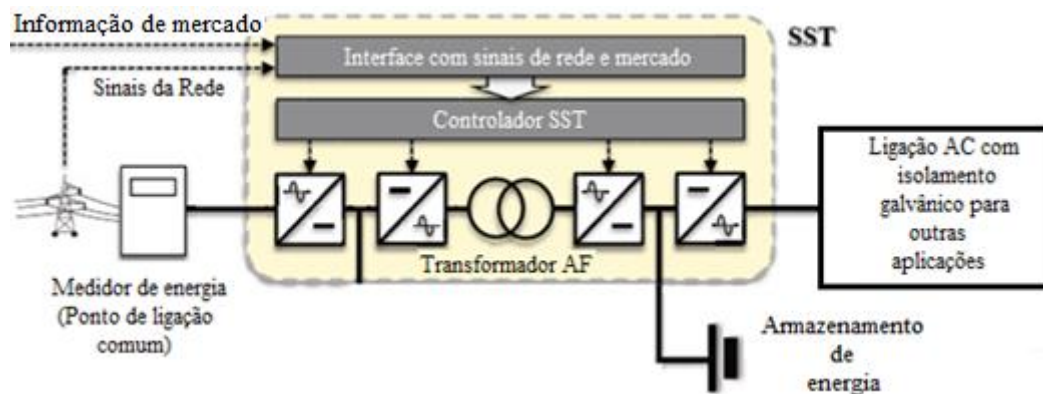


INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Sistemas de Conversão MT/BT de Elevada Frequência para Aplicações em Sistemas de Armazenamento de Energia

HUGO GERSON DUARTE SILVA

(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica –
Ramo de Energia

Orientadores:

Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa (ISEL/IPL)

Professor Miguel Cabral Ferreira Chaves (ISEL/IPL)

Júri:

Presidente: Professor Luís Manuel dos Santos Redondo (ISEL/IPL)

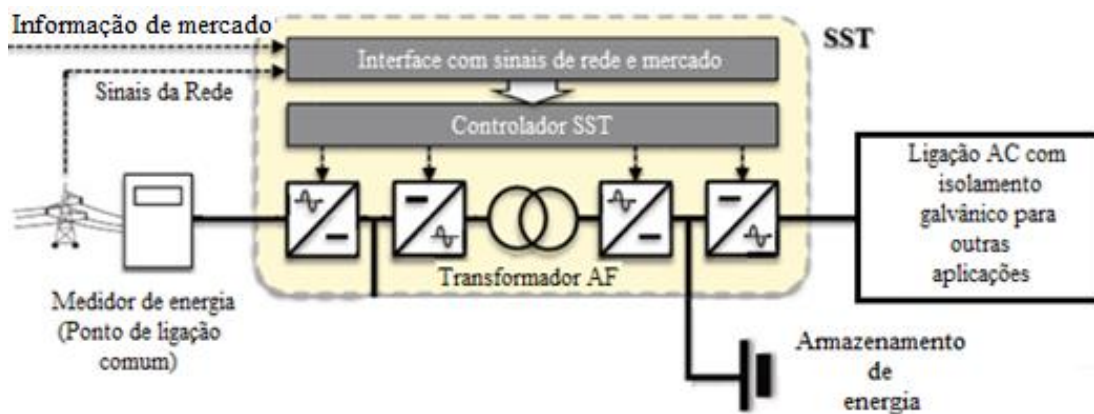
1º Vogal: Professora Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto (IST-UN, INESC-ID)

2º Vogal: Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa (ISEL/IPL)

Novembro 2021

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Sistemas de Conversão MT/BT de Elevada Frequência para Aplicações em Sistemas de Armazenamento de Energia

HUGO GERSON DUARTE SILVA

(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de mestre em Engenharia Eletrotécnica –
Ramo de Energia

Orientadores:

Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa (ISEL/IPL)

Professor Miguel Cabral Ferreira Chaves (ISEL/IPL)

Júri:

Presidente: Professor Luís Manuel dos Santos Redondo (ISEL/IPL)

1º Vogal: Professora Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto (IST-UN, INESC-ID)

2º Vogal: Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa (ISEL/IPL)

Novembro 2021

Agradecimentos

A execução deste trabalho só foi possível graças à colaboração de várias pessoas e identidades. Quero expressar o mais sincero agradecimento a todos os que, direta ou indiretamente, contribuíram para a sua realização, e destacar em particular:

Aos meus orientadores, Paulo Gambôa e Miguel Chaves, pela direção que deram ao trabalho, pelos seus incentivos, apoios e ensinamentos ao longo do processo.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, à Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação e à Comissão Coordenadora do Curso de Licenciatura e Mestrado em Engenharia Eletrotécnica.

Gostaria de agradecer o projeto financiado pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT) PTDC/EEI-EEE/32550/2017 – *Smart Transformer for Sustainable Grids*.

Aos meus pais, Jorge e Sandra por toda a força e motivação incondicional nos momentos mais difíceis.

Aos meus amigos Daniel Teixeira, João Pedro, Marisa Duarte, Filipe Ferreira, Raquel Gonçalves, João Crespo, António Oliveira, Bruno Pedro, Mafalda Barros, Gonçalo Neves, Luís Nunes, Jaime Leitão e Tiago Viegas.

À minha restante família.

Resumo

A presente dissertação de Mestrado tem como finalidade a realização de um estudo teórico e, uma simulação numérica de um sistema de conversão de energia em alta frequência, para aplicação num sistema na generalidade das cargas elétricas em baixa tensão (230/40V, 50Hz) e em particular num sistema de armazenamento de energia, neste caso, um volante de inércia.

Como ponto de partida, foi realizado um estudo teórico acerca dos transformadores de estado sólido (SST), visando as suas características, aplicações (gerais e em rede elétrica), mais valias, topologias comuns e sistemas de conversão. Posteriormente, abordou-se as diferentes tecnologias existentes nos sistemas de armazenamento de energia elétrica.

A topologia optada neste trabalho, foi a de três estágios com barramento DC de alta e baixa tensão.

Posto isto, procedeu-se à decomposição do modelo matemático dos conversores de potência, do sistema de armazenamento (volante de inércia), dos respetivos controladores (corrente, tensão e velocidade) e dos barramentos DC. Relativamente aos modelos matemáticos, foram efetuadas transformações de referenciais adequadas para a síntese dos controladores. Os controladores de tensão e velocidade, identificam-se como proporcionais e integrais, que têm como entrada os erros que resultam dos valores efetivos das grandezas e dos valores de referência. Quanto ao controlo de correntes, é executado por controlo histerético, que compara as correntes efetivas com as de referência, resultando, assim, em sinais de entrada para os dispositivos semicondutores.

Implementou-se todo o modelo matemático descrito anteriormente, no *software Matlab/Simulink*. De seguida, retirou-se, a partir deste programa, as formas de onda das correntes e tensões à entrada e saída dos conversores. Por fim, procedeu-se a uma análise relativa às formas de onda.

Palavras-chave: conversores de potência, transformadores de estado sólido, volante de inércia, modelo matemático, controladores, simulação numérica, *Matlab/Simulink*.

Abstract

The end goal of this master's dissertation is the compilation of a theoretical study and a numeric simulation of a high frequency energy conversion system to be applied on a general low voltage (230/400V, 50 HZ) electric loads and in particular in an energy storage system, in this case, a flywheel.

As a starting point it was made a theoretical study about Solid State Transformers (SST), focusing its characteristics, its general applications and electric grid applications, advantages and disadvantages, common topologies, and conversion systems. Approaching the existing technologies on energy storage systems afterwards.

As such, the chosen topology for this work was the high and low voltage three stage DC link.

Given this, it was made the decomposition of the power converters, storage system (flywheel), its respective converters (current, voltage and velocity) and DC link mathematical models. Within the mathematical models, it was also made transformations to the coordinates to ease the controllers comprehension. The velocity and voltage controllers are identified as PI controllers, these have as their entry point, the error, which is the difference between their real values and the reference values. It was used a hysteretic controller to execute the currents control, this compares the real values and the reference values resulting in entry signals for the semiconductor devices.

This way, the entire mathematical model previously mentioned was implemented in the Matlab/Simulink software. Finally, it was taken from the program, the currents and voltages waveforms at the converters entry and exit point to be later analyzed.

Keywords: power converters, solid state transformer, flywheel, mathematical model, controllers, numerical simulation, *Matlab/Simulink*.

Índice

Capítulo 1. Introdução.....	1
1.1. Enquadramento e Motivação	1
Capítulo 2. Estado da Arte	3
2.1. Transformador Tradicional.....	3
2.2. Transformador de Estado Sólido	4
2.2.1. Aplicações Gerais do SST	5
2.2.2. Aplicações dos SST na Rede Elétrica.....	7
2.2.3. Vantagens e Desvantagens dos SST	7
2.2.4. Topologias Utilizadas nos SST.....	8
2.2.5. Topologias dos Estágios de Conversão.....	12
2.3. Sistemas de Armazenamento de Energia.....	15
2.3.1. Classificação Geral das Tecnologias de Armazenamento de Energia	15
2.3.2. Sistema de Armazenamento do Tipo Bateria.....	16
2.3.3. Sistema de Armazenamento do Tipo Hidrogénio	18
2.3.4. Sistema de Armazenamento do Tipo Supercondutividade Magnética (SMES)	19
2.3.5. Sistema de Armazenamento do Tipo Volante de Inércia (<i>Flywheel</i>)	19
2.3.6. Sistema de Armazenamento do Tipo Supercondensadores	21
Capítulo 3. Modelos e Controlo do Sistema de Conversão, dos Conversores, da Máquina Elétrica e do Volante de Inércia	23
3.1. Modelo do Conversor AC/DC (Retificador Trifásico).....	23
3.1.1. Modelo no Referencial de Coordenadas 123	24
3.1.2. Modelo no Referencial de Coordenadas $\alpha\beta\gamma$	28
3.1.3. Modelo no Referencial de Coordenadas $dq0$	30
3.2. Modelo do Conversor DC/AC	33
3.3. Sincronismo com a Rede de Energia Elétrica	34
3.4. Transformador de Alta Frequência.....	35
3.4.1. Introdução	35
3.4.2. Modelo Matemático	35
3.5. Controlo dos Conversores	36
3.5.1. Balanço de Potências	36
3.5.2. Controlo das Tensões DC	39
3.5.3. Controlo das Correntes AC	42
3.5.4. Controlo da Tensão AC	43
3.5.5. Controlo de Velocidade	49

3.6. Dimensionamento dos Barramentos DC	52
3.7. Sistema de Armazenamento de Energia do Tipo Volante de Inércia	54
3.7.1. Modelo da Máquina Síncrona de Magnetos Permanentes	54
3.7.2. Modelo do Volante de Inércia.....	58
Capítulo 4. Simulação Numérica e Resultados Obtidos	63
4.1. Simulação Numérica.....	63
4.2. Resultados Obtidos da Simulação Numérica.....	78
4.2.1. Média Tensão.....	78
4.2.2. Baixa Tensão.....	83
Capítulo 5. Conclusões.....	91
5.1. Conclusões.....	91
5.2. Perspetivas futuras	92
Referências	93
Anexos.....	95
Anexo A – Matrizes Simplificadas.....	95
Anexo B – Transformação de Coordenadas 123 para $\alpha\beta$	97
Anexo C – Transformação de Coordenadas $\alpha\beta$ para dq0	100
Anexo D – Modelo Global	102

Lista de Figuras

Figura 2.1. Esquema geral de um Transformador Monofásico [Guru, 2001].	3
Figura 2.2. Nova geração de locomotivas [Kolar, 2016].	5
Figura 2.3. SST aplicado a Off-Shores [Kolar, 2016].	6
Figura 2.4. Esquema de uma Smart Grid [Kolar, 2011].	6
Figura 2.5. Vantagens e desvantagens dos SST [Kolar].	8
Figura 2.6. Estrutura básica do SST, adaptado de [Rathod,2014].	9
Figura 2.7. Possíveis Topologias do SST [Bignolo, 2010].	9
Figura 2.8. Conversor AC/AC estágio simples sem barramento DC [Fontana, 2015].	10
Figura 2.9. Dois estágios com barramento DC de baixa tensão (LVDC) [Fontana, 2015].	11
Figura 2.10. Três estágios com barramentos DC de baixa e alta tensão [Fontana, 2015].	12
Figura 2.11. Conversão AC/DC.	12
Figura 2.12. Neutral Point Clamped, adaptado [Rodriguez, 2009].	13
Figura 2.13. Flying Capacitor AC/DC Converter, adaptado [Rodriguez, 2009].	14
Figura 2.14. Conversor Cascade H-Bridge.	14
Figura 2.15. Relação entre potência específica e energia específica das SAE [Silva, 2007].	16
Figura 2.16. Sistema de armazenamento de energia por supercondutividade magnética (SMES), adaptado [Nadeem, 2019].	19
Figura 2.17. Esquema de um volante de inércia, adaptado de [Silva, 2007].	20
Figura 3.1. Modelo global, adaptado [Guerra, 2017].	23
Figura 3.2. Esquema do conversor AC/DC usado.	24
Figura 3.3. Esquema do conversor AC/DC simplificado.	25
Figura 3.4. Esquema do conversor DC/AC utilizado.	33
Figura 3.5. Esquema T do transformador.	36
Figura 3.6. Controlo de tensão de um barramento DC adaptado de [Gambôa a), 2019].	39
Figura 3.7. Circuito equivalente do barramento DC (dq) [Gambôa a), 2019].	40
Figura 3.8. Diagrama de blocos para controlo U_{dc} .	40
Figura 3.9. Largura de banda dos controladores histeréticos [Palma, 1999].	43
Figura 3.10. Circuito de princípio do lado AC do ondulator de tensão adaptado de [Gambôa a), 2019].	44
Figura 3.11. Sistema de controlo das tensões AC (dq), adaptado de [Gambôa a), 2019].	46
Figura 3.12. Diagrama blocos simplificado para controlo das tensões [Gambôa a), 2019].	47
Figura 3.13. Diagrama blocos do controlador PI [Gambôa a), 2019].	49
Figura 3.14. Controlo de velocidade [Palma, 1999].	50
Figura 3.15. Diagrama blocos para controlo velocidade.	50
Figura 3.16. Circuito trifásico com acoplamento magnético [Palma, 1999].	54
Figura 3.17. a) Descrição geométrica $\alpha\beta \rightarrow dq$ b) Circuito equivalente em dq0 [Palma, 1999].	55
Figura 3.18. Referencial fixo ao fluxo rotórico [Palma, 1999].	56
Figura 3.19. Esquema da forma física do volante de inércia.	59

Figura 4.1. Modelo simulação numérica.....	63
Figura 4.2. a)Bloco do subsistema REE; b) Parâmetros relativos ao subsistema REE.....	64
Figura 4.3. a) Bloco do subsistema Filtro RL; b) Parâmetros relativos ao subsistema Filtro RL.....	65
Figura 4.4. Parâmetros do conversor AC/DC média tensão.	65
Figura 4.5. Controlador de corrente média tensão.	66
Figura 4.6. Subsistema PI do controlador de corrente AC.....	66
Figura 4.7. Limitador de corrente do controlador de corrente AC.....	67
Figura 4.8. Estimador de fase do controlador de corrente.	67
Figura 4.9. Subsistema de sincronismo com a rede elétrica.....	68
Figura 4.10. Blocos para a transformação de coordenadas.	68
Figura 4.11. a) Controlador histerético; b) Bloco relay do controlador histerético.	69
Figura 4.12. Barramento DC.	69
Figura 4.13. Parâmetros dos semicondutores de média tensão	70
Figura 4.14. Controlador de tensão MV.....	71
Figura 4.15. Estimador de fase do controlador de tensão.	71
Figura 4.16. Subsistema PI do controlador de tensão.	72
Figura 4.17. Limitador de corrente do controlador de tensão.	72
Figura 4.18. Controlador histerético do controlador de tensão.	73
Figura 4.19. Filtro LC.	73
Figura 4.20. Parâmetros dos componentes do filtro LC.....	74
Figura 4.21. a) Bloco transformador TAF; b) Parâmetros do transformador TAF.....	74
Figura 4.22. Parâmetros dos semicondutores do conversor DC/AC do SAE.	76
Figura 4.23. Parâmetros da máquina PMSM e do volante de inércia.	76
Figura 4.24. Subsistema controlador de velocidade.....	77
Figura 4.25. Controlador PI do controlo de velocidade com suspensão da ação integral.....	78
Figura 4.26. Tensões na REE, usaMV, usbMV, uscMV.	79
Figura 4.27. Correntes na REE e correntes de referência, isaMV, isbMV, iscMV.	79
Figura 4.28. Tensão no barramento DC (MV) e sua referência, uCMVDC.	80
Figura 4.29. Componente ativa da tensão de saída do ondulator (MV), UoMVLd.	80
Figura 4.30. Componente reativa da tensão de saída do ondulator (MV), UoMVLq.	81
Figura 4.31. Correntes de saída do ondulator (MV), ioaMV, iobMV, iocMV.	81
Figura 4.32. Tensões à saída do ondulator (MV), uoaMV, uobMV, uocMV.	82
Figura 4.33. Correntes no primário do transformador, ipaMV, ipbMV, ipcMV.	82
Figura 4.34. Tensões à entrada do retificador (LV), usaLV, usbLV, uscLV.....	83
Figura 4.35. Correntes à entrada do retificador e suas referências (LV), isaLV, isbLV, iscLV.	83
Figura 4.36. Tensão do barramento DC (LV) e sua referência, uCLVDC.	84
Figura 4.37. Componente ativa da tensão de saída do ondulator (LV), uoLVLd.	84
Figura 4.38. Componente reativa da tensão de saída do ondulator (LV), uoLVLq.	85
Figura 4.39. Tensões à saída do ondulator (LV), uoaLV, uobLV, uocLV.....	85
Figura 4.40. Correntes à saída do ondulator (LV), ioa, iob, ioc.....	86
Figura 4.41. Velocidade real ω e referência ω_{Ref}	86
Figura 4.42. Correntes do estator isa, isb, isc.....	87
Figura 4.43. Corrente do estator isa regime permanente.....	87

Lista de Tabelas

Tabela 2.1. Vantagens e desvantagens dos transformadores tradicionais.....	4
Tabela 2.2. Vantagens / Desvantagens Baterias [Silva, 2007].....	17
Tabela 2.3. Visão geral das baterias [Silva, 2007].....	17
Tabela 2.4. Vantagens / Desvantagens hidrogénio [Silva, 2007].....	18
Tabela 2.5. Vantagens / Desvantagens volante de inércia [Silva, 2007].	20
Tabela 2.6. Visão geral dos volantes de inércia [Silva, 2007].	21
Tabela 2.7. Vantagens / Desvantagens supercondensadores [Silva, 2007].....	21
Tabela 2.8. Visão geral dos supercondensadores [Silva, 2007].	22
Tabela 3.1. Tensões simples em função das funções de comando dos semicondutores.....	26
Tabela 3.2. Parâmetros do transformador (pu) [Pacheco, 2020].....	36
Tabela 4.1. Parâmetros do subsistem REE.....	64
Tabela 4.2. Parâmetros do subsistema Filtro RL.	65
Tabela 4.3. Parâmetros do subsistema PI.....	67
Tabela 4.4. Parâmetros do controlador histerético.	69
Tabela 4.5. Parâmetros barramento DC.	70
Tabela 4.6. Parâmetros do subsistema PI do controlador de tensão.	72
Tabela 4.7. Parâmetros do controlador histerético (controlador de tensão).....	73
Tabela 4.8. Parâmetros do filtro LC.....	74
Tabela 4.9. Parâmetros da baixa tensão.	75
Tabela 4.10. Parâmetros das variáveis conjuntas da máquina e volante de inércia.	77
Tabela 4.11. Taxa de distorção harmónica (THD) das grandezas simuladas.	88

Lista de Acrónimos

AC	Alternate Current (Corrente Alternada)
AC/AC	Conversão eletrónica com grandezas AC na entrada e na saída
AC/DC	Conversão eletrónica com grandezas elétricas AC em DC
BT	Baixa Tensão
DC	Direct Current (Corrente Contínua)
DC/AC	Conversão eletrónica com grandezas elétricas DC em AC
DES	Distributed Energy Storage
FC	Flying Capacitor
AT	Alta Tensão
HVAC	High Voltage AC
HVDC	High Voltage DC
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LV	Low Voltage
LVAC	Low Voltage AC
LVDC	Low Voltage DC
MT	Média Tensão
MV	Medium Voltage
NPC	Neutral Point Clamped
PI	Proporcional Integral
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine
PSM	Pulse Shift Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
REE	Rede de Energia Elétrica
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
SMES	Superconducting Magnetic Energy Storage
SST	Solid State Transformer
UPS	Uninterruptible Power Supply
V _{in}	Input Voltage
V _{out}	Output Voltage
VSI	Voltage Source Inverter

Lista de Símbolos

C	Capacidade
C_{DCLINK}	Capacidade do condensador de interligação entre conversores
C_{MVDC}	Capacidade do condensador de interligação entre conversores de média tensão
C_{LVDC}	Capacidade do condensador de interligação entre conversores de baixa tensão
$[C]$	Matriz de transformação de Concordia
$[C]^T$	Transposta da matriz da transformação de Concordia
$dq0$	Sistema de coordenadas de Park
e_α, e_β	Tensão segundo a componente α e β
e_1, e_2, e_3	Tensão da rede trifásica na primeira, segunda e terceira fases, respectivamente
e_d, e_q	Tensão segundo a componente direta e inversa
FS	Fluxo numa bobina
f_α, f_β	Funções de comando dos semicondutores segundo a componente α e β
f_1, f_2, f_3	Funções de comando dos semicondutores
f_d, f_q	Funções de comando dos semicondutores segundo a componente direta e inversa, respectivamente.
f_{REDE}	Frequência da rede
i	Corrente
i_1, i_2, i_3	Correntes da rede trifásica
i_{123}	Correntes no sistema de coordenadas 123
i_C	Corrente no condensador do barramento DC
i_{dq}	Correntes no sistema de coordenadas dq
i_o	Corrente da carga
i_{CMVDC}	Corrente do barramento DC
i_R	Corrente à saída do conversor
$i_{\alpha\beta}$	Correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta$
$i_{sa}MV$	Corrente da linha de média tensão na fase a
$i_{sb}Mv$	Corrente da linha de média tensão na fase b
$i_{sc}MV$	Corrente da linha de média tensão na fase c
J	Momento de inércia
k_i	Constante integral
L	Indutância
L_1, L_2, L_3	Filtro indutivo da rede trifásica
$L_{sa}MV$	Indutância da linha de média tensão na fase a
$L_{sb}MV$	Indutância da linha de média tensão na fase b
$L_{sc}MV$	Indutância da linha de média tensão na fase c
NS	Número de espiras numa bobina
p	Potência instantânea
P	Potência ativa
$[P]$	Matriz transformação de Park
$[P]^T$	Transposta da matriz de transformação de Park
Q	Potência reativa
R	Resistência
R_1, R_2, R_3	Resistência de linha da rede trifásica
R_{eq}	Resistência equivalente

R_{saMV}	Resistência da linha de média tensão na fase a
R_{sbMV}	Resistência da linha de média tensão na fase b
R_{scMV}	Resistência da linha de média tensão na fase c
S	Potência aparente
S_1, S_2, S_3	Semicondutores superiores para os 3 braços/ramos
S_1', S_2', S_3'	Semicondutores inferiores para os 3 braços/ramos
T_e	Binário elétrico
T_m	Binário mecânico
T_r	Binário resistente
U_{dc}	Tensão no barramento DC
u_{CMVDC}	Tensão no barramento DC de média tensão
u_d, u_q	Tensão segundo a componente direta e inversa
u_{REE}	Tensão da rede de energia elétrica
u_{saMV}	Tensão da linha de média tensão na fase a
u_{sbMV}	Tensão da linha de média tensão na fase b
u_{scMV}	Tensão da linha de média tensão na fase c
u_α, u_β	Tensão segundo a componente α e β
V_A, V_B, V_C	Tensões da rede trifásica
X_{123}	Grandeza em coordenadas 123
$X_{\alpha\beta\gamma}$	Grandeza em coordenadas $\alpha\beta\gamma$
X_{dq0}	Grandeza em coordenadas dq0
$\alpha\beta\gamma$	Sistema de coordenadas Alfa Beta Gama
θ	Desfasamento entre α e d
Δ	Largura de banda dos controladores histeréticos
φ	Desfasamento entre a primeira harmónica da tensão e corrente
τ_e	Atraso estatístico
τ_c	Constante do controlador PI
τ_a	Constante do controlador PI
ω	Velocidade angular

Capítulo 1. Introdução

1.1. Enquadramento e Motivação

Com o passar dos anos, a preocupação de aprimorar cada vez mais a qualidade da energia elétrica tem vindo a aumentar, nomeadamente no contexto de armazenamento de energia elétrica, seja para consumo próprio, para emergências ou distribuição. Nesta dissertação é estudada uma tecnologia que permite, independentemente do sistema de armazenamento de energia ou estrutura da rede elétrica, uma diminuição da perturbação causada na rede elétrica e assim, um aumento da qualidade de energia da mesma. Essa tecnologia tem como nome, Transformador de Estado Sólido (SST).

O SST, sendo um transformador de alta frequência, utiliza dispositivos eletrónicos de potência para conseguir isolamento e converter níveis de tensão diferentes. Existem várias topologias para este transformador, sem consenso de qual seja a melhor. Esta tecnologia é ótima para o armazenamento de energia elétrica, porque independentemente do tipo de armazenamento escolhido, AC ou DC, este transformador permite trabalhar em qualquer uma das situações.

O modelo matemático que será realizado neste projeto, terá um teor importante para a sua implementação, no *software Matlab/Simulink*.

Esta dissertação irá incidir num sistema de conversão MT/BT, a elevada frequência, acoplado a um sistema de armazenamento de energia, um volante de inércia. Estes sistemas poderão ser úteis, como por exemplo, no que diz respeito a sistemas de socorro para centrais nucleares.

Assim sendo, através do desenrolar da presente dissertação, tentarei obter respostas à questão principal: “Será possível a implementação de um sistema de conversão MT/BT num sistema de armazenamento de energia elétrica?”.

A presente dissertação terá como foco o volante de inércia como sistema de armazenamento e com base na simulação computacional, irei obter, respostas para a questão anterior.

Este documento encontra-se dividido em cinco parte, referências bibliográficas e anexos.

O primeiro capítulo é constituído pela introdução, onde é apresentado o tema abordado, bem como os objetivos e estrutura do documento.

O segundo capítulo, refere-se ao estado da arte, no qual são explorados temas como, a constituição dos SST, características, mais valias e topologias, bem como sistemas de conversão e sistemas de armazenamento de energia elétrica.

No terceiro capítulo, estão presente os modelos matemáticos dos conversores, controladores, máquina síncrona de magnetos permanentes e volante de inércia, que serão utilizados posteriormente no capítulo seguinte.

Em relação ao capítulo quatro, serão apresentados gráficos do sistema global que por sua vez, irão ser sujeitos a uma análise.

Por último, como capítulo quinto, encontram-se as conclusões e possíveis respostas à questão principal da dissertação, como também, perspectivas de desenvolvimentos futuros do tema apresentado.

Assim, espero conseguir reunir todas as condições necessárias de forma a auxiliar futuros projetos, dentro da mesma área de investigação.

Capítulo 2. Estado da Arte

2.1. Transformador Tradicional

O transformador tradicional é constituído por dois ou mais enrolamentos, ligados magneticamente por um núcleo ferromagnético. Este núcleo é constituído por chapa laminada, a fim e reduzir as perdas por histerese e correntes de *Foucault*. Os transformadores apresentam um enrolamento primário, que recebe energia elétrica e um enrolamento secundário, que fornece energia elétrica. Na Figura 2.1, observa-se que, nos transformadores, os enrolamentos primário e secundário, estão eletricamente isolados, mas magneticamente acoplados, sendo assim, o transito de energia entres os circuitos tem por base a lei da indução de Faraday.

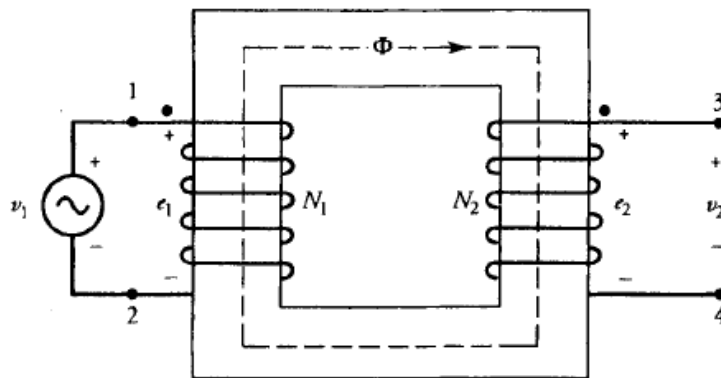


Figura 2.1. Esquema geral de um Transformador Monofásico [Guru, 2001].

Os transformadores de distribuição tradicionais, são bastante utilizados à saída das centrais de forma a elevar a tensão proveniente das centrais para o transporte e distribuição, como também para a redução de tensão nas subestações para a distribuição ao consumidor. O processo de aumento de tensão numa rede elétrica, apresenta como resultado, uma diminuição de perdas por efeito de Joule. Habitualmente os transformadores de potência possibilitam uma regulação de tensão até 5%, mas não de frequência, ou seja, a frequência mantém-se do primário para o secundário.

Sendo assim, numa rede elétrica, os transformadores são bastante importantes, na medida em que permitem alterar os níveis de tensão necessários para o transporte (muito alta tensão), distribuição (alta/média tensão) ou utilização (baixa tensão).

Em relação à dimensão e peso dos transformadores tradicionais, tendem a aumentar significativamente, com o aumento da tensão. As vantagens e desvantagens típicas nos transformadores tradicionais utilizados em redes de energia elétrica, estão apresentadas na Tabela 2.1 [Kolar, 2016]

Tabela 2.1. Vantagens e desvantagens dos transformadores tradicionais.

Vantagens	Desvantagens
Relativamente barato	Queda de tensão em carga
Elevada robustez	Perdas sem carga
Elevada fiabilidade	Sem controlo direto (regulação de tensão em vazio e por escalões)
Alta eficiência (98,5%...99.5%)	Sensibilidade às harmónicas das correntes de saída
Limitação de corrente de curto-circuito	Flutuações de tensão
	Não permite regulação de frequência
	Não permite correção do fator de potência
	Não permite mitigação de problemas de qualidade de energia elétrica

2.2. Transformador de Estado Sólido

Os *Solid State Transformer* (SST), são uma alternativa aos transformadores tradicionais e permitem resolver a maior parte das desvantagens apresentadas por estes, na Tabela 2.1. Por outro lado, apresentam uma eficiência inferior na ordem dos 90%...95% e um preço superior devido ao incremento de eletrónica de potência. Posto isto, ainda existe muito trabalho a ser feito e investigado, para o SST conseguir ter a mesma fiabilidade que o transformador tradicional [Kolar, 2011].

O SST é considerado uma inovação no mundo da engenharia. Ao contrário do transformador de baixa frequência (tradicional), as vantagens deste tipo de transformador são as seguintes [Merwe, 2009; Bhattacharya, 2010]:

- Devido ao uso de eletrónica de potência, o transformador é altamente controlado;
- Ao conter um transformador de alta frequência e as dimensões serem inversamente proporcionais à frequência, resulta um transformador mais reduzido;
- O conversor AC/DC atua como um corretor do fator de potência e assim consegue-se um fator de potência unitário ou regulável;

- Não é afetado por flutuações de tensão;
- Mantém a potência de saída por alguns ciclos devido à energia armazenada no condensador da ligação DC;
- Funciona como interruptor, uma vez que, se os dispositivos eletrônicos forem desligados, o trânsito de energia é interrompido;
- Detecção e proteção rápida de falhas.

2.2.1. Aplicações Gerais do SST

Pelas inúmeras vantagens do SST, existem várias aplicações onde seria interessante inserir este transformador, dentro das quais se destacam [Kolar, 2011; Kolar, 2016]:

1. *Sistemas de Tração Elétrica*

Neste ramo, o transformador utilizado representa 15% do peso total de uma locomotiva. A implementação do SST nestes sistemas, favorece a redução de peso e tamanho, com acréscimo de melhorar a eficiência e mitigar harmônicas.

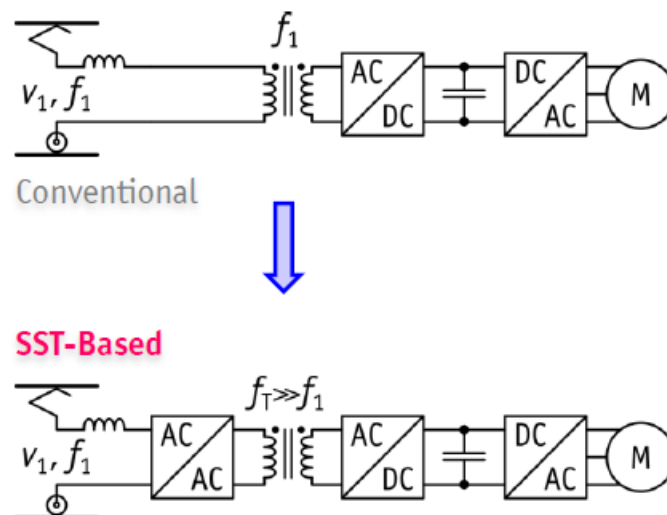


Figura 2.2. Nova geração de locomotivas [Kolar, 2016].

2. Sistemas de Energia Off-Shore

A implementação do SST fará com que o tamanho da instalação diminua e consequentemente haja uma diminuição do custo destas plataformas. Uma das maiores vantagens é a capacidade deste transformador alcançar o fator de potência unitário e assim, melhorar a eficiência na transmissão de energia elétrica.

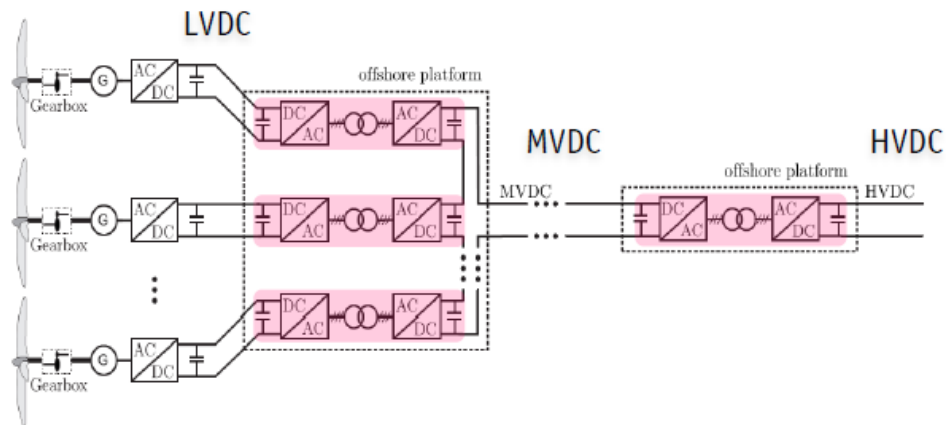


Figura 2.3. SST aplicado a Off-Shores [Kolar, 2016].

3. Smart Grid

A aposta em energias renováveis é cada vez maior, sendo necessário um sistema de distribuição de energia mais eficiente. Dito isto, o SST vem proporcionar um controlo aprimorado do trânsito de energia, no sentido de conseguir controlar perturbações nas tensões ao longo da rede, como por exemplo quedas de tensão.

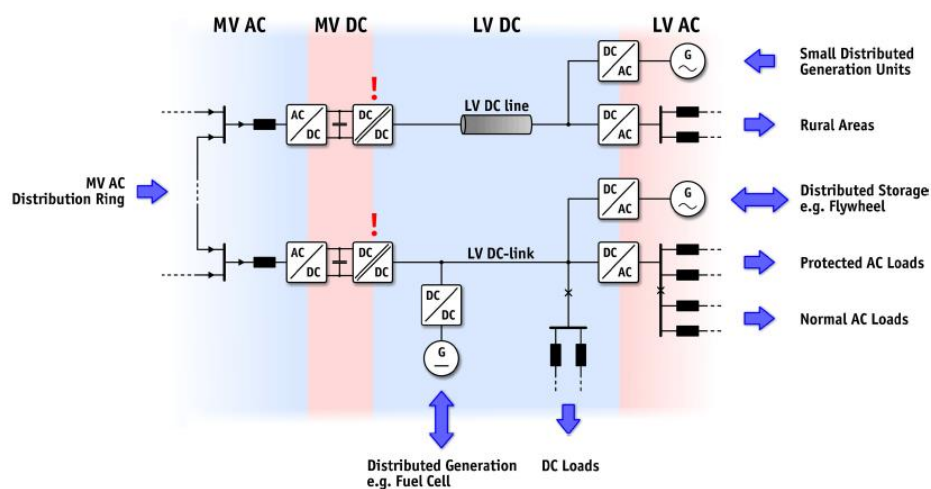


Figura 2.4. Esquema de uma Smart Grid [Kolar, 2011].

2.2.2. Aplicações dos SST na Rede Elétrica

Para aplicações relacionadas com a rede elétrica, são possíveis os seguintes cenários [Wang,2009]:

1. Ligação entre a fonte de energia elétrica e a carga ou rede de distribuição/transporte:

Neste caso, o SST deve rastrear a frequência da fonte elétrica e ter um controle de tensão DC constante no lado da fonte. A troca de potência reativa entre a fonte e o SST pode ser manuseada de forma flexível, dependendo da fonte e poderá assim, permitir o transporte de energia da fonte para a carga com fator de potência unitário. Desta forma resulta um melhor trânsito de potência ativa.

2. Ligação entre duas redes de energia elétrica:

Se duas redes elétricas estiverem interconectadas por um transformador tradicional, estas têm de ter a mesma frequência e operar sincronizadas. Sendo assim, a aplicação do SST neste caso, permitirá conectar duas redes que não precisam de estar sincronizadas, podem trabalhar a frequências diferentes, permite controlar o trânsito de potência ativa e compensar a potência reativa das duas redes.

3. Ligação entre rede MT e BT:

Ao contrário do transformador tradicional, o SST pode controlar a quantidade de potência ativa que transita entre as redes MT e BT. Neste caso é útil, principalmente se a rede BT tiver nela contida fontes de energia como painéis fotovoltaicos, células de combustível ou microturbinas. Estas fontes irão fornecer várias formas de energia elétrica e conectar estas fontes a uma rede tradicional AC pode ser um desafio. Sendo assim, a utilização do SST permite limitar a quantidade de energia que transita bidireccionalmente em diferentes pontos da rede, impedindo sobrecargas das linhas da rede de energia elétrica.

2.2.3. Vantagens e Desvantagens dos SST

Os SST apresentam várias vantagens e aplicações, mas qual a razão para não ser amplamente utilizado mundialmente? Atualmente, este tipo de transformador, ainda apresenta muitos desafios por ultrapassar, devido à inovação constante desta tecnologia. Com o amadurecimento dos SST, as suas barreiras serão trespassadas. As desvantagens do SST face ao transformador tradicional são as seguintes [Mouton, 2009]:

- Para a primeira geração do SST, o preço é maior comparado com o transformador tradicional. Isto mudará com o decréscimo do preço dos semicondutores, o que resultará um decréscimo do preço final do SST. O aumento do preço dos recursos, como o cobre e ferrite, para a construção do transformador tradicional, fará do SST uma excelente opção;
- Dada a complexa natureza do SST, este torna-se menos fiável que o transformador tradicional. No entanto com o amadurecimento da tecnologia, este fator poderá alterar, principalmente com a evolução da eletrónica de potência;
- A eficiência do SST é difícil de comparar com o transformador tradicional. Ainda não é possível ter certeza de qual será a eficiência de um SST “maduro”, uma vez que os valores teóricos, variam entre 90% e 98,1%, sendo o valor de eficiência do transformador tradicional maior. Por outro lado, considerando a redução de harmónicas e fator de potência unitário, o desempenho do SST é superior.

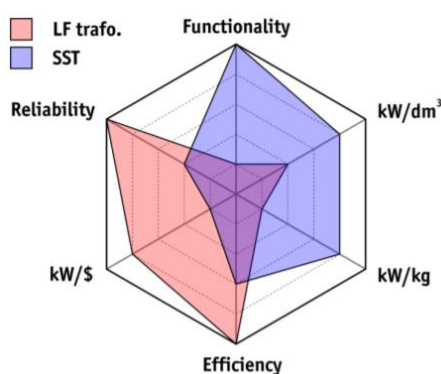


Figura 2.5. Vantagens e desvantagens dos SST [Kolar].

2.2.4. Topologias Utilizadas nos SST

O SST consiste em alguns conversores estáticos de potência que operam sinergicamente e que estão ligados em série com o transformador de alta frequência. O isolamento galvânico é obtido através do transformador de alta frequência. A estrutura fundamental do SST está representada na Figura 2.6.

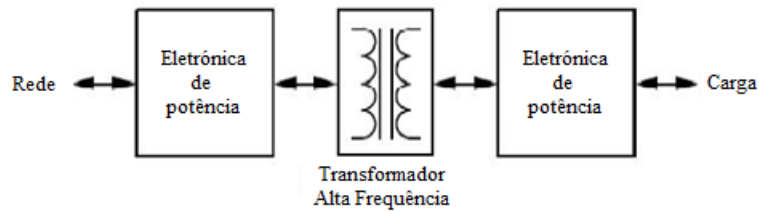


Figura 2.6. Estrutura básica do SST, adaptado de [Rathod,2014].

Existem várias arquiteturas de SST, mas as suas topologias podem ser classificadas em quatro categorias [Bignucolo, 2010]:

1. Estágio simples sem barramento DC (Figura 2.7a);
2. Dois estágios com barramento DC de baixa tensão (LVDC) (Figura 2.7b);
3. Dois estágios com barramento DC de alta tensão (HVDC) (Figura 2.7c);
4. Três estágios com barramentos DC de baixa e alta tensão (Figura 2.7d).

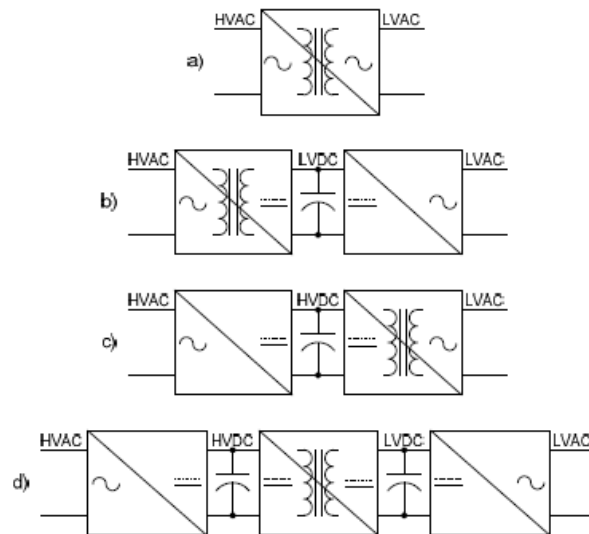


Figura 2.7. Possíveis Topologias do SST [Bignolo, 2010].

A topologia na Figura 2.7a), apresenta um controle simples, mas a ausência do barramento DC impede esta topologia de oferecer outras possibilidades. As topologias b) e c) apresentam melhor desempenho, uma vez que possibilitam a compensação da potência reativa e a regulação das tensões e correntes, tanto no primário como no secundário do transformador. Por outro lado, o sistema de controle torna-se mais complexo [Bignolo, 2010].

A topologia d) é a mais adequada para o SST, uma vez que permite uma ampla controlabilidade, altos desempenhos, entre outras capacidades. Os dois barramentos DC que separam a AT da BT, permitem um melhor controlo das tensões e correntes em ambos os lados.

2.2.4.1. Estágio Simples Sem Barramento DC

Esta arquitetura contém um conversor AC/AC e um transformador de alta frequência que garante o isolamento entre as duas tensões AT e BT. O conversor AC/AC deve ser escolhido de modo que, os dispositivos semicondutores permitam o fluxo de energia bidirecional. Sendo assim, é necessário a utilização de um conversor de quatro quadrantes composto por módulos de IGBTs em paralelo com díodos, como representado na Figura 2.8. A primeira ponte permitirá a alteração da frequência de baixa para alta e, a segunda ponte, será o oposto da anterior, ou seja, permitirá alterar a frequência de alta para baixa. A onda de tensão de saída da primeira ponte, tem de ter o mesmo valor de amplitude, apenas a frequência é que se irá alterar. Este procedimento gera harmónicas, o que requer o dimensionamento e utilização de filtros. Em termos de vantagens, o controlo é mais simples e o custo e o peso são reduzidos. O maior inconveniente, é a ausência do barramento DC, que iria permitir a implementação de várias funcionalidades, como o controlo de potência reativa.

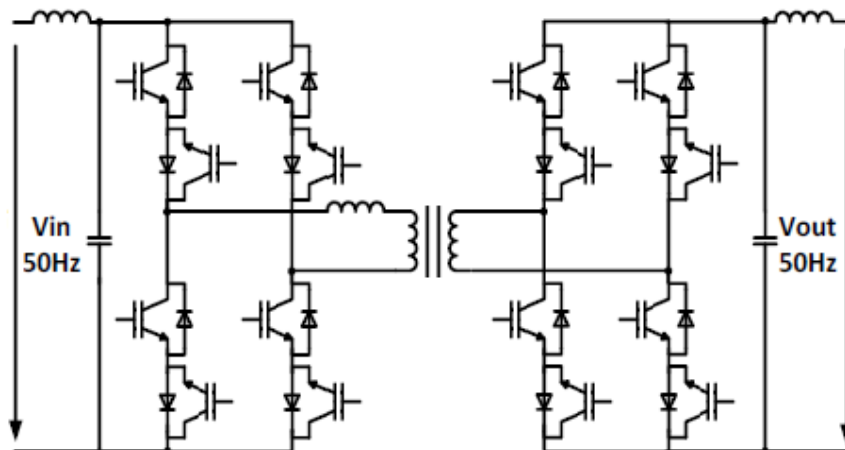


Figura 2.8. Conversor AC/AC estágio simples sem barramento DC [Fontana, 2015].

2.2.4.2. Dois Estágios Com Barramento DC de Baixa Tensão (LVDC)

De acordo com a Figura 2.7b), observa-se que existem dois tipos de conversão, primeiro AC/DC e posteriormente DC/AC com um transformador de alta frequência. Ao contrário da arquitetura anterior, o barramento DC presente, permite várias funcionalidades, explicitadas anteriormente. Em relação ao controlo, o conversor AC/DC, tal como na arquitetura anterior, é controlado com o envio de um sinal para cada célula de IGBTs. O conversor DC/AC é controlado por *Pulse Width Modulation* (PWM).

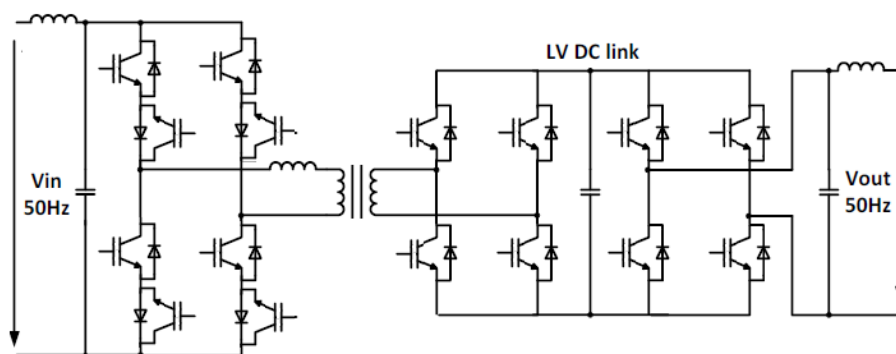


Figura 2.9. Dois estágios com barramento DC de baixa tensão (LVDC) [Fontana, 2015].

2.2.4.3. Dois Estágios Com Barramento DC de Alta Tensão (ATDC)

Nesta arquitetura, tal como na arquitetura da Figura 2.7b), possui um barramento DC, mas neste caso, encontra-se do lado AT ou MT. Ao contrário da anterior, esta aplicação não é adequada para integração dos armazenamentos de energia distribuídos (DES). Em vez disso, é mais adequada para aplicações na rede de distribuição elétrica.

2.2.4.4. Três Estágios Com Barramentos DC de Baixa e Alta Tensão

A arquitetura da Figura 2.7d) é a mais adequada na implementação de um SST. Este esquema tem vários estágios de conversão, nomeadamente, AC/DC, DC/DC e DC/AC. A conversão DC/DC facilita o controlo das tensões e correntes de ambos os lados, como também evita a propagação de perturbações que aconteçam em um dos lados, AT ou BT. Esta aplicação é vantajosa, nomeadamente, porque oferece alto desempenho, permite a bidirecionalidade do trânsito de energia, a compensação de potência reativa e de flutuações de tensão. Os conversores

AC/DC e DC/AC são controlados por PWM e o conversor DC/DC por *Phase Shift Modulation* (PSM).

Esta solução será estudada em pormenor nesta dissertação.

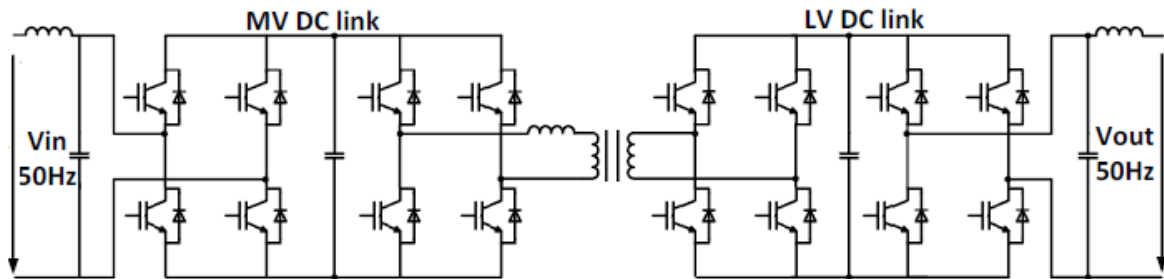


Figura 2.10. Três estágios com barramentos DC de baixa e alta tensão [Fontana, 2015].

2.2.5. Topologias dos Estágios de Conversão

2.2.5.1. Conversão AC/DC

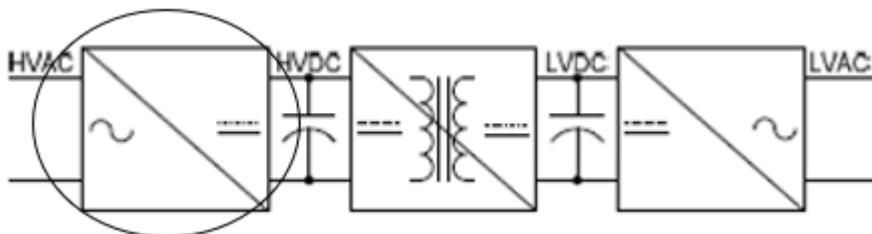


Figura 2.11. Conversão AC/DC.

A conversão AC/DC interliga a HVAC da rede com o barramento LVDC. Para a utilização desta topologia, é necessário a aplicação da tecnologia de multinível. A tecnologia multinível tem várias topologias, as mais comuns na implementação dos SST, são as seguintes:

- Conversores de ponto neutro (*Neutral point clamped (NPC)*) ou com diodos (*diode-clamped*);
- Conversor com condensador variável (*Flying capacitor converter*);
- Conversor ponte H em cascata (*Cascade H-bridge*).

O conversor NPC, é constituído por vários inversores de fonte de tensão (VSIs), com pequenas alterações, conectados entre si. Na Figura 2.13., está representado o conversor NPC de três níveis. O ponto negativo do conversor superior é conectado com o ponto positivo para

formar um novo valor de tensão de saída. As saídas originais são ligadas através de dois *clamping diodes* para formar o ponto neutro N, dividindo o barramento DC V_{DC} em dois. Devido a esta divisão, cada dispositivo de potência, tem de bloquear apenas, metade da tensão do conversor, portanto a potência nominal do conversor pode ser duplicada usando a mesma tecnologia de semicondutores, usada nos VSIs. Uma vez que o ponto N permite um nível de tensão zero, a Figura 2.13 permite gerar três níveis diferentes de tensão [Rodriguez, 2009].

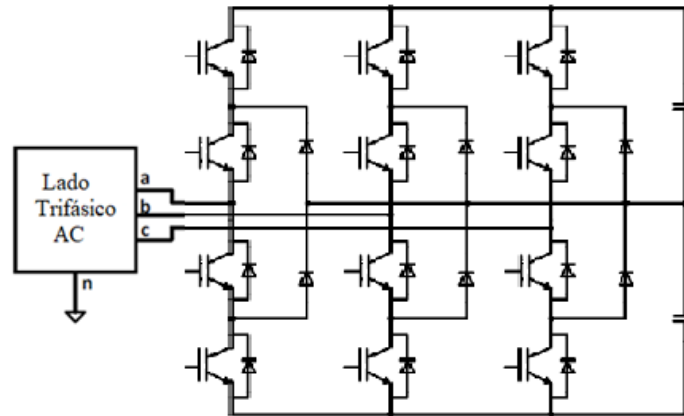


Figura 2.12. Neutral Point Clamped, adaptado [Rodriguez, 2009].

A topologia FC é de certo modo similar à do NPC, a principal diferença é a substituição dos *clamping diodes* por condensadores, como mostrado na Figura 2.13.. Nesta configuração, a carga não pode ser ligada diretamente ao neutro do conversor, para gerar o tal nível de tensão zero. Em vez disso, a carga é ligada à barra positiva ou negativa, através do *flying capacitor* com uma polaridade oposta em relação ao barramento DC, a fim de obter um nível de tensão zero. Outra diferença importante face à topologia NPC é que o FC tem uma estrutura modular e pode ser facilmente amplificada para conseguir mais níveis de tensão e maiores potências nominais [Rodriguez, 2009].

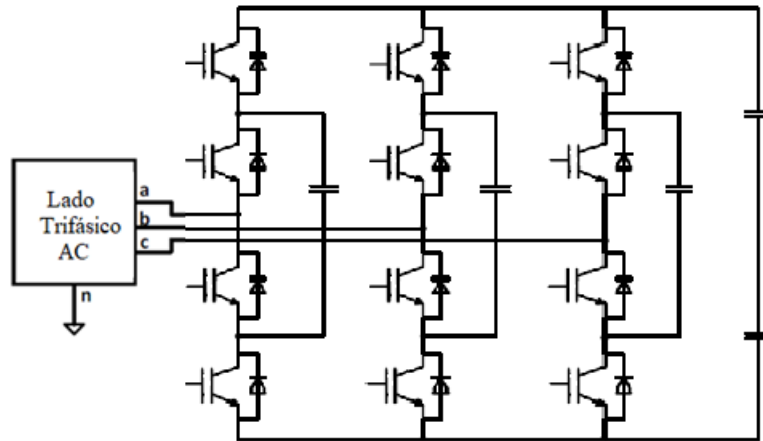


Figura 2.13. Flying Capacitor AC/DC Converter, adaptado [Rodríguez, 2009].

O *cascade H-bridge* é um conversor constituído por vários módulos, ponte H, como é mostrado na Figura 2.14.. Esta topologia permite uma larga banda de tensões e potência, devido às tensões de saída de cada módulo ponte H, que podem ser combinadas de forma a satisfazer o objetivo consoante a aplicação. A topologia é de fácil modulação, devido aos módulos terem as mesmas características e estrutura. Os barramentos DC podem ser conectados em série ou em paralelo para formar este conversor. As desvantagens são:

- A tensão máxima, do barramento DC, de cada módulo, está limitada à tensão dos seus componentes;
- Cada módulo requer uma fonte isolada de tensão.

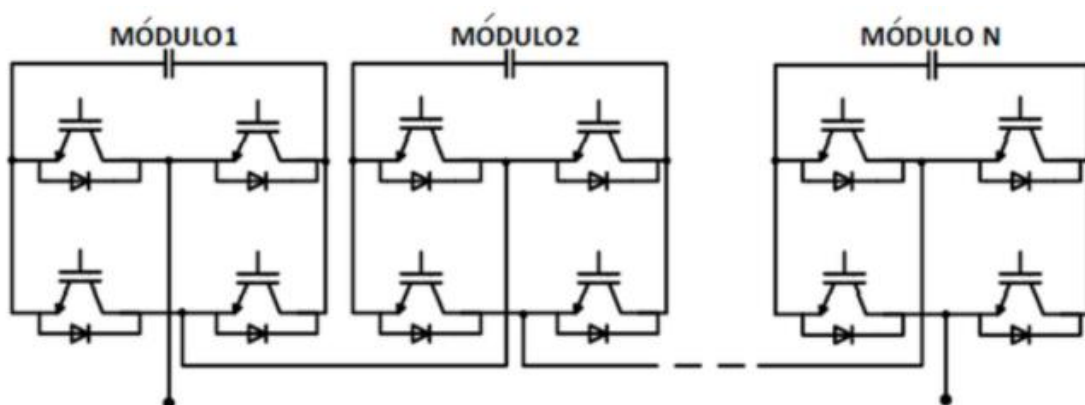


Figura 2.14. Conversor Cascade H-Bridge.

2.3. Sistemas de Armazenamento de Energia

A ampla utilização de energias renováveis, conduziu à necessidade da gestão dos recursos naturais de energia. A gestão de energia vai desde a produção de energia, a utilização eficiente da mesma e o seu armazenamento para uso futuro. A eletricidade desempenha um papel dominante no desenvolvimento económico, assim sendo, o armazenamento e a utilização adequada da mesma são essenciais. Na última década, os combustíveis fósseis foram a fonte predominante, mas o interesse crescente de melhorar o ambiente, fez com que as energias renováveis dominassem nos tempos de hoje. As energias renováveis mais utilizadas são a energia solar, a eólica e o hidrogénio. Sendo as energias renováveis, fontes intermitentes, foi necessário criar tecnologias adequadas para o armazenamento de energia elétrica.

Problemas a enfrentar:

Qualquer tecnologia de armazenamento de energia deve maximizar:

- a densidade de energia armazenada e potência;
- a eficiência do processo de armazenamento e reutilização;

A maior parte das tecnologias atuais apresentam baixas densidades de energia armazenada e de potência restituída;

Algumas tecnologias são capazes de armazenar grandes quantidades de energia, mas têm uma baixa taxa de restituição;

É difícil armazenar e depois recuperar grandes quantidades de energia;

A importância do armazenamento de energia é geralmente subestimada;

Se considerado, o problema do armazenamento é julgado fácil de resolver, apesar de continuar a ser o principal entrave tecnológico.

2.3.1. Classificação Geral das Tecnologias de Armazenamento de Energia

Os sistemas de armazenamento de energia podem ser classificados, segundo o período de armazenamento, como a seguir:

Sistema de armazenamento de energia de longo prazo:

1. Bateria;
2. Hidrogénio.

Sistemas de armazenamento de energia de curto prazo.

- 1- Super Condensadores;
- 2- Volante de Inércia (*Flywheel*);
- 3- Supercondutividade magnética (SMES).

Na Figura 2.15, apresentam-se vários SAE, relacionando a potência específica, com a energia específica.

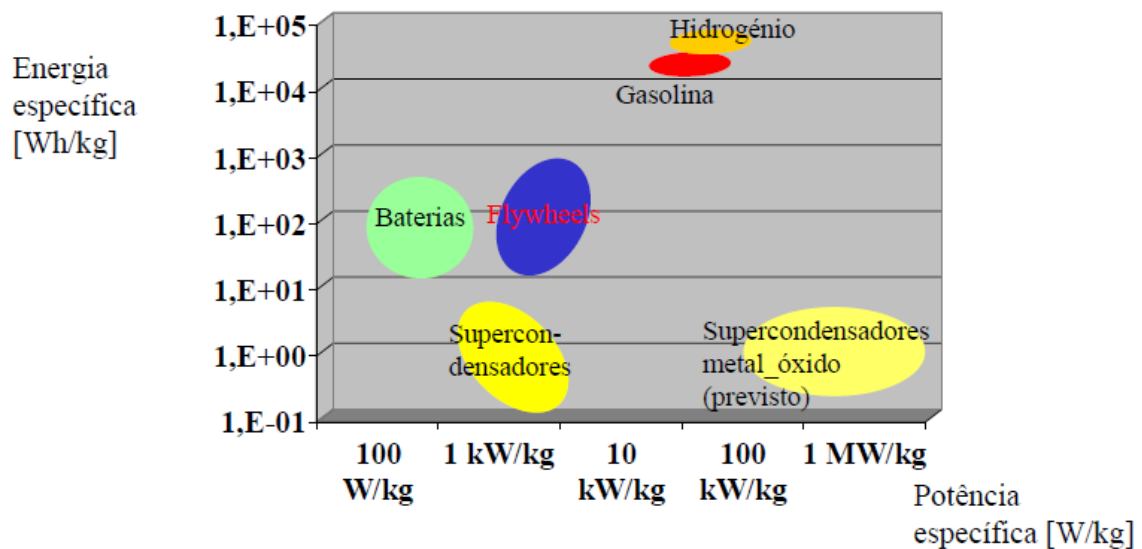


Figura 2.15. Relação entre potência específica e energia específica das SAE [Silva, 2007].

2.3.2. Sistema de Armazenamento do Tipo Bateria

A energia elétrica disponível e não utilizada durante um período de baixa demanda na rede, pode ser armazenada em acumuladores de baterias e posteriormente fornecida à rede durante os períodos de pico de carga, como o armazenamento de energia gerada a partir dos painéis fotovoltaicos durante o dia para ser utilizada à noite.

O tipo de bateria mais utilizado é a bateria de íons lítio, pela sua grande eficiência. A eficiência das baterias recarregáveis pode ser entre 60% e 80%. O tempo de vida útil da bateria pode vir a diminuir com a sua utilização.

Na Tabela 2.2, estão descritas, algumas vantagens e desvantagens das baterias (eletroquímicas).

Tabela 2.2. Vantagens / Desvantagens Baterias [Silva, 2007].

Vantagens	Desvantagens
Tecnologia mais consolidada e mais usada mundialmente	Energia Armazenada Q [Ah]
Tempos de resposta > ms	Testes de fiabilidade demoram anos
Pequenas perdas em prontidão	Eficiência da transferência de energia alta mas dependente da tecnologia
Aplicações estacionárias -> Pb (peso não é impeditivo)	Para altas potências de curta duração perdem para Flywheels, supercondensadores e SMES
NiCd, NiMH, Li-ion podem substituir Pb se peso, volume, tempo de vida ou condições ambientais forem prioritários	
Li-polymer, Li-ion, NiMH, NiCd, para portabilidade	

Na Tabela 2.3, consta uma visão geral das características das baterias.

Tabela 2.3. Visão geral das baterias [Silva, 2007].

Energia	20-200Wh/kg no futuro até 300Wh/kg
Potência específica	150W/kg no futuro até 400W/kg
Custo / economia de escala	100€/kWh. São já produzidas baterias com potencial económico. Custo dos materiais é crucial. Melhor relação custo-benefício
Tempo de vida médio	Dependente da aplicação. Adequado para muitas delas. Crítico noutras (veículos, UPS). Problemas de reciclagem
Controlo de carga e monitorização	Complexos, não existem soluções totalmente satisfatórias Tempo de carga é cerca de duas vezes o tempo de descarga
Rendimento	>90% em aplicações ponta
Auto-descarga	Perdas pequenas em prontidão

2.3.3. Sistema de Armazenamento do Tipo Hidrogénio

Este sistema de armazenamento é facilmente integrado com energias renováveis, como a solar e eólica. O processo de armazenamento de hidrogénio é semelhante ao da bateria, ou seja, é um processo eletroquímico. O hidrogénio depois de produzido é armazenado, comprimido ou liquidificado e quando for necessária uma demanda de energia, então este é convertido em energia elétrica. A grande vantagem do hidrogénio é poder ser um substituto aos combustíveis fósseis.

Na Tabela 2.4, estão definidas algumas vantagens e desvantagens do armazenamento de hidrogénio.

Tabela 2.4. Vantagens / Desvantagens hidrogénio [Silva, 2007].

Vantagens	Desvantagens
Hidrogénio é muito abundante no Universo e na Terra	O rendimento global é apenas 25 % (a refrigeração é um processo muito dispendioso em energia)
Pode ser facilmente separado do oxigénio da água via electrólise	Para armazenar 10% da energia consumida anualmente num país, em hidrogénio obtido por electrólise, seria necessário instalar centrais de electrólise cuja potência total seria 60% ($0,1/(0,67*0,25)$) da potência instalada nesse país
A combustão do hidrogénio no ar praticamente só liberta água	O hidrogénio é altamente explosivo (mais do que o gás natural): problemas com eletricidade estática
Aplicações estacionárias -> Pb (peso não é impeditivo)	
Para utilização como combustível secundário necessita de ser armazenado no estado líquido (20 °K; -253 °C), porque a sua densidade energética por unidade de volume torna-se 1000 vezes maior que no estado gasoso.	
Para a mesma quantidade de energia armazenada, a instalação criogénica para o hidrogénio é muito menos dispendiosa do que uma central de bombagem hídrica	

2.3.4. Sistema de Armazenamento do Tipo Supercondutividade Magnética (SMES)

Este sistema é baseado na mecânica quântica. Com a aplicação de corrente contínua na bobine supercondutora, uma acumulação de energia no campo magnético criado pela mesma, (Figura 2.16). A bobine é arrefecida para abaixo da sua temperatura crítica. Posteriormente, a energia armazenada pode ser transformada em corrente alternada, por meio de um conversor eletrônico de potência. A eficiência geral deste sistema varia entre 90% e 98%.

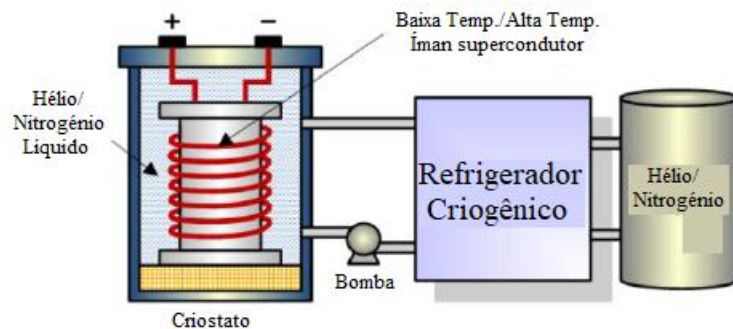


Figura 2.16. Sistema de armazenamento de energia por supercondutividade magnética (SMES), adaptado [Nadeem, 2019].

Os sistemas SMES, dispõem de ciclos de carga e descarga extremamente rápidos, aumentando a estabilidade da rede elétrica e melhorar a qualidade da fonte de energia. Este sistema ainda ajuda a amortecer oscilações na rede, quedas de tensão por exemplo, mais rápido que qualquer outra tecnologia e assim melhorar o transito de energia.

A grande desvantagem deste sistema é a sua implementação devido ao forte campo magnético criado por este. Quanto maior a aplicação, mais impacto ambiental este sistema trará.

2.3.5. Sistema de Armazenamento do Tipo Volante de Inércia (*Flywheel*)

A *Flywheel* é um dos métodos de armazenamento mais antigos que existem e serve para armazenamentos de energia em massa. Este sistema é composto por um cilindro giratório, um sistema de rolamentos, um motor ou gerador e um recipiente para colocar o volante de inércia, Figura 2.17. O modo de armazenamento de energia é na forma de momento angular, ou seja, energia cinética. A quantidade de energia acumulada é diretamente proporcional ao quadrado da velocidade e ao momento de inércia da massa do rotor. Caso seja preciso fornecer energia elétrica, a energia cinética armazenada no volante, é transformada em energia elétrica. Este

dispositivo pode ser classificado dispositivo de baixa (<10000 rpm) ou alta (>10000 rpm) velocidade.

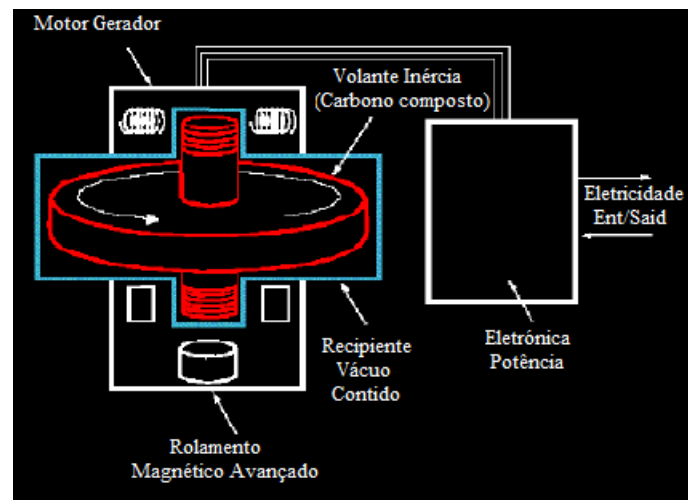


Figura 2.17. Esquema de um volante de inércia, adaptado de [Silva, 2007].

A *Flywheel* pode ser usada como substituto das baterias. O sistema do volante de inércia é mais caro, mas por outro lado, não causa impacto ambiental, não são afetados adversamente por mudanças de temperaturas, podendo operar numa gama de temperatura mais ampla e não estão sujeitos a muitas das falhas comuns das baterias recarregáveis. Dependendo das perdas nos enrolamentos, a eficiência do volante de inércia é entre 80% e 85%.

Na Tabela 2.5, consta as vantagens e desvantagens deste sistema de armazenamento de energia.

Tabela 2.5. Vantagens / Desvantagens volante de inércia [Silva, 2007].

Vantagens	Desvantagens
Alta potência de saída (limitada pela eletrônica)	Força centrífuga no rotor= $M \omega^2 R$ (Ferro-> “Slow Flyweels”)
Tempo de vida médio muito elevado	Custo dos materiais do rotor e rolamentos levitação magnética
Estável a variações de temperatura	Custo do contentor de vácuo Produção em série com qualidade
	Redução do peso

De seguida, consta uma visão geral para os volantes de inércia, Tabela 2.6.

Tabela 2.6. Visão geral dos volantes de inércia [Silva, 2007].

Energia	10Wh/kg a 400Wh/kg 1-10kWh 300kW-2MW
Potência específica	Relação potência energia de 1:100
Custo / economia de escala	Unidades pequenas: ~100kW Lentas-> UPS, PQ (autonomia <15s) Rápidas -> veículos
Tempo de vida médio	Elevado (>20 anos)
Controlo de carga e monotorização	Alguns ms
Rendimento	>90%
Auto-descarga	Desde 100% ao dia até constantes de tempo de meses

2.3.6. Sistema de Armazenamento do Tipo Supercondensadores

Os Supercondensadores, são dispositivos de armazenamento para aplicações de baixa densidade de energia e elevada densidade de potência. São bons para períodos transitórios, têm baixo impacto ambiental e possuem ciclos de carga e descarga rápidos. Os supercondensadores têm uma eficiência entre 88% e 95%. Os supercondensadores são constituídos por duas placas (elétrodos) e o eletrólito entre elas. A principal diferença é que a reação não é química, apenas ao conectar uma fonte, os iões migram, criando um campo elétrico, portanto o armazenamento ocorre por este campo.

Na Tabela 2.7, estão descritas, algumas vantagens e desvantagens dos supercondensadores.

Tabela 2.7. Vantagens / Desvantagens supercondensadores [Silva, 2007].

Vantagens	Desvantagens
Armazenam energia num campo eléctrico criado entre eléctrodos porosos de carvão ou polímeros ($E_o = 1/2 C V^2$)	<2,7V por célula
1kWh; 50-100kW	Auto - descarga significativa
Tempos de resposta >μs	Controlo do estado de cada célula
Ciclos carga-descarga ilimitados (não tem partes móveis, nem reações químicas, nem precisa manutenção)	Taxa de carga rápida limitada
Tempo de vida médio ≈ 10 anos	Energia só durante poucos segundos até minutos
Rendimento muito elevado	Início de comercialização
	Só 10%-15% da densidade de energia das baterias

De seguida, na Tabela 2.8, está representada uma visão geral dos supercondensadores.

Tabela 2.8. Visão geral dos supercondensadores [Silva, 2007].

Energia	1 módulo 500Wh e 15kW (1,5Wh/kg e 1,2kW/kg)
Potência específica	1 só supercondensador 2Wh/kg e 2kW/kg
Custo / economia de escala	Custo atual elevado (produção escassa). Em início de comercialização
Tempo de vida médio	8-10 anos
Controlo de carga e monitorização	Eletrónica de controlo complexa. Monitorização simples
Rendimento	>95%
Auto-descarga	5% por dia

Capítulo 3. Modelos e Controlo do Sistema de Conversão, dos Conversores, da Máquina Elétrica e do Volante de Inércia

O sistema em estudo nesta dissertação, encontra-se representado na Figura 3.1, sendo constituído por sete dispositivos, definidos nos três pontos abaixo, que irão ser dimensionados e estudados ainda neste capítulo. Consiste numa arquitetura de SST, com a topologia de três estágios, com barramentos DC de alta e baixa tensão, conforme representado na Figura 2.7d [Bignucolo, 2010]. O sistema de armazenamento de energia ligado no barramento DC de baixa tensão é constituído pelo conversor DC/AC, motor síncrono de magnetos permanentes (PMSM) e volante de inércia.

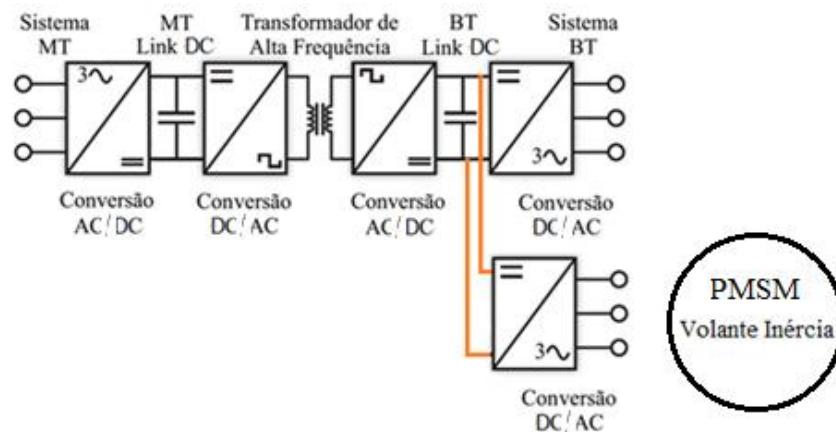


Figura 3.1. Modelo global, adaptado [Guerra, 2017].

O esquema do modelo global com a constituição interna encontra-se no Anexo D.

O modelo é constituído por:

- Dois onduladores de tensão trifásicos controlados;
- Dois retificadores trifásicos controlados;
- Um ondulador de tensão trifásico e um motor síncrono de ímãs permanentes, acoplado a um volante de inércia.

3.1. Modelo do Conversor AC/DC (Retificador Trifásico)

De seguida, será efetuado um estudo do modelo matemático do conversor em três sistemas de coordenadas diferentes, o que permitirá estabelecer topologias de controlo, de forma a controlar o conversor. Por sua vez, o objetivo será o controlo da tensão no barramento

DC (u_{CMVDC}) e das correntes do lado da rede trifásica ($i_{saMV}, i_{sbMV}, i_{scMV}$). A partir destes modelos, será possível obter um fator de potência praticamente unitário ao controlar a potência reativa. A Figura 3.2, representa o conversor AC/DC da média tensão, Anexo D, e corresponde ao bloco “Conversão AC/DC” do “Sistema MT” da Figura 3.1. O conversor AC/DC da baixa tensão encontra-se no Anexo D, e corresponde ao bloco “Conversão AC/DC” do “Sistema BT” da Figura 3.1.. As indutâncias de entrada do conversor por fase ($L_{saMV}, L_{sbMV}, L_{scMV}$) são consideradas iguais.

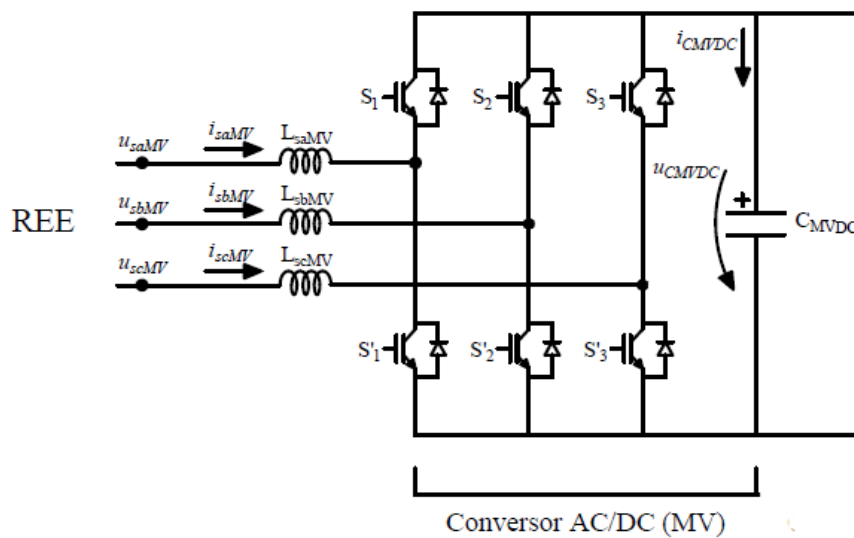


Figura 3.2. Esquema do conversor AC/DC usado.

3.1.1. Modelo no Referencial de Coordenadas 123

A Figura 3.3, representa o esquema do conversor AC/DC (média tensão) idêntico ao da Figura 3.2, com a equivalente identificação das grandezas: " $u_{saMV} = e_1, u_{sbMV} = e_2, u_{scMV} = e_3$ ", " $L_{saMV} = L_1, L_{sbMV} = L_2, L_{scMV} = L_3$ ", " $i_{CMVDC} = i_c$ ", " $u_{CMVDC} = U_{dc}$ ", " $C_{MVDC} = C$ ". A Figura 3.3 representa igualmente o esquema do conversor AC/DC (baixa tensão), idêntico ao representado no Anexo D, com a equivalente identificação das grandezas: " $u_{saLV} = e_1, u_{sbLV} = e_2, u_{scLV} = e_3$ ", " $L_{saLV} = L_1, L_{sbLV} = L_2, L_{scLV} = L_3$ ", " $i_{CLVDC} = i_c$ ", " $u_{CLVDC} = U_{dc}$ ", " $C_{LVDC} = C$ ".

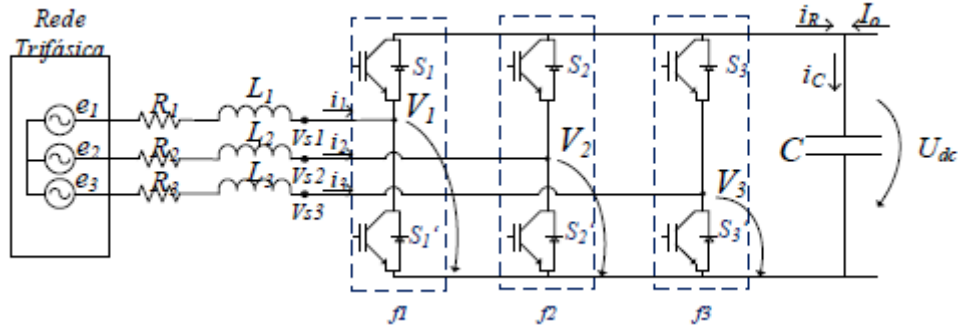


Figura 3.3. Esquema do conversor AC/DC simplificado.

Na Figura 3.3 estão representadas as funções de comando (f_1, f_2, f_3) do conversor, que permitem definir os estados lógicos dos dispositivos semicondutores dos ramos superior (S_1, S_2, S_3) e inferior (S'_1, S'_2, S'_3), respetivamente. Para cada semicondutor, é definido um estado de condução (*on*) e de corte (*off*).

$$\begin{aligned}
 f_1 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_1 \text{ on}; S'_1 \text{ off} \\ 0 \rightarrow S_1 \text{ off}; S'_1 \text{ on} \end{cases} \\
 f_2 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_2 \text{ on}; S'_2 \text{ off} \\ 0 \rightarrow S_2 \text{ off}; S'_2 \text{ on} \end{cases} \\
 f_3 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_3 \text{ on}; S'_3 \text{ off} \\ 0 \rightarrow S_3 \text{ off}; S'_3 \text{ on} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

As tensões do ponto médio de cada braço de potência são obtidas através das funções de comando e da tensão do barramento DC, de acordo com (3.2).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{DC} \tag{3.2}$$

As tensões compostas são obtidas a partir da diferença entre as tensões de fase (3.2) por (3.3). Por manipulação matemática de (3.3) e (3.4), chega-se às tensões simples em (3.5).

$$\begin{cases} V_{s12} = V_{s1} - V_{s2} \\ V_{s23} = V_{s2} - V_{s3} \\ V_{s31} = V_{s3} - V_{s1} \end{cases} \tag{3.3}$$

$$V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \tag{3.4}$$

$$\begin{aligned}
 V_{s12} - V_{s31} &= V_{s1} - V_{s2} - (V_{s3} - V_{s1}) \Leftrightarrow V_{s12} = \frac{1}{3}(2V_1 - V_2 - V_3) \\
 V_{s12} - V_{s23} &= V_{s1} - V_{s2} - (V_{s2} - V_{s3}) \Leftrightarrow V_{s23} = \frac{1}{3}(-V_1 + 2V_2 - V_3) \\
 V_{s23} - V_{s31} &= V_{s2} - V_{s3} - (V_{s3} - V_{s1}) \Leftrightarrow V_{s31} = \frac{1}{3}(-V_1 - V_2 + 2V_3)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

A partir das expressões (3.2) e (3.7), consegue-se construir a Tabela 3.1. Sendo assim, será possível colocar as tensões simples na forma matricial, conforme (3.6)

Tabela 3.1. Tensões simples em função das funções de comando dos semicondutores.

f_1	f_2	f_3	V_{s1}	V_{s2}	V_{s3}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
1	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
1	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
1	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$
1	1	1	0	0	0

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} u_{DC} \quad (3.6)$$

Ao simplificar a matriz (3.6), obtemos (3.7) e (3.8).

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & \frac{2}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & \frac{2}{3}f_3 \end{bmatrix} u_{DC} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} u_{DC} \Leftrightarrow [V_{s123}] = [F_{123}]u_{DC} \quad (3.8)$$

Com base na Figura 3.3. Esquema do conversor AC/DC simplificado pode-se aplicar a 1ª Lei de Kirchhoff (lei dos nós), para a obtenção da corrente no condensador (3.9).

$$i_c = i_R + I_o \quad (3.9)$$

Sendo i_R a soma das três correntes do lado AC e o seu contributo só será dado, quando a respetiva função de comando estiver ativa. Logo, obtém-se as expressões (3.10) e (3.11).

$$i_c = C \frac{du_{DC}}{dt} \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_c}{C} \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_R + I_o}{C} \quad (3.10)$$

$$i_R = f_1 i_1 + f_2 i_2 + f_3 i_3 \Leftrightarrow i_R = [f_1 \ f_2 \ f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Ao substituir (3.11) em (3.10), obtém-se (3.12).

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} [f_1 \ f_2 \ f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} I_o \quad (3.12)$$

Através da 2ª Lei de *Kirchhoff* (lei das malhas), obtém-se o sistema de equações (3.13).

$$\begin{cases} -e_1 + L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + V_{s1} = 0 \\ -e_2 + L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + V_{s2} = 0 \\ -e_3 + L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 + V_{s3} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{e_1 - Ri_1 - V_{s1}}{L} \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{e_2 - Ri_2 - V_{s2}}{L} \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{e_3 - Ri_3 - V_{s3}}{L} \end{cases} \quad (3.13)$$

O sistema de equações acima, na forma matricial, é dado por (3.14).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Simplificando, obtém-se a expressão (3.15).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[\frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[\frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (3.15)$$

Ao substituir a equação matricial (3.2), das tensões simples, na equação acima, obtém-se (3.14).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[\frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[\frac{1}{L} \right] [F_{123}] u_{dc} \quad (3.16)$$

Para obter o modelo matemático para o sistema de coordenadas 123, soma-se (3.12) a (3.14) e obtém-se (3.17).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_{R1}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{R2}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{R3}}{L} \\ \frac{f_{R1}}{C} & \frac{f_{R2}}{C} & \frac{f_{R3}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ u_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Todas as matrizes simplificadas, encontram-se nos Anexo A.

O modelo matemático do sistema de coordenadas 123 fica concluído.

3.1.2. Modelo no Referencial de Coordenadas $\alpha\beta\gamma$

O referencial $\alpha\beta\gamma$, consiste na representação de sistemas trifásicos de três eixos acoplados e desfasados de 120° por um sistema bifásico equivalente de dois eixos desacoplados. Sendo a componente homopolar nula, $\gamma = 0$, o sistema fica representado num referencial equivalente de dois eixos, desfasados de 90° . Este referencial é adequado para a síntese de controladores.

Nas equações (3.18) e (3.19) de mudança de referencial é utilizada a matriz de Concordia (C) e a sua transposta, calculadas nos Anexos (B.8 e B.11).

$$X_{123} = C X_{\alpha\beta\gamma} \quad (3.18)$$

$$X_{\alpha\beta\gamma} = C^T X_{123} \quad (3.19)$$

Ao utilizar (3.15), aplicando a matriz de Concordia é possível definir o modelo no sistema de coordenadas estático $\alpha\beta$ (3.20).

$$[C] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = \left[-\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[\frac{1}{L} \right] [C] [e_{\alpha\beta 0}] - \left[\frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (3.20)$$

Ao multiplicar ambos os termos de (2.20) pela matriz transposta $[C^T]$ obtém-se (3.21).

$$\frac{d}{dt}[i_{\alpha\beta 0}] = [C]^T \left[-\frac{R}{L} \right] [C][i_{\alpha\beta 0}] + [C]^T \left[\frac{1}{L} \right] [C][e_{\alpha\beta 0}] - [C]^T \left[\frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (3.21)$$

Simplifica-se (3.21) em que $[C]^T[C]=[I]$, e considera-se as matrizes das resistências e indutâncias como constantes, pode-se obter (3.22).

$$\frac{d}{dt}[i_{\alpha\beta 0}] = \left[-\frac{R}{L} \right] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[\frac{1}{L} \right] [e_{\alpha\beta 0}] - [C]^T \left[\frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (3.22)$$

Para o cálculo das tensões no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, foi multiplicada a tensão da rede no referencial 123, ($e_1 = \text{sqrt}(2)U\cos(\omega t)$, $e_2 = \text{sqrt}(2)U\cos(\omega t - 2\pi/3)$, $e_3 = \text{sqrt}(2)U\cos(\omega t - 4\pi/3)$), pela matriz de Concordia, (B.8), permitindo obter (3.23).

$$[u_{\alpha\beta 0}] = [C]^T[V_{123}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Substitui-se (3.23) em (3.22), para obter (3.24). Considera-se que as componentes homopolares são nulas, permitindo simplificar o modelo. Esta consideração é válida porque considera-se sistemas trifásicos equilibrados.

$$\frac{d}{dt}[i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L}[i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L}[e_{\alpha\beta 0}] - \frac{1}{L}[u_{\alpha\beta}] \quad (3.24)$$

De seguida são definidas as funções de comando no referencial $\alpha\beta$ (3.25).

$$[f_{\alpha\beta 0}]^T = [f_{123}]^T [C] \quad (3.25)$$

As funções de comando no referencial $\alpha\beta$, (3.27), são obtidas através da aplicação da igualdade (3.26) em (3.25).

$$([A][B])^T = [B]^T [A]^T \quad (3.26)$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = ([f_{123}]^T [C])^T = [C]^T [f_{123}] \quad (3.27)$$

Ao aplicar em (3.27), a matriz de Concordia transposta, (B.11), é obtida a matriz das funções de comando para o conversor, (2.28).

$$[F_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [F_{123}] \quad (3.28)$$

Aplica-se a igualdade (3.8) em (3.24) e obtém-se (3.29).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [C]^T [F_{123}] u_{DC} \quad (3.29)$$

Aplicando (3.28) em (3.29) é obtida (3.30).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [F_{\alpha\beta}] u_{DC} \quad (3.30)$$

No final, ao aplicar a mesma lógica de (3.17), obtém-se o modelo matemático para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, (3.31).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \\ u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_{\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{\beta}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{\gamma}}{L} \\ \frac{f_{\alpha}}{C} & \frac{f_{\beta}}{C} & \frac{f_{\gamma}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \\ u_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \\ e_{\gamma} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

3.1.3. Modelo no Referencial de Coordenadas $dq0$

O referencial $dq0$ consiste num referencial girante, em relação ao referencial $\alpha\beta$. As grandezas AC serão estacionárias no referencial dq . O referencial dq é síncrono com a tensão da rede, rodando a uma velocidade angular ω e com um ângulo θ segundo o eixo α . A vantagem deste referencial é a simplificação das expressões matemáticas, sendo as variáveis, valores contínuos e invariantes no tempo.

Para a transformação de referencial, precisa-se da matriz de transformação de *Park* $[P]$, calculada no Anexo C, onde se retiram as expressões (3.32 e 3.33).

$$X_{\alpha\beta 0} = P X_{dq0} \quad (3.32)$$

$$X_{dq0} = P^T X_{\alpha\beta 0} \quad (3.33)$$

Aplica-se a matriz $[P]$ a (3.24) obtemos (3.34).

$$[P]^T \frac{d}{dt}([P][i_{dq}]) = [P]^T \left[-\frac{R}{L} [P][i_{dq}] + [P]^T \left[\frac{1}{L} \right] [P][e_{dq}] - [P]^T \left[\frac{1}{L} \right] [P][u_{dq}] \right] \quad (3.34)$$

Ao simplificar (3.34) obtém-se (3.35).

$$[P]^T \frac{d}{dt}([P][i_{dq}]) = -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[e_{dq}] - [P]^T[u_{\alpha\beta 0}] \quad (3.35)$$

Como nesta transformação de coordenadas tem-se a matriz de *Park* derivada, tem de se realizar o cálculo auxiliar indicado em (3.36).

$$\frac{d}{dt}[P] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Aplicando a regra da derivada do produto em (3.35) obtém-se (3.37).

$$[P]^T [P] \frac{d}{dt}[i_{dq}] + [P]^T \left(\frac{d}{dt}[P] \right) [i_{dq}] = -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[e_{\alpha\beta}] - [P]^T[u_{\alpha\beta 0}] \quad (3.37)$$

Depois de simplificar matematicamente (3.37) é obtido (3.38).

$$\frac{d}{dt}[i_{dq}] = -\frac{R}{L}[i_{dq}] + \frac{1}{L}[e_{\alpha\beta}] - [P]^T \left(\frac{d}{dt}[P] \right) [i_{dq}] - [P]^T[u_{\alpha\beta 0}] \quad (3.38)$$

Aplicando $[P]^T$ a (3.23) obtém-se a tensão da rede em *dq* que é dada por (3.39).

$$[u_{dq}] = [P]^T[u_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Sabendo a igualdade (3.40), onde é possível ver a matriz transposta das funções de comando para o referencial *dq*, é possível concluir (3.41) que por associação permite obter (3.42) e por fim faz com que possamos verificar a igualdade em (3.43). Obtemos assim a tensão $\alpha\beta$.

$$[f_{dq}]^T = [f_{\alpha\beta}]^T [P] \Leftrightarrow ([f_{dq}]^T)^T = ([f_{\alpha\beta}]^T [P])^T \quad (3.40)$$

$$[f_{dq}] = [P]^T ([f_{\alpha\beta}]^T)^T = [P]^T [f_{\alpha\beta}] \quad (3.41)$$

$$[F_{dq}] = [P]^T [F_{\alpha\beta}] \quad (3.42)$$

$$[u_{\alpha\beta}] = [P]^T [F_{\alpha\beta}] u_{DC} = [F_{dq}] u_{DC} \quad (3.43)$$

Aplica-se (3.43) a (3.38) obtém-se (3.44).

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \underbrace{[P]^T \left(\frac{d}{dt} [R] \right)}_{[G]} [i_{dq}] - [F_{dq}] u_{DC} \quad (3.44)$$

Onde [G] é dado por (3.45).

$$\begin{aligned} [G] &= [P]^T \left(\frac{d}{dt} [P] \right) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Ao aplicar a lógica anteriormente elaborado em (3.17) e (3.31), ou seja, ao somar as equações obtemos o modelo final em $\alpha\beta$, demonstrado de forma expandida em (3.46) e (3.47).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_o}{L} \\ -\frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & \frac{f_o}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_o \\ i_o \end{bmatrix} - \\ &- \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_o}{L} \\ -\frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & \frac{f_o}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_o \\ i_o \end{bmatrix} \\ &- \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Fica assim definido o modelo do sistema no sistema de coordenadas dq .

Os modelos matemáticos obtidos anteriormente são utilizados para a síntese dos controladores e nas simulações numéricas apresentadas no capítulo 4.

3.2. Modelo do Conversor DC/AC

Os conversores DC/AC utilizados neste trabalho, (do lado MT e BT conforme representado na Figura 3.1), têm na sua entrada um condensador, como fonte de energia DC e produzem na saída energia AC, com valores de amplitudes e frequências estipuladas no controlador, para posteriormente comandar os dispositivos semicondutores. Estes conversores utilizam IGBTs, pois estes suportam potências e frequências de comutação relativamente elevadas. A Figura 3.4, representa o bloco “Conversão DC/AC” do lado MT da Figura 3.1. O conversor DC/AC da baixa tensão encontra-se no Anexo D, e corresponde ao bloco “Conversão DC/AC” do “Sistema BT” da Figura 3.1.

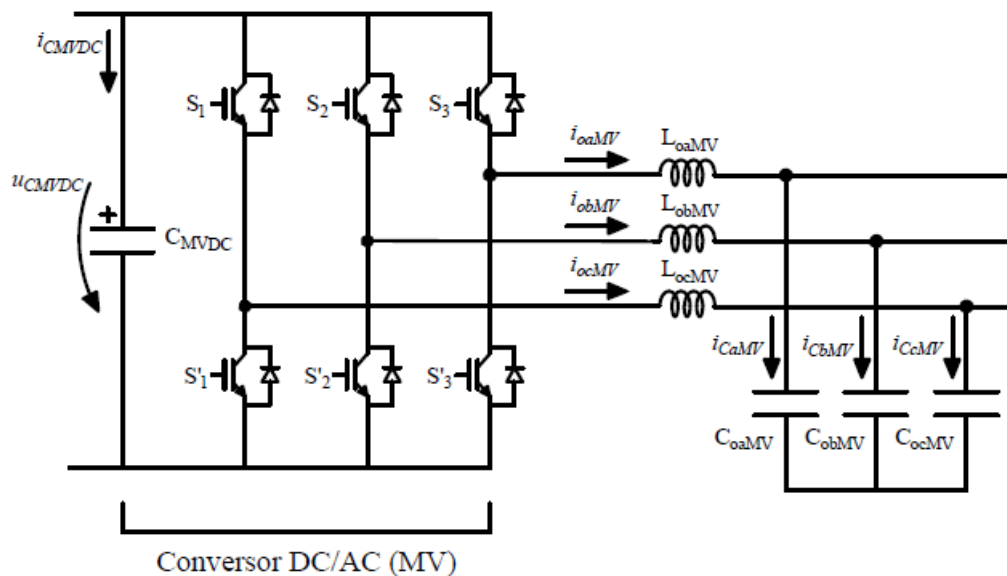


Figura 3.4. Esquema do conversor DC/AC utilizado.

A topologia deste modelo é semelhante ao do conversor AC/DC, apenas o sentido de conversão de energia é diferente, pois este considera uma potência positiva, se o trânsito de energia for de DC para AC. O seu modelo matemático é semelhante ao AC/DC, no sentido de serem necessárias funções de comando para cada braço de potência. Desenvolve-se as transformações de referencial de forma a sintetizar o modelo matemático deste conversor e o dimensionamento dos controladores.

3.3. Sincronismo com a Rede de Energia Elétrica

Neste trabalho, como será visto no Capítulo 4, estarão duas fontes de energia elétrica, a Rede de Energia Elétrica (REE) da média tensão e outra “rede de energia elétrica” do secundário do transformador, representada por fontes ideais, para efetuar a simulação numérica correspondente à baixa tensão.

De forma a obter correntes de saída do conversor síncronas com a rede elétrica, é necessário a obtenção do ângulo de fase da rede.

Nesta dissertação, utilizou-se o método (*Synchronous Reference Frame* - SRF), o que consiste na transformação das correntes 123 para dq e se impõe o ângulo θ , definido como ângulo de *Park*, de forma que o eixo d e o vetor de tensão u , sejam coincidentes [Chaves a), 2016].

Considerando as condições iniciais nulas, pode-se afirmar (3.48). O referencial dq é síncrono com a tensão da rede, rodando a uma velocidade angular ω e com um ângulo θ .

$$\int \frac{d\theta}{dt} = \int \omega \Leftrightarrow \theta = \int \omega t \quad (3.48)$$

Para se efetuar o sincronismo com a rede, é necessário saber o valor do ângulo θ . Para tal recorre-se ao vetor de tensão u nas coordenadas $\alpha\beta$, através da expressão (3.49).

$$u = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (3.49)$$

$$\begin{cases} \cos \theta = \frac{u_\alpha}{u} \\ \sin \theta = \frac{u_\beta}{u} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \cos \theta = \frac{u_\alpha}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \\ \sin \theta = \frac{u_\beta}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \end{cases} \quad (3.50)$$

Chega-se assim, às funções seno e cosseno do ângulo θ , de forma a conseguir obter um sincronismo com a rede. Consegue-se duas tensões sinusoidais com amplitude unitária e defasadas 90° , entre si e com frequência da rede. Com isto, consegue-se a transformação de grandezas no referencial dq .

3.4. Transformador de Alta Frequência

3.4.1. Introdução

Nesta dissertação o transformador de alta frequência é do tipo redutor. Os valores impostos nos enrolamentos, primário e secundário, foram 15 kV (MT) e 400 V (BT), respetivamente. A potência será de 250 kVA. O transformador irá trabalhar com uma frequência de 1000 Hz.

Não tendo sido possível obter na numerosa bibliografia os parâmetros e características elétricas de um transformador de alta frequência (250kVA, 15 kV/400 V, 1000 Hz), e tendo sido opção de não incluir o seu estudo neste trabalho, optou-se por usar o modelo de um transformador de potência clássico. O seu dimensionamento é descrito no subcapítulo 3.4.2.

3.4.2. Modelo Matemático

O modelo do transformador escolhido foi do fabricante *Merlin Gerin* MT/BT de 15 kV / 400 V, com uma potência de 250 kVA e uma frequência de 50 Hz, como referido anteriormente.

Na Figura 3.5, temos o esquema simplificado do transformador, esquema em T. Os parâmetros do mesmo, encontram-se na Tabela 3.2, calculados para a frequência de 50 Hz.

As resistências R_1 e R_2 , são as resistências dos enrolamentos e, portanto, a potência dissipada nestas representa as perdas nos condutores do transformador. Analogamente, as perdas no material ferromagnético são representadas pela potência dissipada na resistência G_m . As reactâncias jX_1 e jX_2 do transformador, são as reactâncias dos enrolamentos.

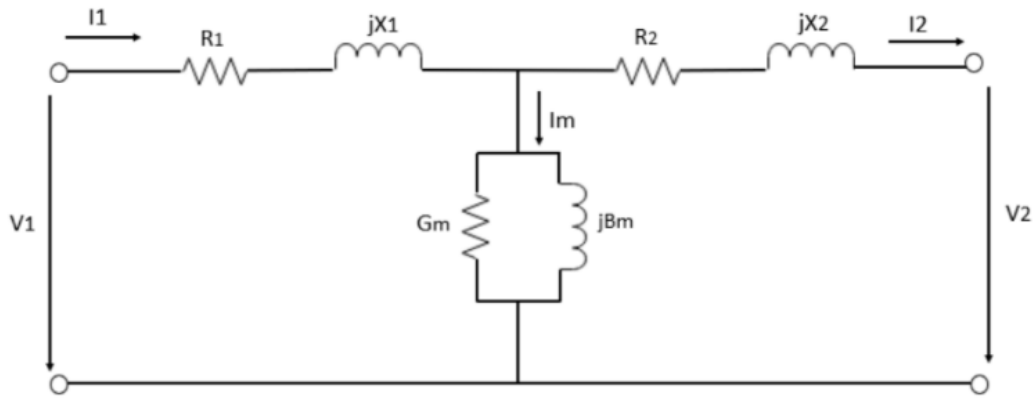


Figura 3.5. Esquema T do transformador.

Tabela 3.2. Parâmetros do transformador (pu) [Pacheco, 2020].

Magnetização (p.u.)	Primário (p.u.)	Secundário (p.u.)
$R_1 = 0,07$	$G_m = 320,5$	$R_2 = 0,07$
$X_1 = 0,0214$	$B_m = 42$	$X_2 = 0,0214$

3.5. Controlo dos Conversores

3.5.1. Balanço de Potências

Ao considerar um sistema trifásico equilibrado, desfasado 120° $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$ e sem distorção, apenas existem as primeiras harmónicas das tensões e correntes (carga linear trifásica e equilibrada). Obtém-se as equações das tensões e correntes definidas em (3.51) e (3.52), respetivamente. A potência instantânea é calculada por (3.53).

$$\begin{cases} u_1 = \sqrt{2}U_{sen} \omega t \\ u_2 = \sqrt{2}U_{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_3 = \sqrt{2}U_{sen} \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.51)$$

$$\begin{cases} i_1 = \sqrt{2}I_{sen} (\omega t - \varphi) \\ i_2 = \sqrt{2}I_{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_3 = \sqrt{2}I_{sen} \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{cases} \quad (3.52)$$

$$p = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 \quad (3.53)$$

Com a substituição de (3.51) e (3.52) e (3.53), obtém-se (3.54), (3.55) e (3.56).

$$\begin{aligned} p &= \sqrt{2}U \operatorname{sen}(\omega t) \sqrt{2}U \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) \\ &+ \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ &+ \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\begin{aligned} p &= UI[\cos(\omega t - \omega t + \varphi) - \cos(\omega t + \omega t - \varphi)] \\ &+ UI\left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) - \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \\ &+ UI\left[\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \omega t + \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) - \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)\right] \end{aligned} \quad (3.55)$$

$$\begin{aligned} p &= UI[\cos(\varphi) - \cos(2\omega t - \varphi)] + UI\left[\cos(\varphi) - \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \\ &+ UI\left[\cos(\varphi) - \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{8\pi}{3}\right)\right] \end{aligned} \quad (3.56)$$

Recorrendo a simplificações obtém-se duas parcelas, relacionadas respetivamente com a potência ativa e reativa (3.57).

$$\begin{cases} P = 3UI \cos \varphi \\ Q = 3UI \operatorname{sen} \varphi \end{cases} \quad (3.57)$$

Deduz-se assim, o cálculo da potência aparente (3.58).

$$S = 3UI \quad (3.58)$$

Relacionando a tensão composta U_c com a tensão simples U_s , sabendo que a mesma é dada por (3.59).

$$U_c = \sqrt{3}U_s \Leftrightarrow U_s = \frac{U_c}{\sqrt{3}} \quad (3.59)$$

Aplica-se (3.59) em (3.57), resulta (3.60).

$$\begin{cases} P = 3 \left(\frac{U_c}{\sqrt{3}} \right) I \cos \varphi \\ Q = 3 \left(\frac{U_c}{\sqrt{3}} \right) I \sin \varphi \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} P = \sqrt{3} U_c I \cos \varphi \\ Q = \sqrt{3} U_c I \sin \varphi \end{cases} \quad (3.60)$$

Para o cálculo de potências em dq do sistema, é necessário calcular o vetor de tensão e corrente do sistema de coordenadas móveis, (3.61).

$$\begin{cases} \bar{u} = u_d + j u_q \\ \bar{i} = i_d + j i_q \end{cases} \quad (3.61)$$

Assim sendo, é possível o cálculo da potência complexa, (3.62).

$$\bar{S} = u_d i_d - j u_d i_q + u_q i_q + j u_q i_d \quad (3.62)$$

Separa-se a parte real da imaginária, obtém-se a potência ativa e reativa do sistema. Com isto, é possível controlar o trânsito de potência ativa ou a injeção de potência reativa na rede.

$$\begin{cases} P = u_d i_d \\ Q = -u_d i_q \end{cases} \Leftrightarrow \bar{S} = u_d i_d - j u_d i_q \quad (3.63)$$

Pode-se concluir assim, que para se controlar a potência ativa ter-se-á de se atuar sobre a corrente i_d , da mesma forma, para se controlar a potência reativa no conversor ter-se-á de se atuar sobre a componente i_q .

Para se obter um fator de potência praticamente unitário, tem de se eliminar a componente reativa do conversor. Para tal, como visto anteriormente, o vetor q é eliminado, originando uma potência ativa igual à potência aparente, (3.64).

$$FP = \frac{P}{S} \Rightarrow P = S \text{ quando } i_q = 0 \Rightarrow FP = \frac{P}{S} = 1 \quad (3.64)$$

Chega-se assim, ao cálculo da potência para o sistema de coordenadas dq.

3.5.2. Controlo das Tensões DC

Neste subcapítulo pretende-se dimensionar os ganhos do controlador PI utilizado para o controlo do barramento de tensão DC, tanto de média como baixa tensão. Este dimensionamento do barramento corresponde ao dimensionamento efetuado nos barramentos “MT Link DC” e “BT Link DC” da Figura 3.1, u_{CMVDC} da Figura 3.2 e “C” da Figura 3.3.

A Figura 3.6, representa um controlador PI para controlo de tensão no barramento DC, gerando assim, uma referência de corrente i_d .

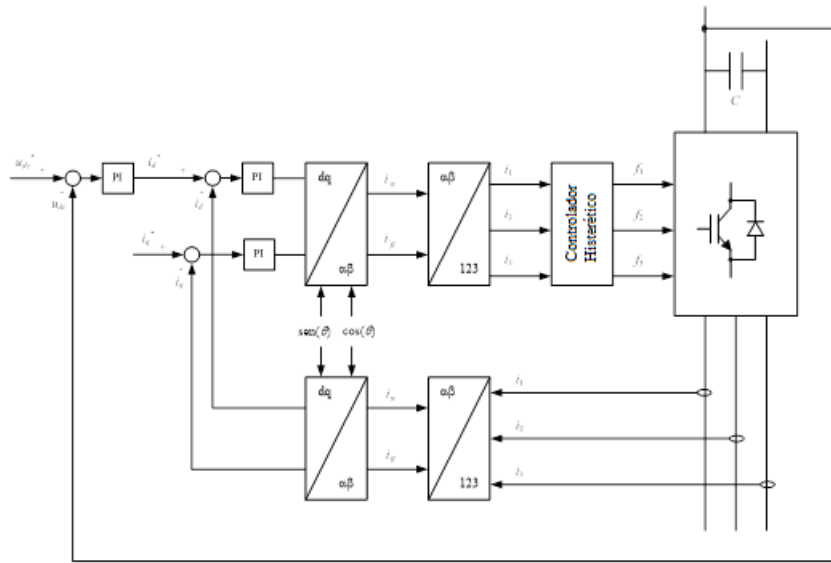


Figura 3.6. Controlo de tensão de um barramento DC adaptado de [Gambôa a), 2019].

Conforme definido em (3.12), a tensão no barramento DC é dada por (3.65).

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_0 = \frac{1}{C} [f_d \quad f_q \quad f_0] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_0 \quad (3.65)$$

O circuito equivalente do barramento no sistema de coordenadas dq, Figura 3.7. Considera-se a componente homopolar f_0 nula.

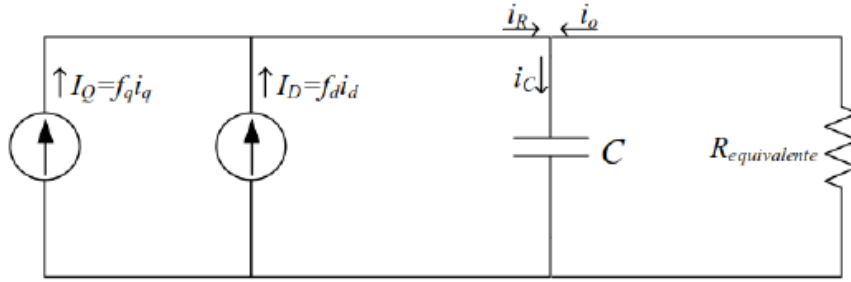


Figura 3.7. Circuito equivalente do barramento DC (dq) [Gambôa a), 2019].

Com base no critério ITAE de 2ª ordem, (3.100), é possível dimensionar o diagrama de blocos do modelo, para o cálculo dos parâmetros do conversor, (3.71). Considera-se apenas a contribuição da componente direta da corrente, i_d , de forma a eliminar a componente reativa no conversor, com isto, pode-se representar a Figura 3.8.

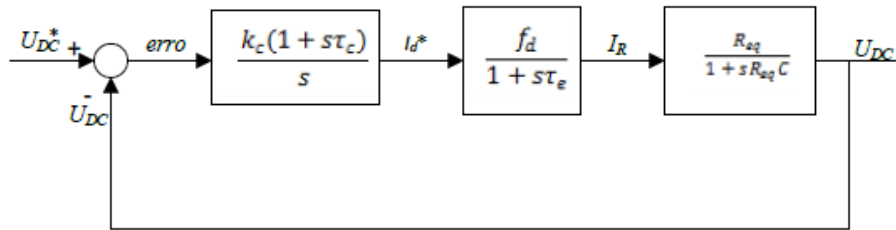


Figura 3.8. Diagrama de blocos para controlo U_{dc} .

Através da Figura 3.8 retira-se (3.66), (3.67) e (3.68).

$$I^*_d(s) = \frac{k_c(1 + s\tau_c)}{s} \text{ erro } U_{DC}(s) \quad (3.66)$$

$$I_R(s) = \frac{f_d}{1 + s\tau_e} I^*_d(s) \quad (3.67)$$

$$U_{DC}(s) = \frac{R_{eq}}{1 + sR_{eq}C} I_R(s) \quad (3.68)$$

Sabe-se que o atraso estatístico associado ao circuito de comando e potência do conversor será igual a metade do tempo de comutação dos semicondutores, (3.69).

$$\tau_e = \frac{1}{2f_{\text{comutação}}} \quad (3.69)$$

Cancela-se o zero do controlador, ficamos sem o polo dominante do sistema obtém-se (3.70).

$$\tau_c = R_{eq}C \quad (3.70)$$

A função transferência em malha fechada do sistema é dada por (3.71) .

$$\frac{U_{DC}}{U_{DC}^*} = \frac{\frac{k_c f_d R_{eq}}{\tau_e}}{s^2 + \frac{1}{\tau_e} s + \frac{k_c f_d R_{eq}}{\tau_e}} \quad (3.71)$$

Ao aplicar o critério ITAE de 2ª ordem na função transferência em malha fechada (3.72), calcula-se os ganhos das constantes proporcionais e integrais k_p e k_i (3.74).

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \wedge \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.72)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\tau_e} = 2\xi\omega_n \\ \frac{k_c f_d R_{eq}}{\tau_e} = \omega_n^2 \\ \tau_c = R_{eq}C \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_n = \frac{1}{2\tau_e\xi} \\ k_c = \frac{1}{4\xi^2\tau_e f_d R_{eq}} \\ \tau_c = R_{eq}C \end{cases} \quad (3.73)$$

$$\begin{cases} k_p = k_c \tau_c = \frac{C}{4\xi^2\tau_e f_d} = \frac{C}{2\tau_e f_d} \\ k_i = k_c = \frac{1}{4\xi^2\tau_e f_d R_{eq}} = \frac{1}{2\tau_e f_d R_{eq}} \end{cases} \quad (3.74)$$

De forma a determinar f_d , tem-se de admitir que, a potência AC será igual à potência DC e que a corrente no condensador é nula (3.75).

$$\begin{cases} P_{DC} = P_{AC} = P \\ I_c = 0 \end{cases} \quad (3.75)$$

Sendo a corrente no condensador nula, toda a corrente de saída dos IGBTs, irá circular para a resistência equivalente, (3.76). Dito isto, será possível calcular a potência e corrente do lado DC.

$$\begin{cases} P = U_{DC}(-I_0) = u_d i_d \\ I_R = -I_0 = f_d i_d \end{cases} \quad (3.76)$$

De (3.76) tem-se (3.77).

$$f_d = \frac{u_d}{U_{DC}} \quad (3.77)$$

Ao usar (3.77) e (3.74), resulta (3.78).

$$\begin{cases} k_p = \frac{C}{2\tau_e \frac{u_d}{U_{DC}}} \\ k_I = \frac{1}{2\tau_e \frac{u_d}{U_{DC}} R_{eq}} \end{cases} \quad (3.78)$$

3.5.3. Controlo das Correntes AC

Neste subcapítulo será explicado o funcionamento do controlo das correntes AC, $i_{sa}MV, i_{sa}MV, i_{sa}MV$ da Figura 3.2 e i_1, i_2, i_3 da Figura 3.3, para a conversão AC/DC de MT. A mesma abordagem e processo de cálculo é extrapolado para a conversão AC/DC de BT.

Para o controlo de corrente, optou-se pelo controlo histerético de correntes, com determinada largura de banda ΔJ . O modo de funcionamento destes controladores é o seguinte, uma vez que a corrente ultrapassa o limite superior estipulado, os controladores dão ordem para fechar os dispositivos semicondutores superiores. O mesmo serve para o limite inferior, caso a corrente ultrapasse esse limite, os controladores dão ordem para fechar os semicondutores inferiores. Sendo assim, a corrente apresentará valores entre esses dois limites. Estas condições estão mostradas na expressão (3.79) e na Figura 3.9.

$$\begin{cases} \text{erro} > \frac{AJ}{2} \rightarrow f = 0(b) \\ \text{erro} < -\frac{AJ}{2} \rightarrow f = 1(a) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i^* - i > \frac{AJ}{2} \rightarrow f = 0 \\ i^* - i < -\frac{AJ}{2} \rightarrow f = 1 \end{cases} \quad (3.79)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} i < i^* - \frac{AJ}{2} \rightarrow f = 0 \\ i > i^* + \frac{AJ}{2} \rightarrow f = 1 \end{cases}$$

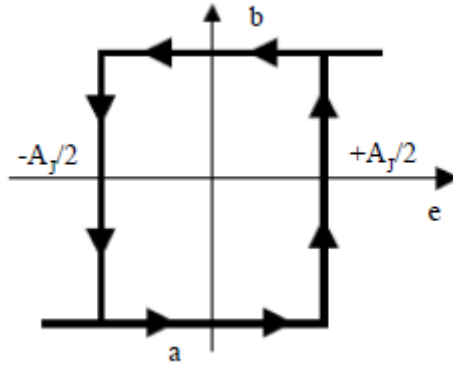


Figura 3.9. Largura de banda dos controladores histeréticos [Palma, 1999].

Para o dimensionamento do valor da indutância das bobinas de linha, utilizou-se a expressão (3.80) [Pacheco, 2020], sendo que k , corresponde a um valor percentual da resistência equivalente e P corresponde à potência no barramento DC. Para a baixa tensão a expressão é adaptada para as suas respectivas variáveis.

$$L_s = k \frac{R_{eq}}{\omega_{REE}}; R_{eq} = \frac{u_{CMVDC}^2}{P} \quad (3.80)$$

Os subsistemas “Controladores histeréticos” realizados em Matlab/Simulink encontram-se representados no Capítulo 4.

3.5.4. Controlo da Tensão AC

Neste subcapítulo será apresentado o dimensionamento relativo ao controlo das tensões AC, estas serão obtidas a partir de C_{oaMV} , C_{obMV} , C_{ocMV} , Figura 3.4. O conversor DC/AC da baixa tensão encontra-se no Anexo D e corresponde ao bloco “Conversão DC/AC” do “Sistema BT” da Figura 3.1. Este controlo será efetuado de modo que as tensões de saída do ondulator sejam as mais sinusoidais possíveis, com a amplitude imposta e defasamento de 120° .

As tensões AC do ondulator são obtidas a partir dos condensadores do lado AC como indicado na Figura 3.10. Os secundários do transformador trifásico são alimentados pelos inversores de tensão através de bobinas com perdas, L_A, L_B, L_C e R_A, R_B, R_C .

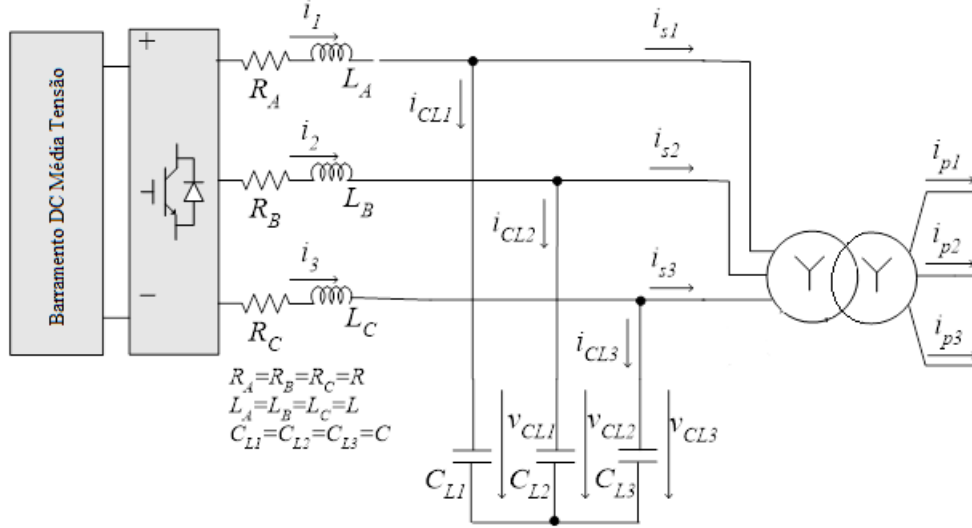


Figura 3.10. Circuito de princípio do lado AC do ondulator de tensão adaptado de [Gambôa a), 2019].

O projeto dos controladores da tensão AC, $v_{CL1}(t)$, $v_{CL2}(t)$ e $v_{CL3}(t)$, faz-se a partir do modelo das equações da dinâmica do circuito. Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito, as equações da dinâmica da tensão (3.53), $v_{CL1}(t)$, $v_{CL2}(t)$ e $v_{CL3}(t)$, são definidas em função dos parâmetros do circuito e das correntes $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$ e $i_{s1}(t)$, $i_{s2}(t)$, $i_{s3}(t)$, (3.81).

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{CL1}}{dt} \\ \frac{dv_{CL2}}{dt} \\ \frac{dv_{CL3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

Admitindo a relação $i_{s1} = N_1/N_2 i_{p1}$, $i_{s2} = N_1/N_2 i_{p2}$, $i_{s3} = N_1/N_2 i_{p3}$ entre as correntes no primário e secundário do transformador e substituindo em (3.81) obtém-se (3.82).

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{CL1}}{dt} \\ \frac{dv_{CL2}}{dt} \\ \frac{dv_{CL3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ i_{p3} \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

Neste modelo as variáveis de controlo das tensões AC são as correntes de saída do conversor i_1, i_2 e i_3 . As correntes i_{p1}, i_{p2} e i_{p3} , podem ser vistas como perturbações do ponto

de vista do projeto do controlador das tensões AC. Aplicando a transformada de Concordia ao modelo das tensões AC (3.82), e considerando a componente homopolar nula, obtêm-se as equações da dinâmica (3.83) representadas em coordenadas $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{CL\alpha}}{dt} \\ \frac{dv_{CL\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p\alpha} \\ i_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

Aplicando a transformada de *Park* a (3.83), obtêm-se as equações da dinâmica em coordenadas dq (3.84), onde a velocidade angular das grandezas da rede é representada por ω .

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{CLd}}{dt} \\ \frac{dv_{CLq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{CLd} \\ v_{CLq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

No sistema de coordenadas dq as equações da dinâmica das tensões AC do inversor (3.84), são lineares e a amplitude da tensão é constante em regime estacionário. Assim, podem ser utilizados métodos de controlo linear neste modelo com acoplamento cruzado que, para um determinado ponto de funcionamento, é linear e invariante no tempo.

Colocando (3.56) na forma canónica obtêm-se (3.85) e (3.86), que permitem construir o diagrama de blocos da Figura 3.11.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{CLd}}{dt} &= \omega v_{CLq} + \frac{1}{C_L} i_d - \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \Rightarrow_{i_d=i_{dRef}} \Rightarrow \frac{dv_{CLd}}{dt} = \omega v_{CLq} + \\ &+ \frac{1}{C_L} i_{dRef} - \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \Leftrightarrow v_{CLd} = \int \left(\omega v_{CLq} + \frac{1}{C_L} i_{dRef} - \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \right) dt \end{aligned} \quad (3.85)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{CLq}}{dt} &= \omega v_{CLd} + \frac{1}{C_L} i_q - \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \Rightarrow_{i_q=i_{qRef}} \Rightarrow \frac{dv_{CLq}}{dt} = -\omega v_{CLd} + \\ &+ \frac{1}{C_L} i_{qRef} - \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \Leftrightarrow v_{CLq} = \int \left(\omega v_{CLd} + \frac{1}{C_L} i_{qRef} - \frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \right) dt \end{aligned} \quad (3.86)$$

A Figura 3.11, apresenta o diagrama de blocos com o modelo do sistema e o controlador das tensões AC, considera-se um controlador Proporcional Integral.

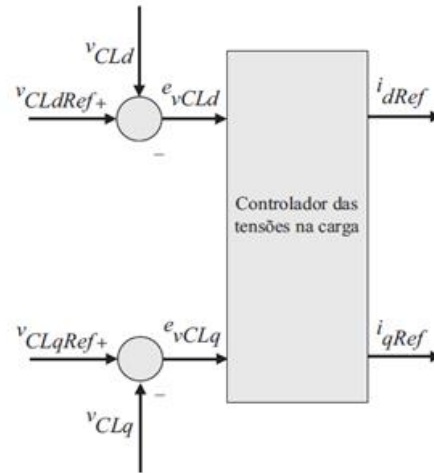


Figura 3.11. Sistema de controle das tensões AC (dq), adaptado de [Gambôa a), 2019].

As equações da dinâmica das tensões AC (3.84) contêm termos com acoplamento cruzado. O controlador PI pode ser vantajosamente dimensionado depois de desacoplar esses termos cruzados. Definindo dois novos termos h_d e h_q , (3.87) e (3.88).

$$h_d = C_L \omega v_{CLq} + i_d \quad (3.87)$$

$$h_q = -C_L \omega v_{CLd} + i_q \quad (3.88)$$

Reescrevem-se a partir da forma matricial (3.84), as equações da dinâmica das tensões AC, v_{CLd} (3.89) e v_{CLq} (3.90).

$$\frac{dv_{CLd}}{dt} = \frac{1}{C_L} \left(C_L \omega v_{CLq} + i_d - \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \right) \quad (3.89)$$

$$\frac{dv_{CLq}}{dt} = \frac{1}{C_L} \left(C_L \omega v_{CLd} + i_q - \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \right) \quad (3.90)$$

Substituindo os termos h_d (3.87) e h_q (3.88), em (3.89) e (3.90) obtém-se (3.91) e (3.92).

$$\frac{dv_{CLd}}{dt} = \frac{1}{C_L} \left(h_d - \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \right) \quad (3.91)$$

$$\frac{dv_{CLq}}{dt} = \frac{1}{C_L} \left(h_q - \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \right) \quad (3.92)$$

A partir deste modelo dinâmico desacoplado das tensões AC (3.91) e (3.92), projeta-se o compensador PI (3.93) a (3.96) utilizando dois sistemas semelhantes para cada uma das componentes das tensões AC v_{CLd} e v_{CLq} , representadas no sistema de coordenadas dq , Figura 3.12. O compensador PI tem como ganhos proporcionais, k_{pd} e k_{pq} e integrais, k_{id} e k_{iq} .

$$\frac{dv_{CLd}}{dt} = \frac{1}{C_L} \left(h_d - \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \right) \Leftrightarrow v_{CLd} = \frac{1}{C_L} \int \left(h_d - \frac{N_1}{N_2} i_{pd} \right) dt \quad (3.93)$$

$$\frac{dv_{CLq}}{dt} = \frac{1}{C_L} \left(h_q - \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \right) \Leftrightarrow v_{CLq} = \frac{1}{C_L} \int \left(h_q - \frac{N_1}{N_2} i_{pq} \right) dt \quad (3.94)$$

$$h_{dRef} = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \right) e_{vCLd} \Leftrightarrow h_{dRef} = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \right) (v_{CLdRef} - v_{CLd}) \quad (3.95)$$

$$h_{qRef} = \left(k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \right) e_{vCLq} \Leftrightarrow h_{qRef} = \left(k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \right) (v_{CLqRef} - v_{CLq}) \quad (3.96)$$

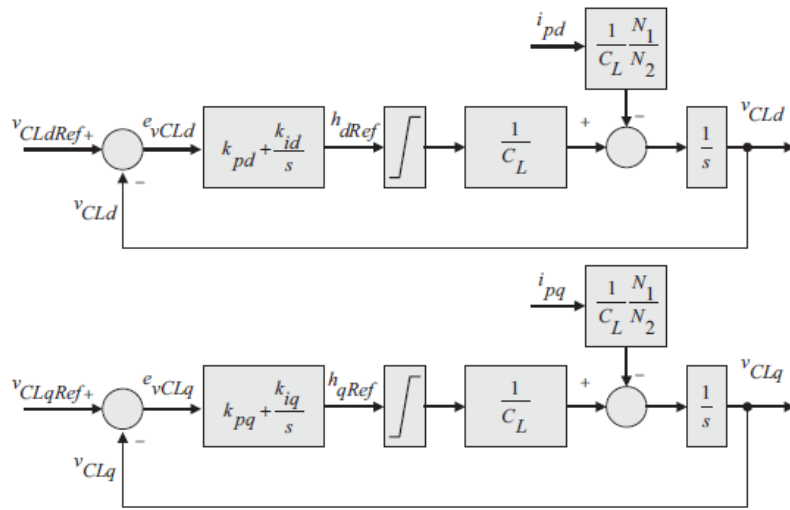


Figura 3.12. Diagrama blocos simplificado para controle das tensões [Gambôa a), 2019].

A função de transferência, em malha fechada, das tensões na carga sensível, v_{CLd} e v_{CLq} , é obtida por simplificação do diagrama de blocos do sistema de controle anterior.

$$v_{CLd} = \frac{\frac{k_{pd}}{C_L} s + \frac{k_{id}}{C_L}}{s^2 + \frac{k_{pd}}{C_L} s + \frac{k_{id}}{C_L}} v_{CLdRef} - \frac{\frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} s}{s^2 + \frac{k_{pd}}{C_L} s + \frac{k_{id}}{C_L}} i_{pd} \quad (3.97)$$

$$v_{CLq} = \frac{\frac{k_{pq}}{C_L}s + \frac{k_{iq}}{C_L}}{s^2 + \frac{k_{pq}}{C_L}s + \frac{k_{iq}}{C_L}} v_{CLdRef} - \frac{\frac{1}{C_L} \frac{N_1}{N_2} s}{s^2 + \frac{k_{pq}}{C_L}s + \frac{k_{iq}}{C_L}} i_{pq} \quad (3.98)$$

As equações das tensões v_{CLd} (3.97) e v_{CLq} (3.98) mostram que em regime estacionário ($s \rightarrow 0$), a utilização do compensador PI faz com que os termos de perturbação, as correntes da carga, i_{pd} e i_{pq} , não afectem as tensões na carga sensível v_{CLd} e v_{CLq} .

Os denominadores dos termos das tensões v_{CLd} (3.97) e v_{CLq} (3.98) podem ser comparados com um sistema de segunda ordem ($s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2$). Os ganhos dos dois controladores PI, k_{pdq} e k_{idq} representados por (3.99) e (3.100) são deduzidos em função dos parâmetros de um sistema de segunda ordem, o fator de amortecimento ξ e a frequência natural ω_n . Os ganhos proporcionais e integrais são iguais nos dois controladores, sendo usual seleccionar um fator de amortecimento do sistema de segunda ordem de $\xi = 1/\sqrt{2}$ que apresenta um bom compromisso entre o tempo de subida e a sobrelevação, na resposta ao escalão.

$$k_{pd} = k_{pq} = 2\xi \sqrt{C_L k_{idq}} \quad (3.99)$$

$$k_{id} = k_{iq} = C_L \omega_n^2 \quad (3.100)$$

Substituindo $i_{sd} = i_{dRef}$ e $h_d = h_{dRef}$ em (3.87) e $i_{sq} = i_{qRef}$ e $h_q = h_{qRef}$ em (3.88), as referências i_{dRef} e i_{qRef} são obtidas em (3.101) e (3.102).

$$i_d = h_d - C_L \omega v_{CLq} \Rightarrow_{h_d=h_{dRef}}^{i_d=i_{dRef}} i_{dRef} = h_{dRef} - C_L \omega v_{CLq} \quad (3.101)$$

$$i_q = h_q - C_L \omega v_{CLd} \Rightarrow_{h_q=h_{qRef}}^{i_q=i_{qRef}} i_{qRef} = h_{qRef} - C_L \omega v_{CLd} \quad (3.102)$$

Substituindo (3.95) em (3.101) e (3.96) em (3.102), as leis de controlo das correntes i_{dRef} (3.103) e i_{qRef} (3.104), podem ser obtidas em função dos erros das tensões AC.

$$i_{dRef} = k_p(v_{CLdRef} - v_{CLd}) + k_i \int (v_{CLdRef} - v_{CLd}) dt - C_L \omega v_{CLq} \quad (3.103)$$

$$i_{qRef} = k_p(v_{CLqRef} - v_{CLq}) + k_i \int (v_{CLqRef} - v_{CLq}) dt - C_L \omega v_{CLd} \quad (3.104)$$

O diagrama de blocos do compensador PI da Figura 3.13 inclui os termos cruzados da tensão na carga sensível para calcular as correntes de referência, i_{dRef} e i_{qRef} , que permitirão controlar as tensões na carga do inversor.

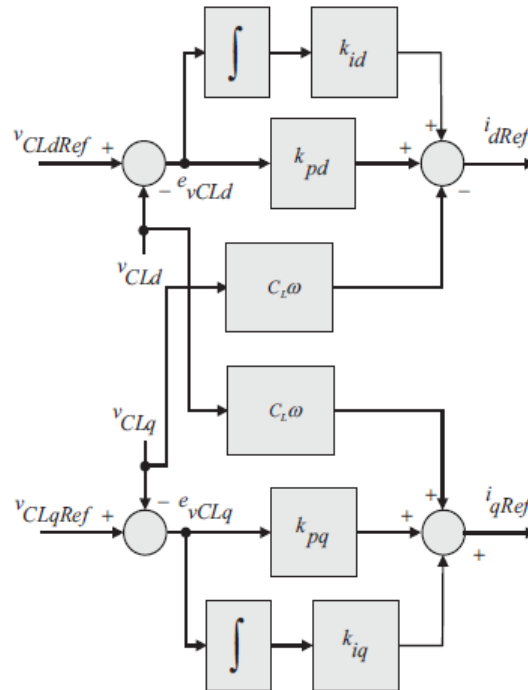


Figura 3.13. Diagrama blocos do controlador PI [Gambôa a), 2019].

Para o dimensionamento do valor da capacidade dos condensadores de linha, utilizou-se a expressão (3.105) [Wang, 2003], sendo que, k , corresponde a uma porcentagem da potência do sistema, P corresponde à potência do sistema, f_c corresponde à frequência de comutação e U_{REE} corresponde à tensão da rede elétrica. O mesmo se verifica para a baixa tensão.

$$C_o = k \frac{P}{3 \times 2\pi f_c U_{REE}^2} \quad (3.105)$$

3.5.5. Controle de Velocidade

Este subcapítulo completa o subcapítulo 3.7.1., sendo que este controle é para a máquina síncrona de magnetos permanentes que posteriormente controlará a velocidade do volante de inércia, ao qual está acoplada. Como o volante de inércia, subcapítulo 3.7.2., acumula energia por movimento angular, ou seja, por energia cinética e como está acoplada ao rotor da máquina

síncrona, é importante controlar a velocidade desta, de forma a conseguir obter a velocidade estipulada para o volante de inércia. Será utilizada uma técnica de controlo por orientação de campo, ou seja, controlo da componente i_q da corrente da máquina (3.141). Por este facto, o conversor DC/AC da máquina será controlado em corrente.

Para o controlo da velocidade da máquina síncrona que aciona o volante de inércia, utilizou-se o controlador PI, assim sendo, é possível gerar automaticamente a corrente i_q de referência.

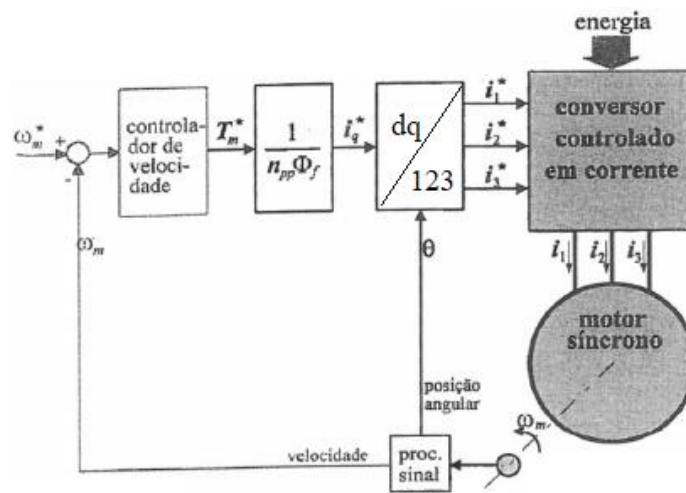


Figura 3.14. Controlo de velocidade [Palma, 1999].

Utilizando o critério ITAE de 2ª ordem, $\omega_n/(s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2)$ e $\xi = \sqrt{2}/2$, pode-se definir o diagrama de blocos do modelo para o cálculo dos parâmetros do conversor. Considera-se apenas a contribuição da componente i_q , ou seja, a componente em quadratura da corrente associada ao binário da máquina. Abaixo, encontra-se o diagrama de blocos para o controlo de velocidade, Figura 3.15.

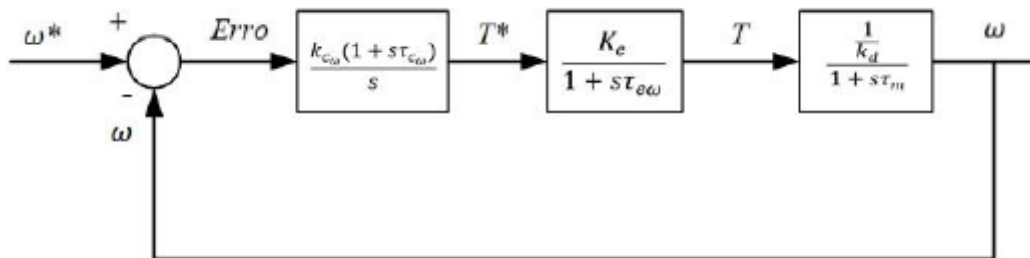


Figura 3.15. Diagrama blocos para controlo velocidade.

A primeira função transferência, bloco a seguir ao cálculo do erro, representa o controlador PI, obtendo-se a referência de binário. Os dois blocos seguintes representam as componentes das funções de transferência, elétricas e mecânicas da máquina, respetivamente. Em relação à componente elétrica a função transferência representa a dinâmica constituída pelo conjunto formado pelo conversor controlado em corrente, a parte elétrica do motor síncrono de magnetos de permanentes e o controlo adequado para imposição das correntes. A técnica de controlo utilizada é designada por Controlo Por Orientação de Campo. Será considerada uma função transferência de primeira ordem, caracterizada por um ganho K_e e uma constante de tempo $\tau_{e\omega}$. A função transferência relativa à parte mecânica, último bloco, representa a equação (3.142) no domínio da frequência. Será considerada uma função transferência de primeira ordem, caracterizada por um ganho k_d e uma constante de tempo τ_m . Terá a contribuição da dinâmica do motor síncrono de magnetos de permanentes e da carga (volante de inercia);

Neste trabalho, como o controlo é feito por corrente, multiplicou-se o binário de referência por o inverso do fluxo com o número de par de polos.

Do diagrama de blocos da Figura 3.15 pode-se retirar as expressões (3.106) a (3.108).

$$T^*(s) = \frac{k_{c\omega}(1 + s\tau_{c\omega})}{s} \text{erro } \omega(s) \quad (3.106)$$

$$T(s) = \frac{k_e}{1 + s\tau_{e\omega}} T^*(s) \quad (3.107)$$

$$\omega(s) = \frac{1}{k_d} \frac{1}{1 + s\tau_m} T(s) \quad (3.108)$$

Admite-se que o atraso estatístico associado ao circuito de comando e potência do conversor será igual a metade do tempo de comutação dos semicondutores assim obtém-se a expressão (3.109).

$$\tau_{e\omega} = \frac{1}{2f_{\text{comutação}}} \quad (3.109)$$

Ao cancelar o polo dominante do sistema (3.108) com o zero do controlador Figura 3.15 obtém-se (3.110).

$$\tau_{c\omega} = \tau_m \quad (3.110)$$

Assim é possível calcular a função transferência em malha fechada do sistema através da expressão (3.111).

$$\frac{\omega(s)}{\omega(s)^*} = \frac{\frac{k_{c\omega} k_e \frac{1}{k_d}}{\tau_{e\omega}}}{s^2 + \frac{1}{\tau_{e\omega}} s + \frac{k_{c\omega} k_e \frac{1}{k_d}}{\tau_{e\omega}}} \quad (3.111)$$

Obtida a função transferência em malha fechada e ao aplicar o critério ITAE de 2ª ordem, (3.72), é possível calcular os ganhos das constantes proporcionais e integrais k_p e k_i , (3.112) e (3.113).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\tau_e} = 2\xi\omega_n \\ \frac{k_{c\omega} K_e \frac{1}{k_d}}{\tau_{e\omega}} = \omega_n^2 \\ \tau_{c\omega} = R_{eq} C \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_n = \frac{1}{2\tau_e \xi} \\ k_{c\omega} = \frac{1}{4\xi^2 \tau_{e\omega} K_e \frac{1}{k_d}} \\ \tau_c = R_{eq} C \end{array} \right. \quad (3.112)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} k_p = k_{c\omega} \tau_{c\omega} = \frac{C_{LVDC}}{4\xi^2 \tau_{e\omega} K_e} = \frac{C_{LVDC}}{2\tau_{e\omega} K_e} \\ k_i = k_{c\omega} = \frac{1}{4\xi^2 \tau_{e\omega} K_e \frac{1}{k_d}} = \frac{1}{2\tau_{e\omega} K_e \frac{1}{k_d}} \end{array} \right. \quad (3.113)$$

Chega-se às expressões que permitem o cálculo dos ganhos proporcional e integral do controlador PI para serem definidos no capítulo 4.

3.6. Dimensionamento dos Barramentos DC

Neste subcapítulo será efetuado o dimensionamento para o cálculo da capacidade do barramento DC. Dimensionou-se, considerando a carga com potência constante. A capacidade referida neste subcapítulo, será a capacidade dos barramentos “MT Link DC” e “BT Link DC” da Figura 3.1, u_{CMVDC} da Figura 3.2 e “C” da Figura 3.3..

Para o dimensionamento das capacidades dos barramentos DC, tem que se ter em conta a variação admitida ΔV_C e do respetivo intervalo de tempo Δt , no qual ocorre essa variação.

Se considerar a Figura 3.3, mas a soma das correntes for dada por (3.114).

$$I_R = I_o + I_c \quad (3.114)$$

E considerando o caso mais desfavorável (3.115).

$$I_c = -I_o \quad (3.115)$$

Em primeiro, considera-se o rendimento η , associado às perdas do retificador (3.116).

$$\eta = \frac{P_o}{P_c} \Rightarrow P_o = \eta P_c \quad (3.116)$$

Desenvolve-se a equação (3.116) para obter o valor da capacidade C (3.123).

$$P_o = \eta P_c \Rightarrow \frac{P_o}{V_c} = \eta \frac{P_c}{V_c} \quad (3.117)$$

Aplicando (3.124) em (3.117), tem-se (3.118) e por simplificação (3.123).

$$\frac{P_o}{\eta V_c} = I_c \frac{P_o}{\eta V_c} = -C \frac{dV_c}{dt} \quad (3.118)$$

$$\frac{P_o}{\eta} = -C V_c \frac{dV_c}{dt} \quad (3.119)$$

$$\frac{P_o}{\eta} = -C \frac{1}{2} \frac{dV_c^2}{dt} = cte \quad (3.120)$$

$$\frac{P_o}{\eta} = -\frac{C}{2} \frac{[V_c^2(t_f) - V_c^2(t_i)]}{t_f - t_i} \quad (3.121)$$

$$\frac{P_o}{\eta} = -\frac{C}{2} \frac{[V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2]}{t_f - t_i} \quad (3.122)$$

$$C = \frac{2P_o \Delta t}{\eta (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2)} \quad (3.123)$$

Para o dimensionamento anterior foi considerada a expressão (3.124).

$$V_O = V_{m\acute{a}x} - \frac{\Delta V_C}{2} \wedge \Delta V_C \ll V_{m\acute{a}x} \wedge \Delta t \ll 1 \wedge R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \wedge I_0 = \frac{P_0}{V_0} \quad (3.124)$$

A express\~ao (3.123), define o valor da capacidade dos barramentos DC utilizados no cap\~itulo 4.

3.7. Sistema de Armazenamento de Energia do Tipo Volante de In\~ercia

Neste subcap\~itulo \e descrito o modelo matem\~atico do SAE escolhido. O SAE ser\~a constitu\~ido por um volante de in\~ercia acoplado a uma m\~aquina s\~incrona de magnetos permanentes (PMSM), conforme apresentado na Figura 2.17 e na Figura 3.1.

Inicialmente ser\~a apresentado o modelo matem\~atico da m\~aquina s\~incrona e posteriormente o do volante de in\~ercia.

3.7.1. Modelo da M\~aquina S\~incrona de Magnetos Permanentes

Um circuito indutivo trif\~asico equilibrado com acoplamento magn\~etico entre fases Figura 3.16 \e modelizado no referencial dq (referencial $\theta(t)$ em rela\~ao a $\alpha\beta$) pelas equa\~oes (3.125) e (3.126) Figura 3.17.

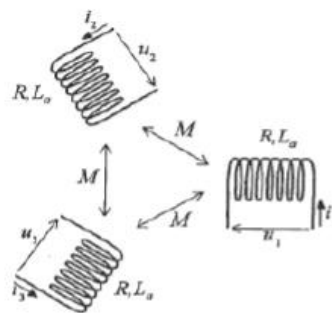


Figura 3.16. Circuito trif\~asico com acoplamento magn\~etico [Palma, 1999].

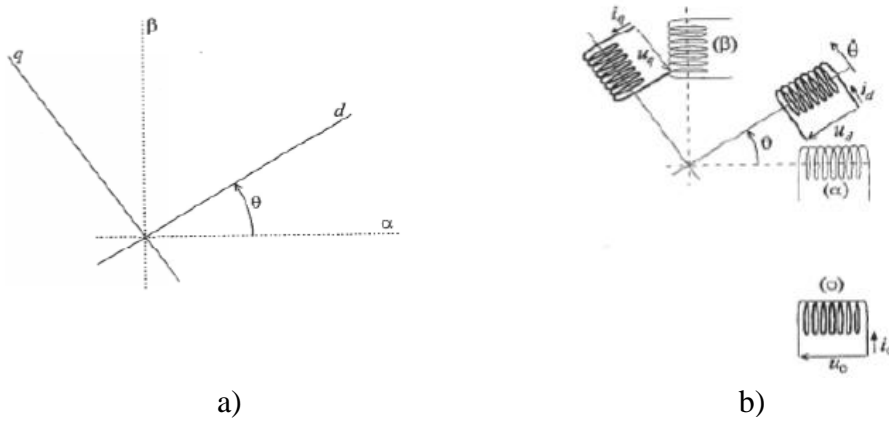


Figura 3.17. a) Descrição geométrica $\alpha\beta \rightarrow dq$ b) Circuito equivalente em $dq0$ [Palma, 1999].

$$\bar{u}_{sdq} = R\bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\psi}_{dq}}{dt} + j\frac{d\theta}{dt}\bar{\psi}_{dq} \quad (3.125)$$

$$\bar{\psi}_{dq} = L\bar{i}_{dq} \quad (3.126)$$

Adapta-se as equações anteriores (3.125) e (3.126) para a máquina síncrona com a introdução do fluxo associado aos magnetos permanentes $\bar{\phi}_{fdq}$ (3.127), (3.128).

$$\bar{u}_{sdq} = R\bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\psi}_{dq}}{dt} + j\frac{d\theta}{dt}\bar{\psi}_{dq} \quad (3.127)$$

$$\bar{\psi}_{dq} = L\bar{i}_{dq} + \bar{\phi}_{fdq} \quad (3.128)$$

A parcela $\bar{\phi}_{fdq}$ deve-se à existência dos magnetos permanentes.

Como existe sincronismo entre o vetor de fluxo do rotor e θ , Figura 3.18:

$$\theta \rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (3.129)$$

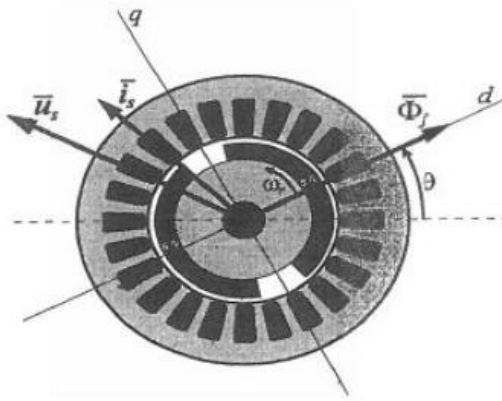


Figura 3.18. Referencial fixo ao fluxo rotórico [Palma, 1999].

Utiliza-se a equação (3.126) e multiplicando ambas as parcelas por $\frac{d\theta}{dt}$ para obter (3.130).

$$\frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} = \frac{d\theta}{dt} L_{dq} \bar{i}_{dq} + \frac{d\theta}{dt} \bar{\phi}_{fdq} \quad (3.130)$$

Substituindo a equação (3.129) na equação (3.130) para obter (3.131).

$$\frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} = \omega_r L_{dq} \bar{i}_{dq} + \omega_r \bar{\phi}_{fdq} \quad (3.131)$$

A notação complexa das grandezas nas coordenadas dq para obter (3.132).

$$\bar{x}_{dq} = x_d + jx_q \quad (3.132)$$

Substituindo a equação (3.132) na equação (3.131) para obter (3.133).

$$\frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} = \omega_r L_d i_d + j\omega_r L_q i_q + \omega_r \phi_{fd} + j\omega_r \phi_{fq} \quad (3.133)$$

A componente do fluxo rotórico, Figura 3.18, para a componente q é nula: $\omega_r \bar{\phi}_{fq} = 0$, pelo que a equação (3.133) fica (3.134).

$$\frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_{fd} + j\omega_r L_q i_q \quad (3.134)$$

Multiplicando ambas as parcelas da equação (3.134) por j para obter (3.135).

$$\begin{aligned}
j \frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} &= j\omega_r L_d i_d + j\omega_r \phi_{fd} + j^2 \omega_r L_q i_q \leftrightarrow \\
\leftrightarrow j \frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} &= j\omega_r L_d i_d + j\omega_r \phi_{fd} - \omega_r L_q i_q
\end{aligned} \tag{3.135}$$

Aplicando a notação complexa das grandezas nas coordenadas dq, (3.132), à equação (3.128), para obter (3.136).

$$\bar{\Psi}_{dq} = L_{dq} \bar{i}_{dq} + \bar{\Phi}_{fdq} \leftrightarrow \bar{\psi}_{dq} = L_d i_d + jL_q i_q + \phi_{fd} + j\phi_{fq} \tag{3.136}$$

Aplicando derivadas em ordem ao tempo à equação (3.136) para obter (3.137).

$$\frac{d\bar{\psi}_{dq}}{dt} = L_d \frac{di_d}{dt} + jL_q \frac{di_q}{dt} + 0 + 0 \leftrightarrow \frac{d\bar{\psi}_{dq}}{dt} = L_d \frac{di_d}{dt} + jL_q \frac{di_q}{dt} \tag{3.137}$$

Aplicando a notação complexa das grandezas nas coordenadas dq à equação (3.127), considerando igualmente que (3.137) e (3.135) para obter (3.138).

$$\begin{aligned}
\bar{u}_{sdq} &= R\bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\psi}_{dq}}{dt} + j \frac{d\theta}{dt} \bar{\psi}_{dq} \leftrightarrow \\
\leftrightarrow u_{sd} + ju_{sq} &= Ri_d + jRi_q + L_d \frac{di_d}{dt} + jL_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_q i_q + j\omega_r L_d i_d + j\omega_r \phi_{fd}
\end{aligned} \tag{3.138}$$

Separando a equação (3.138) numa parte real u_d (3.139) e imaginária u_q (3.140).

$$u_{sd} = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \tag{3.139}$$

$$u_{sq} = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_{fd} \tag{3.140}$$

Em que:

ϕ_{fd} – Representa a amplitude do fluxo de excitação criado pelos magnetos;

ω_r – Velocidade angular elétrica do rotor;

R – Resistência do estator por fase;

L_d e L_q – Autoindúções totais por fase, medidas com o eixo do enrolamento da fase alinhado com o eixo do rotor, ou em quadratura com ele.

Admitindo que o enrolamento de cada fase do estator apresenta n_{pp} pares de pólos o binário elétrico vem dado por (3.141).

$$T_e = n_{pp} \phi_f d i_q \quad (3.141)$$

O binário motor pode ser expresso pela expressão (3.142).

$$T_m = J \frac{d}{dt} \omega_m + K_D \omega_m + T_r \quad (3.142)$$

Com a velocidade mecânica ser relacionada com a velocidade angular do rotor de acordo com a expressão (3.143).

$$\omega_r = \omega_m n_{pp} \quad (3.143)$$

Em que:

J – Momento de inércia [kgm^2];

K_D – Atrito viscoso [Nm];

n_{pp} – Número de pares de polos;

T_e – Binário elétrico [Nm];

T_m – Binário motor [Nm];

T_r – Binário resistente [Nm];

ω_r – Velocidade angular do rotor [rad/s];

ω_m – Velocidade angular mecânica [rad/s].

3.7.2. Modelo do Volante de Inércia

Na Figura 3.19 está representado um volante de inércia, com a forma de um tambor cilíndrico oco (ou coroa cilíndrica), com raio externo r_2 e raio interno r_1 . Ao obter a relação $\frac{r_1}{r_2}$, para a máxima velocidade angular de rotação, é possível maximizar a densidade de energia armazenada.

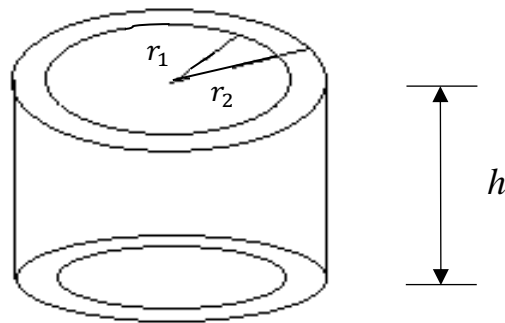


Figura 3.19. Esquema da forma física do volante de inércia.

A partir do raio externo, do raio interno e da altura da coroa cilíndrica, obtém-se o volume, (3.144).

$$V = \pi(r_2^2 - r_1^2)h \quad (3.144)$$

Calcula-se a massa da coroa cilíndrica (3.145), a partir da densidade do material e do volume.

$$m = \rho V \quad (3.145)$$

Calcula-se o momento de inércia (3.146) a partir da massa e dos raios externos e interno da coroa cilíndrica.

$$J = \frac{1}{2}m(r_2^2 + r_1^2) \quad (3.146)$$

Ao substituir (3.145) em (3.146), obtém-se outra equação equivalente para o momento de inércia (3.147).

$$J = \frac{1}{2}m(r_2^2 + r_1^2) \Leftrightarrow J = \frac{1}{2}\rho V(r_2^2 + r_1^2) \quad (3.147)$$

Ao substituir (3.144) em (3.147), obtém-se outra equação equivalente para o momento de inércia (3.148).

$$\begin{aligned}
J = \frac{1}{2}\rho V(r_2^2 + r_1^2) &\Leftrightarrow J = \frac{1}{2}\rho\pi(r_2^2 - r_1^2)h(r_2^2 + r_1^2) \\
&\Leftrightarrow \frac{1}{2}\rho\pi h(r_2^4 - r_1^4)
\end{aligned} \tag{3.148}$$

A velocidade linear tangencial máxima (3.149), depende da densidade do material, e da tensão de tração ou de compressão do material.

$$v_{max} = \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}} \tag{3.149}$$

A velocidade linear tangencial máxima periférica (3.150), é calculada a partir da velocidade angular de rotação da coroa cilíndrica e o raio externo.

$$v_{max} = \omega_{max}r_2 \tag{3.150}$$

Ao substituir (3.149) em (3.150), para obter a velocidade angular de rotação (3.151), em função do raio externo, da densidade do material e tensão de tração ou de compressão.

$$v_{max} = \omega_{max}r_2 \Leftrightarrow \omega_{max} = \frac{v_{max}}{r_2} \Leftrightarrow \omega_{max} = \frac{1}{r_2} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}} \tag{3.151}$$

A energia cinética máxima (3.152), da coroa cilíndrica, é calculada a partir do momento de inércia e da velocidade angular de rotação máxima.

$$E_{k\ max} = \frac{1}{2}J\omega_{max}^2 \tag{3.152}$$

Ao substituir (3.151) em (3.152) obtém-se outra equação equivalente para a energia cinética máxima (3.153).

$$E_{k\ max} = \frac{1}{2}J\omega_{max}^2 \Leftrightarrow E_{k\ max} = \frac{1}{2}J\left(\frac{1}{r_2} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}}\right)^2 \Leftrightarrow E_{k\ max} = \frac{1}{2}J \frac{1}{r_2^2} \frac{\sigma}{\rho} \tag{3.153}$$

Ao substituir (3.147) em (3.153) obtém-se outra equação equivalente para a energia cinética máxima (3.154).

$$\begin{aligned}
E_{k \max} &= \frac{1}{2} J \frac{1}{r_2^2} \frac{\sigma}{\rho} \Leftrightarrow E_{k \max} = \frac{1}{2} \frac{1}{2} \rho V (r_2^2 + r_1^2) \frac{1}{r_2^2} \frac{\sigma}{\rho} \Leftrightarrow \\
&\Leftrightarrow E_{k \max} = \frac{1}{4} V \sigma \left(1 + \frac{r_1^2}{r_2^2} \right) \Leftrightarrow E_{k \max} = \frac{1}{4} V \sigma \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right]
\end{aligned} \tag{3.154}$$

Ao substituir (3.145) em (3.154) obtendo-se a densidade de energia (3.155).

$$\begin{aligned}
E_{k \max} &= \frac{1}{4} V \sigma \left(1 + \frac{r_1^2}{r_2^2} \right) \Leftrightarrow E_{k \max} = \frac{1}{4} \frac{m}{\rho} \sigma \left(1 + \frac{r_1^2}{r_2^2} \right) \Leftrightarrow \\
&\Leftrightarrow E_{k \max} = \frac{1}{4} \frac{m}{\rho} \sigma \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right]
\end{aligned} \tag{3.155}$$

Ao dividir a equação (3.154) e (3.155) respectivamente pelo volume e pela massa, para obter as densidades de energia (3.156) e (3.157).

$$E_{k \max} = \frac{1}{4} V \sigma \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right] \Leftrightarrow \frac{E_{k \max}}{V} = \frac{1}{4} \sigma \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right] \tag{3.156}$$

$$E_{k \max} = \frac{1}{4} \frac{m}{\rho} \sigma \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right] \Leftrightarrow \frac{E_{k \max}}{m} = \frac{1}{4} \frac{\sigma}{\rho} \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right] \tag{3.157}$$

A densidade de energia, (3.156) e (3.157), é calculada respectivamente em função do volume e da massa. Depende de parâmetros constantes do material, σ e ρ , e de parâmetros variáveis que são o raio externo e interno.

Ao aplicar a definição de derivada parcial em (3.156) em ordem a $\frac{r_1}{r_2}$, (3.158), obtém-se a densidade de energia máxima.

$$\frac{\partial \left(\frac{E_{k \max}}{V} \right)}{\partial \left(\frac{r_1}{r_2} \right)} = \frac{1}{4} \sigma \left[2 \left(\frac{r_1}{r_2} \right) \right] \Leftrightarrow \frac{\partial \left(\frac{E_{k \max}}{V} \right)}{\partial \left(\frac{r_1}{r_2} \right)} = \frac{1}{2} \sigma \left(\frac{r_1}{r_2} \right) \tag{3.158}$$

Ao aplicar a definição de derivada parcial em (3.157) em ordem a $\frac{r_1}{r_2}$, (3.159), obtendo-se a densidade de energia máxima.

$$\frac{\partial \left(\frac{E_{k \max}}{m} \right)}{\partial \left(\frac{r_1}{r_2} \right)} = \frac{1}{4} \frac{\sigma}{\rho} \left[2 \left(\frac{r_1}{r_2} \right) \right] \Leftrightarrow \frac{\partial \left(\frac{E_{k \max}}{m} \right)}{\partial \left(\frac{r_1}{r_2} \right)} = \frac{1}{2} \frac{\sigma}{\rho} \left(\frac{r_1}{r_2} \right) \quad (3.159)$$

Em que:

r_1 – Raio interno [m];

r_2 – Raio externo [m];

h – Altura [m];

V – Volume [m³];

m – Massa [kg];

ρ – Densidade do material [kg/m³];

σ – Compressão do material [Pa];

J – Momento de Inércia [kgm²];

v_{\max} – Velocidade linear máxima [m/s];

ω_{\max} – Velocidade angular [rad/s]

$E_{k \max}$ – Energia cinética máxima [J]

Sendo assim, a densidade de energia, (3.156) e (3.157), depende diretamente da relação $\frac{r_1}{r_2}$. A densidade de energia aumenta com o aumento da relação $\frac{r_1}{r_2}$, ou seja, o aumento do raio interno r_1 . Os valores máximos teóricos são obtidos com $\frac{r_1}{r_2}=1$, contudo esta situação não pode existir na prática, porque significaria um raio interno e externo igual, ou seja, uma espessura nula, $r_1 - r_2 = 0$.

Sendo o dimensionamento aqui apresentado neste subcapítulo, um dimensionamento comum, para o volante de inércia utilizado neste trabalho, o momento de inércia não foi calculado nem dimensionado, mas sim estipulado, Tabela 4.10.

Capítulo 4. Simulação Numérica e Resultados Obtidos

4.1. Simulação Numérica

Neste capítulo, será apresentada a simulação numérica dos modelos descritos no capítulo 3, ou seja, modelos das conversões AC/DC média e baixa tensão, respetivos controladores, máquina síncrona de magnetos permanentes com o volante de inércia. Para isso, foi utilizado o *software Matlab/Simulink*, que permite estudar em simulação numérica, o modelo matemático global, em diferentes condições de funcionamento. Para a sua realização, utilizou-se a *toolbox SimPowerSystem*.

Na Figura 4.1, está representado o modelo global da simulação numérica, que veio a ser descrito ao longo desta dissertação. Nota-se que o modelo está dividido por cores, sendo a cor vermelha correspondente à média tensão, a cor azul corresponde à baixa tensão e a cor laranja, à aplicação, ou seja, volante de inércia. O transformador será comum às simulações da média e baixa tensão, cor vermelha e azul respetivamente.

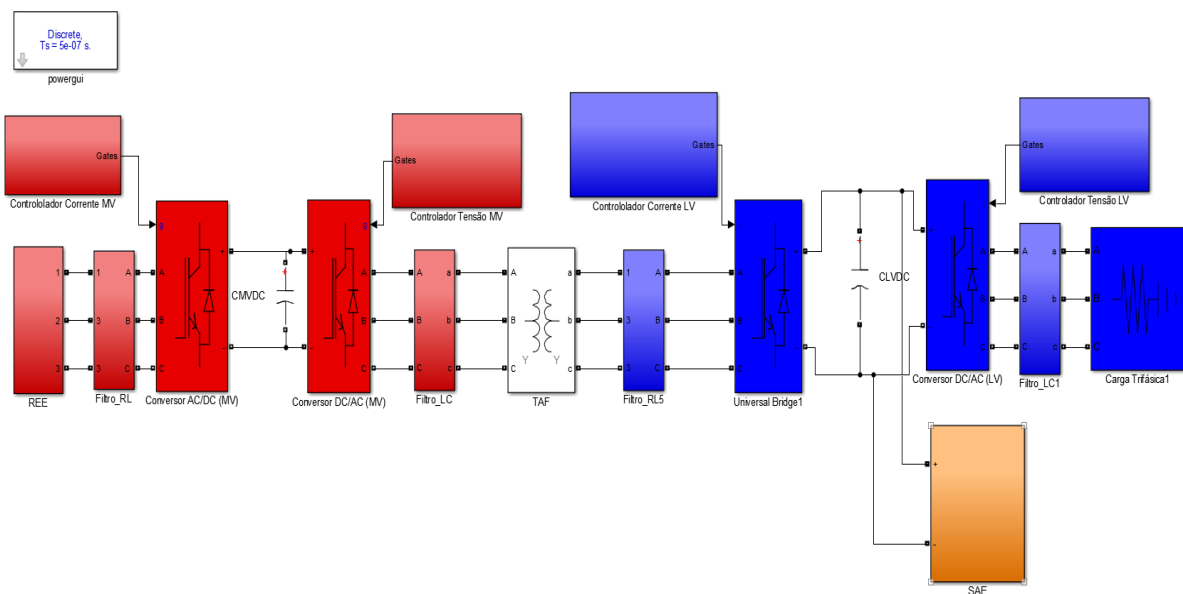


Figura 4.1. Modelo simulação numérica.

A presente simulação, será descrita da média tensão para o volante de inércia, que será em paralelo com a carga ligada na baixa tensão, ou seja, da esquerda para a direita.

Média Tensão

Nas Figura 4.2. e Figura 4.3., estão representados os blocos correspondentes à rede de energia elétrica e linha RL, respectivamente.

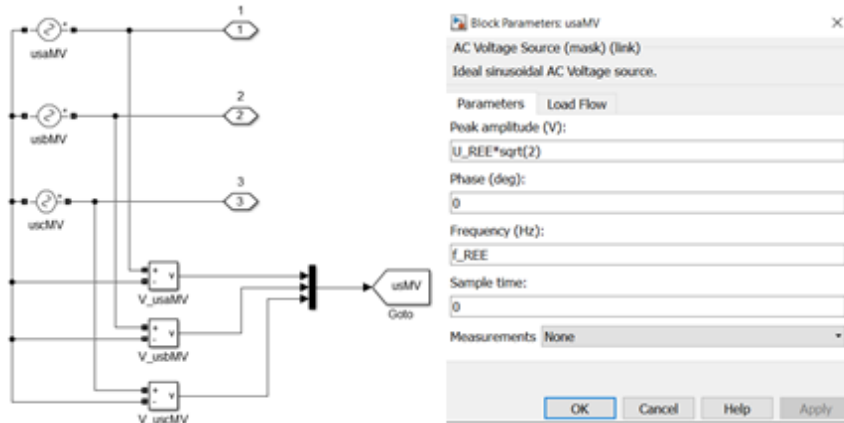


Figura 4.2. a) Bloco do subsistema REE; b) Parâmetros relativos ao subsistema REE.

O subsistema “REE” é composto por três tensões trifásicas sinusoidais equilibradas e desfasadas de 120° entre si, com uma frequência de rede. Os parâmetros deste subsistema estão representados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Parâmetros do subsistem REE.

Valor de pico (U_REE)	$\frac{15000}{\sqrt{3}} \sqrt{2} V$
Frequência (f_REE)	50 Hz
Ângulo da fase a	0°
Ângulo da fase b	-120°
Ângulo da fase c	-240°

O subsistema “Filtro_RL”, interliga a rede elétrica com o conversor AC/DC de média tensão e fornece informação sobre o comportamento das correntes, ao controlador do mesmo conversor. Na Tabela 4.2., encontram-se os parâmetros deste subsistema. O valor da indutância das bobinas de linha encontra-se dimensionado no subcapítulo 3.5.1.

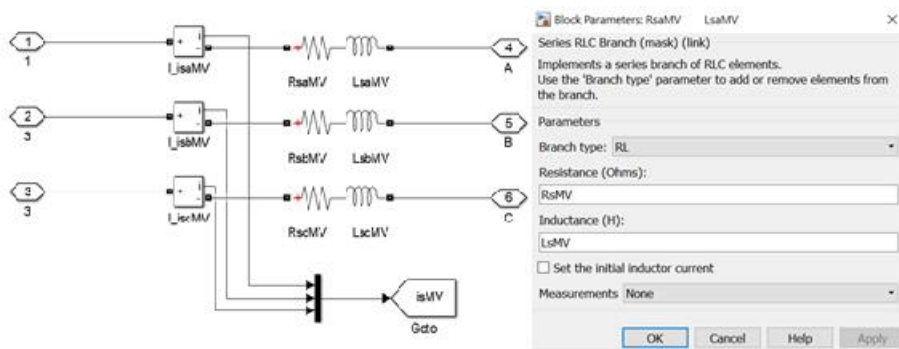


Figura 4.3. a) Bloco do subsistema Filtro RL; b) Parâmetros relativos ao subsistema Filtro RL.

Tabela 4.2. Parâmetros do subsistema Filtro RL.

		Equações Utilizadas
Resistência da linha por fase (RsMV)	0,010 Ω	Valor imposto
Indutância da linha por fase (LsMV)	0,098 H	(3.80)
Constante k	0,015	Valor imposto
Resistência equivalente	$2,052 \times 10^3 \Omega$	(3.80)

Como dito acima, posteriormente ao filtro, encontra-se o conversor AC/DC de média tensão, com os parâmetros representados na Figura 4.4..

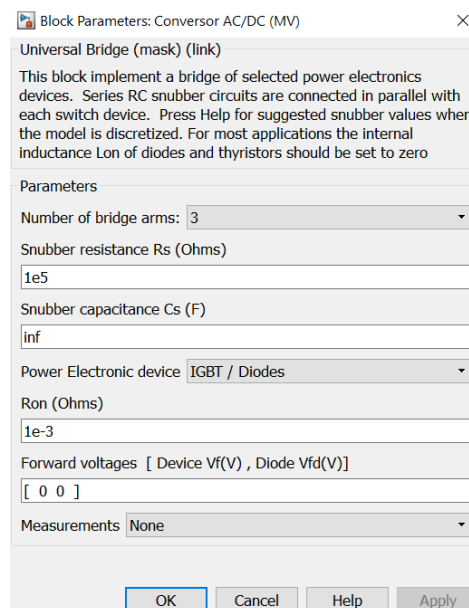


Figura 4.4. Parâmetros do conversor AC/DC média tensão.

De seguida, Figura 4.5, constata-se o “Controlador de Corrente MV” para a média tensão, onde se encontram os subsistemas do controlador PI, estimador de fase, transformadas de referenciais, descritos no capítulo 3, e por fim o controlador de histerese.

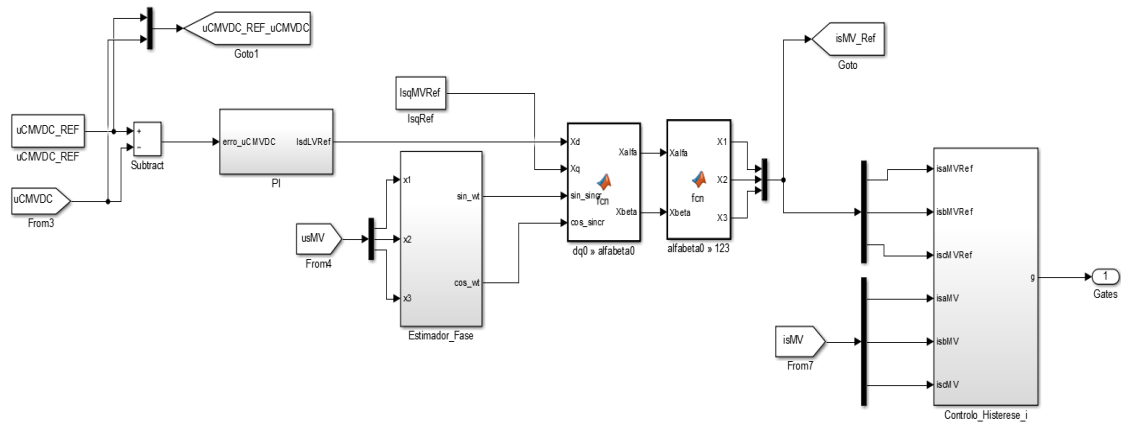


Figura 4.5. Controlador de corrente média tensão.

O controlador PI, Figura 4.6, fica responsável pelo cálculo do valor da componente direta da corrente de linha, a partir do erro, entre o valor real da tensão no barramento DC e sua referência. A corrente $i_{sdMVRef}$, será limitada, pelo limitador de corrente, caso a soma dos ganhos seja superior ou inferior ao valor da corrente, este suspende a componente integral. Os parâmetros deste controlador encontram-se na Tabela 4.3.

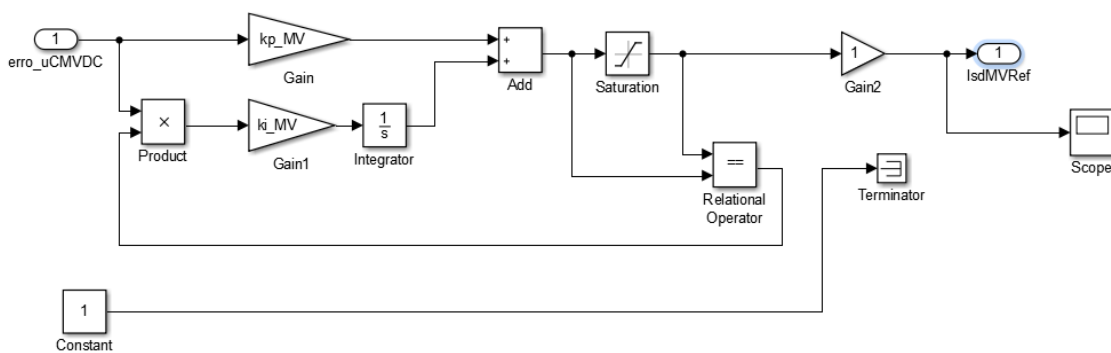


Figura 4.6. Subsistema PI do controlador de corrente AC.

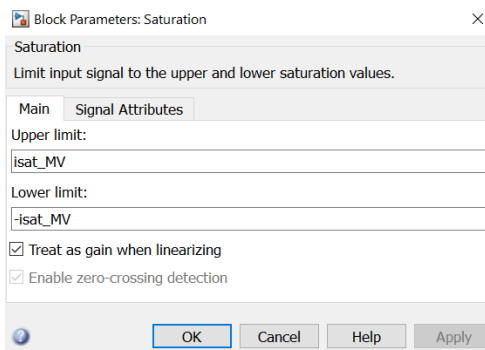


Figura 4.7. Limitador de corrente do controlador de corrente AC.

Tabela 4.3. Parâmetros do subsistema PI

		Equações Utilizadas
Ganho Proporcional (k_p_{MV})	0,105	(3.78)
Ganho Integral (k_i_{MV})	3,291	(3.78)
Limite Superior ($I_{sat_{MV}}$)	16,66 A	(4.1)
Limite Inferior ($-I_{sat_{MV}}$)	-16,66 A	(4.1)
Potência (S)	250 kVA	Valor imposto
Tensão (E)	15 kV	Valor imposto

Para os saturadores presentes nesta dissertação, utilizou-se a expressão (4.1), para o cálculo do limite. Depende da potência do sistema S [VA] e da tensão E [V].

$$i_{sat} = \frac{S}{E} \quad (4.1)$$

Na Figura 4.8., encontra-se o sincronizador com a rede elétrica, referido no subcapítulo 3.3. “Sincronismo com a Rede de Energia Elétrica”.

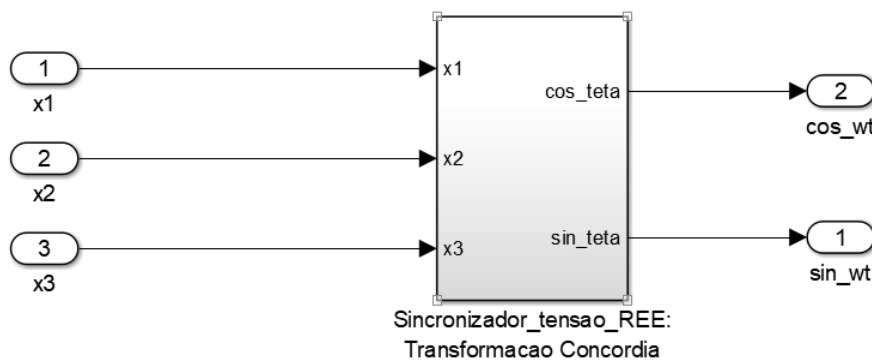


Figura 4.8. Estimador de fase do controlador de corrente.

Na Figura 4.9., tem-se o sincronizador com a rede elétrica, que pela transformação dos referenciais, obtém-se o seno e cosseno. As equações referentes a este subsistema são as (3.49) e (3.50).

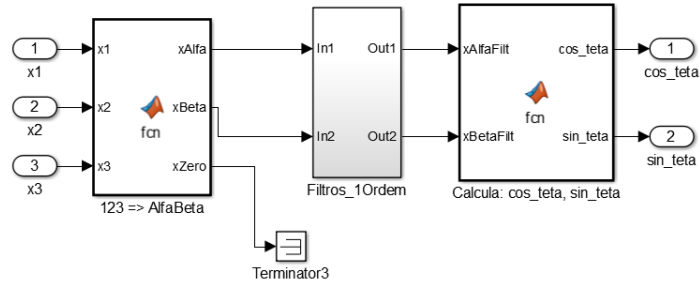


Figura 4.9. Subsistema de sincronismo com a rede elétrica.

Abaixo, Figura 4.10., encontram-se os blocos de transformadas de referencial $dq0 \rightarrow \alpha\beta$, Anexo C.

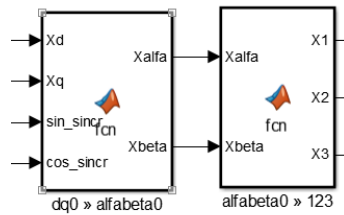


Figura 4.10. Blocos para a transformação de coordenadas.

O controlador histerético, Figura 4.11, encontra-se descrito no subcapítulo 3.5.1.. Nesta mesma figura, encontra-se o bloco *Relay*, cujos valores dos parâmetros estão na Tabela 4.4.

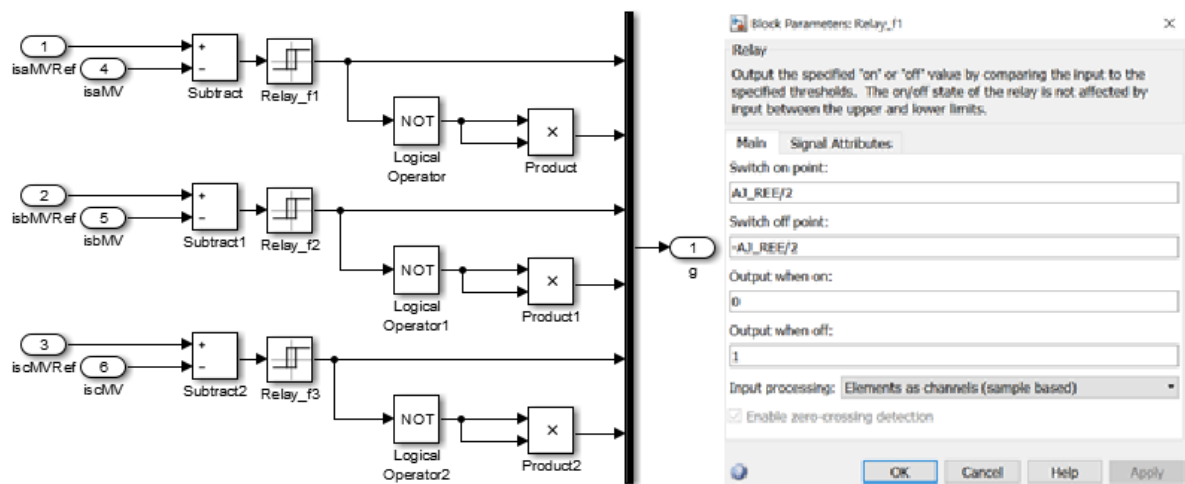


Figura 4.11. a) Controlador histerético; b) Bloco relay do controlador histerético.

Tabela 4.4. Parâmetros do controlador histerético.

Janela de histerese (AJ_REE)	0,5 A
Liga	0,25 A
Desliga	-0,25 A
Sinal de saída quando ligado	0
Sinal de saída quando desligado	1

O barramento DC de média tensão é representado por um condensador, Figura 4.12, com os parâmetros da Tabela 4.5.

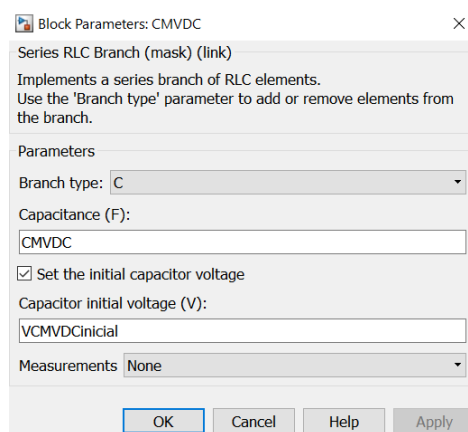


Figura 4.12. Barramento DC.

Tabela 4.5. Parâmetros barramento DC.

		Equações Utilizadas
Capacidade (CMVDC)	$1,56 \times 10^{-5}$ F	(3.123)
Δt	3,3 ms	$T_{REE}/6$
V_{Cmax}	21,2 kV	$\sqrt{2} \times E$
V_{Cmin}	19,1 kV	$\sqrt{2} \times E \times 0,9$
Tensão Inicial (VCMVDCInicial)	21 kV	Valor imposto

O bloco correspondente aos dispositivos semicondutores de média tensão, encontra-se na Figura 4.13. Este irá projetar uma onda sinusoidal com determinada amplitude e é controlado pelo controlador de tensão.

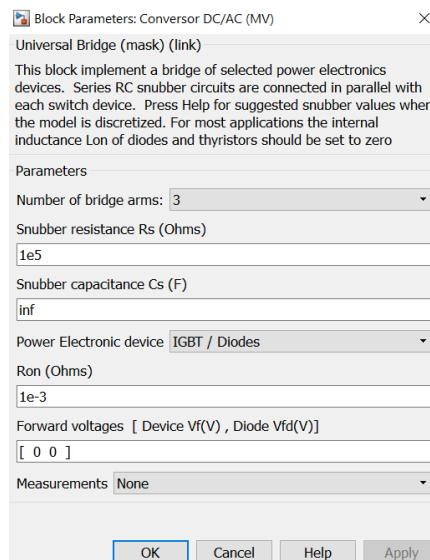


Figura 4.13. Parâmetros do semicondutores de média tensão .

Para o controlo de tensão, usou-se o esquema da Figura 4.14, onde se encontram os subsistemas, PI, estimador de fase e controlo de histerese.

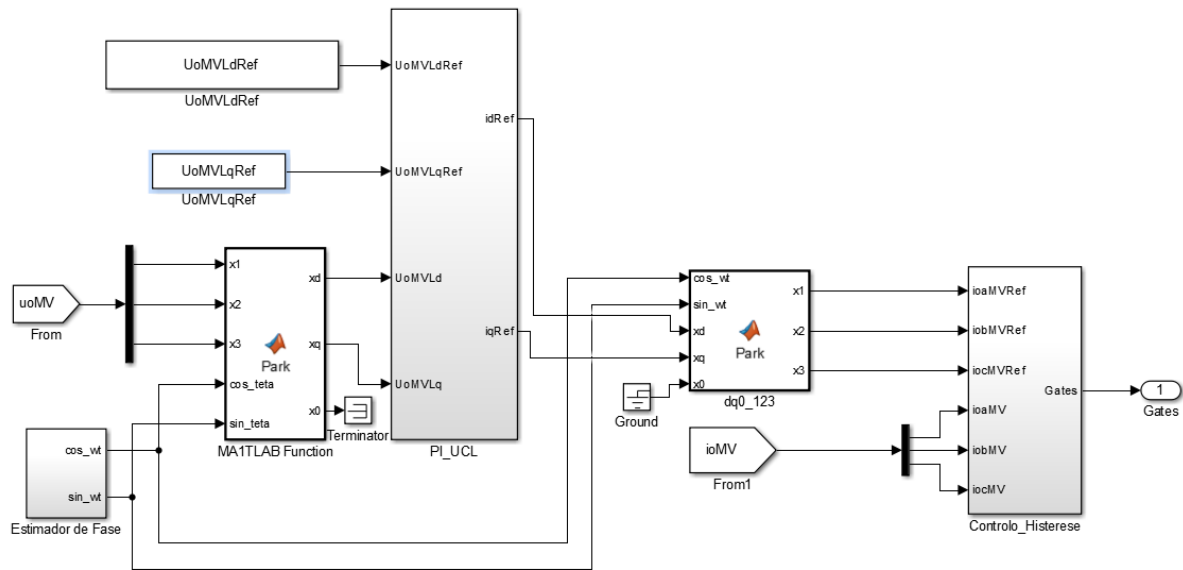


Figura 4.14. Controlador de tensão MV.

A Figura 4.15, apresenta o estimador de fase, que permite sincronizar as tensões e correntes no primário do transformador (TAF), para este caso, a frequência aumenta, $f_{TAF}=1000$ Hz.

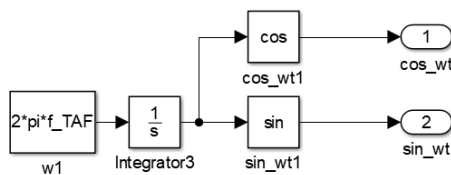


Figura 4.15. Estimador de fase do controlador de tensão.

No controlador PI, constata-se a construção do modelo matemático descrito no subcapítulo 3.5.2.. Com este sistema, obtém-se as componentes direta e quadratura das correntes de referência, para a transformação de *Park*. Além disso, encontram-se os limitadores de corrente. Os parâmetros do modelo do PI, encontram-se na Tabela 4.6.

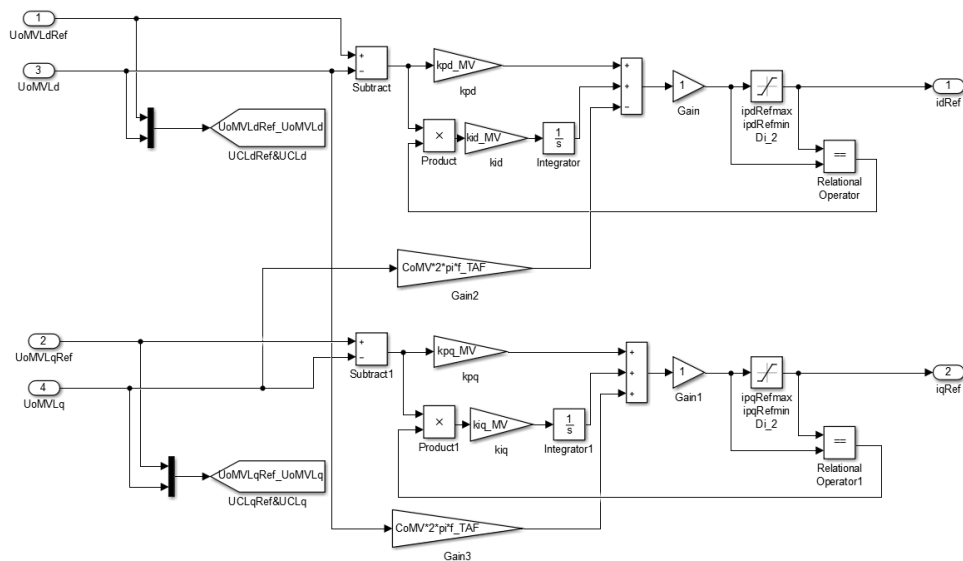


Figura 4.16. Subsistema PI do controlador de tensão.

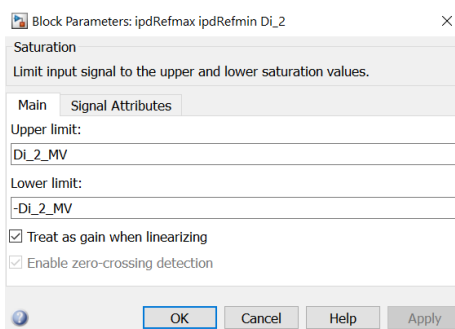


Figura 4.17. Limitador de corrente do controlador de tensão.

Tabela 4.6. Parâmetros do subsistema PI do controlador de tensão.

		Equações Utilizadas
Ganho proporcional componente d (kpd_MV)	$7,54 \times 10^{-6}$	(3.99)
Ganho integral componente d (kid_MV)	0,020	(3.100)
Ganho proporcional componente q (kpq_MV)	$7,54 \times 10^{-6}$	(3.99)
Ganho integral componente q (kiq_MV)	0,020	(3.100)
Limite superior (Di_2_MV)	16,67 A	(4.1)
Limite inferior (-Di_2_MV)	-16,67 A	(4.1)

Na Figura 4.18, está representado o controlador histerético. O modo de funcionamento é semelhante ao anteriormente apresentado e descrito. Os parâmetros da Figura 4.18, estão representados na Tabela 4.7. Parâmetros do controlador histerético (controlador de tensão)

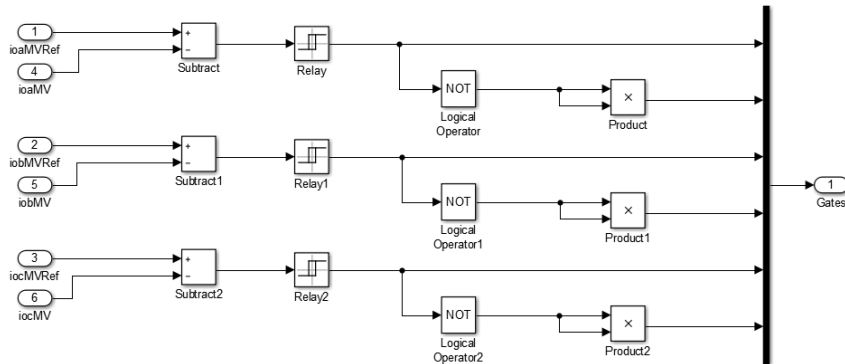


Figura 4.18. Controlador histerético do controlador de tensão.

Tabela 4.7. Parâmetros do controlador histerético (controlador de tensão).

Janela de histerese (AJ_MV)	0,250 A
Liga	0,125 A
Desliga	-0,125 A
Sinal de saída quando ligado	1
Sinal de saída quando desligado	0

Na Figura 4.19, está representado o filtro LC, este permite enviar informação para o controlador de tensão de modo a obter a forma de onda desejado no primário do transformador. Os blocos *RL1*, *RL2*, *RL3* têm os mesmos valores, assim como os blocos dos condensadores. O valor da capacidade dos condensadores, encontra-se dimensionado no subcapítulo 3.5.2.

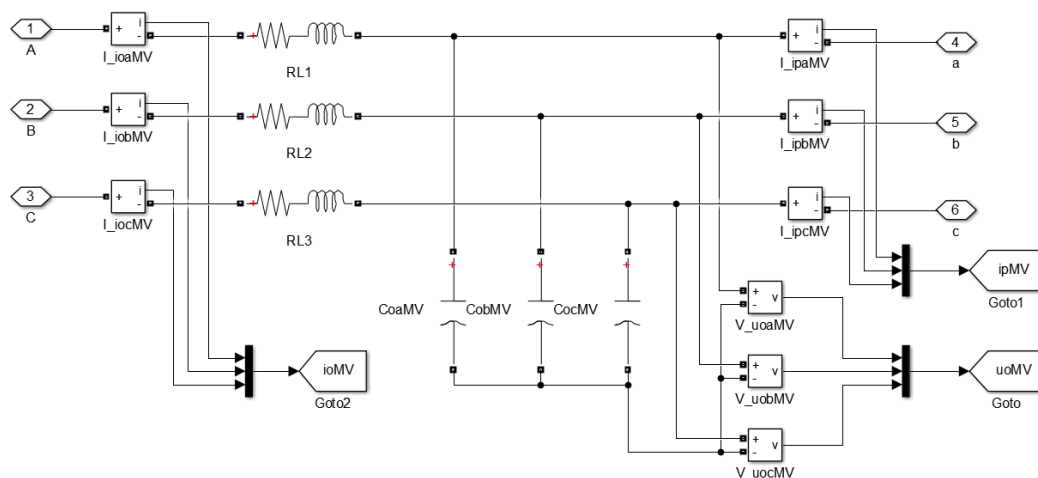


Figura 4.19. Filtro LC.

Os parâmetros deste subsistema, Figura 4.19 e Figura 4.20 estão representados na Tabela 4.8.

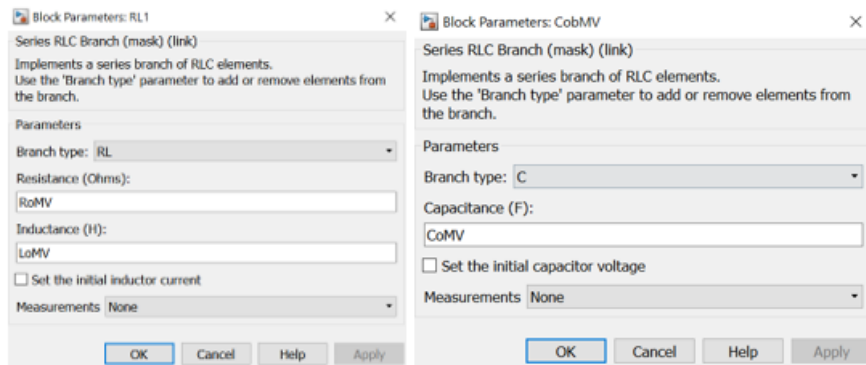


Figura 4.20. Parâmetros dos componentes do filtro LC.

Tabela 4.8. Parâmetros do filtro LC.

		Equações Utilizadas
$R1 = R2 = R3 = RoMV$	0,001 Ω	Valor imposto
$L1 = L2 = L3 = LoMV$	0,0049 H	(3.80)
$C_{oaMV} = C_{obMV} = C_{ocMV} = CoMV$	$1,41 \times 10^{-9}$ F	(3.105)

De forma a interligar os dois níveis de tensão, procedeu-se à implementação de um transformador de alta frequência, representado na Figura 4.21, e os seus parâmetros.

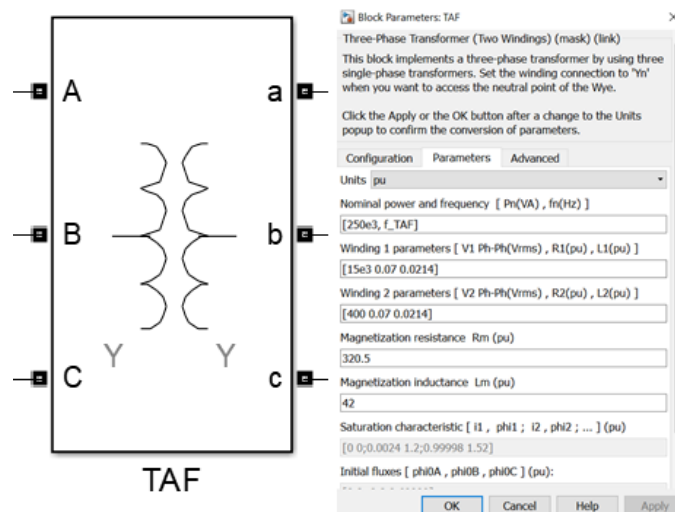


Figura 4.21. a) Bloco transformador TAF; b) Parâmetros do transformador TAF.

Baixa Tensão

Devido à arquitetura da baixa tensão ser semelhante à de média tensão, com comportamentos dos conversores e controladores semelhantes, abaixo encontra-se a Tabela 4.9, com a síntese dos valores de baixa tensão utilizados.

Tabela 4.9. Parâmetros da baixa tensão.

		Equações Utilizadas
Valor de pico (usLV)	$\frac{400}{\sqrt{3}}\sqrt{2} V$	Valor imposto
Resistência por fase (RsLV)	0,001 Ω	Valor imposto
Indutância por fase (LsLV)	$3,48 \times 10^{-5} H$	(3.80)
Ganho Proporcional (kp_LV)	1	(3.78)
Ganho Integral (ki_LV)	2000	(3.78)
Limite superior saturador (isat_LV)	1300 A	(4.1)
Limite inferior saturador (-isat_LV)	1300 A	(4.1)
Janela de histerese (AJ_LV)	1,5 A	Valor imposto
Capacidade do Condensador (CLVDC)	$1,1 \times 10^{-3} F$	(3.123)
Tensão inicial do condensador (VCLVDCInicial)	600 A	Valor imposto
Limite superior (Di_2_LV)	1300 A	(4.1)
Limite inferior (-Di_2_LV)	-1300 A	(4.1)
Ganho proporcional componente d (kpd_LV)	0,021	(3.99)
Ganho integral componente d (kid_LV)	56,55	(3.100)
Ganho proporcional componente q (kpd_LV)	0.021	(3.99)
Ganho integral componente q (kiq_LV)	56,55	(3.100)
R1 = R2 = R3 = RoLV	0,001 Ω	Valor imposto
L1 = L2 = L3 = LoLV	$9,73 \times 10^{-4} H$	(3.80)
CoaLV = CobLV = CocLV = CoLV	$3,98 \times 10^{-6} F$	(3.105)

Os dispositivos semicondutores do conversor DC/AC utilizados, Figura 4.22, para a simulação do SAE, são semelhantes ao da Figura 4.13.

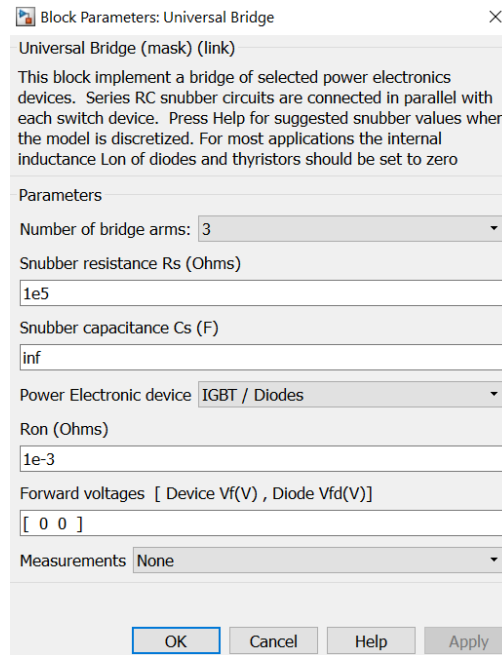


Figura 4.22. Parâmetros dos semicondutores do conversor DC/AC do SAE.

Para a implementação da máquina síncrona de ímanes permanentes e do volante de inércia na simulação, optou-se por somar o momento de inércia do volante, J_V , ao momento de inércia da máquina, J_M e efetuou-se o mesmo com o atrito viscoso K_D . Isto deve-se ao facto de a parte girante do volante de inércia estar acoplado ao veio do rotor da máquina síncrona.

Na Tabela 4.10, encontram-se os parâmetros da máquina PMSM e do volante de inércia, Figura 4.23. O *preset model* escolhido foi o número quatro.

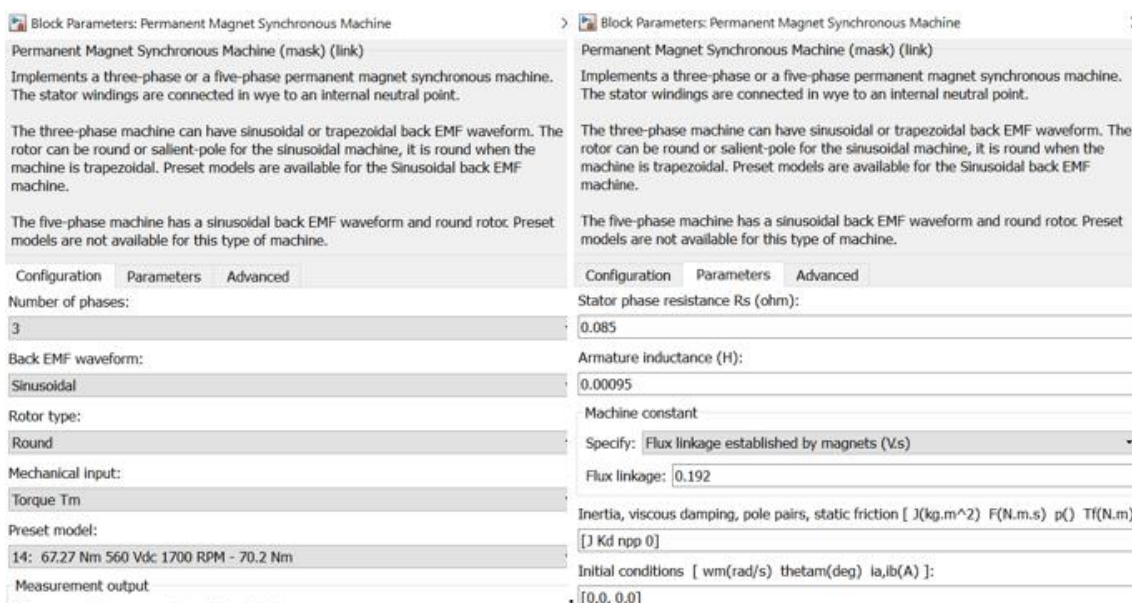


Figura 4.23. Parâmetros da máquina PMSM e do volante de inércia.

Tabela 4.10. Parâmetros das variáveis conjuntas da máquina e volante de inércia.

		Equações Utilizadas
Resistência do estator por fase	0,085 Ω	Valor predefinido
Indutância da armadura	0,00095 H	Valor predefinido
Fluxo nominal	0.192	Valor predefinido
Momento de inércia ($J_M + J_V$)	4,2 kgm ²	Valor imposto
Atrito viscoso $K_{DM} + K_{DV}$	0,0574 Nm	Valor predefinido
Número de pares de polos	4	Valor predefinido
Velocidade nominal	1700 rpm	Valor predefinido

Na Figura 4.24, encontra-se o subsistema “Controlador de velocidade”, calcula o erro relativo às velocidades, real e referência, e segundo o subcapítulo 3.5.3., obtém-se a corrente i_q de referência. De seguida, o controlador histerético de correntes comanda os dispositivos semicondutores.

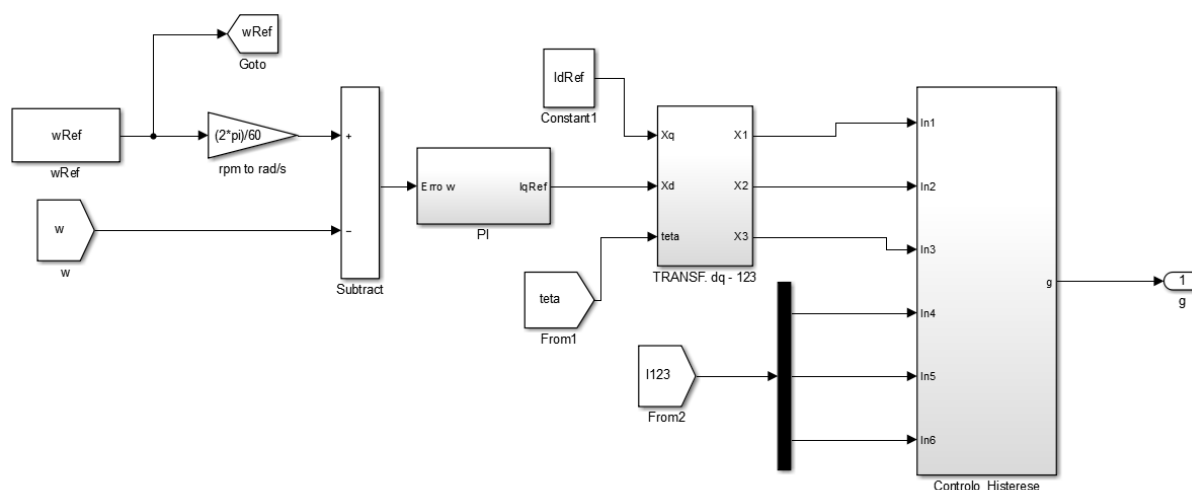


Figura 4.24. Subsistema controlador de velocidade.

O controlador PI do controlo de velocidade, encontra-se representado na Figura 4.25. Com base no erro da velocidade e aplicando os ganhos proporcional e integral, obtém-se o binário de referência, com isto, multiplica-se pelo inverso da multiplicação do número de pares de polos com o fluxo da máquina, resultando na corrente i_q , referida acima.

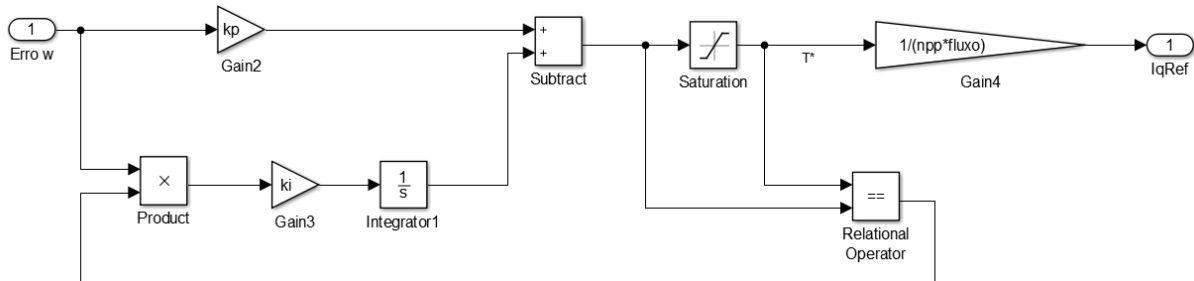


Figura 4.25. Controlador PI do controlo de velocidade com suspensão da ação integral.

4.2. Resultados Obtidos da Simulação Numérica

Neste subcapítulo são apresentadas as evoluções temporais retiradas do *Simulink* e as suas respetivas análises. A simulação foi dividida em três partes, média tensão, baixa tensão e volante de inércia, devido à complexidade do modelo global, Anexo D. O tempo total de simulação foi de 0,2s.

4.2.1. Média Tensão

Na Figura 4.26 e Figura 4.27, constata-se que as tensões e correntes da rede elétrica, são trifásica, equilibrada e desfasada 120° entre si. Nota-se ainda, que a frequência da rede é de 50 Hz, ($1/0,02 = 50$). Na Figura 4.27, pode-se dizer que o valor real das correntes, segue o da referência, ou seja, o controlador de corrente está a funcionar em perfeitas condições. É de se realçar que as formas de onda são retiradas em regime permanente.

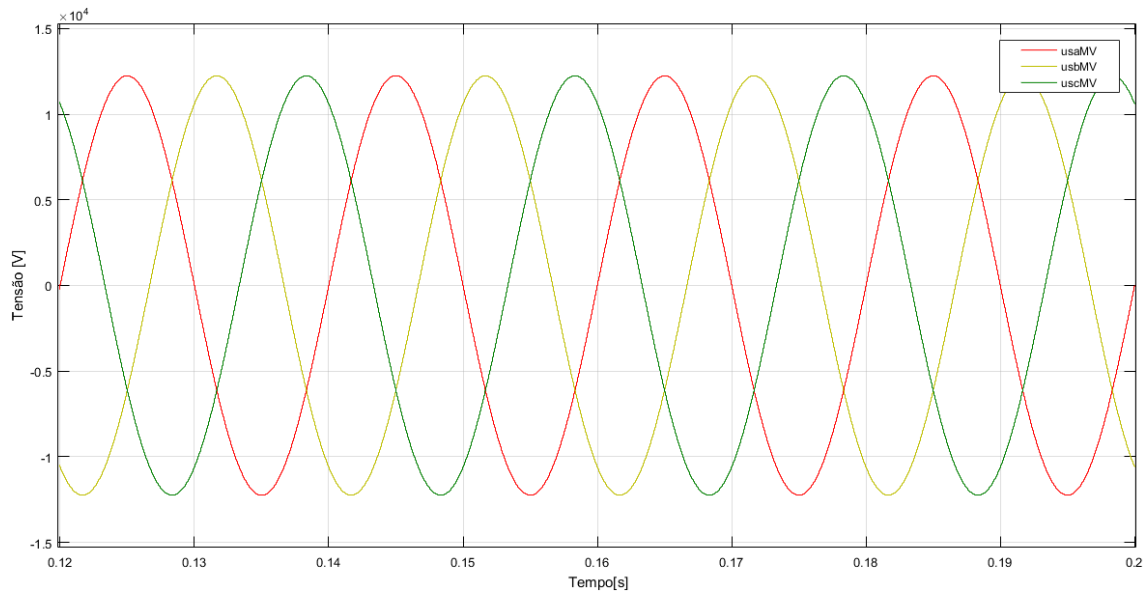


Figura 4.26. Tensões na REE, *usaMV*, *usbMV*, *uscMV*.

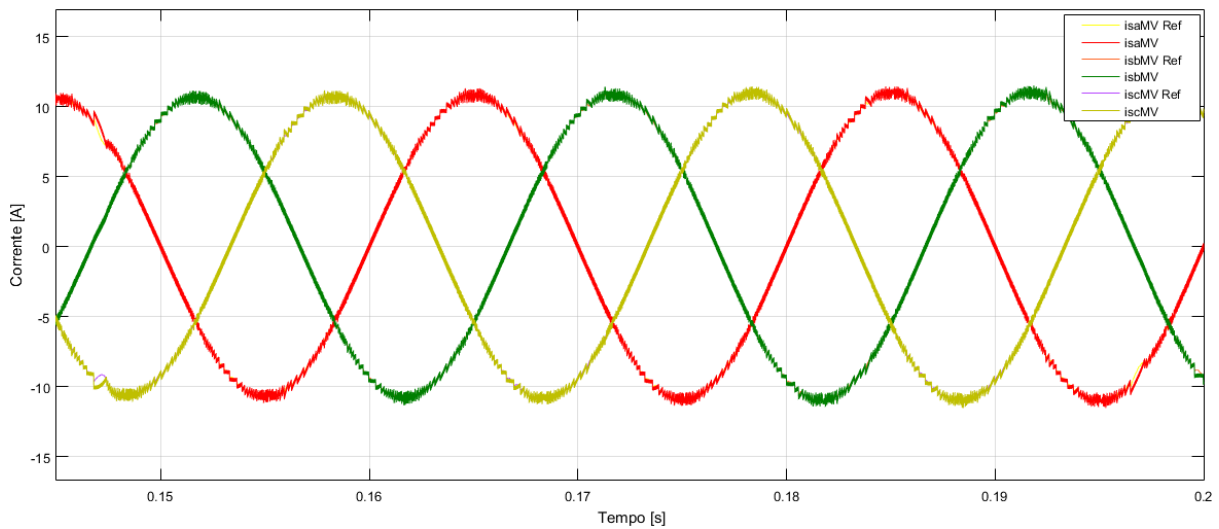


Figura 4.27. Correntes na REE e correntes de referência, *isaMV*, *isbMV*, *iscMV*.

A Figura 4.28, representa a tensão no barramento DC. Como se pode observar, os ganhos do controlador PI estão corretamente dimensionados, de forma a tensão do barramento DC tender para a referência. O valor de 21500V, corresponde ao valor de referência estipulado para o barramento DC de média tensão.

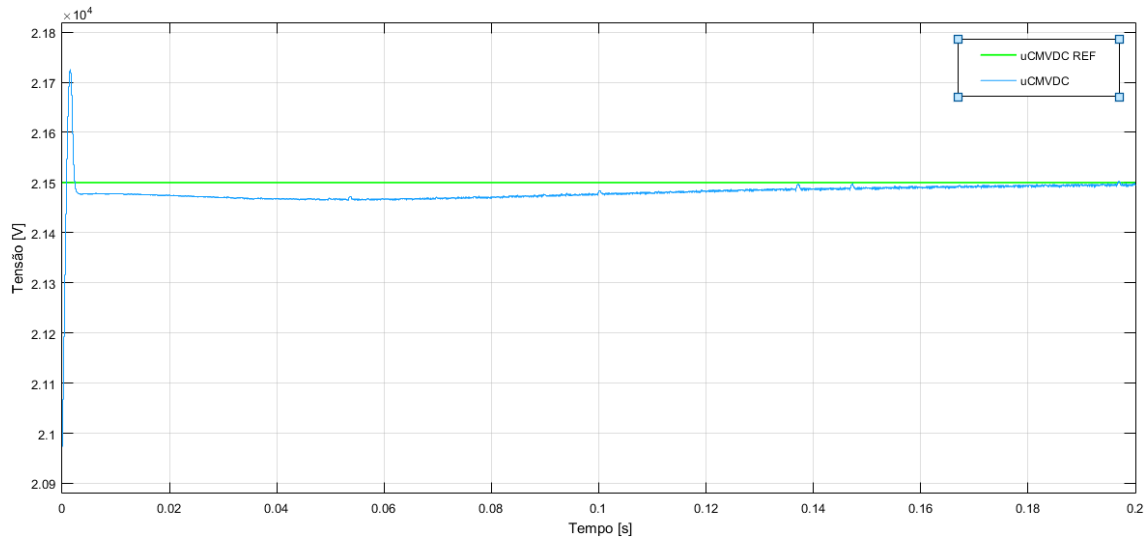


Figura 4.28. Tensão no barramento DC (MV) e sua referência, uCMVDC.

De seguida, tem-se a Figura 4.29, que retrata a componente ativa da tensão de saída do ondulador de média tensão, ou seja, do conversor DC/AC. Ao atingir a referência de 15kV, resultará de uma onda sinusoidal de valor 15kV composto, para a entrada do transformador. Mais uma vez, os ganhos do controlador PI do controlador de tensão estão bem dimensionados. Em relação à componente reativa da tensão, Figura 4.30, esta deve-se à componente reativa da corrente ser nula, assim a componente reativa da tensão também o será.

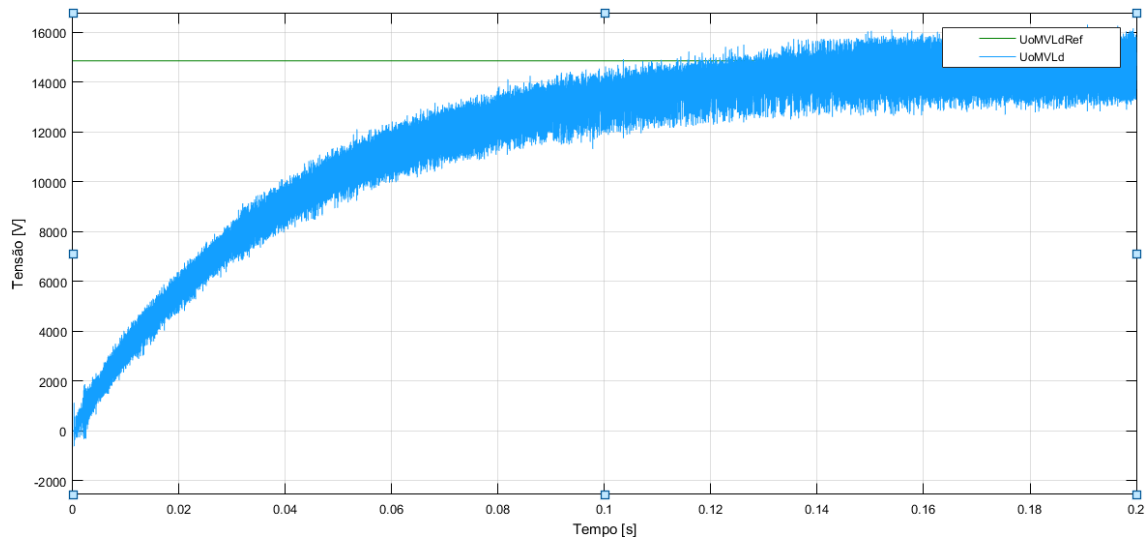


Figura 4.29. Componente ativa da tensão de saída do ondulador (MV), UoMVLd.

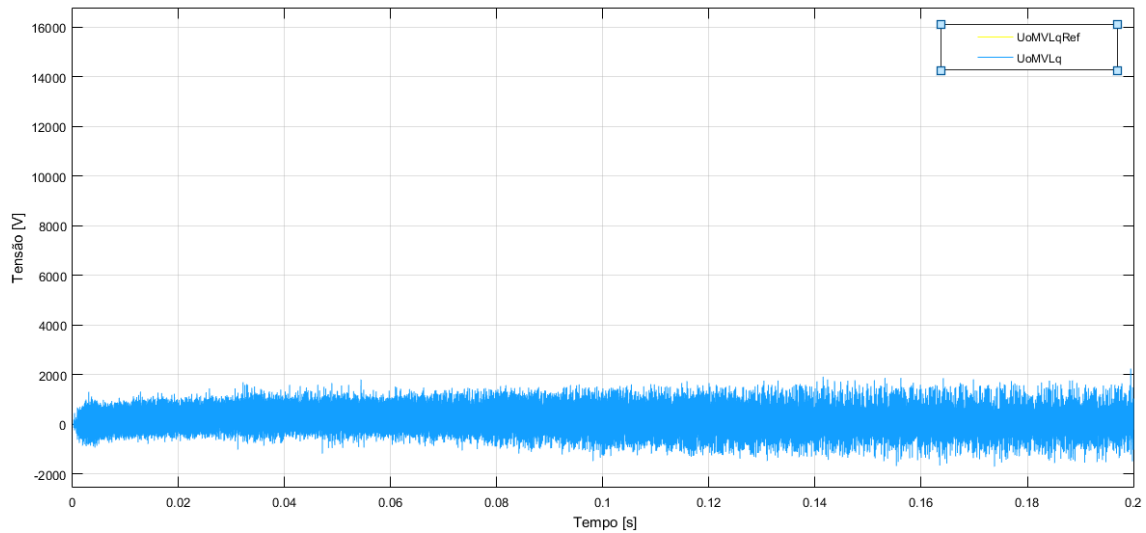


Figura 4.30. Componente reativa da tensão de saída do ondulator (MV), U_{oMVLq} .

Na Figura 4.31 e Figura 4.32, vem suportar a premissa anteriormente transmitida, constata-se que as tensões e as correntes têm uma forma de onda sinusoidal, ainda com os 120° de defasamento, sendo que a tensão se encontra com os 15kV composto. Existe uma alteração na frequência, esta subiu de 50Hz para 1000Hz, como se pode observar, $T = 0,1965 - 0,1955 = 0,001s \rightarrow f = \frac{1}{0,001} = 1000Hz$.

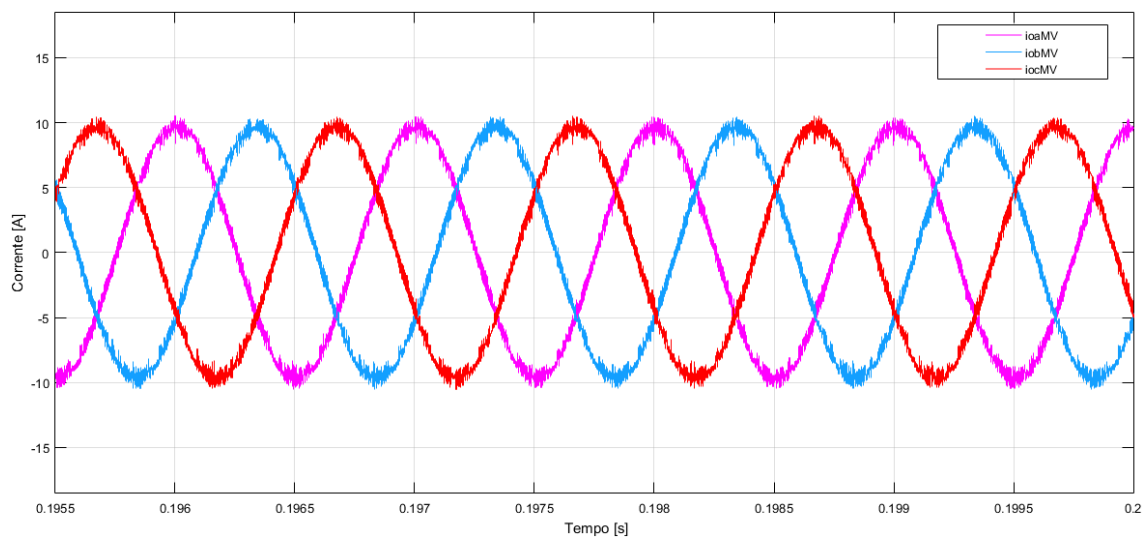


Figura 4.31. Correntes de saída do ondulator (MV), i_{oaMV} , i_{obMV} , i_{ocMV} .

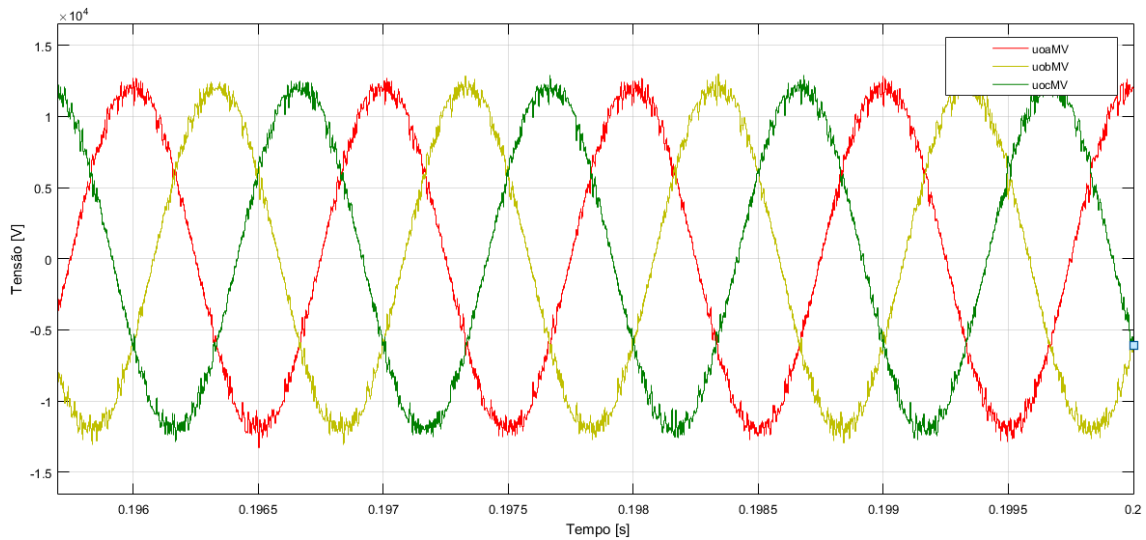


Figura 4.32. Tensões à saída do ondulador (MV), u_{oaMV} , u_{obMV} , u_{ocMV} .

A Figura 4.33, representa as correntes do primário do transformador, após o filtro LC. Neste caso, pode-se afirmar que houve uma diminuição do ruído imposto pelos conversores.

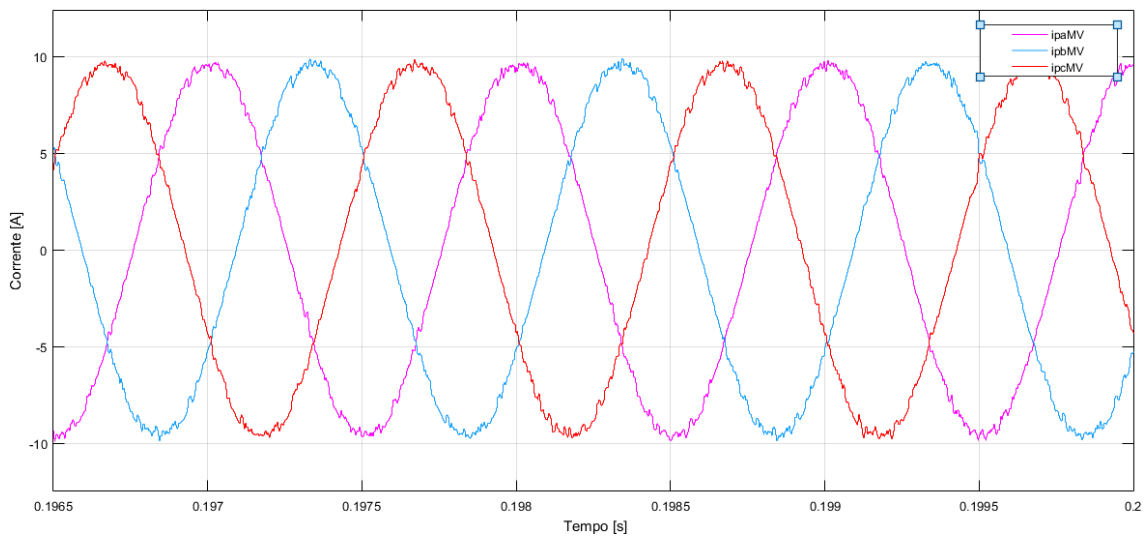


Figura 4.33. Correntes no primário do transformador, i_{paMV} , i_{pbMV} , i_{pcMV} .

Numa visão geral da média tensão, pode-se concluir que não houve oscilações nas tensões ou correntes, desde a rede elétrica e o primário do transformador. Reforça-se que ao início a frequência era de 50Hz e no primário do transformador, esta já se encontra com um valor de 1000Hz.

4.2.2. Baixa Tensão

Ao analisar as formas das tensões e correntes na baixa tensão, Figura 4.34 e Figura 4.35, sobressai a mudança do valor de tensão, de 15kV para 400V, efetuada pelo transformador. O valor das tensões é de 400V composto e na Figura 4.34, estão representados os valores simples da tensão. Mais uma vez, continua-se a ter ondas sinusoidais, equilibradas e desfasadas 120° entre si e a frequência mantém-se nos 1000Hz. É de se notar que as formas de onda apresentam algum ruído, proveniente do transformador e do retificador.

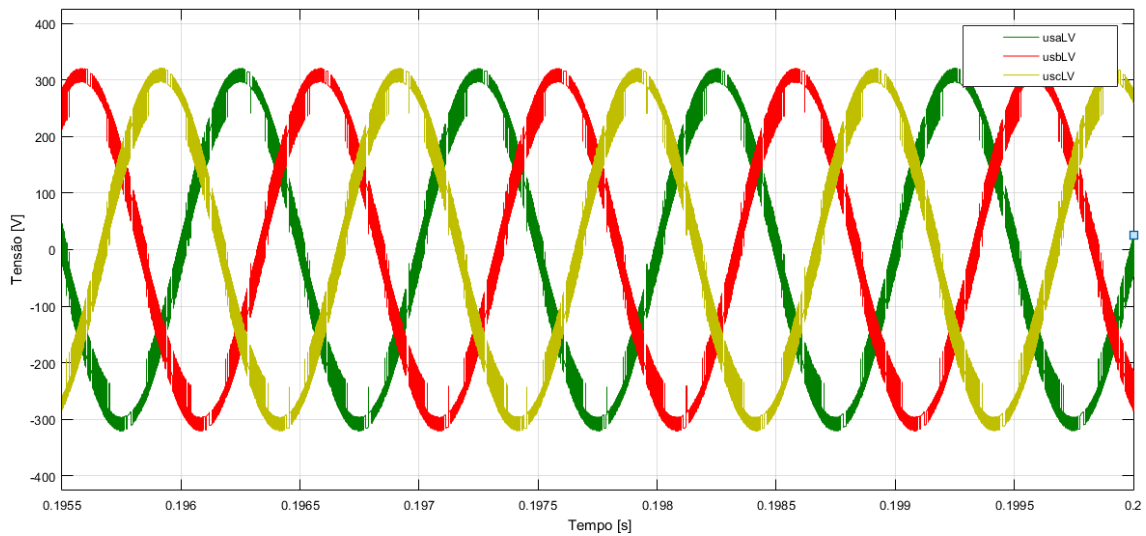


Figura 4.34. Tensões à entrada do retificador (LV), usaLV, usbLV, uscLV.

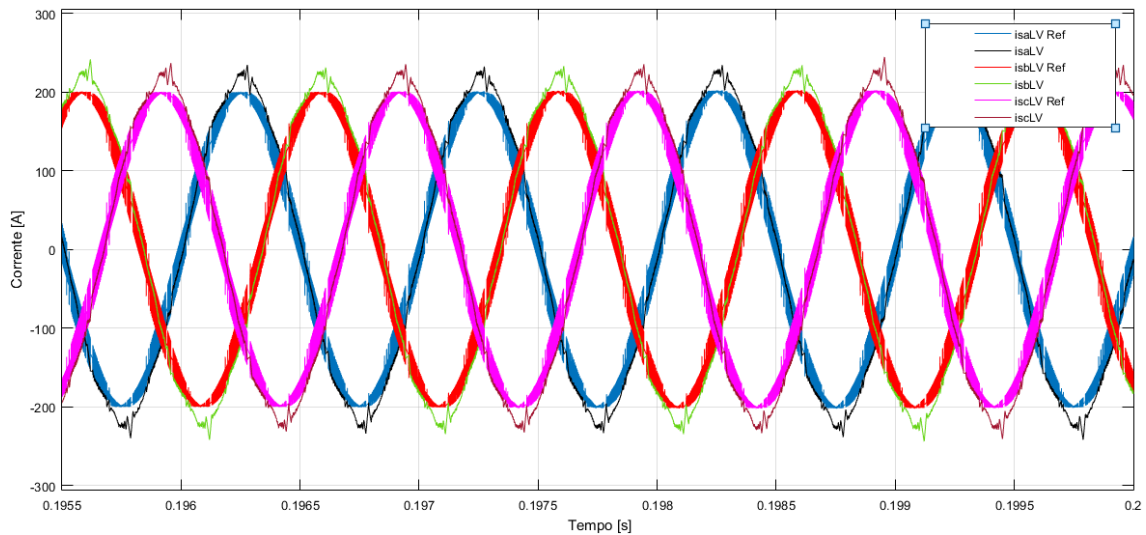


Figura 4.35. Correntes à entrada do retificador e suas referências (LV), isaLV, isbLV, iscLV.

A Figura 4.36, representa a tensão no barramento DC, mas desta vez, de baixa tensão. Neste caso em particular os ganhos tiveram que ser ajustados, devido ao valor teórico não ser suficiente para a implementação computacional.

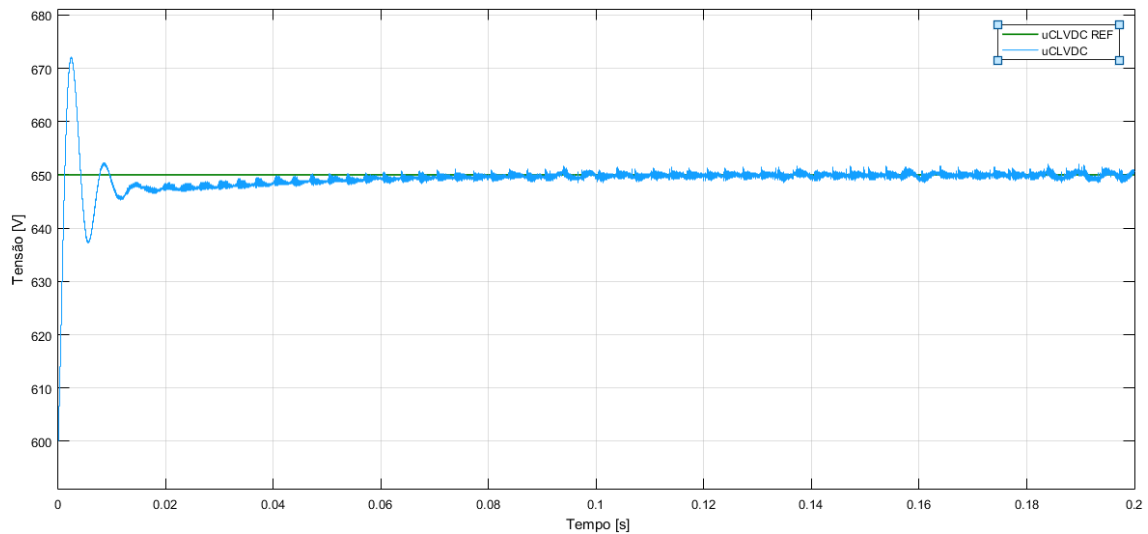


Figura 4.36. Tensão do barramento DC (LV) e sua referência, u_{CLVDC} .

Em relação à Figura 4.37, é de se notar um excelente comportamento, de resposta, da componente direta da tensão, face ao valor de referência. O mesmo se aplica à componente reativa, esta permanece nula.

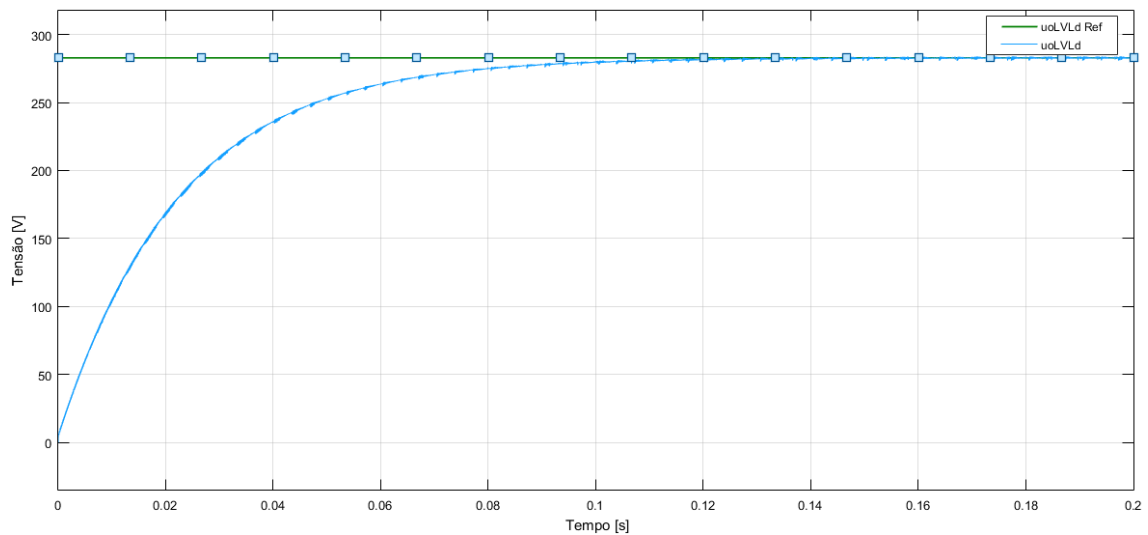


Figura 4.37. Componente ativa da tensão de saída do ondulador (LV), u_{oLVd} .

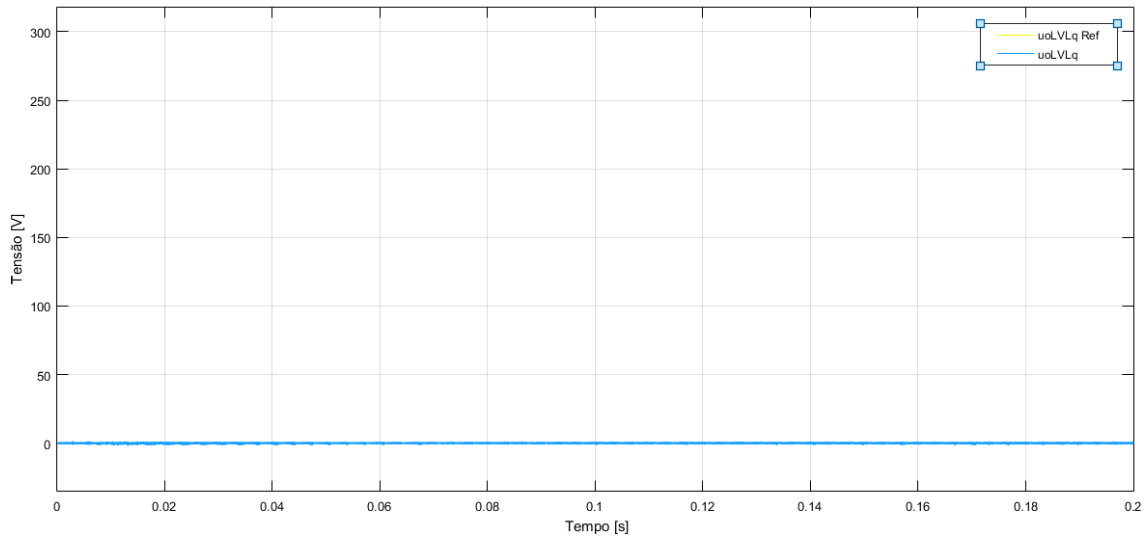


Figura 4.38. Componente reativa da tensão de saída do ondulator (LV), $uoLVLq$.

A Figura 4.39 e a Figura 4.40, representam as tensões e correntes de saída do ondulator de baixa tensão. Estas encontram-se sem ruído visível, desfasadas 120° entre si e a frequência retornou para o valor de 50Hz. As tensões e correntes ainda se encontram em fase, mas existe uma queda no valor de tensão, na ordem dos 30%.

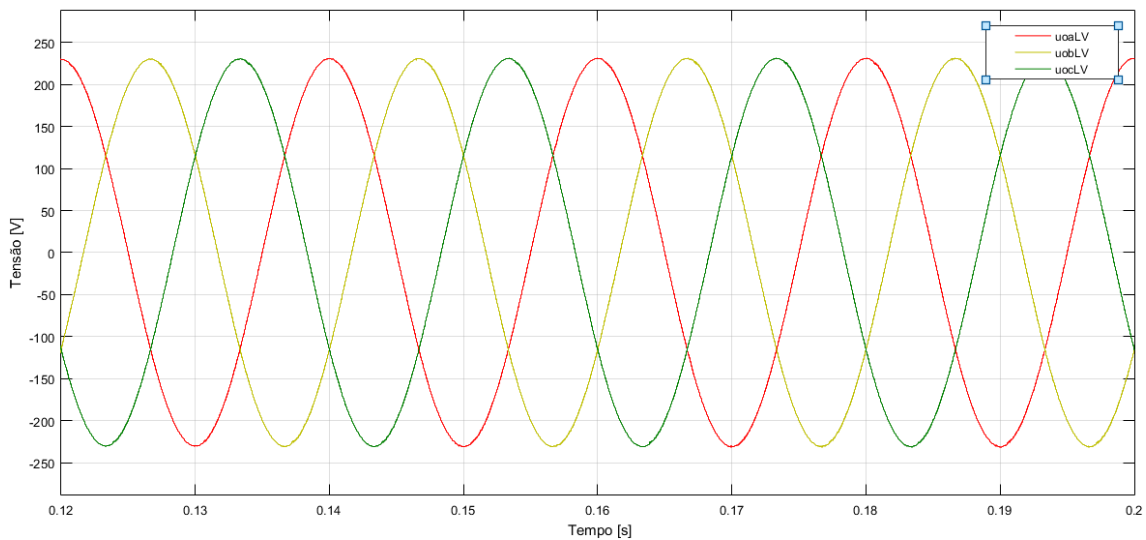


Figura 4.39. Tensões à saída do ondulator (LV), $uaLV$, $ubLV$, $ucLV$.

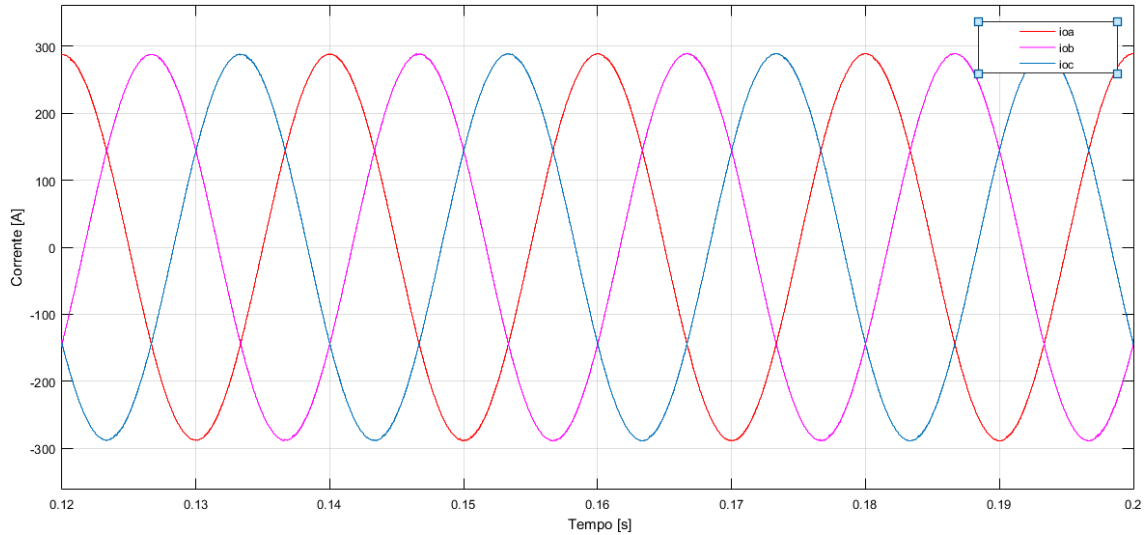


Figura 4.40. Correntes à saída do ondulador (LV), i_{oa} , i_{ob} , i_{oc} .

Em relação ao SAE, não consta qualquer problema no funcionamento do mesmo. Uma vez que a velocidade nominal da máquina é de 1700 rpm, realizou-se a simulação do sistema para uma velocidade de referência de 1500 rpm, sendo assim, é de se notar, na Figura 4.41, que a velocidade real tende a acompanhar a referência estabelecida sem qualquer perturbação. Isto deve-se, ao controlador de velocidade estar a comandar corretamente os dispositivos semicondutores e os ganhos do PI estarem bem calculados.

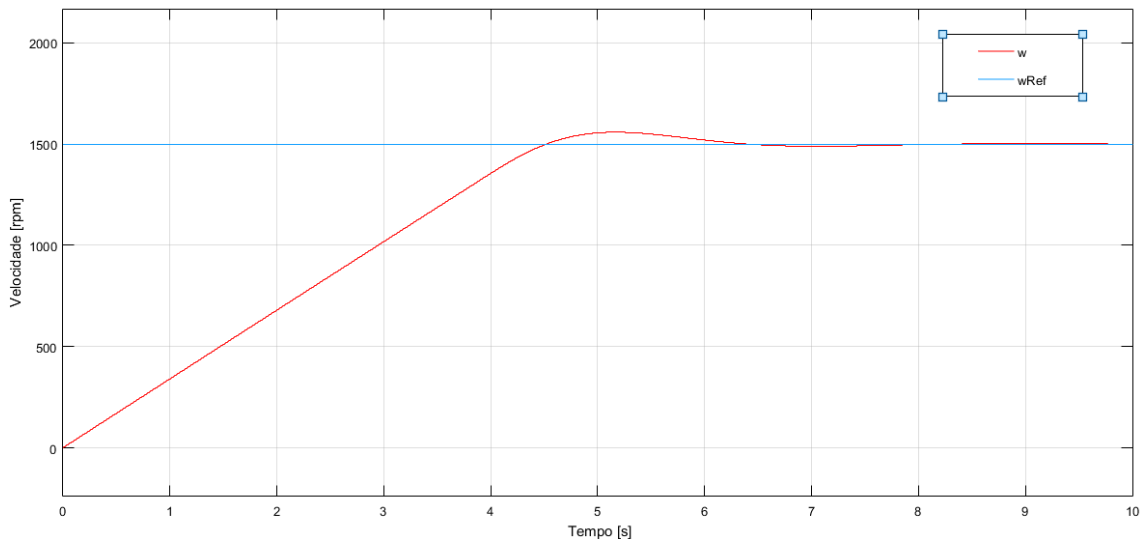


Figura 4.41. Velocidade real ω e referência ω_{Ref} .

Em relação às correntes do estator da máquina, Figura 4.42, estas apresentam um período transitório de $\Delta t = 7s$. De $t = 0s$ até $t = 4s$, a velocidade do volante e inércia vai aumentando. De $t = 4s$ até $t = 5s$, vai diminuindo a velocidade, devido a estar demasiado próxima da velocidade de referência. De $t = 5s$ até $t = 7s$, conta um aumento de velocidade, isto deve-se ao controlador de velocidade. Como volante ainda se encontra no período transitório, o controlador necessita de permitir mais corrente aos terminais do estator, de forma ao volante conseguir atingir a velocidade de referência pretendida. Daí para a frente, o volante encontra-se em regime permanente como se pode ver pela Figura 4.43.

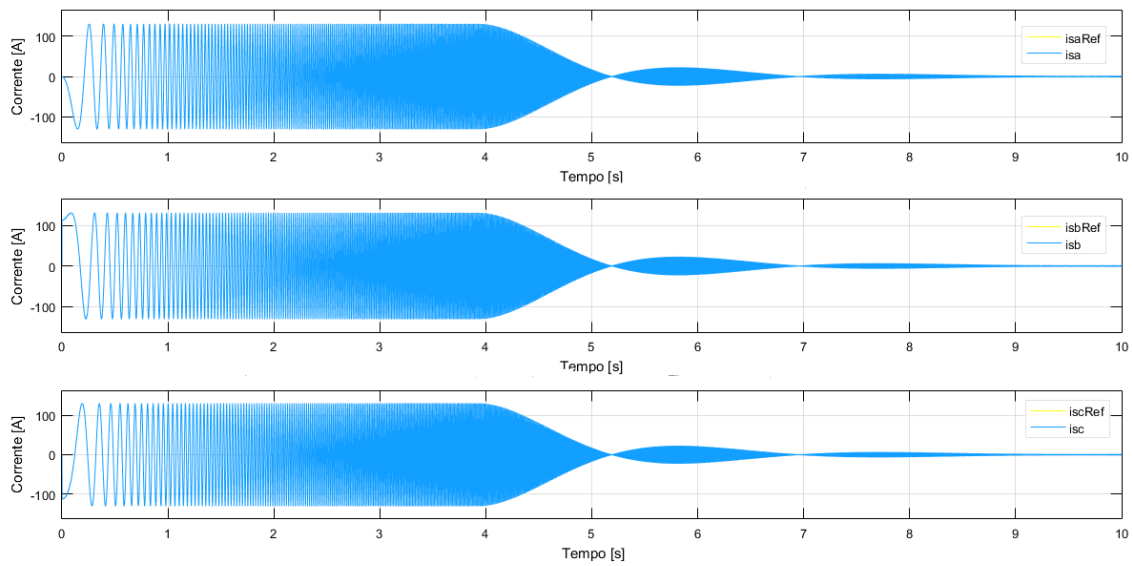


Figura 4.42. Correntes do estator is_a , is_b , is_c .

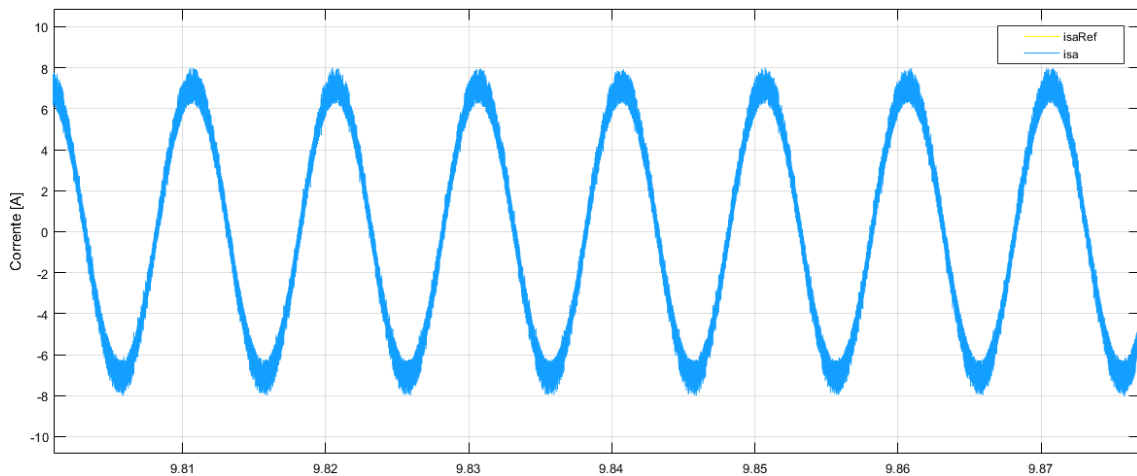


Figura 4.43. Corrente do estator is_a regime permanente.

Para concluir este capítulo, na Tabela 4.11, estão representadas as taxas de distorção harmónicas (THD) das grandezas anteriormente apresentadas. Estas foram retiradas a partir de *FFT Analyses* da secção *tools* do bloco *powergui* da *toolbox SimPowerSystems*.

Tabela 4.11. Taxa de distorção harmónica (THD) das grandezas simuladas.

Grandezas	THD
Tensões da REE (usMV)	0,00%
Correntes da REE (isMV)	1,25%
Correntes à saída do ondulator MV (ioMV)	5,63%
Tensões à saída do ondulator MV (uoMV)	4,50%
Correntes do primário do transformador (ipMV)	2,39%
Tensões na carga trifásica média tensão	2,41%
Correntes na carga trifásica	2,38%
Tensões no secundário do transformador (usLV)	10,93%
Correntes no secundário do transformador (isLV)	3,26%
Tensões na carga trifásica baixa tensão (uoLV)	0,35%
Correntes na carga trifásica baixa tensão (io)	0,35%

É de se reforçar que a percentagem de THD das grandezas entre a saída do ondulator de média tensão e o ondulator de baixa tensão, apresentadas na Tabela 4.11. são em relação à componente fundamental, que neste caso é de 1000 Hz. As outras grandezas são relativas à componente fundamental de 50 Hz.

Como se pode observar na Tabela 4.11, as percentagens não são elevadas, isto deve-se à simulação numérica ter sido repartida em três partes, separando a média tensão, da baixa tensão e do sistema de armazenamento de energia. É normal que, com fontes ideais, a fornecer energia aos sistemas individuais, a taxa de distorção harmónica não seja elevada. O mesmo

poderia não se verificar, caso o sistema tivesse todo dependente, ou seja, a média tensão interligada com a baixa e com o sistema de armazenamento de energia.

Capítulo 5. Conclusões

5.1. Conclusões

O funcionamento dos sistemas de conversão de energia MT/BT em elevada frequência para aplicação na generalidade das cargas elétricas de baixa tensão e da implementação de um volante de inércia passou pela construção e validação dos modelos matemáticos e da simulação numérica.

Para a elaboração deste sistema, foi necessário a realização dos modelos matemáticos dos conversores de potência, retificadores e onduladores. Para o seu correto funcionamento, foi importante o dimensionamento dos controladores, PI e histeréticos. Os PI para o controlo das tensões DC, AC e de velocidade e os histeréticos para o controlo das correntes AC. Para o controlo, foram efetuadas transformações para o eixo de coordenadas dq, de forma a conseguir controlar a potência do sistema. Para a conversão de tensão, foi implementado um transformador clássico, mas o seu estudo, não foi aprofundado. Relativamente ao sistema de armazenamento, foi constituído por um volante de inércia acoplado a uma máquina síncrona de magnetos permanentes.

Quanto à simulação, os ganhos do controlador PI, k_p e k_i , do retificador de baixa tensão, tiveram de ser impostos, devido ao valor calculado não contribuir para a correta resposta do sistema. Os controladores histeréticos foram implementados, tanto do lado da média tensão, quanto da baixa tensão e permitiram o controlo das correntes AC. As formas de onda das tensões e correntes de entrada do retificador de baixa tensão, apresentaram uma ligeira distorção, face à referência, isto dever-se-á ao transformador ser ideal. Em relação à taxa de distorção harmónica THD, esta em geral, manteve-se baixa, reforça-se que só é possível devido às simulações realizadas partirem de fontes ideais, caso as simulações individuais estivessem interligadas entre si, a distorção harmónica seria bem superior. Todos os componentes utilizados na simulação provieram da *toolbox SimPowerSystem* do *Matlab/Simulink*.

Em geral, as formas de onda, tiveram o comportamento desejado face aos valores dimensionados.

5.2. Perspetivas futuras

De seguida, serão apresentados, alguns tópicos para desenvolvimento de trabalhos futuros:

Estudo mais aprofundado do transformador de alta frequência;

Controlo do trânsito de potência entre MT e BT;

Utilização de cargas lineares desequilibradas em BT;

Utilização de cargas não lineares equilibradas e desequilibradas em BT;

Utilização do SAE para mitigação de cavas de tensão e sobretensões no lado da MT;

Estudo de outras topologias do conversor eletrónico de potência;

Implementação deste sistema com fontes de energias renováveis;

Implementação laboratorial deste tema.

Referências

[Bhattacharya, 2010]	Bhattacharya, S.; Zhao, T.; Wang, G.; Dutta, S.; Baek, S.; Du, Y.; Parkhideh, B.; Zhou, X.; Huang, A.; “Design and Development of Generation-I Silicon Based Solid State Transformer”, 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010
[Bignolo, 2015]	F. Bignucolo; M. Bertoluzzo; C. Fontana; “Applications of the solid state transformer concept in the electrical power system”, 2015 AEIT International Annual Conference (AEIT), Oct. 2015, 2015
[Chaves a), 2016]	Chaves, Miguel; Gambôa Paulo, Lopes, “Cálculo de Potências – Sistema Monofásico e Sistema Trifásico”, Documentação de apoio no balanço de potências e sincronismo com a rede para sistemas monofásicos e trifásicos, ISEL, 2016.
[Chaves b), 2020]	Chaves, M.; Gamboa, P.; “Tração e Veículos Elétricos”, Slides, TVE, ISEL, 2020
[Fontana, 2015]	Fontana Christian; “Solid State Transformer”, Thesis, Università Degli Studi di Padova, 2015
[Gambôa a), 2019]	Gambôa, P.; Chaves, M.; “Controlo Correntes Tensões”, Anexo III, QEE, ISEL, 2019
[Gambôa b), 2019]	Gamboa, P., Chaves, M.; Problema B Aula Teórica-Prática, QEE, ISEL, 2019
[Guerra, 2017]	Guerra, G.; Martinez-Velasco, J.; “A Solid Transformer model for power flow calculations”, International Journal of Electrical Power & Energy System, v. 89. ISSN 0142-0615, 2017
[Guru, 2001]	Bhag Guru; Huseyin R.; “Electric Machinery and Transformers”, Third Edition, New York Oxford, 2001
[Kolar, 2011]	Kolar, J.; “Intelligent Solid Transformers (SSTs), A key Building Block of Future Smart Grid Systems, The MEGA Cube Project”; 2011
[Kolar, 2016]	Kolar, J; Huber, J; “Fundamentals and Application Oriented Evaluation of Solid State Transformer Concepts”; Power Electronic Systems Laboratory; ETH Zurich, Switzerland; 2016
[Kolar]	Kolar, J; “Next Generation Power Electronics Infrastructure System”, Power Electronic Systems Laboratory; ETH Zurich, Switzerland
[Merwe, 2009]	Merwe, W.; Mouton, T.; “Solid-State Transformer Topology Selection”, 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009
[Mouton, 2009]	Merwe, W.; Mouton, T.; “The Solid-State Transformer Concept: A New Era in Power Distribution”; AFRICON, 2009
[Nadeem, 2019]	Nadeem F., Tiwari P., Hussain S., Goswami A.; “Comparative Review of Energy Storage Systems, Their Roles and Impacts on Future Power Systems”, IEEE, January 2019
[Pacheco, 2020]	Sérgio Sampaio Pacheco; “Controlo automático da tensão da rede elétrica BT com um sistema de microgeração”, Dissertação, IST, 2020

[Palma, 1999]	Palma João C. P. “Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, Fundação Calouste Gulbekian, 1999, ISBN 972-31-0839-9
[Rathod, 2014]	Rathod, D.; “Solid State Transformer (SST) – Review of Recent Developments”; Advance in Electronic and Electric Engineering, Research India Publications, ISSN 2231-1297, vol. 4, no. 1, 2014
[Rodriguez, 2009]	J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M . A. M. Prats, and M. A. Perez, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High Power Applications”, Proc. IEEE , vol. 97, no. 11, Nov. 2009.
[Silva, 2007]	Silva, Fernando; “Sistemas para Armazenamento de Energia - Armazenamento de Energia: Tecnologia Chave para a Qualidade de Energia, Produção Descentralizada e Mobilidade Sustentável”, QEE, ISEL, 2007
[Wang, 2003]	Wang, T. C. Y.; Ye Z.; Sinha G.; “Output Filter Design for a Grid-interconnected Three-phase Inverter”, Power Electronics Specialist Conference, 2003
[Wang, 2009]	Wang D., Mao C., and Lu J., “Operation and control mode of electronic power transformer”, in 2009 IEEE PES/IAS Conference on Sustainable Alternative Energy (SAE) SAE), 2009

Anexos

Anexo A – Matrizes Simplificadas

$$[i_{123}] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{bmatrix} R \\ L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$[e_{123}] = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$[V_{S123}] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$[i_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$[e_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$[F_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$[f_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$[i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$[e_{dq}] = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

$$[F_{dq}] = \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$[f_{dq}] = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Anexo B – Transformação de Coordenadas 123 para $\alpha\beta$

A Figura B.1. representa a disposição de 120° dos três enrolamentos do referencial 123 e entre cada enrolamento existe uma indução mútua. Para o referencial estacionário $\alpha\beta$, as grandezas apresentam um desfasamento de 90°.

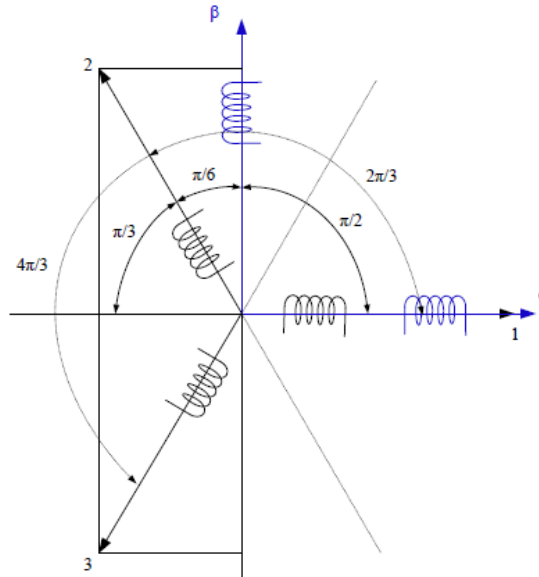


Figura B.1. Posição relativa entre os referenciais 123 e $\alpha\beta$ [Palma, 1999].

Considerar o vetor X_{123} com as componentes x_1, x_2, x_3 , obtido por (B.1) e o vetor $X'_{\alpha\beta}$ com as componentes x'_α, x'_β obtido por (B.2).

$$X_{123} = (x_1, x_2, x_3) \quad (\text{B.1})$$

$$X'_{\alpha\beta} = (x'_\alpha, x'_\beta) \quad (\text{B.2})$$

A equação (B.3) reflete a projeção das componentes do vetor x em coordenadas 123 nos eixos do referencial $\alpha\beta$.

$$\begin{cases} x'_\alpha = x_1 - x_2 \cos(60^\circ) - x_3 \cos(60^\circ) = x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3 \\ x'_\beta = x_2 \sin(60^\circ) - x_3 \sin(60^\circ) = \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3 \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Para transformar tensões e correntes, a potência calculada utilizando as grandezas em ambos os referenciais têm de ser iguais.

$$p_{123} = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 \quad (\text{B.4})$$

$$\begin{aligned} p'_{\alpha\beta} &= u'_\alpha i'_\alpha + u'_\beta i'_\beta \\ &= \left(u_1 - \frac{1}{2}u_2 - \frac{1}{2}u_3\right) \left(i_1 - \frac{1}{2}i_2 - \frac{1}{2}i_3\right) + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}u_3\right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}i_3\right) = \\ &= \frac{3}{2}(u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{3}{2}}(u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

A fim de garantir a igualdade de potência em (B.5) é necessário incluir um fator $\sqrt{\frac{2}{3}}$ na transformação conforme a expressão (B.6).

$$\begin{cases} x_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3\right) \\ x_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3\right) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Define-se a matriz de transformação *concórdia* C , onde se inclui uma terceira coluna relativa à componente homopolar (por exemplo a corrente do neutro no caso de conversão de correntes) $k(x_1 + x_2 + x_3)$ onde $k = \sqrt{\frac{1}{2}}$ de modo a $C^{-1} = C^T$ e $CC^{-1} = I$, conforme descrito em (B.7) e (B.11).

$$X_{123} = CX_{\alpha\beta 0} \quad (\text{B.7})$$

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

$$C^{-1} = C^T \quad (\text{B.9})$$

$$X_{\alpha\beta 0} = C^T X_{123} \quad (\text{B.10})$$

$$C^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Anexo C – Transformação de Coordenadas $\alpha\beta$ para dq0

A Figura C.1., representa o cálculo da matriz de transformação de *Park*, que nos permite passar do referencial bifásico estático equivalente, $\alpha\beta$, para o referencial bifásico equivalente rotórico consideramos um ângulo de defasamento entre os referenciais θ ,

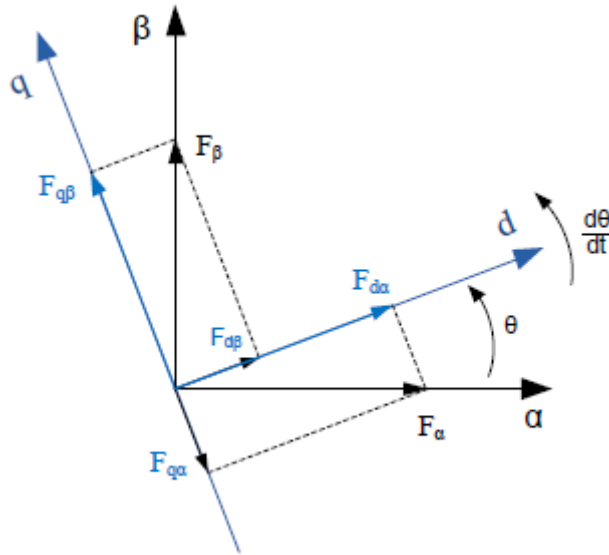


Figura C. 1. Posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e dq [Palma, 1999].

Com base na Figura C.1 retiram-se as relações da projeção com funções trigonométricas entre as componentes $\alpha\beta$ e dq , (C.1):

$$\begin{cases} F_d = F_{d\alpha} + F_{d\beta} \\ F_q = F_{q\alpha} + F_{q\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_d = F_\alpha \cos \theta + F_\beta \sin \theta \\ F_q = -F_\alpha \sin \theta + F_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (C.1)$$

Ao colocar (C.1) na forma matricial e ao adicionar a componente homopolar, obtém-se (C.2).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \rightarrow \\ \rightarrow \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (C.2)$$

Ao aplicar a mesma lógica de (C.2), a (C.3), é possível definir a matriz de transformação de Park $[P]$, obtendo-se (C.4) e sua transposta.

$$\begin{aligned} [X_{\alpha\beta 0}] &= [P][X_{dq0}] \\ [X_{dq0}] &= [P]^T[X_{\alpha\beta 0}] \end{aligned} \quad (C.3)$$

$$P = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

$$P^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.5)$$

Anexo D – Modelo Global

