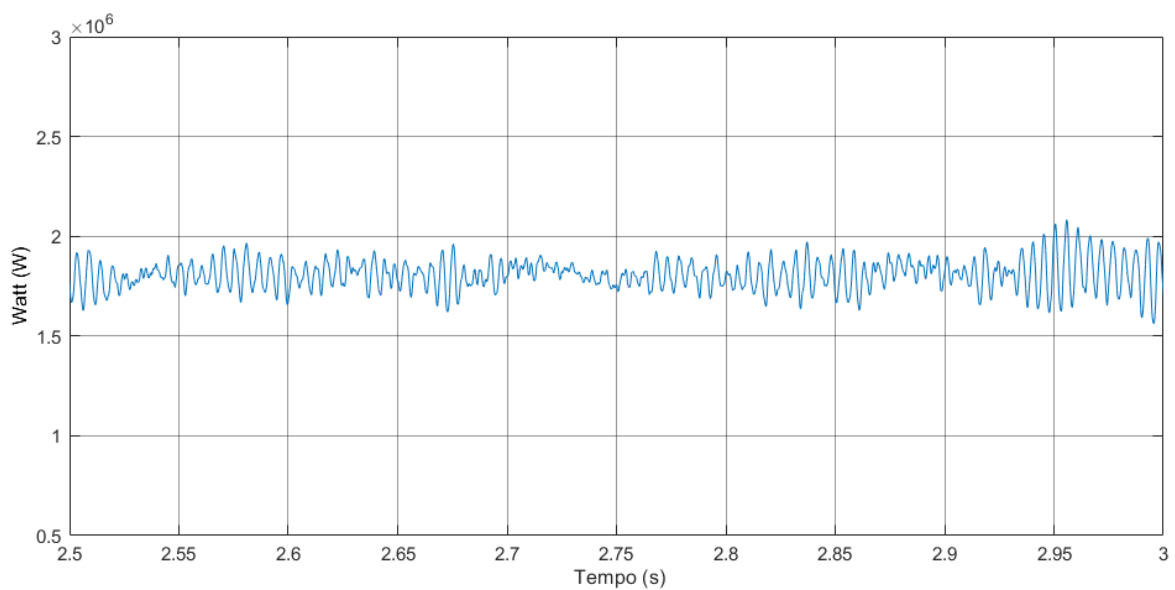


Figura 4.19: Perdas medidas na linha de transmissão.

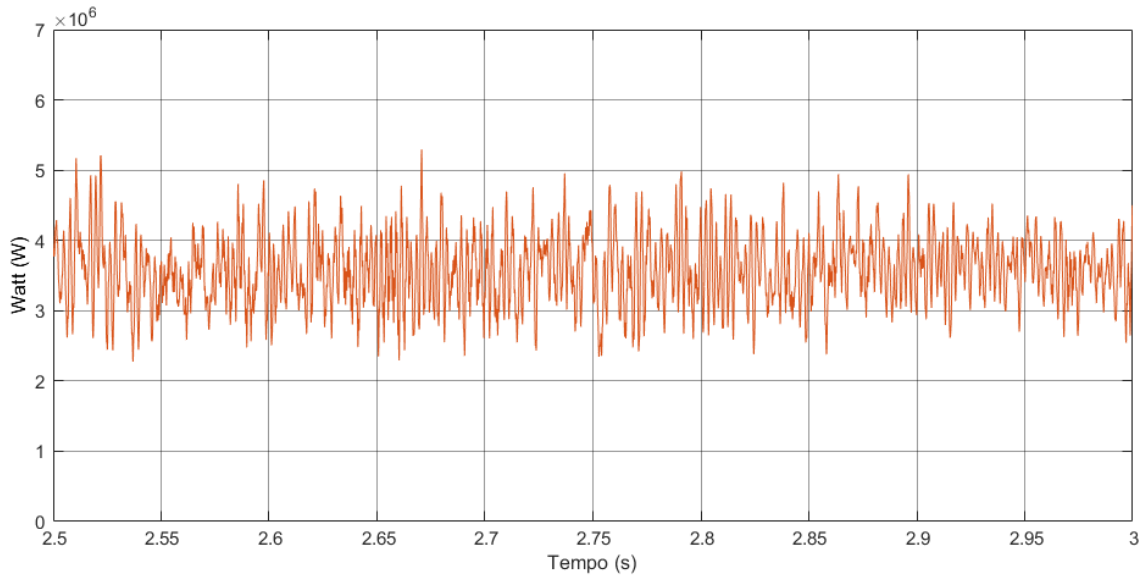


Figura 4.20: Perdas medidas em dois conversores + bobinas de filtragem de um lado do sistema.

Matematicamente, estas perdas correspondem à diferença da potência emitida e recebida. Das imagens pode-se observar que as perdas na linha de transmissão são aproximadamente $P_{linha} = 1,75 \text{ MW}$ e as perdas no par de conversores, em conjunto com as bobinas, são aproximadamente $P_{2conversor} = 3,2 \text{ MW}$. Fazendo os cálculos para calcular a potência recebida considerando as perdas, obtém-se:

$$P_{recebida} = P_{emitida} - 2 \cdot P_{2conversor} - 2 \cdot P_{linha} \leftrightarrow \quad (4.10)$$

$$\leftrightarrow P_{recebida} = 250 \times 10^6 - 2 \cdot 3,2 \times 10^6 - 2 \cdot 1,75 \times 10^6 \approx 241 \text{ MW} \quad (4.11)$$

Que coincide aproximadamente com a potência recebida medida $P_{recebida} = 241 \text{ MW}$. Com estes resultados, pode-se calcular o rendimento do sistema, tendo em conta as perdas na linha de transmissão e nos conversores:

$$\eta = \frac{P_{recebida}}{P_{emitida}} = \frac{241 \text{ MW}}{250 \text{ MW}} \approx 96\% \quad (4.12)$$

A Figura 4.21 mostra as perdas medidas no filtro sintonizado e a Figura 4.22 representa a potência total que flui no sistema, incluindo as perdas nos filtros e transformadores.

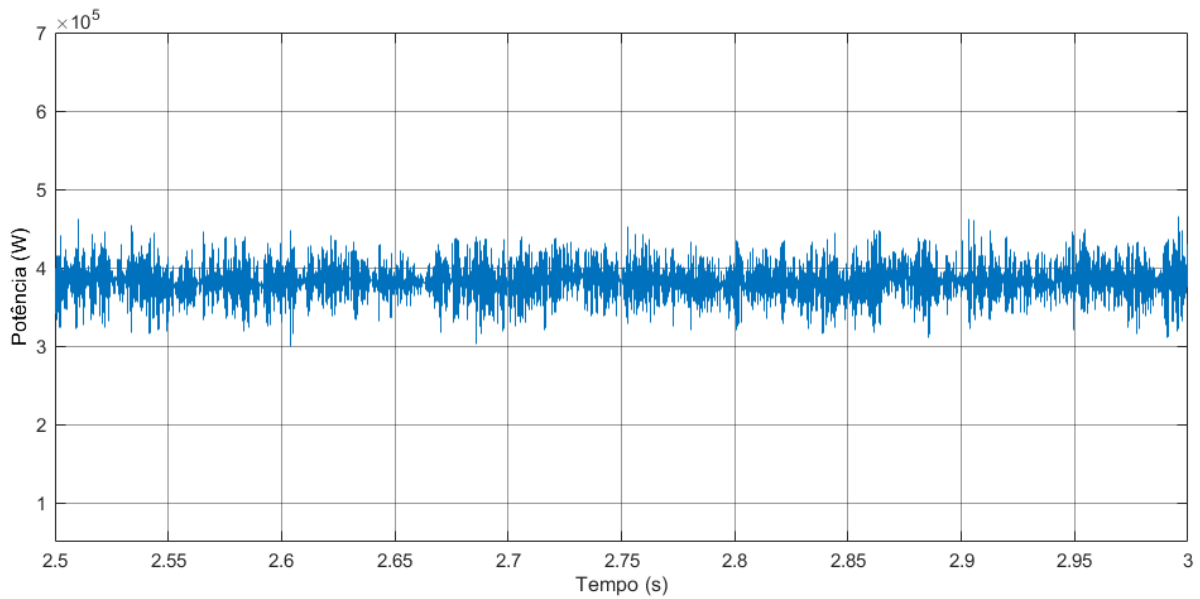


Figura 4.21: Perdas no filtro sintonizado RLC série.

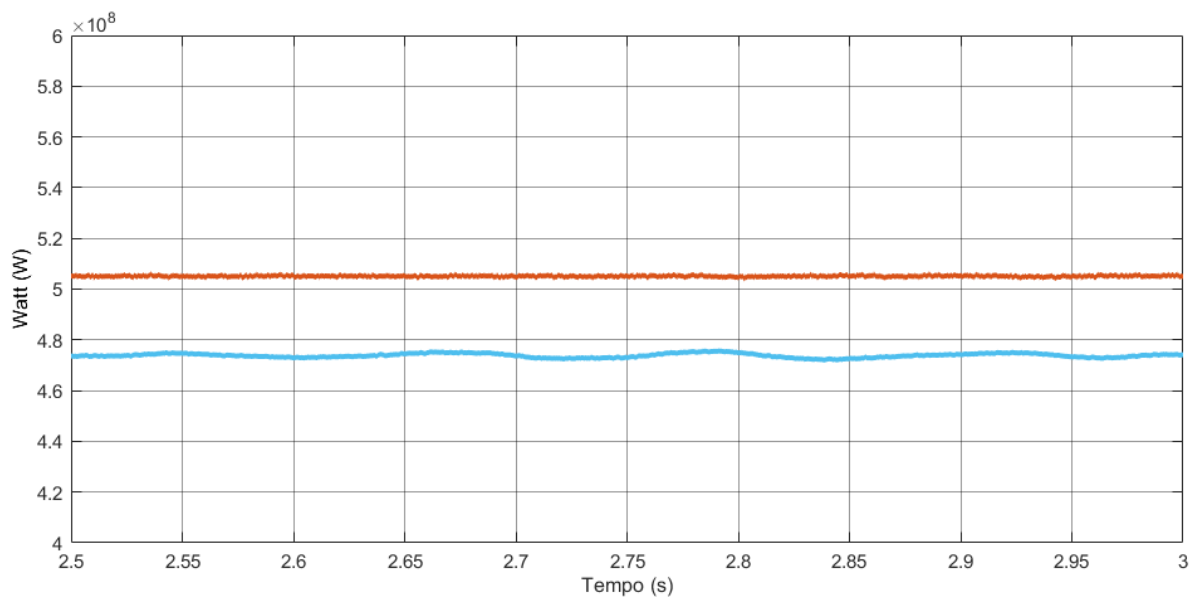


Figura 4.22: Potência total do sistema tendo em conta os filtros RLC série e transformador - emitida (laranja) e recebida (azul).

A partir das Figuras anteriores, observa-se que os filtros têm perdas de aproximadamente 400 kW e que o conjunto transformadores e filtros tem perdas de cerca de 5 MW.

Deste modo, o rendimento total do sistema sem contabilizar a potência para alimentar os filtros e transformadores corresponde a:

$$\eta_{total} = \frac{480 \text{ MW}}{500 \text{ MW}} \approx 96\% \quad (4.13)$$

Que é um valor aproximado do valor do rendimento anteriormente calculado. Note-se que este rendimento tem em conta as perdas nos oito conversores, nas oito bobinas de filtragem e respetivas

resistências e nos quatro cabos de transmissão do sistema.

Através da Figura 4.23 observa-se a tensão medida no lado AC de dois conversores conectados ao mesmo transformador. Para obter esta medição simulou-se o sistema em cadeia aberta, retirou-se as bobinas de filtragem (originando a distorção) e considerou-se que a potência ativa transferiu-se dos condensadores DC de saída dos conversores para a rede trifásica. Esta forma de onda apresenta na totalidade nove níveis, realçando o funcionamento multinível deste sistema em questão, como esperado de acordo com a Figura 2.20.

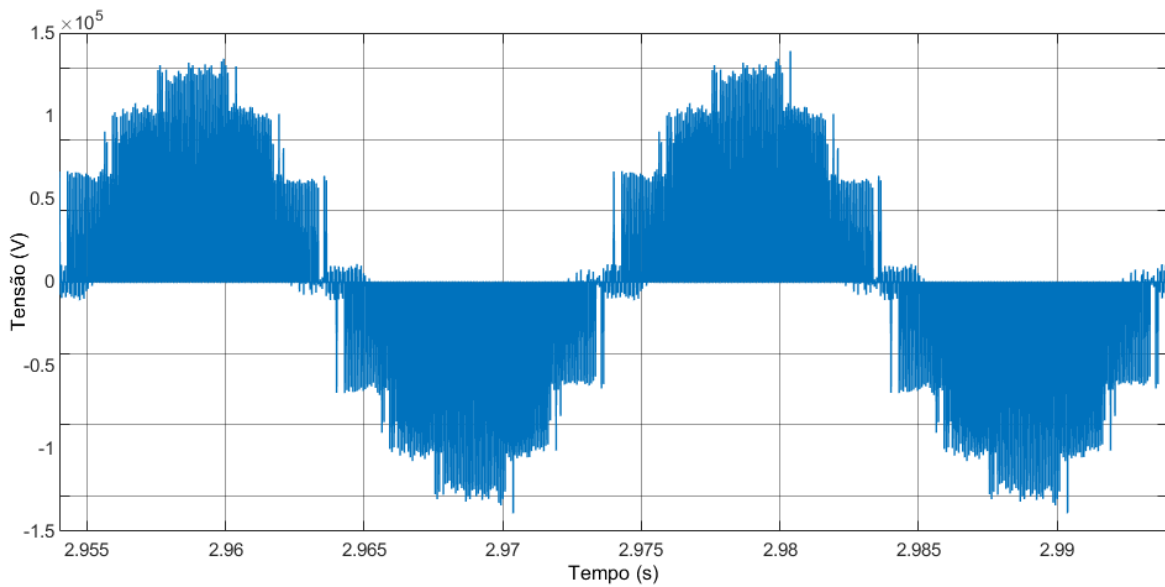


Figura 4.23: Tensão AC de nove níveis medida no primário do transformador sem filtros.

4.2.2 Funcionamento a 40% da potência nominal

Para a simulação a 40% da potência nominal, colocou-se a potência de referência para cada par de conversores $P_{ref} = 40\% \cdot 250 \text{ MW} = 100 \text{ MW}$.

Nas Figuras 4.24 e 4.25 encontram-se as formas de onda trifásicas da tensão e corrente, respectivamente.

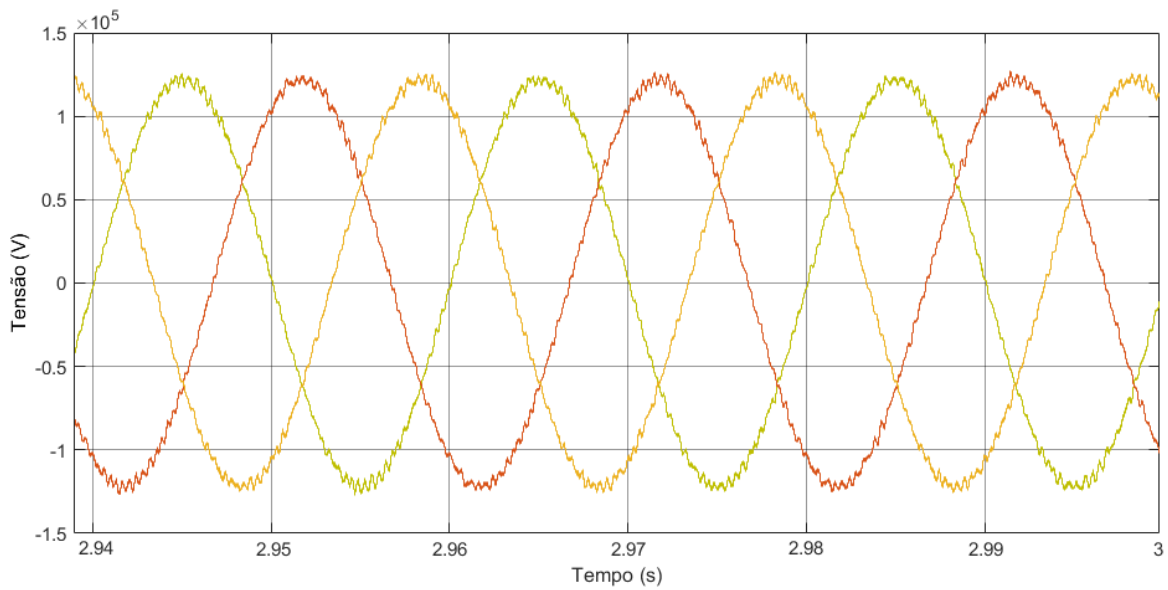


Figura 4.24: Tensões trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.

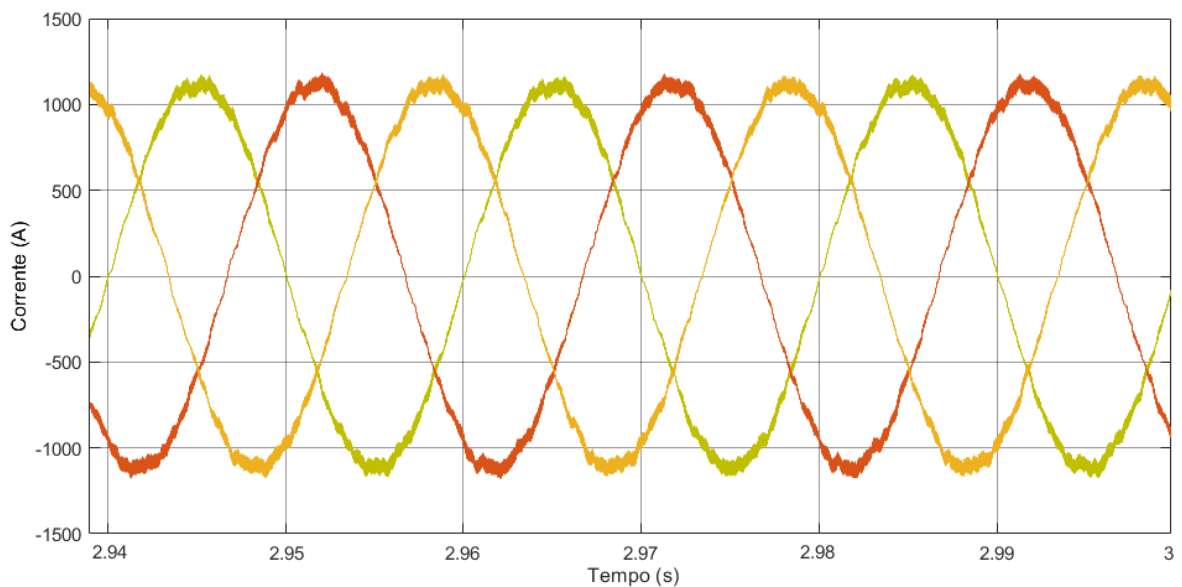
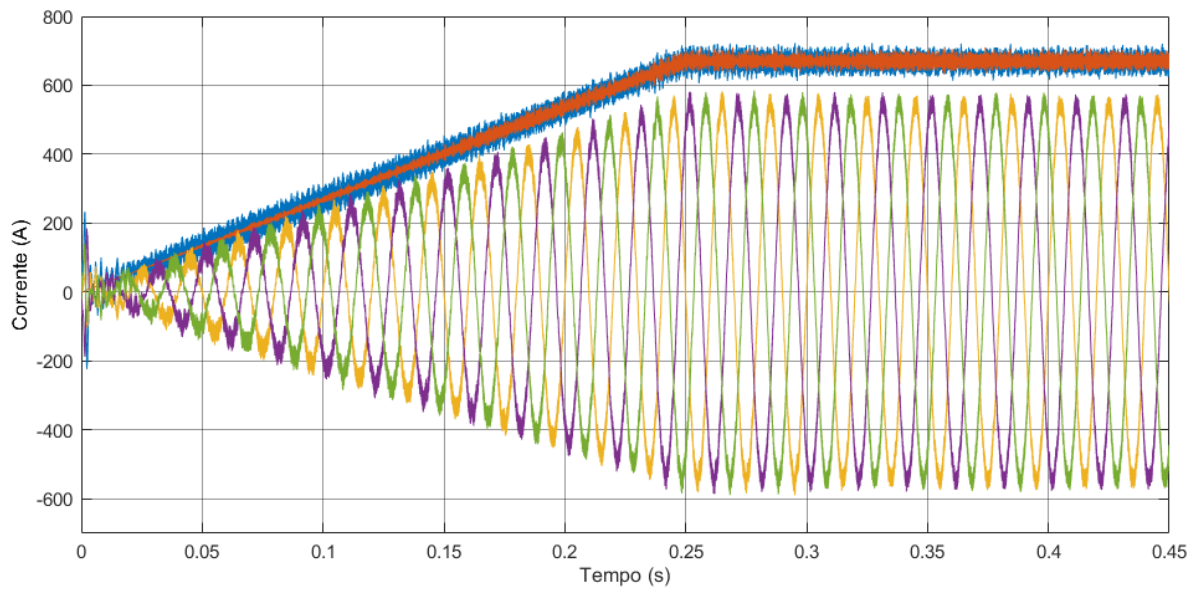


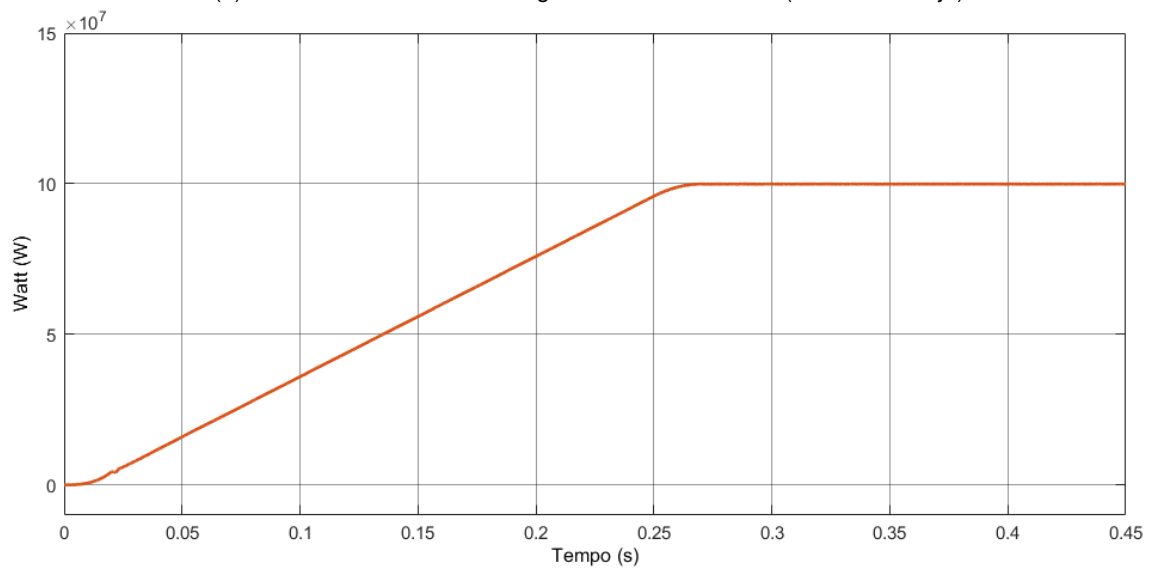
Figura 4.25: Correntes trifásicas do lado recetor do sistema de transmissão.

Dado que a potência de referência reduziu face à situação de funcionamento à potência nominal, houve também uma redução na amplitude das correntes trifásicas.

Nas Figuras 4.26 e 4.27 estão representados os controladores de potência e de tensão, respetivamente, para o funcionamento em questão.

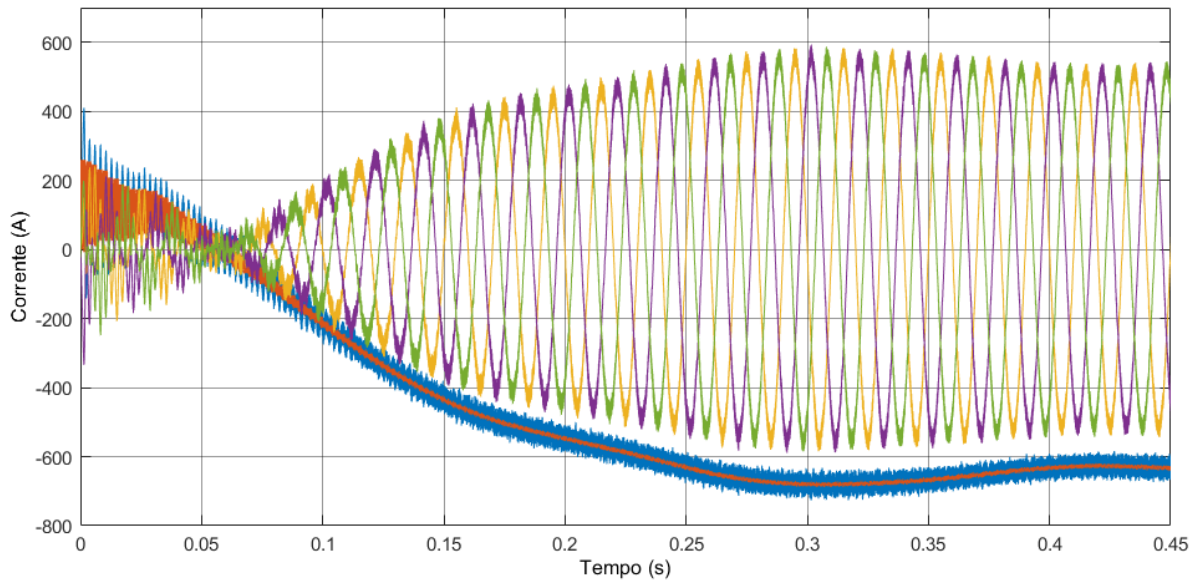


(a) Correntes controladas a seguir sinal de referência (a cor de laranja).

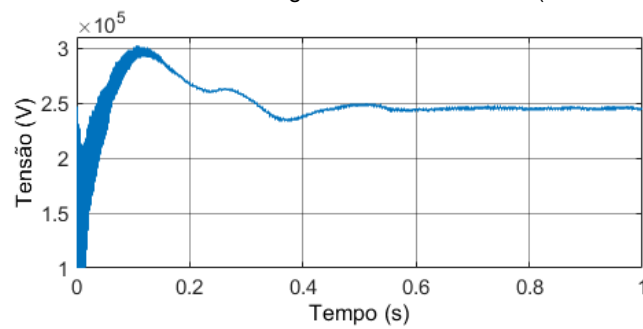


(b) Transitório inicial da potência controlada.

Figura 4.26: Controlador de potências em funcionamento a 40% da potência nominal.



(a) Correntes controladas a seguir sinal de referência (a cor de laranja).



(b) Transitório inicial da tensão U_{dc} controlada.

Figura 4.27: Controlador de tensão em funcionamento a 40% da potência nominal.

Observa-se que a referência de potência atual reduziu a amplitude das correntes trifásicas. Na Figura 4.28 encontra-se a potência transmitida aos terminais secundários de um transformador e a potência recebida aos terminais secundários de um transformador do lado recetor.

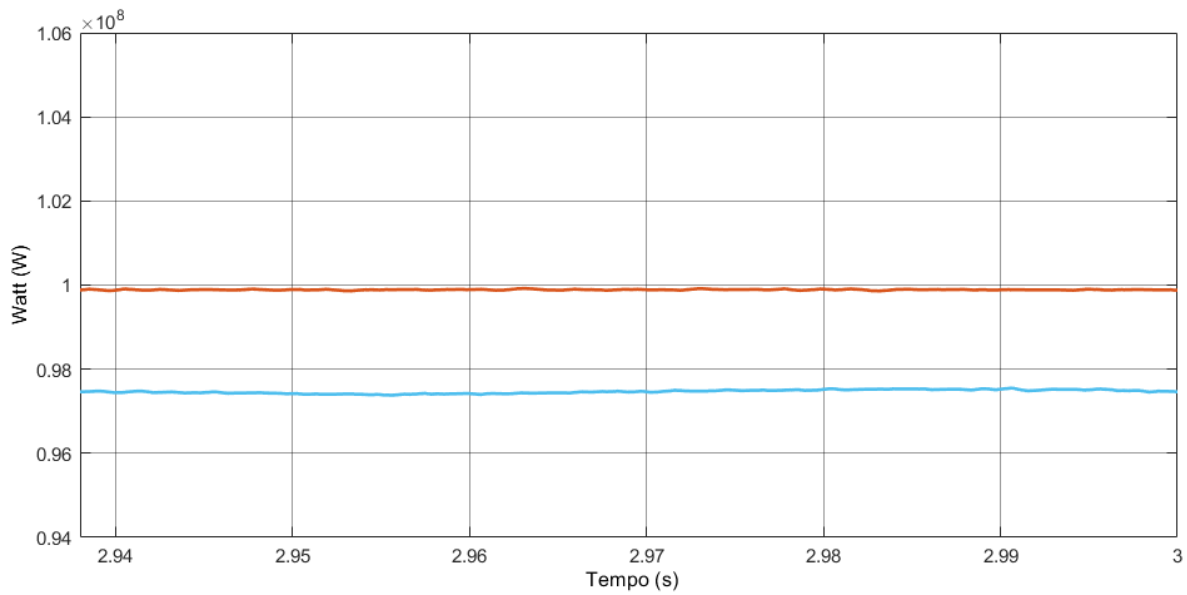
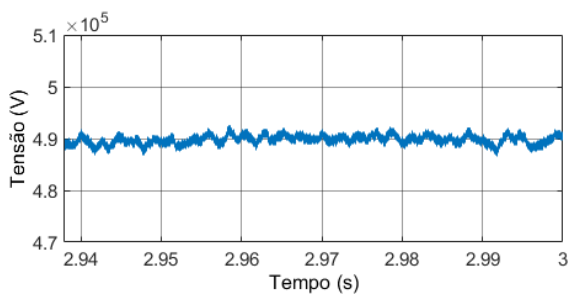
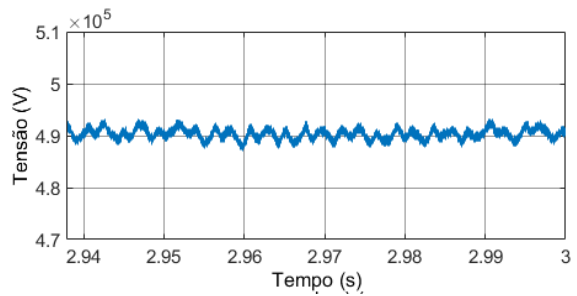


Figura 4.28: Potência transmitida (gráfico laranja) e recebida (gráfico azul) por cada par de conversores.

Tendo a potência transferida sido reduzida, a corrente DC de transmissão sofre também uma redução, como demonstrado nas Figuras 4.29 e 4.30. Como a tensão de referência no controlador de tensão não se alterou, a tensão de transmissão mantém-se e não existe diferença na amplitude da tensão DC face à situação nominal.

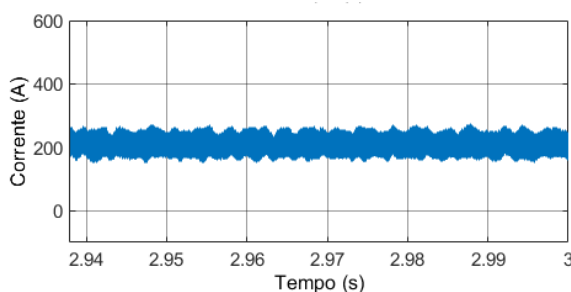


(a) Tensão de transmissão entre os conversores 1 e 2.

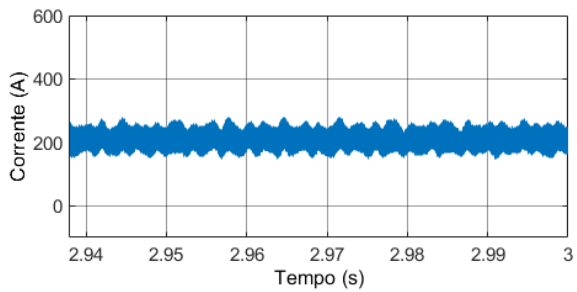


(b) Tensão de transmissão entre os conversores 3 e 4.

Figura 4.29: Tensão de transmissão entre cada par de linhas de transmissão.



(a) Corrente DC que atravessa os conversores 1 e 2.



(b) Corrente DC que atravessa os conversores 3 e 4.

Figura 4.30: Corrente de transmissão que atravessa as linhas positivas de transmissão.

4.2.3 Simulação de regime transitório

Esta experiência tem como objetivo a análise do comportamento do sistema quando existe uma alteração na potência de referência durante o seu funcionamento em regime permanente.

Para isso, definiu-se a referência de potência para o seu valor nominal e, após o sistema atingir o regime permanente, alterou-se o valor da referência para 40% da potência nominal.

Na Figura 4.31 encontram-se a potência medida num par de conversores e a variação de potência descrita.

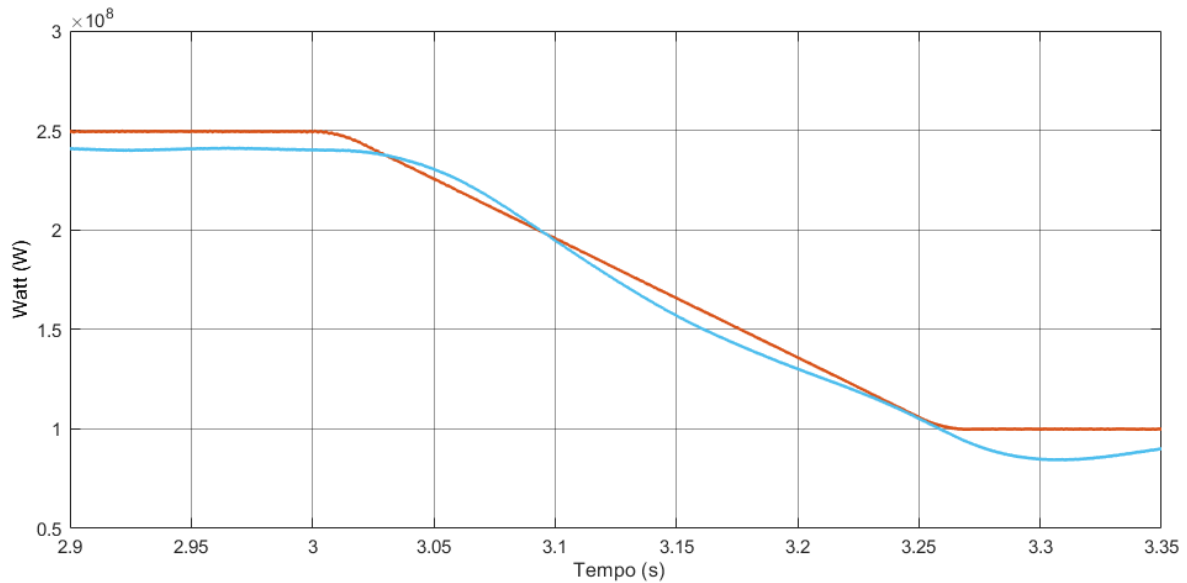


Figura 4.31: Metade da potência transmitida - potência nominal como referência e redução para 40% do seu valor. Potência emitida a laranja e recebida a azul.

Na Figura 4.32 pode-se observar a variação na amplitude das correntes trifásicas, que resulta como consequência do controlador de potências a alterar a sua referência, demonstrado na Figura 4.33. Para além disso, a referência do controlador de tensão também é reajustado de modo a manter o mesmo nível de tensão enquanto o valor da potência transmitida varia, como demonstrado na Figura 4.34.

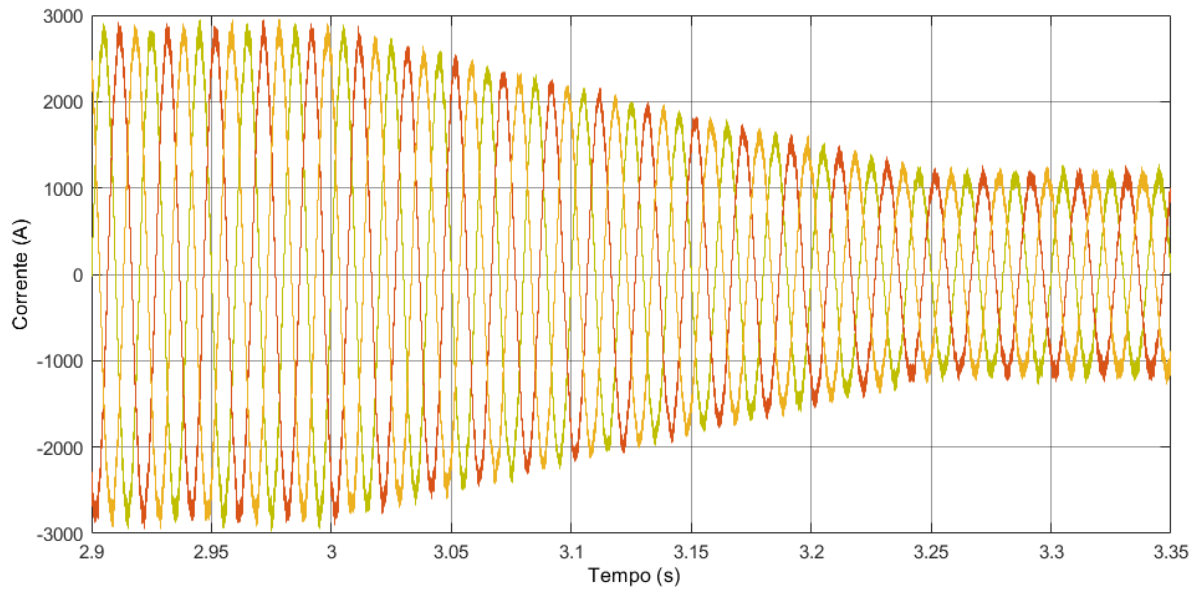
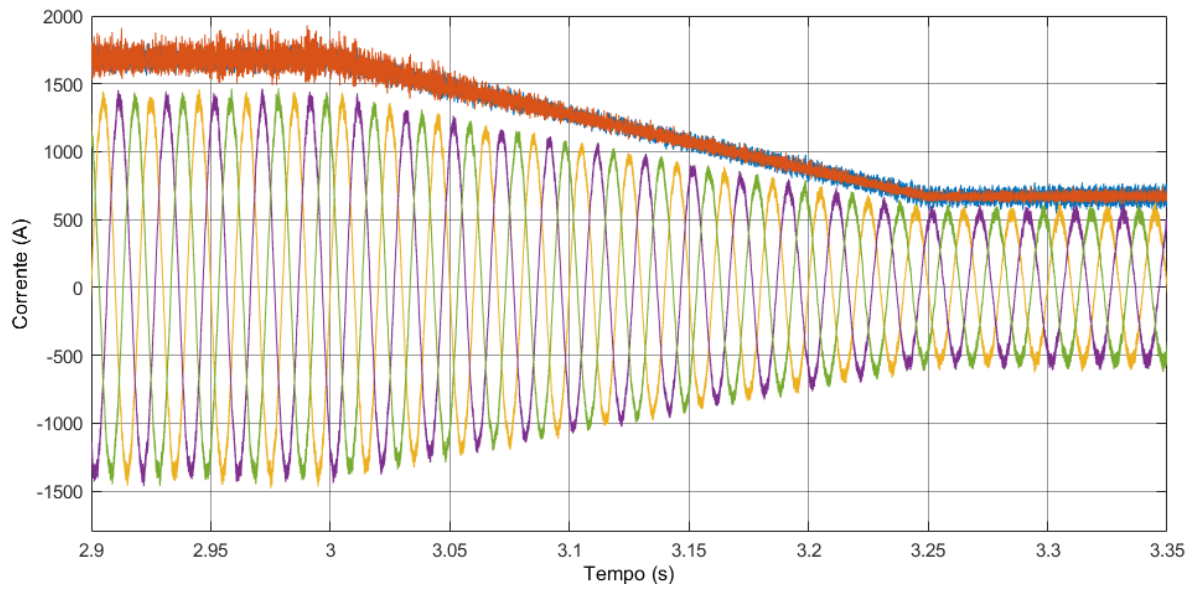
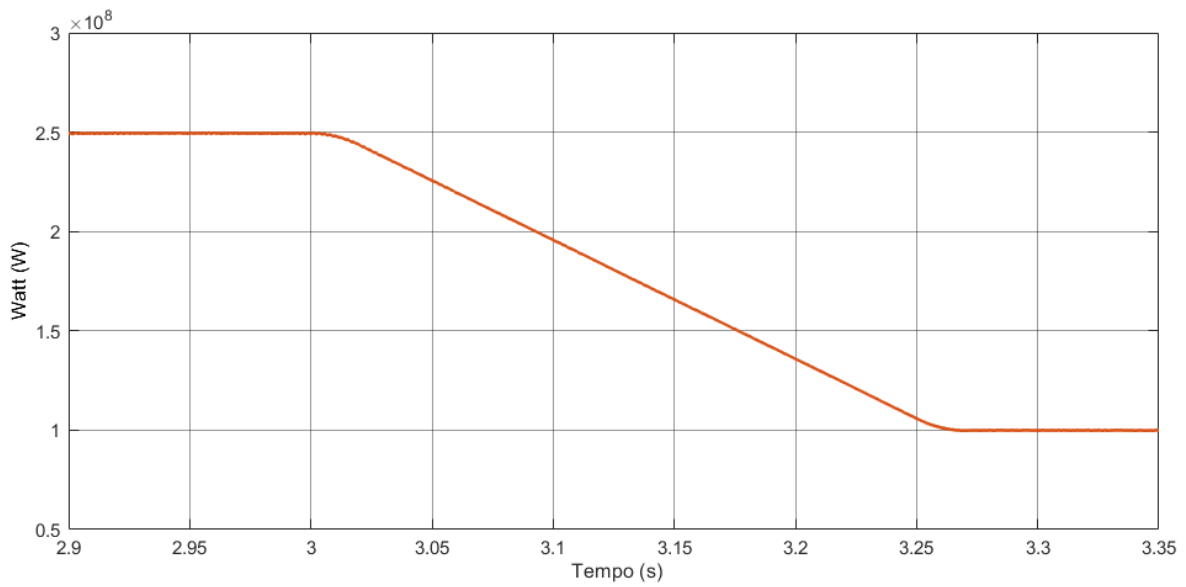


Figura 4.32: Correntes trifásicas do lado recetor em regime transitório.

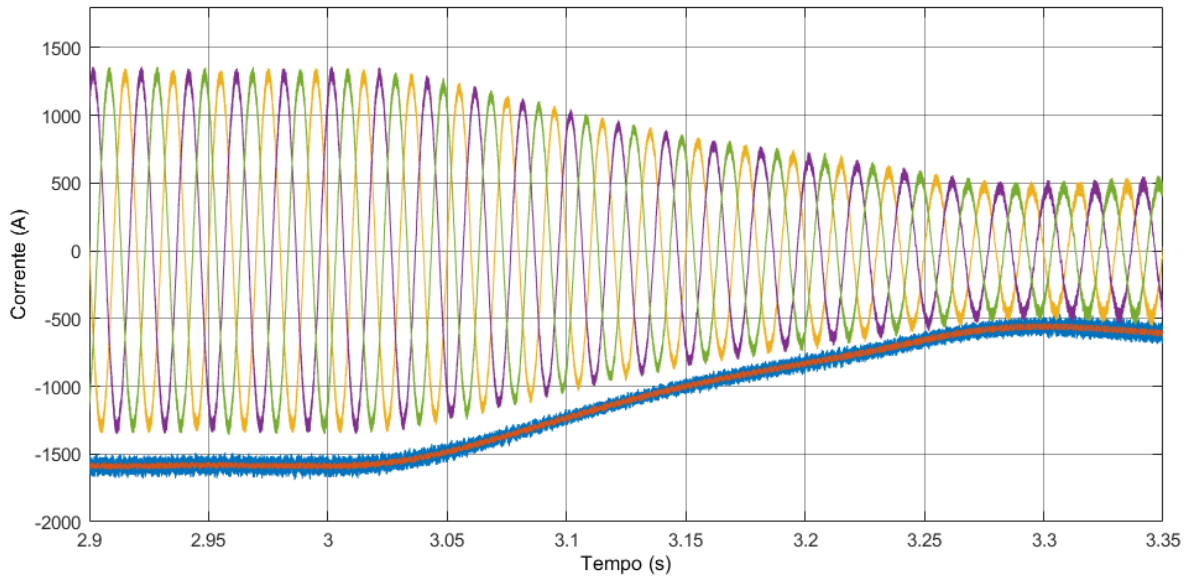


(a) Correntes controladas a seguir sinal de referência (a cor de laranja) após a alteração do mesmo.

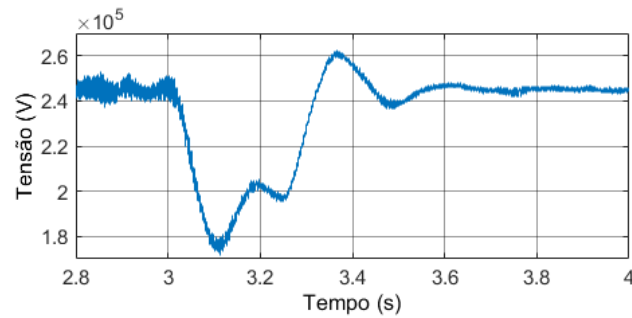


(b) Transitório da potência controlada.

Figura 4.33: Controlador de potências em funcionamento em regime transitório.



(a) Correntes controladas a seguir sinal de referência (a cor de laranja).

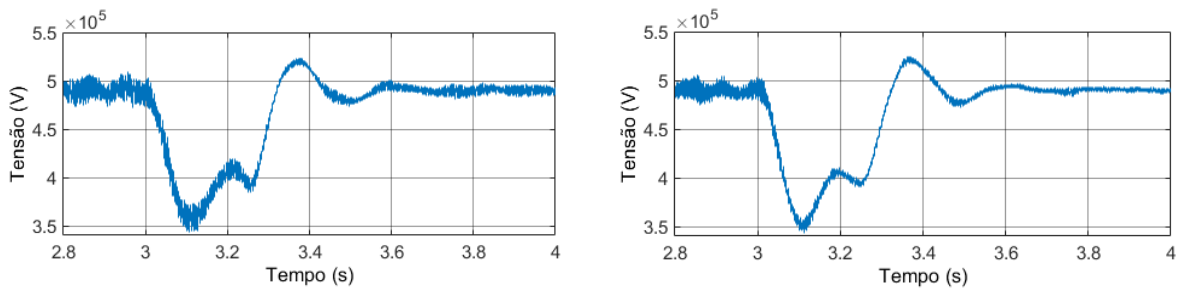


(b) Transitório da tensão U_{dc} controlada para uma mudança na potência de referência.

Figura 4.34: Controlador de tensão em funcionamento em regime transitório.

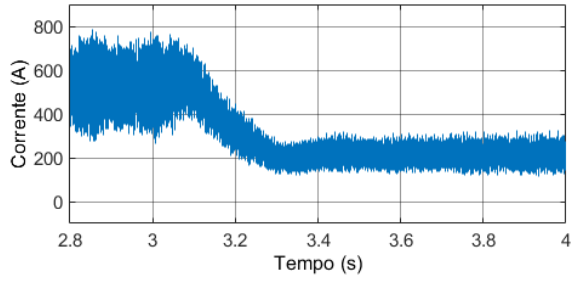
Através das Figuras anteriores, pode-se observar que existe um curto intervalo de tempo após a alteração da potência de referência, aos 4.5 segundos de simulação, até que o controlador de tensão atue.

Nas Figuras 4.35 e 4.36 estão representadas as tensões de transmissão DC e as correntes positivas nas linhas de transmissão bem como o seu comportamento transitório.

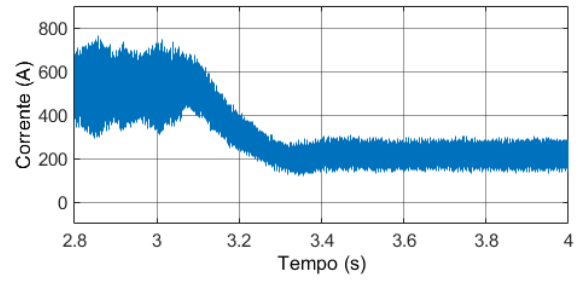


(a) Tensão de transmissão entre os conversores 1 e 2. (b) Tensão de transmissão entre os conversores 3 e 4.

Figura 4.35: Tensão de transmissão entre cada par de linhas de transmissão.



(a) Corrente DC que atravessa os conversores 1 e 2.



(b) Corrente DC que atravessa os conversores 3 e 4.

Figura 4.36: Corrente de transmissão que atravessa as linhas positivas de transmissão.

Capítulo 5

Conclusão

Nesta dissertação, inicialmente, abordou-se o tema HVDC e a importância e utilidade deste no que toca ao tipo de transmissão de energia utilizado neste tema. Para além disso, foi feita, também, uma breve análise relativamente aos diferentes tipos de tecnologia existentes, nomeadamente aos diferentes tipos de conversor, para definir a topologia de conversor a utilizar no sistema de transmissão a ser projetado.

Após tomada a decisão sobre qual o tipo de conversor a utilizar, evidenciou-se a possibilidade de uma configuração, envolvendo a utilização de um conversor cuja estrutura é relativamente simples, conseguir produzir resultados mais complexos.

A partir desta premissa desenvolveu-se um sistema composto por dois transformadores de enrolamentos em ligação aberta e quatro conversores em cada lado do sistema, estando cada par de conversores conectado em série. Esta configuração de conversores em série permite duplicar a tensão de transmissão para o dobro da tensão para qual os conversores estão dimensionados, enquanto que a utilização paralela de conversores associados aos transformadores de enrolamentos em aberto permite o funcionamento multinível.

Relativamente à modelação do sistema, para um funcionamento correto e robusto desenvolveu-se os controladores necessários e foram projetados os filtros indutivos e passivos RLC série. Para além disso, utilizou-se ainda o modelo em π para representar as linhas elétricas de transmissão.

As conclusões mais importantes a retirar dos resultados obtidos desta dissertação são as seguintes:

- É possível obter funcionamento multinível utilizando conversores trifásicos de dois níveis que podem ser associados em série numa nova topologia para obter tensões DC muito elevadas;
- É possível comandar os conversores trifásicos de dois níveis em funcionamento multinível usando os conhecidos moduladores sinusoidais de largura de impulso;
- Foi possível projectar uma arquitetura de controladores capazes de controlar potências ativas injetadas na linha DC, potências reativas nas redes AC terminais, bem como as tensões de transmissão, usando controladores internos das correntes AC de dois conversores em série;
- O rendimento global situa-se perto de 96%, incluindo as perdas nas linhas DC;

- Projetando filtros adequados mas simples é possível reduzir a distorção das tensões e das correntes AC significativamente. Em AT as normas impõe uma distorção máxima inferior a 5%, tornando o filtro um componente fundamental da topologia;
- O tremor das correntes e das tensões DC indica que também são necessários filtros DC.

Relativamente aos controladores, observa-se um ligeiro desvio dos valores de referência que se devem ao facto de existir distorção harmónica nas tensões e correntes do sistema.

5.1 Trabalho futuro

De modo a melhorar o sistema de transmissão, algumas acções podem ser tomadas. Podem ser projetados outro tipo de filtros de modo a reduzir ainda mais a distorção harmónica.

Podem ser desenvolvidos outros tipos de controladores, como por exemplo, controladores não lineares ou por vetores espaciais de modo a melhorar a precisão do sistema a atingir os valores definidos como referência e a permitir que o sistema atinja o estado de regime permanente mais rapidamente.

Esta topologia pode ser estendida para conter mais conversores em série, bastando para isso acrescentar mais conversores ligados em série aos pares já existentes e mais transformadores (ou mais grupos de três enrolamentos nos transformadores já existentes), podendo então trabalhar com conversores trifásicos com menor número de semicondutores em série, mesmo para muito alta tensão. Desfasando as tensões AC, e com maior número de níveis, o que permitirá reduzir a distorção harmónica e economizar nos filtros.

Por último, considerando que esta dissertação se baseou na simulação da topologia desenvolvida, pode-se construir um protótipo físico à escala para testar em laboratório.

Bibliografia

- [1] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades. Vsc-based hvdc power transmission systems: An overview. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(3):592–602, 2009.
- [2] Wikipedia contributors. High-voltage direct current — Wikipedia, the free encyclopedia, 2020. URL https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=High-voltage_direct_current&oldid=996548666. [Online; accessed 13-November-2020].
- [3] V. F. Pires, J. Fialho, and J. F. Silva. HvdC transmission system using multilevel power converters based on dual three-phase two-level inverters. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 65:191–200, 2015.
- [4] U. Corbellini and P. Pelacchi. Corona losses in hvdc bipolar lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(3):1475–1481, 1996. doi: 10.1109/61.517506.
- [5] C. K. Arruda and A. C. Lima. Corona modeling in hvdc transmission lines based on a modified particle-in-cell approach. *Electric Power Systems Research*, 125:91–99, 2015.
- [6] D. Larruskain, I. Zamora, A. Mazón, O. Abarategui, and J. Monasterio. Transmission and distribution networks: Ac versus dc. In *9th Spanish-Portuguese Congress on Electrical Engineering*, pages 1–6, 2005.
- [7] Wikipedia contributors. HvdC converter — Wikipedia, the free encyclopedia, 2020. URL https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=HVDC_converter&oldid=983543264. [Online; accessed 15-November-2020].
- [8] N. M. Santos, V. F. Pires, and J. F. Silva. Study of the hvdc dual transmission system under faults in the power converters. In *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 1304–1309. IEEE, 2016.
- [9] J. F. A. da Silva. *Electrónica industrial: semicondutores e conversores de potência*. Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [10] A. Kalair, N. Abas, and N. Khan. Comparative study of hvac and hvdc transmission systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 59:1653–1675, 2016.
- [11] J. Arrillaga and J. Arrillaga. *High voltage direct current transmission*, volume 29. Iet, 1998.

- [12] I. Colak, E. Kabalci, and R. Bayindir. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. *Energy conversion and management*, 52(2):1114–1128, 2011.
- [13] P. Thongprasri. A 5-level three-phase cascaded hybrid multilevel inverter. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 3(6):789, 2011.
- [14] C. C. Bonilla and S. M. Tigga. Design and performance comparison of two-level and multilevel converters for hvdc applications. 2011.
- [15] A. Lega. *Multilevel converters: dual two-level inverter scheme*. PhD thesis, alma, 2007.
- [16] H. Keyhani and H. A. Toliyat. Flying-capacitor boost converter. In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 2311–2318. IEEE, 2012.
- [17] V. F. Pires, D. Foito, and J. F. Silva. Fault-tolerant multilevel topology based on three-phase h-bridge inverters for open-end winding induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(3):895–902, 2017. doi: 10.1109/TEC.2017.2693563.
- [18] V. Vladislavovich Plyusnin. Conversores Multinível Modulares para um Sistema de Transmissão de Corrente Contínua a Alta Tensão para Parques Eólicos Marinhos. 2014.
- [19] S. Foti, S. De Caro, A. Testa, L. Tornello, G. Scelba, and M. Cacciato. An open-end winding hybrid transformer. In *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 173–177. IEEE, 2020.
- [20] M. S. Mohammed and P. Rajeevan. Realization of a current controlled pwm based three level statcom using transformer with open-end windings. In *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, pages 1–6. IEEE, 2020.
- [21] N. M. Santos, V. F. Pires, and J. F. Silva. Study of the hvdc dual transmission system under faults in the power converters. In *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 1304–1309. IEEE, 2016.
- [22] J. P. Sucena Paiva. *Redes de Energia Elétrica: uma análise sistémica*. IST Press, 2011.
- [23] Modular matrix converter based solid state transformer for smart grids. *Electric Power Systems Research*, 136:189–200, 2016. ISSN 0378-7796. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.02.020>.
- [24] Y. Ahmad and S. F. Pinto. Cascade multilevel statcom as a solution to improve the voltage profile of a power grid. In *2018 International Young Engineers Forum (YEF-ECE)*, pages 109–114, 2018. doi: 10.1109/YEF-ECE.2018.8368948.
- [25] R. A. Alexandre, S. F. Pinto, and J. J. Santana. Energy storage system for grid connection and island operation. In *2016 IEEE International Smart Cities Conference (ISC2)*, pages 1–6, 2016. doi: 10.1109/ISC2.2016.7580737.

- [26] N. Jelani and M. Molinas. Stability investigation of control system for power electronic converter acting as load interface in ac distribution system. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 408–413, 2011. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984193.

Apêndice A

Tabelas e Modelo Desenvolvido

A.1 Tabela de estado dos semicondutores.

Estado dos semicondutores						V_α	V_β	Nº
S11	S12	S13	S21	S22	S23			
0	0	0	0	0	0	0.00	0.00	0
0	0	0	0	0	1	0.41	0.71	1
0	0	0	0	1	0	0.41	-0.71	2
0	0	0	0	1	1	0.82	0.00	3
0	0	0	1	0	0	-0.82	0.00	4
0	0	0	1	0	1	-0.41	0.71	5
0	0	0	1	1	0	-0.41	-0.71	6
0	0	0	1	1	1	0.00	0.00	7
0	0	1	0	0	0	-0.41	-0.71	8
0	0	1	0	0	1	0.00	0.00	9
0	0	1	0	1	0	0.00	-1.41	10
0	0	1	0	1	1	0.41	-0.71	11
0	0	1	1	0	0	-1.22	-0.71	12
0	0	1	1	0	1	-0.82	0.00	13
0	0	1	1	1	0	-0.82	-1.41	14
0	0	1	1	1	1	-0.41	-0.71	15
0	1	0	0	0	0	-0.41	0.71	16
0	1	0	0	0	1	0.00	1.41	17
0	1	0	0	1	0	0.00	0.00	18
0	1	0	0	1	1	0.41	0.71	19
0	1	0	1	0	0	-1.22	0.71	20
0	1	0	1	0	1	-0.82	1.41	21

0	1	0	1	1	0	-0.82	0.00	22
0	1	0	1	1	1	-0.41	0.71	23
0	1	1	0	0	0	-0.82	0.00	24
0	1	1	0	0	1	-0.41	0.71	25
0	1	1	0	1	0	-0.41	-0.71	26
0	1	1	0	1	1	0.00	0.00	27
0	1	1	1	0	0	-1.63	0.00	28
0	1	1	1	0	1	-1.22	0.71	29
0	1	1	1	1	0	-1.22	-0.71	30
0	1	1	1	1	1	-0.82	0.00	31
0	0	0	0	0	0	0.82	0.00	32
1	0	0	0	0	1	1.22	0.71	33
1	0	0	0	1	0	1.22	-0.71	34
1	0	0	0	1	1	1.63	0.00	35
1	0	0	1	0	0	0.00	0.00	36
1	0	0	1	0	1	0.41	0.71	37
1	0	0	1	1	0	0.41	-0.71	38
1	0	0	1	1	1	0.82	0.00	39
1	0	1	0	0	0	0.41	-0.71	40
1	0	1	0	0	1	0.82	0.00	41
1	0	1	0	1	0	0.82	-1.41	42
1	0	1	0	1	1	1.22	-0.71	43
1	0	1	1	0	0	-0.41	-0.71	44
1	0	1	1	0	1	0.00	0.00	45
1	0	1	1	1	0	0.00	-1.41	46
1	0	1	1	1	1	0.41	-0.71	47
1	1	0	0	0	0	0.41	0.71	48
1	1	0	0	0	1	0.82	1.41	49
1	1	0	0	1	0	0.82	0.00	50
1	1	0	0	1	1	1.22	0.71	51
1	1	0	1	0	0	-0.41	0.71	52
1	1	0	1	0	1	0.00	1.41	53
1	1	0	1	1	0	0.00	0.00	54
1	1	0	1	1	1	0.41	0.71	55
1	1	1	0	0	0	0.00	0.00	56
1	1	1	0	0	1	0.41	0.71	57
1	1	1	0	1	0	0.41	-0.71	58

1	1	1	0	1	1	0.82	0.00	59
1	1	1	1	0	0	-0.82	0.00	60
1	1	1	1	0	1	-0.41	0.71	61
1	1	1	1	1	0	-0.41	-0.71	62
1	1	1	1	1	1	0.00	0.00	63

Tabela A.1: Vetores de tensão em coordenadas α, β em função do estado de condução dos semicondutores.

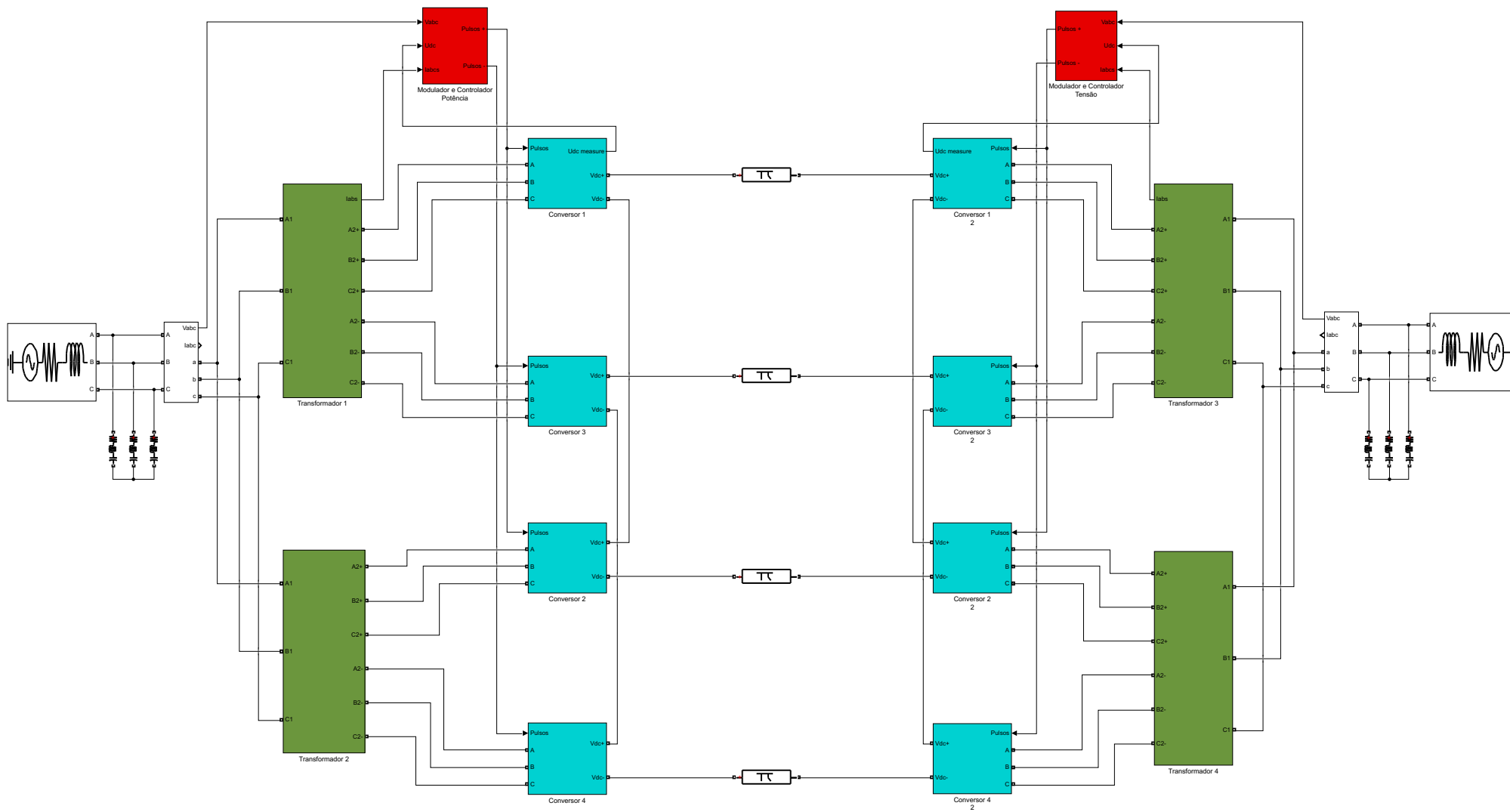
Estado de condução				Tensão de saída
T1	T2	T1'	T2'	VAO
0	1	1	0	$-U_{dc}$
0	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	0	0	1	U_{dc}

Tabela A.2: Combinações de comutação dos semicondutores, em representação binária, e respetiva tensão de saída para o conversor em pote H em cascata de 3 níveis.

Estados de condução								Tensão de saída
T11	T12	T21	T22	T11'	T12'	T21'	T22'	VAO
0	1	0	1	1	0	1	0	$-2U_{dc}$
1	1	0	1	0	0	1	0	$-U_{dc}$
0	1	0	0	1	0	1	1	$-U_{dc}$
0	0	0	1	1	1	1	0	$-U_{dc}$
0	1	1	1	1	0	0	0	$-U_{dc}$
0	0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	0	1	U_{dc}
1	0	1	1	0	1	0	0	U_{dc}
1	0	0	0	0	1	1	1	U_{dc}
1	1	1	0	0	0	0	1	U_{dc}
1	0	1	0	0	1	0	1	$2U_{dc}$

Tabela A.3: Combinações de comutação dos semicondutores, onde 1 significa em condução e 0 significa em bloqueio, e respetiva tensão AC de saída para o conversor em pote H em cascata de 5 níveis.

A.2 Modelo desenvolvido no programa de simulação numérica.



Apêndice B

Fichas técnicas

It is possible to add PDF files to the document, such as technical sheets of some equipment used in the work.

B.1 Ficha técnica semicondutor comandado HVIGBT CM750HG-130R

< HVIGBT MODULES >

CM750HG-130R

HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE

4th-Version HVIGBT (High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor) Modules

CM750HG-130R

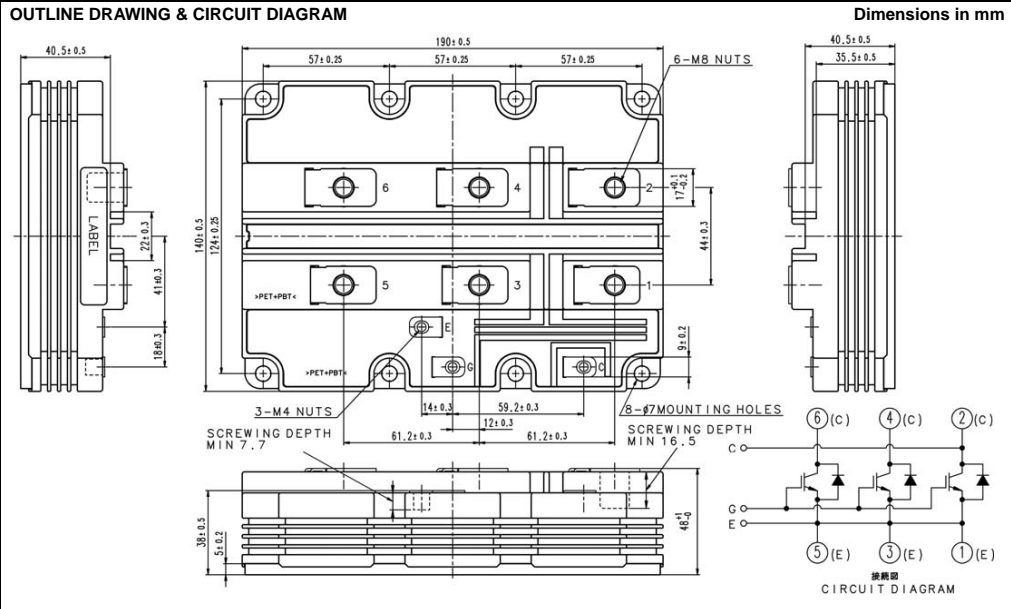


- I_C750A
- V_{CES}6500V
- 1-element in a pack
- High Insulated type
- LPT-IGBT / Soft Recovery Diode
- AISiC baseplate

APPLICATION

Traction drives, High Reliability Converters / Inverters, DC choppers

OUTLINE DRAWING & CIRCUIT DIAGRAM



< HVIGBT MODULES >

CM750HG-130R

HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE

4th-Version HVIGBT (High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor) Modules

MAXIMUM RATINGS

Symbol	Item	Conditions	Ratings	Unit
V_{CES}	Collector-emitter voltage	$V_{GE} = 0V, T_J = +125^\circ C$	6500	V
		$V_{GE} = 0V, T_J = +25^\circ C$	6300	
		$V_{GE} = 0V, T_J = -50^\circ C$	5700	
V_{GES}	Gate-emitter voltage	$V_{CE} = 0V, T_J = 25^\circ C$	± 20	V
I_C	Collector current	DC, $T_c = 95^\circ C$	750	A
		Pulse (Note 1)	1500	A
I_E	Emitter current (Note 2)	DC	750	A
		Pulse (Note 1)	1500	A
P_{tot}	Maximum power dissipation (Note 3)	$T_c = 25^\circ C$, IGBT part	10400	W
V_{iso}	Isolation voltage	RMS, sinusoidal, $f = 60Hz, t = 1 min.$	10200	V
V_e	Partial discharge extinction voltage	RMS, sinusoidal, $f = 60Hz, Q_{PD} \leq 10 pC$	5100	V
T_J	Junction temperature		$-50 \sim +150$	$^\circ C$
T_{JP}	Operating junction temperature		$-50 \sim +125$	$^\circ C$
T_{stg}	Storage temperature		$-55 \sim +125$	$^\circ C$
t_{psc}	Short circuit pulse width	$V_{CC} = 4500V, V_{CE} \leq V_{CES}, V_{GE} = 15V, T_J = 125^\circ C$	10	μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Item	Conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
I_{CES}	Collector cutoff current	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	$T_J = 25^\circ C$	—	—	24.0	mA
			$T_J = 125^\circ C$	—	24.0	—	
$V_{GE(th)}$	Gate-emitter threshold voltage	$V_{CE} = 10V, I_C = 75mA, T_J = 25^\circ C$	5.8	6.3	6.8	V	
I_{GES}	Gate leakage current	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0V, T_J = 25^\circ C$	-0.5	—	0.5	μA	
C_{iss}	Input capacitance	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0V, f = 100kHz$ $T_J = 25^\circ C$	—	136.0	—	nF	
C_{oss}	Output capacitance		—	8.6	—	nF	
C_{res}	Reverse transfer capacitance		—	4.0	—	nF	
Q_G	Total gate charge	$V_{CC} = 3600V, I_C = 750A, V_{GE} = \pm 15V$	—	10.5	—	μC	
V_{CEsat}	Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 750A$ (Note 4) $V_{GE} = 15V$	$T_J = 25^\circ C$	—	3.80	—	V
			$T_J = 125^\circ C$	—	4.80	5.60	
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{CC} = 3600V$ $I_C = 750A$ $V_{GE} = \pm 15V$	$T_J = 25^\circ C$	—	1.05	—	μs
			$T_J = 125^\circ C$	—	1.00	1.80	
t_r	Turn-on rise time	$R_{G(on)} = 3.3\Omega$ $L_s = 150nH$ Inductive load	$T_J = 25^\circ C$	—	0.18	—	μs
			$T_J = 125^\circ C$	—	0.20	0.50	
$E_{on(10\%)}$	Turn-on switching energy (Note 5)	$T_J = 25^\circ C$	—	3.35	—	J	
			$T_J = 125^\circ C$	—	4.10		—
E_{on}	Turn-on switching energy (Note 6)	$T_J = 25^\circ C$	—	3.50	—	J	
			$T_J = 125^\circ C$	—	4.40		—
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time	$V_{CC} = 3600V$ $I_C = 750A$ $V_{GE} = \pm 15V$	$T_J = 25^\circ C$	—	7.60	—	μs
			$T_J = 125^\circ C$	—	8.00	9.20	
t_f	Turn-off fall time	$R_{G(off)} = 33\Omega$ $L_s = 150nH$ Inductive load	$T_J = 25^\circ C$	—	0.40	—	μs
			$T_J = 125^\circ C$	—	0.45	1.00	
$E_{off(10\%)}$	Turn-off switching energy (Note 5)	$T_J = 25^\circ C$	—	3.10	—	J	
			$T_J = 125^\circ C$	—	4.60		—
E_{off}	Turn-off switching energy (Note 6)	$T_J = 25^\circ C$	—	3.40	—	J	
			$T_J = 125^\circ C$	—	4.90		—

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continuation)

Symbol	Item	Conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
V_{EC}	Emitter-collector voltage (Note 2)	$I_E = 750 \text{ A}$ (Note 4) $V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	3.30	—	V
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	3.40	4.20	
t_{rr}	Reverse recovery time (Note 2)		$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	0.65	—	μs
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	0.70	—	
I_{rr}	Reverse recovery current (Note 2)	$V_{CC} = 3600 \text{ V}$ $I_C = 750 \text{ A}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	800	—	A
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	900	—	
Q_{rr}	Reverse recovery charge (Note 2)	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{G(on)} = 3.3 \Omega$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	630	—	μC
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	900	—	
$E_{rec(10\%)}$	Reverse recovery energy (Note 2) (Note 5)	$L_s = 150 \text{ nH}$ Inductive load	$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	0.90	—	J
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1.70	—	
E_{rec}	Reverse recovery energy (Note 2) (Note 6)		$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	1.00	—	J
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1.80	—	

THERMAL CHARACTERISTICS

Symbol	Item	Conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$R_{th(j-c)Q}$	Thermal resistance	Junction to Case, IGBT part	—	—	12.0	K/kW
$R_{th(j-c)D}$		Junction to Case, FWDi part	—	—	22.0	
$R_{th(c-s)}$	Contact thermal resistance	Case to heat sink, $\lambda_{grease} = 1\text{W/m}^2\cdot\text{k}$, $D_{(c-s)} = 100\mu\text{m}$	—	6.0	—	K/kW

MECHANICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Item	Conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
M_t	Mounting torque	M8 : Main terminals screw	7.0	—	22.0	N·m
M_s		M6 : Mounting screw	3.0	—	6.0	N·m
M_t		M4 : Auxiliary terminals screw	1.0	—	3.0	N·m
m	Mass		—	1.4	—	kg
CTI	Comparative tracking index		600	—	—	—
d_a	Clearance		26.0	—	—	mm
d_s	Creepage distance		56.0	—	—	mm
$L_{P_{CE}}$	Parasitic stray inductance		—	15.0	—	nH
$R_{CC+EE'}$	Internal lead resistance	$T_C = 25^\circ\text{C}$	—	0.18	—	m Ω
r_g	Internal gate resistance	$T_C = 25^\circ\text{C}$	—	2.6	—	Ω

Note1. Pulse width and repetition rate should be such that junction temperature (T_j) does not exceed T_{jopmax} rating.

- The symbols represent characteristics of the anti-parallel, emitter to collector free-wheel diode (FWD).
- Junction temperature (T_j) should not exceed T_{jmax} rating (150°C).
- Pulse width and repetition rate should be such as to cause negligible temperature rise.
- $E_{on(10\%)}$ / $E_{off(10\%)}$ / $E_{rec(10\%)}$ are the integral of $0.1V_{CE} \times 0.1I_C \times dt$.
- Definition of all items is according to IEC 60747, unless otherwise specified.

B.2 Ficha técnica de linha de transmissão a alta tensão

HIGH VOLTAGE CABLE

Voltage		Conductor cross-section (mm ²)	Approx. outer diameter (mm)	Approx. weight (kg/km)	DC cond. resistance @20°C (Ω/km)	AC cond. resistance @90°C (Ω/km)	Capacitance (μF/km)	Current carrying capacity (A) ⚡	
U ₀ / U (kV)	Um (kV)							1-point earthed	Both-ends earthed
76/132	145	240	74	6340	0,075	0,097	0,141	492	469
		300	75	6950	0,060	0,078	0,158	556	523
		400	76	7725	0,047	0,062	0,178	631	585
		500	80	8895	0,037	0,049	0,194	715	650
		630	83	10465	0,028	0,039	0,208	806	718
		800	89	12690	0,022	0,032	0,231	900	784
		1000	92	14770	0,018	0,028	0,246	983	838
		1200	97	16505	0,015	0,020	0,266	1135	898
		1600	105	20615	0,011	0,016	0,297	1289	970
		2000	113	24850	0,009	0,013	0,330	1410	1020
		2500	120	29790	0,007	0,011	0,357	1521	1061
87/150	170	300	82	7640	0,060	0,078	0,142	555	523
		400	85	8675	0,047	0,062	0,153	631	586
		500	86	9630	0,037	0,049	0,172	715	652
		630	90	11235	0,028	0,039	0,184	806	719
		800	95	13510	0,022	0,032	0,203	901	786
		1000	99	15620	0,018	0,027	0,216	985	841
		1200	104	17470	0,015	0,020	0,235	1134	897
		1600	112	21650	0,011	0,016	0,261	1287	970
		2000	117	25595	0,009	0,013	0,301	1409	1020
		2500	124	30620	0,007	0,011	0,325	1522	1061
127/220	245	400	95	10050	0,047	0,062	0,138	627	583
		500	96	10960	0,037	0,049	0,153	711	649
		630	98	12340	0,028	0,039	0,169	802	716
		800	103	14680	0,022	0,032	0,185	896	782
		1000	107	16840	0,018	0,027	0,196	981	838
		1200	112	18615	0,015	0,020	0,211	1123	891
		1600	120	23080	0,011	0,016	0,229	1278	964
		2000	127	27320	0,009	0,013	0,257	1397	1012
		2500	134	32405	0,007	0,011	0,278	1509	1053

Current carrying capacity calculated considering the following conditions:

- Maximum conductor temperature = 90°C
- Cables directly buried: Ground temperature = 20°C • Depth of laying = 1,3m • Thermal resistivity of soil = 1,2K.m/W
- One Circuit

Aluminium conductor constructions

Voltage		Conductor cross-section (mm ²)	Approx. outer diameter (mm)	Approx. weight (kg/km)	DC cond. resistance @20°C (Ω/km)	AC cond. resistance @90°C (Ω/km)	Capacitance (μF/km)	Current carrying capacity (A) ⚡	
U ₀ / U (kV)	Um (kV)							1-point earthed	Both-ends earthed
36/60	72,5	240	57	3370	0,125	0,161	0,205	383	370
		300	59	3660	0,100	0,129	0,223	432	415
		400	63	4045	0,078	0,101	0,246	495	470
		500	66	4540	0,061	0,080	0,272	565	530
		630	68	4990	0,047	0,063	0,284	640	590
		800	74	5805	0,037	0,050	0,323	724	656

