



TÉCNICO
LISBOA

Utilização de Modelos de Geração Não-Convencional na Análise de Redes

Rui Miguel Armindo Lopes

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador(es): Prof. Luís António Fialho Marcelino Ferreira
Eng. Carlos Filipe de Matos Cardoso

Júri

Presidente: Prof. Célia Maria Santos Cardoso de Jesus
Orientador: Prof. Luís António Fialho Marcelino Ferreira
Vogal: Prof. João Filipe Pereira Fernandes

17 de Setembro de 2021

Aos meus familiares, amigos e conhecidos.

Declaração

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

Agradecimentos

Ao Professor Luís Marcelino Ferreira pela oportunidade e orientação fornecida no desenvolvimento desta tese.

À Área de Consultoria Energética da Labelec, na qual este trabalho foi desenvolvido em ambiente de estágio curricular, especialmente ao Engenheiro Carlos Cardoso que mais de perto me acompanhou nesta jornada, sem o apoio e orientação do qual esta dissertação não seria possível.

Aos meus pais por me darem a oportunidade de realizar o curso que este trabalho marca o final.

Aos meus amigos e familiares que me deram motivação nos últimos anos.

A todos, obrigado.

Resumo

A rápida integração de geradores baseados em energias renováveis na rede elétrica traz consigo preocupações quanto à qualidade do serviço. Por isto, este tipo de geradores desempenham um papel cada vez mais importante na contribuição para a estabilidade da rede.

De forma a verificar a conformidade destes módulos de geração com requisitos impostos à sua ligação à rede, torna-se essencial o desenvolvimento de modelos fiáveis que prevejam o seu funcionamento. Com esta motivação, nesta dissertação é desenvolvido o modelo de um gerador fotovoltaico com potência máxima de $50kW$ com dois andares de conversão, sendo o primeiro andar um conversor *DC/DC* com um controlador *MPPT* e um controlador dedicado para o funcionamento durante cavas de tensão. Para o andar *DC/AC* foi considerado um controlador de alimentação focado em fornecer a máxima potência ativa disponível, e um controlador de suporte a defeitos na rede, focado em obter o controlo separado de potência ativa e reativa e resposta a defeitos na rede.

É fornecida uma análise teórica dos meios utilizados de forma a modelar e dimensionar o sistema considerado, sendo este implementado em *Matlab/Simulink* e sujeito a um conjunto de ensaios, que têm como objetivo simular o comportamento do sistema quando ligado à rede elétrica e a sua resposta a defeitos simétricos nesta. Os resultados obtidos são comparados com os requisitos estipulados no Regulamento (UE) 2016/631, tendo sido verificado que o modelo implementado obtém a resposta desejada.

Palavras-chave: Comportamento Perante Cavas de Tensão, Controlo de Potência, *Droop Control*, Ligação à Rede, Modo Sensível à Frequência, PV, Suporte a Defeitos na Rede.

Abstract

The fast integration of generators based on renewable energies on the electric grid is accompanied with added concerns regarding the quality of service. Due to these concerns, these kind of generators play an increasingly important role in the contribution to the stability of the grid.

In order to verify the compliance of these generators with the requirements imposed on their connection to the grid, the development of reliable models to predict their behaviour becomes essential. With this motivation, in this dissertation the model of a photovoltaic system with maximum power of $50kW$ and two conversion stages is developed, being the first stage a DC/DC converter with a MPPT controller and a controller dedicated to the operation during voltage dips. For the DC/AC stage, a grid feeding controller focused on providing the maximum available active power is considered, as well as a grid supporting controller, focused on obtaining decoupled power control and grid fault response.

A theoretical analysis of the modulation techniques used and sizing of the considered system are provided, being the system then implemented in Matlab/Simulink and subjected to a set of tests aimed at emulating the system's behaviour when connected to the grid, as well as its response to balanced grid faults. The results are then compared to the requirements in the REGULATION (EU) 2016/631 for grid connection, having been verified that the implemented model meets the demands.

Keywords: Droop Control, Fault Ride Through, Frequency Sensitive Mode, Grid Connection, Grid Fault Support, PV, Power Control.

Conteúdo

Agradecimentos	vii
Resumo	ix
Abstract	xi
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Figuras	xix
Lista de Símbolos	xxiii
Glossário	xxxii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Síntese do Tema	2
1.3 Objetivos	3
1.4 Estrutura da Dissertação	3
2 Estado da Arte	5
2.1 Modelação de Módulos Fotovoltaicos	5
2.1.1 Modelo Ideal da Célula Fotovoltaica	6
2.1.2 Modelo de Cinco Parâmetros	7
2.1.3 Associação de Células e Painéis Fotovoltaicos	8
2.1.4 Obtenção de Parâmetros do Modelo	9
2.2 Elevador de Tensão	10
2.2.1 Princípio de Funcionamento	10
2.2.2 Dimensionamento do conversor	12
2.3 Seguimento do Ponto de Máxima Potência	13
2.3.1 Condutância Incremental	14
2.4 Modelo do Inversor	15
2.4.1 Princípio de Funcionamento	15
2.4.2 Transformação dq0	18
2.4.3 Modelo Dinâmico do Inversor	20
2.5 Controlo do Inversor	21
2.5.1 Sistema p.u.	23

2.5.2	Malha de Captura de Fase	24
2.5.3	Modulação por Vetores Espaciais	25
2.5.4	Controlador de Corrente	28
2.5.5	Controlo de Tensão DC	32
2.5.6	Controlo de Potência	36
2.5.7	Suporte de Defeitos da rede	37
2.6	Filtro de Saída	41
3	Requisitos de ligação	45
3.1	Perfil $U-Q/P_{max}$	45
3.2	Perfil $P-Q/P_{max}$	46
3.3	Modo sensível à frequência	47
3.4	Comportamento perante cavas de tensão	49
4	Implementação	51
4.1	Módulo PV	52
4.2	Elevador de Tensão	53
4.3	Controlo do elevador de tensão	54
4.4	Valores base pu	54
4.5	Transformador	55
4.6	Filtro de saída	56
4.7	Controlo do inversor	57
4.7.1	Controlador de corrente	58
4.7.2	Controlador de alimentação da rede	59
4.7.3	Controlador de suporte da rede	59
4.7.4	Modulador	61
5	Resultados	63
5.1	Controlo de alimentação	63
5.2	Controlo de suporte em condições normais de operação da rede	66
5.3	Perfil U-Q/P	70
5.4	Perfil P-Q/P	73
5.5	Modo sensível à frequência	74
5.5.1	Resposta a sobrefrequências	75
5.5.2	Resposta a subfrequências	78
5.6	Comportamento perante cavas de tensão	82
6	Conclusões	89
6.1	Perspetivas de Trabalho Futuro	90
	Bibliografia	93

A	Aproximação de primeira ordem do controlador de corrente	97
B	<i>Datasheet</i> do painel <i>PV</i>	99

Lista de Tabelas

2.1	Configurações possíveis do inversor de 2 níveis.	17
2.2	Vetores Espaciais de Tensão do Inversor de 2 níveis.	26
4.1	Especificações do painel fotovoltaico	52
4.2	Valores obtidos do modelo de cinco parâmetros.	52
4.3	Valores obtidos no módulo fotovoltaico em <i>STC</i> no ponto de potência máxima.	52
4.4	Valores do modelo do elevador de tensão implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	53
4.5	Valores base do sistema <i>pu</i> utilizado.	55
4.6	Parâmetros do transformador.	55
4.7	Parâmetros do transformador convertidos para a base do sistema.	56
4.8	Valores obtidos do dimensionamento do filtro LCL implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	56
4.9	Ganhos do compensador PID da malha de captura de fase.	57
4.10	Parâmetros do controlador de corrente implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	58
4.11	Valores numéricos obtidos no dimensionamento do controlador de tensão implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	59
4.12	Ganhos e limites de potência reativa e tensão utilizados no controlador de suporte da rede do modelo implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	61
5.1	Cargas utilizadas para obter uma variação de tensão no <i>POC</i> e respectivos tempos de ligação.	70

Lista de Figuras

2.1	Topologia do sistema de geração <i>PV</i> de dois andares considerado.	5
2.2	Circuito equivalente ideal da célula fotovoltaica [6].	6
2.3	Curvas I-V e P-V do modelo ideal da célula fotovoltaica [10].	7
2.4	Circuito equivalente do modelo de cinco parâmetros da célula fotovoltaica [6].	8
2.5	Circuito equivalente de um conjunto de células fotovoltaicas [7].	8
2.6	Topologia do elevador de tensão	11
2.7	Onda de comando do elevador de tensão	11
2.8	Forma de onda da corrente de entrada do inversor.	12
2.9	Varição da característica P-V de um <i>PV</i> com:(a) Irradiância; (b) Temperatura [15].	14
2.10	Circuito de um inversor de 2 níveis trifásico [18].	16
2.11	Representação do referencial girante síncrono [19].	19
2.12	Modelo dinâmico do inversor num referencial síncrono.	21
2.13	Estrutura de controlo do inversor de alimentação.	22
2.14	Estrutura de controlo do inversor de suporte a defeitos na rede.	23
2.15	Malha de captura de fase em referencial síncrono.	24
2.16	Representação dos vetores espaciais de um conversor de 2 níveis [30].	26
2.17	Diagrama de blocos do sistema do ponto de vista de controlo de corrente.	28
2.18	Diagrama de bloco do sistema e controlo completos.	30
2.19	Diagrama de blocos simplificado de sistema e controlo.	30
2.20	Diagrama de blocos do sistema de controlo de tensão <i>DC</i>	32
2.21	Ligação <i>DC</i> do inversor trifásico [32].	32
2.22	Diagrama de blocos do controlo de tensão <i>DC</i>	33
2.23	Diagrama de blocos do controlo de tensão <i>DC</i> em valores <i>pu</i>	34
2.24	Varição do valor da raízes da cadeia de controlo de tensão <i>DC</i> com <i>a</i> [19]	36
2.25	Caraterística <i>Droop</i>	38
2.26	Diagrama monofásico da saída do inversor.	38
2.27	Diagrama de blocos do <i>Droop Control</i>	40
2.28	Diagrama de blocos do controlador de corrente reativa para cavas de tensão	40
2.29	Diagrama de blocos do controlador do elevador de tensão durante cavas de tensão.	41
2.30	Estrutura do filtro de saída LCL.	42

2.31	Circuito simplificado do filtro de saída LCL.	42
3.1	Perfil $U-Q/P_{max}$ de um módulo gerador síncrono [4]	46
3.2	Estrutura do controlador <i>Droop</i> de potência reativa com limitador.	46
3.3	Perfil $P-Q/P_{max}$ de um módulo gerador síncrono [4]	47
3.4	Capacidade de resposta da potência ativa dos módulos geradores à frequência em modo sensível à frequência, com banda morta zero [4].	48
3.5	Estrutura do controlador <i>Droop</i> de potência ativa com limitadores e banda morta.	49
3.6	Curva de produção mínima de corrente reativa durante uma cava de tensão [3]. (1) Zona correspondente ao regime de funcionamento em defeito e recuperação; (2) Zona correspondente ao regime de funcionamento normal.	49
4.1	Modelo implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	51
4.2	Modelo do módulo fotovoltaico implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	53
4.3	Modelo do elevador de tensão implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	53
4.4	Controlador para seguimento do ponto de máxima potência implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	54
4.5	Controlador do elevador de tensão durante cavas de tensão implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	54
4.6	Filtro de saída LCL implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	56
4.7	Controlador do inversor implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	57
4.8	Controlador de corrente implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	58
4.9	Controlador de tensão <i>DC</i> implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	59
4.10	Controlador de suporte da rede implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	59
4.11	Controlador <i>Droop</i> implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	60
4.12	Controlador <i>FRT</i> utilizado no modelo implementado em <i>Matlab/simulink</i>	60
4.13	Modulador implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	61
4.14	Geração de tensão de referência no modulador implementado em <i>Matlab/Simulink</i>	61
5.1	Resultados de corrente e potência obtidos pelo controlador de alimentação.	64
5.2	Resultados de tensões obtidos pelo controlador de alimentação.	65
5.3	Potências ativa e reativa no <i>POC</i>	67
5.4	Correntes obtidas pelo controlador de suporte a defeitos em condições normais de operação da rede.	68
5.5	Tensão na ligação <i>DC</i> obtida com o controlador de suporte à rede quando sujeito a uma variação de irradiância.	69
5.6	Resultados obtidos pelo controlador de suporte a defeitos durante o ensaio do perfil $U - Q/P_{max}$	71
5.7	Perfil $U - Q/P_{max}$	72
5.8	Resultados obtidos pelo controlador de suporte a defeitos durante o ensaio do perfil $P - Q/P_{max}$	73
5.9	Tensão na ligação <i>DC</i> durante o ensaio do perfil $P - Q/P_{max}$	74

5.10 Resposta da malha de captura de fase durante a ligação do sistema.	74
5.11 Resultados no ensaio de sobrefrequência de $0,6Hz$	76
5.12 Resultados no ensaio de sobrefrequência de $2,5Hz$	77
5.13 Resultados no ensaio de subfrequência de $0,6Hz$	79
5.14 Resultados no ensaio de subfrequência de $4Hz$	80
5.15 Resultados no ensaio de subfrequência de $4Hz$ com $Q_{ref} = -0,45pu$	81
5.16 Resultados de tensão e potências no <i>POC</i> obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,7pu$	83
5.17 Resultados de corrente no <i>POC</i> e tensão na ligação <i>DC</i> obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,7pu$	84
5.18 Resultados de tensão e potência no <i>POC</i> obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,01pu$	85
5.19 Resultados de corrente no <i>POC</i> e tensão na ligação <i>DC</i> obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,01pu$	86
5.20 Geração de corrente reativa durante cavas de tensão.	87

Lista de Símbolos

Simbolos complexos

\bar{I}_g	Fasor de corrente de fase no <i>PCC</i>
\bar{S}	Potência complexa
\bar{V}_g	Fasor de tensão de fase no <i>PCC</i>
\bar{V}_k	Vetor espacial de tensão <i>k</i>
\bar{V}_s	Vetor espacial de referência
\bar{Z}	Impedância complexa da bobine de saída do inversor

Simbolos gregos

Δi_L	Valor pico a pico da ondulação da corrente da bobine do elevador de tensão
Δ	Varição de uma grandeza relativamente ao seu valor de referência
δ	Ângulo de potência
δ_D	Ciclo de trabalho da onda de comando do elevador de tensão
$\gamma_{a,b,c}$	Função de comutação do braço a, b e c do inversor, respetivamente
ω	Velocidade angular
ω_b	Valor base de velocidade angular
ω_n	Velocidade angular natural
ϕ	Ângulo da impedância do da bobine de saída do inversor
ϕ_M	Margem de fase
θ_i	Fase da tensão de entrada da malha de captura de fase
θ_k	Ângulo do vetor espacial <i>k</i>
θ_o	Fase da tensão de saída da malha de captura de fase
θ_s	Ângulo do vetor espacial de referência

ζ Fator de amortecimento

Simbolos romanos

a Ditância simétrica do método do simétrico ótimo

C Matriz da transformação de *Clarke*

C_b Valor base de capacidade

C_f Capacidade do filtro LCL

C_{DC} Capacidade do condensador da ligação *DC*

C_i Capacidade do condensador de entrada do elevador de tensão

e Erro entre referência e saída do controlador de corrente gerado por uma variação tipo escalão

E_g Banda de energia proibida do material semicondutor

e_{eq} Erro entre referência e saída da aproximação de primeira ordem do controlador de corrente gerado por uma variação tipo escalão

f_b Valor base de frequência

f_c Frequência de comutação do elevador de tensão

F_d, F_q Termos de desacoplamento da corrente direta e em quadratura respectivamente

f_n Frequência natural

f_s Frequência de amostragem da modelação por vetores espaciais

G Irradiância

G_2 Função de transferência de segunda ordem na forma canónica

G_{cl} Função de transferência de cadeia fechada

G_i Função de transferência simplificada do controlador de corrente

G_{LCL} Função de transferência do filtro LCL

G_{ol} Função de transferência de cadeia aberta

I Corrente saída do painel fotovoltaico

I_b Valor base de corrente

i_c Corrente no condensador da ligação *DC*

I_D Corrente do diodo

I_g Módulo do fasor de corrente no *PCC*

i_L	Valor instantâneo da corrente na bobine do elevador de tensão
I_m	Corrente do ponto de máxima potência do painel
I_n	Valor nominal de corrente
I_o	Corrente inversa de saturação
I_{cc}	Corrente de curto circuito do painel fotovoltaico
I_{DCb}	Valor base de corrente DC
I_{DC}	Valor médio da corrente de saída do elevador de tensão
I_{gen}	Corrente gerada que entra na ligação DC
I_{ph}	Corrente gerada por efeito fotovoltaico
I_{pv}	Corrente de saída da associação de painéis fotovoltaicos
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Corrente da fase a, b e c da rede ideal, respetivamente
K	Constante de Boltzman
K_1	Constante utilizada no dimensionamento do controlador de tensão
K_d	Ganho derivativo do compensador PID
K_I	Coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito
K_i	Ganho integral do compensador de corrente
K_p	Ganho proporcional do compensador de corrente
K_P, K_Q	Relação de proporcionalidade entre os desvios de frequência e tensão com as variações de potência ativa e reativa respetivamente
K_V	Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto
K_{iv}	Ganho integral do compensador de tensão
K_{pv}	Ganho proporcional do compensador de tensão
k_{sag}	Ganho proporcional de corrente reativa durante cavas de tensão
L	Indutância da bobine do elevador de tensão
L_1, L_2	Indutâncias do filtro LCL do lado do inversor e do PCC respetivamente
L_b	Valor base de indutância
L_m	Indutância de magnetização do transformador
L_s	Indutância do filtro de saída do inversor

L_t	Indutância de dispersão do transformador
L_{cc}	Indutância de curto circuito do transformador
L_{crit}	Valor mínimo da indutância do elevador de tensão que garante <i>CCM</i>
m	Índice de modelação
N	Numero de células fotovoltaicas por painel
n	Fator de idealidade
N_p	Numero de painéis fotovoltaicos associados em paralelo
N_s	Numero de painéis fotovoltaicos associados em série
P	Matriz da transformação de <i>Park</i>
P	Potência ativa
P_m	Potência máxima do painel fotovoltaico
$p_{3\phi}$	Potência instantânea trifásica
P_{painel}	Potência gerada por um painel fotovoltaico
P_{pv}	Potência total da associação de painéis fotovoltaicos
Q	Potência reativa
q	Valor absoluto da carga do eletrão
R_1, R_2	Resistências do filtro LCL do lado do inversor e do <i>PCC</i> respetivamente
R_c	Resistência de amortecimento do filtro LCL
R_i	Função de transferência do compensador de corrente
R_m	Resistência de magnetização do transformador
R_o	Resistência equivalente de saída do elevador de tensão
R_p	Resistência em paralelo do modelo de cinco parâmetros
R'_p	Resistência em paralelo equivalente da associação de painéis fotovoltaicos
R_s	Resistência do filtro de saída do inversor
R_s	Resistência em série do modelo de cinco parâmetros
R'_s	Resistência em série equivalente da associação de painéis fotovoltaicos
R_t	Resistência de perdas do transformador
R_v	Função de transferência do compensador de tensão

R_{cc}	Resistência de curto circuito do transformador
s	Estatismo
S_b	Valor base de potência
T	Matriz da transformação de um referencial estático para síncrono
T	Temperatura
T_1	Instante no qual a onda de comando do elevador de tensão fica zero
T_a	Constante de tempo equivalente do atraso da modelação
T_c	Período de comutação do elevador de tensão
T_i	Constante de tempo integral do compensador de corrente
T_k	Tempo de aplicação do vetor espacial k
T_o	Tempo de aplicação de um vetor espacial nulo
T_s	Período de amostragem da modelação por vetores espaciais
T_{eq}	Constante de tempo equivalente da aproximação de primeira ordem do controlador de corrente
T_{iv}	Constante de tempo integral do compensador de tensão
THD	Distorção harmónica
u_a, u_b, u_c	Tensão simples de saída da fase a, b e c do inversor, respetivamente
u_l	Tensão instantânea na bobine do elevador de tensão
u_l	Valor da tensão instantânea na bobine do elevador de tensão
U_m	Amplitude de uma tensão simples
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	Tensão de linha de saída entre as fases ab, bc e ca do inversor, respetivamente
U_d, U_q	Componente de tensão direta e em quadratura num referencial síncrono
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	Tensão simples da fase a, b e c da rede ideal, respetivamente
U_{sd}, U_{sq}	Componentes direta e em quadratura da tensão simples da rede ideal num referencial síncrono, respetivamente
V	Tensão de saída do painel fotovoltaico
V_α, V_β	Componentes nos eixos α e β de um vetor espacial de tensão
V_g	Módulo do fasor de tensão no PCC
V_k	Módulo do vetor espacial k

V_m	Tensão do ponto de máxima potência do painel
V_n	Valor base de tensão
V_n	Valor nominal de corrente de linha eficaz
V_s	Módulo do vetor espacial de referência
V_t	Tensão térmica
V_{ca}	Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico
V_{DCb}	Valor base de tensão <i>DC</i>
V_{DCsag}	Valor de referência da tensão na ligação <i>DC</i> utilizado no controlador para cavas de tensão
V_{DC}	Valor médio da tensão na ligação <i>DC</i>
V_{pv}	Tensão de saída da associação de painéis fotovoltaicos
X_s	Reatância do indutor de saída do inversor
Y	Função de transferência do modelador <i>SPWM</i>
Z	Módulo da impedância da bobine de saída do inversor
Z_b	Valor base de impedância
Z_{cc}	Impedância de curto circuito do transformador
Z_{DCb}	Valor base de impedância <i>DC</i>

Subscritos

0	Valor no ponto de operação em regime estacionário
1	Valor no primário do transformador
2	Valor no secundário do transformador
b	Valor base
d, q	Componentes direta e em quadratura num referencial síncrono
m	Valor médio
max	Valor máximo
min	Valor mínimo
ref	Valor de referência em condições normais de operação da rede elétrica

Sobrescritos

*	Valor de referência
---	---------------------

pu Valor por unidade base

STC Valor em condições de teste padrão

Glossário

AC	Corrente alternada (<i>Alternating Current</i>).
DC	Corrente contínua (<i>Direct Current</i>).
IC	Método de seguimento do ponto de máxima potência de condutância incremental (<i>Incremental Conductance</i>).
IGBT	Transistor bipolar de portas isoladas (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>).
LCL	Filtro com duas bobinas e um condensador em paralelo.
MPPT	Seguimento do ponto de máxima potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>).
MPP	Ponto de máxima potência (<i>Maximum Power Point</i>).
ORD	Operador de Rede de Distribuição.
ORT	Operador de Rede de Transporte.
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo.
PI	Controlador Proporcional Integral.
PLL	Malha de captura de fase (<i>Phase Locked Loop</i>).
POC	Ponto de ligação à rede elétrica (<i>Point of Connection</i>).
PV	Fotovoltaico (<i>Photovoltaic</i>).
PWM	Modelação por largura de impulso (<i>Pulse Width Modulation</i>).
STC	Condições de teste padrão (<i>Standard Test Conditions</i>).
SVPWM	Modelação por largura de impulso por vetores espaciais (<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>).

THD	Distorção harmónica (<i>Total Harmonic Distortion</i>).
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> ou Inversor.
ca	Circuito Aberto
cc	Curto Circuito
dq	Componentes direta e em quadratura num referencial síncrono.
p-n	Junção de semicondutores dopados, um com excesso de buracos e um com excesso de eletrões.
pu	Valores por unidade base.

Capítulo 1

Introdução

O desenvolvimento de conversores de potência eletrônicos, em conjunto com preocupações ambientais, tem levado nos últimos anos à cada vez mais rápida integração de sistemas de geração baseados em energias renováveis. Apesar das suas claras vantagens, a integração de energias renováveis na rede elétrica pode trazer consigo desvantagens, principalmente no que diz respeito à qualidade e estabilidade do serviço prestado por estas redes.

Em primeiro lugar, a natureza intermitente das fontes de energia renováveis torna estas energias menos fiáveis que fontes tradicionais. Ainda mais, comparados com geradores tradicionais, energias renováveis têm pouca a nenhuma inércia. Visto que geradores tradicionais utilizam esta inércia como forma de responder a desvios de frequência, a integração de sistemas de geração renovável irá prejudicar a resiliência da rede elétrica a este tipo de defeitos [1]. É ainda importante considerar que, devido a utilizarem conversores eletrônicos de comutação na sua ligação à rede, a inclusão de fontes de energia renovável na rede traz consigo a inevitável introdução de harmónicas não desejadas à rede de energia, as quais podem danificar cargas mais sensíveis [2]. No entanto, estas podem ser minimizadas com o uso de filtros adequados.

De forma a superar estas dificuldades, têm sido introduzidas normas que especificam os requisitos de ligação deste tipo de geradores à rede elétrica, tanto a nível nacional [3], como a nível europeu [4]. Estes requerem que geradores de energias renováveis deixem de ser vistos simplesmente como sistemas de alimentação da rede focados em fornecer a máxima potência que lhes é disponível, e passem a ter um papel ativo no que diz respeito à estabilidade da rede elétrica, contribuindo para esta como geradores convencionais [5].

1.1 Motivação

Como referido, sistemas de geração baseados em energias renováveis têm um papel cada vez mais importante na estabilidade da rede elétrica. Isto significa que estes geradores terão de fornecer uma resposta adequada a defeitos na rede, sendo esta resposta definida em normas que especificam os requisitos de ligação deste tipo de geradores. Estes requisitos tornam essencial o desenvolvimento

de modelos fiáveis com os quais, durante a fase de planeamento dos módulos de geração, o comportamento destes quando ligados à rede possa ser previsto e deste modo os sistemas possam ser desenhados de acordo com as normas que estabelecem os seus requisitos de funcionamento.

1.2 Síntese do Tema

Neste trabalho serão tratados métodos utilizados na modelação de sistema de geração fotovoltaica, tendo como principal foco a modelação de sistemas com capacidade de suporte a defeitos na rede eléctrica. Para tal são consideradas técnicas tradicionais de modelação de painéis fotovoltaicos e seguimento do seu ponto de máxima potência. Para a ligação à rede é considerado um inversor de dois níveis, sendo derivado o seu modelo dinâmico num referencial síncrono de forma a obter o controlo deste. A sincronização do referencial girante com a rede é obtida por uma malha de captura de fase em referencial síncrono.

Quanto ao controlo do inversor, consideram-se dois controladores: um controlador de alimentação dedicado a injetar a máxima potência disponível ao gerador com fator de potência nulo, e um controlador de suporte da rede, que terá como objetivo o controlo da potência fornecida pelo gerador. Ambos os modos de controlo utilizam o mesmo controlador de corrente interior em referencial síncrono com desacoplamento das componentes directa e em quadratura. A diferença entre controladores encontra-se no controlador exterior. O controlador de alimentação utiliza um controlador de tensão na ligação *DC* que, em conjunto com o seguimento do ponto de máxima potência, irá fornecer a máxima potência activa disponível à rede. O controlador de suporte a defeitos na rede utiliza um controlador exterior em cadeia aberta baseado em cálculos de potência instantânea no referencial síncrono que, em conjunto com o controlador de corrente com desacoplamento, obtém o controlo separado de potência activa e reactiva. As referências de potência activa e reactiva são obtidas por *Droop Control* de forma a obter uma resposta a desvios de tensão e frequência.

É também considerado o funcionamento durante cavas de tensão simétricas, durante o qual o modelo fornece corrente reactiva segundo uma curva de produção mínima, bem como um controlador do elevador de tensão dedicado a evitar sobretensões no condensador da ligação *DC* devido a cavas de tensão.

Para a modelação do modulador que obtém os sinais de activação do inversor, foi considerada modulação por largura de impulso por vetores espaciais e, de forma a reduzir a distorção harmónica da corrente injetada, é estudado o dimensionamento de filtros LCL, os quais são constituídos, em cada fase, por duas bobinas em paralelo com um condensador. São também feitas as considerações necessárias à inclusão de um transformador que eleva o nível de tensão de saída do inversor a um adequado à ligação ao ponto de ligação à rede. A inclusão deste transformador irá afetar o dimensionamento do controlador do inversor.

1.3 Objetivos

Esta dissertação tem como objetivo o estudo de modelos utilizados na representação e simulação de sistema de geração fotovoltaicos e dos conversores utilizados na sua ligação à rede elétrica, com especial foco à resposta destes a defeitos e variações de frequência na rede, sendo a validação destes realizada na literatura referenciada ao longo deste trabalho. Para este efeito, pretende-se desenvolver um modelo de um gerador fotovoltaico, segundo a literatura disponível, dotado de dois controladores: um controlador de alimentação dedicado à injeção de máxima potência ativa disponível, e um controlador de suporte com capacidade de resposta a defeitos na rede. Este será desenvolvido em *Matlab/Simulink*, sendo depois o seu funcionamento testado por um conjunto de ensaios, de forma a testar o seu funcionamento em regime estacionário, quando sujeito variações de irradiância (à qual equivale potência disponível) e quando sujeito a defeitos na rede. Nos ensaios que dizem respeito à resposta do controlador de suporte a defeitos e variações de frequência na rede será verificado se esta se encontra em conformidade com os requisitos estipulados pelas normas em [3] e [4].

1.4 Estrutura da Dissertação

No capítulo 2 é apresentado o estado da arte. Durante este será fornecida uma análise teórica do funcionamento, dimensionamento e modelos dos vários elementos do sistema aqui considerado, bem como um pequeno resumo dos métodos alternativos aos aqui utilizados. Este encontra-se dividido segundo os vários elementos do sistema, começando por tratar os métodos de modelação de módulos fotovoltaicos em 2.1, seguindo o dimensionamento e funcionamento do elevador de tensão em 2.2 e técnicas de seguimento do ponto de máxima potência em 2.3. Em 2.4 é obtido o modelo dinâmico do inversor utilizado para obter os controladores em 2.5, onde será tratado o sistema *p.u.* utilizado (2.5.1), a malha de captura de fase (2.5.2), a modulação por vetores espaciais (2.5.3) e os controladores de corrente (2.5.4), tensão *DC* (2.5.5) e potência (2.5.6). Os métodos utilizados para obter resposta a defeitos são apresentados em 2.5.7 e em 2.6 é apresentado o dimensionamento do filtro de saída.

Em 3 são apresentados os requisitos impostos pelas normas [3] e [4] bem como os meios pelos se consegue a conformidade do modelo implementado com estas.

O capítulo 4 é dedicado à implementação do modelo em *Matlab/simulink*, sendo neste apresentados os valores numéricos dos vários componentes utilizados no modelo. Neste são também feitas as considerações necessárias à inclusão do transformador no modelo.

São depois apresentados em 5 os resultados obtidos por simulações do modelo implementados, sendo também aqui feita a sua análise.

Por último, em 6 encontram-se apresentadas as conclusões finais e perspectivas de trabalho futuro.

Capítulo 2

Estado da Arte

Este capítulo tem como objetivo apresentar o estado da arte de modelação de sistemas de geração não convencional, mais precisamente sistemas fotovoltaicos. Para tal é feita uma revisão teórica da modelação dos diversos componentes destes sistemas, desde os painéis fotovoltaicos, aos conversores e controladores envolvidos na ligação destes à rede, bem como do dimensionamento dos diversos elementos que os compõem.

Neste trabalho é considerada uma topologia com dois andares de tensão, primeiro um elevador de tensão (*DC/DC*), seguido de um inversor (*DC/AC*), tal como o apresentado na figura 2.1.

2.1 Modelação de Módulos Fotovoltaicos

Neste capítulo são descritos os métodos pelos quais o funcionamento de módulos de painéis fotovoltaicos é modelado, partindo de especificações fornecidas pelos fabricantes. Estas incluem o número de células dos painéis N , a tensão em circuito aberto V_{ca} , a corrente de curto circuito I_{cc} , os valores de tensão, corrente e potência no ponto de máxima potência (*MPP - Maximum Power Point*), V_m , I_m e P_m respetivamente. Estes valores são obtidos para condições de teste padrão (*STC - Standard Test Conditions*) de irradiância e temperatura da célula ($G^{STC} = 1000[W/m^2]$, $T^{STC} = 25[^\circ C]$), pelo que também são fornecidos coeficientes de temperatura de corrente de curto circuito K_I e tensão de circuito aberto

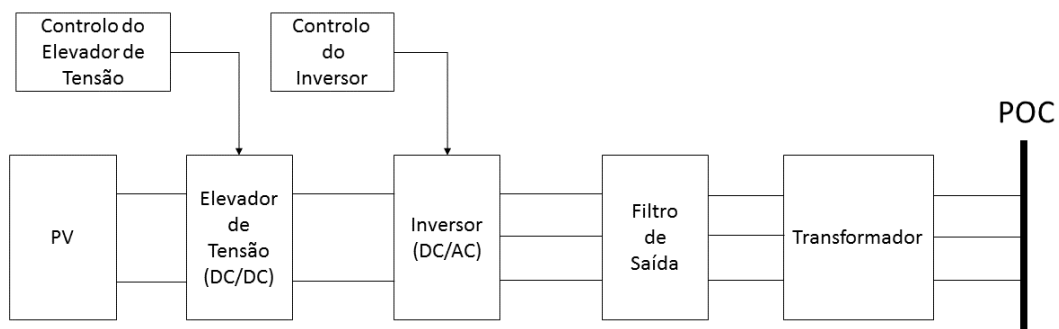


Figura 2.1: Topologia do sistema de geração PV de dois andares considerado.

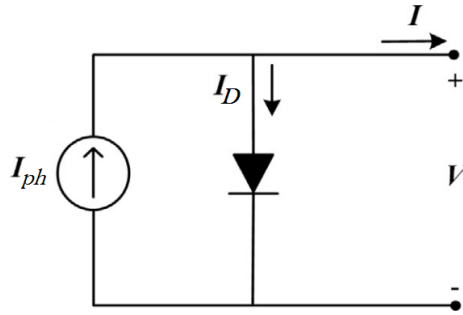


Figura 2.2: Circuito equivalente ideal da célula fotovoltaica [6].

K_V , obtidos por ensaios experimentais, que exprimem a variação de parâmetros fornecidos com a temperatura. No entanto, os modelos tipicamente utilizados para células fotovoltaicas utilizam parâmetros diferentes, nomeadamente a corrente gerada por efeito fotovoltaico I_{ph} , a corrente inversa de saturação I_o , o factor de idealidade n e as resistências em série R_s e em paralelo R_p , pelo que estes têm de ser obtidos pelos dados fornecidos. Em [6–8] são descritos os métodos pelos quais estes parâmetros são obtidos.

2.1.1 Modelo Ideal da Célula Fotovoltaica

Células fotovoltaicas são constituídas por duas camadas de materiais semicondutores dopados, de forma a criar uma junção $p-n$. Assim, quando não estão sobre iluminação, células fotovoltaicas comportam-se essencialmente como um díodo de junção $p-n$, e a sua corrente I_D é obtida segundo a equação de *Shockley* [6, 9]

$$I_D = I_o(e^{\frac{V}{nV_t}} - 1) \quad (2.1)$$

Onde n é o factor de idealidade do díodo. Este é uma constante empírica que exprime o grau de idealidade do díodo, pelo que o seu valor pode ser escolhido arbitrariamente e depois alterado de forma a ajustar o modelo, assumindo tipicamente valores no intervalo $1 < n < 1,5$ [8].

Em 2.1 V_t é a tensão térmica, dada por

$$V_t = \frac{KT}{q} \quad (2.2)$$

onde K é a constante de *Boltzman* ($K = 1,38 \times 10^{-23} J/K$), T é temperatura da célula, em graus *Kelvin*, e q é o valor absoluto da carga do eletrão ($q = 1,602 \times 10^{-19} C$).

Quando sobre iluminação, a junção $p-n$ absorve fotões da luz incidente, dando origem a portadores de carga. Isto que resulta numa diferença de potencial na junção $p-n$, levando os portadores a moverem-se pelo circuito externo ao qual a célula esta ligada, processo designado por Efeito Fotovoltaico. Neste é gerada a corrente I_{ph} , a corrente gerada por efeito fotovoltaico. Assim a célula pode ser representada por uma fonte de corrente I_{ph} em paralelo com um díodo de junção $p-n$ [6], tal como o apresentado na figura 2.2, sendo a sua corrente dada por

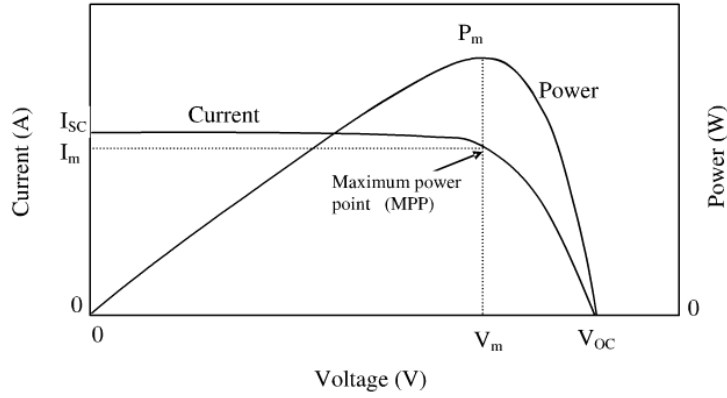


Figura 2.3: Curvas I-V e P-V do modelo ideal da célula fotovoltaica [10].

$$I = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_o(e^{\frac{V}{nV_t}} - 1) \quad (2.3)$$

Esta é a expressão do *Modelo Ideal da Célula Fotovoltaica*, o qual, devido a descrever o comportamento da célula por três parâmetros: I_{ph} , I_o e n , é também designado por *Modelo de Três Parâmetros*.

A partir da expressão 2.3 obtém-se a curva I-V da célula ideal, bem como a curva de P-V através de

$$P_{panel} = VI = V(I_{ph} - I_o(e^{\frac{V}{nV_t}} - 1)) \quad (2.4)$$

sendo ambas apresentadas na figura 2.3.

É de notar que a curva de potência exhibe um máximo quando a tensão aplicada à célula é V_m , na qual é extraída a potência máxima da célula P_m , bem como que nestas curvas a referência do sinal da potência é a contrária à habitualmente utilizada (convenção gerador) *i.e.* tensão e a corrente têm o mesmo sentido quando está a ser fornecida potência.

2.1.2 Modelo de Cinco Parâmetros

De forma a melhor modelar o comportamento real de células fotovoltaicas, é incluída uma resistência R_{se} em série, a qual representa a resistência do material semiconductor, a resistência de contacto entre o semiconductor e os elétrodos da célula e a resistência dos elétrodos. Porém, a precisão deste modelo degrada para variações da temperatura da célula significantes, pelo que de forma a melhor a sensibilidade à temperatura do modelo é também incluída uma resistência em paralelo R_p [6], dando assim origem ao *Modelo de Cinco Parâmetros* (I_{ph} , I_o , n , R_{se} e R_p), apresentado na figura 2.4. A corrente extraída da célula segundo este modelo é dada por

$$I = I_{ph} - I_o(e^{\frac{V+R_{se}I}{nV_t}} - 1) - \frac{V + R_{se}I}{R_p} \quad (2.5)$$

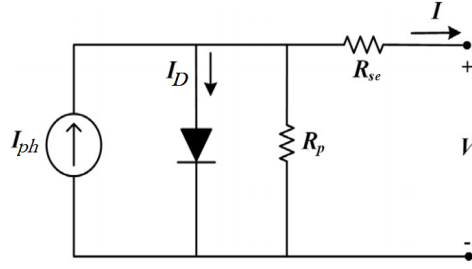


Figura 2.4: Circuito equivalente do modelo de cinco parâmetros da célula fotovoltaica [6].

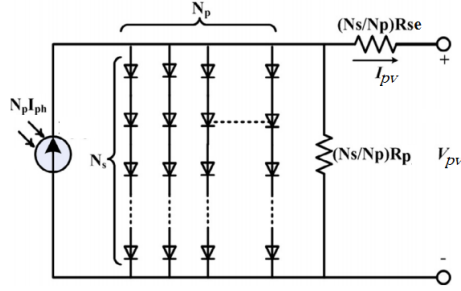


Figura 2.5: Circuito equivalente de um conjunto de células fotovoltaicas [7].

2.1.3 Associação de Células e Painéis Fotovoltaicos

Na prática, para obter um módulo fotovoltaico com valores nominais de corrente e tensão desejados, são associadas células em série de forma a aumentar o nível de tensão e em paralelo para aumentar a corrente [7] segundo

$$U_{pv} = N_s V, \quad I_{pv} = N_p I \quad (2.6)$$

onde N_s e N_p são o número de células em série e paralelo respectivamente. A partir de 2.6, tendo em conta 2.5, obtém-se

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_o \left(e^{\frac{V_{pv} + R'_{se} I_{pv}}{n V_t}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R'_{se} I_{pv}}{R'_p} \quad (2.7)$$

sendo R'_{se} e R'_p as resistências em série e em paralelo equivalentes do módulo, dadas por

$$R'_{se} = \frac{N_s}{N_p} R_{se}, \quad R'_p = \frac{N_s}{N_p} R_p \quad (2.8)$$

Conclui-se assim o circuito equivalente de uma associação de células fotovoltaicas, apresentado na figura 2.5. Neste é considerado que todas as células são iguais e não existem desequilíbrios entre estas, não sendo também considerados diodos de *bypass*. A sua potência máxima é obtida por

$$P_{pv} = V_{pv} I_{pv} = N_s N_p P_m \quad (2.9)$$

Por este processo, obtém-se painéis a partir de células, bem como sistemas de maior potência a partir da associação de painéis.

2.1.4 Obtenção de Parâmetros do Modelo

Tendo sido estabelecido o modelo, é necessário obter os seu parâmetros partindo de informação habitualmente fornecida por fabricantes, começando pela descrição segundo o *modelo ideal*, cujos parâmetros podem ser obtidos analiticamente. Para um painel composto de N células, segundo o processo apresentado no capítulo 2.1.3, de forma a modelar um painel com corrente de curto-circuito I_{cc} , considera-se as N células ligadas em série e tem-se

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{V_{pv}}{nNV_t}} - 1 \right) \quad (2.10)$$

onde, como referido no capítulo 2.1.1, é atribuído um valor arbitrário a n .

Segundo 2.10, quando a célula tem os seus terminais ligados por um curto-circuito tem-se

$$I_{ph} = I_{cc} \quad (2.11)$$

e, quando estes estão em circuito aberto, tem-se

$$I_o = \frac{I_{ph}}{e^{\frac{V_{ca}}{nNV_t}} - 1} \quad (2.12)$$

obtendo-se assim os 3 parâmetros do *modelo ideal*.

Alternativamente, o fator de idealidade n pode ser obtido pela curva I-V fornecida no *datasheet*. Tendo em conta que no ponto de máxima potência se tem

$$I_m = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{V_m}{nNV_t}} - 1 \right) \quad (2.13)$$

e que, tanto no ponto de máxima potência como perto do ponto de funcionamento em circuito aberto, o termo exponencial da expressão da corrente é significativamente maior que 1, obtem-se a partir de 2.12 e 2.13 que

$$n = \frac{V_m - V_{ca}}{NV_t \ln \left(1 - \frac{I_m}{I_{cc}} \right)} \quad (2.14)$$

Torna-se aqui importante notar que estes parâmetros são obtidos para condições de irradiância e temperatura padrão (*STC*). Obviamente, I_{ph} varia com a irradiância G , mas também a temperatura influência não só I_{ph} mas também I_o . Relação entre irradiância e temperatura e os parâmetros do modelo está descrita em [7]. Assim, para uma dada temperatura T e irradiância G os parâmetros são dados por

$$I_{ph} = \frac{G}{G^{STC}} (I_{ph}^{STC} - K_I (T - T^{STC})) \quad (2.15)$$

$$I_o = I_o^{STC} \left(\frac{T}{T^{STC}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{nK} \left(\frac{1}{T^{STC}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (2.16)$$

onde I_o^{STC} e I_{ph}^{STC} são, respetivamente, a corrente de saturação inversa e a corrente gerada por

efeito fotovoltaico em condições *STC*, geralmente fornecidas pelo fabricante, e E_g é a banda de energia proibida do material semiconductor, sendo tipicamente $E_g = 1,12$ para silício monocristalino [11].

Ao incluir os parâmetros do *Modelo de Cinco Parâmetros* R_{se} e R_p , a equação da corrente do painel torna-se mais complexa. Neste trabalho é considerado um método iterativo [8, 11] que consiste em obter os valores de R_p e R_{se} que levam aos dados experimentais do ponto de máxima potência fornecidos. Para tal incrementa-se R_{se} , a qual tem um valor baixo, e calcula-se R_p a cada iteração. A partir de 2.5 tem-se, no ponto de máxima potência

$$P_m = V_m I_m = V_m \left[I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{V_m + R_{se} I_m}{n N V_t}} - 1 \right) - \frac{V_m + R_{se} I_m}{R_p} \right] \quad (2.17)$$

e

$$R_p = \frac{V_m + R_{se} I_m}{I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{V_m + R_{se} I_m}{n N V_t}} - 1 \right) - \frac{P_m}{V_m}} \quad (2.18)$$

Assim, a cada iteração, segundo 2.17 e 2.18 é calculado R_p e a potência correspondente P_{calc} , sendo depois obtido o erro entre esta e a especificada pelo fabricante P_m , até que este seja suficientemente baixo.

Como consequência da inclusão de R_{se} e R_p a corrente de curto-circuito deixa de ser igual à corrente gerada por efeito fotovoltaico I_{ph} . A partir de 2.5, tendo em conta que para baixos valores de tensão a parcela exponencial da equação tem um valor desprezável, a corrente I_{ph} pode ser aproximada por

$$I_{ph} \approx \frac{R_p + R_{se}}{R_p} I_{cc} \quad (2.19)$$

sendo este valor corrigido a cada iteração do cálculo das resistências.

No final, a influência da temperatura e irradiância são consideradas pelas expressões 2.16 e 2.15.

2.2 Elevador de Tensão

Devido à natureza intermitente da energia solar, o nível de tensão à saída do módulo fotovoltaico tem de ser regulado de modo a que seja extraída deste a máxima potência face a níveis de irradiância variáveis. Para este propósito é utilizado um elevador de tensão (*Boost Converter*), o qual aumenta o nível de tensão para um valor adequado ao inversor, enquanto, através de técnicas de seguimento do ponto de máxima potência (*MPPT*) mantêm o conjunto de painéis fotovoltaicos a funcionar no seu ponto de máxima potência. Neste capítulo é apresentado o princípio de funcionamento e métodos de dimensionamento do elevador de tensão segundo [11–13].

2.2.1 Princípio de Funcionamento

O elevador de tensão é um conversor *DC/DC* que tem como objetivo obter à saída um nível de tensão superior ao da entrada, por meio de dispositivos semicondutores e elementos passivos que ar-

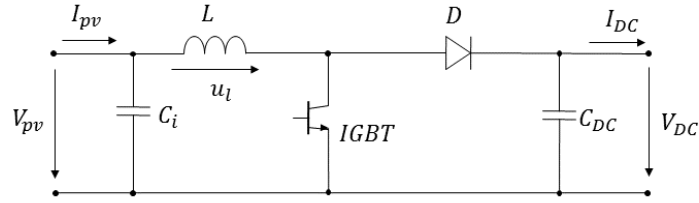


Figura 2.6: Topologia do elevador de tensão

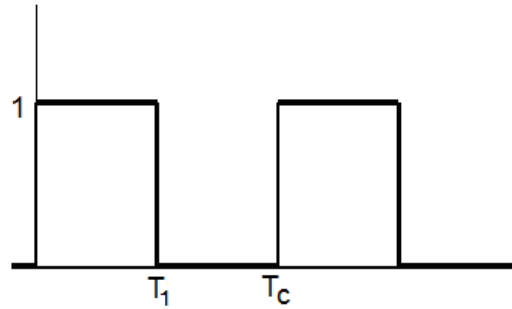


Figura 2.7: Onda de comando do elevador de tensão

mazenam energia eletromagnética. A topologia convencional de um elevador de tensão é apresentada na figura 2.6.

Neste esquema o transístor bipolar de portas isoladas (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) é utilizado como válvula, sendo este acionado por uma onda de tensão quadrada aplicada à porta do transístor, como a apresentada na figura 2.7, de amplitude unitária e frequência

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad (2.20)$$

onde f_c e T_c são a frequência de período de comutação do conversor. O ciclo de trabalho da onda δ_D é definido como a fração do período no qual a onda é positiva, isto é

$$\delta_D = \frac{T_1}{T_c} \quad (2.21)$$

Quando a tensão aplicada é positiva, o transístor permite a passagem de corrente e a tensão entre os seus terminais é desprezável, enquanto que o díodo está bloqueado, levando a bobina à entrada a armazenar energia magnética. Quando a tensão aplicada é nula, o *IGBT* está bloqueado e o díodo conduz, sendo a energia armazenada na bobina descarregada e fornecida à saída.

Em modo de condução contínua (*Continuous Conduction Mode*), isto é, num ponto de funcionamento no qual a corrente flui da fonte sem interrupções, tem-se, ao ser atingido um regime estacionário de funcionamento, uma tensão entre os terminais da bobina com valor médio nulo *i.e.* a bobina carrega e descarrega ao mesmo ritmo. O valor médio da tensão na bobina é dado por

$$(u_L)_m = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_L(t).dt \quad (2.22)$$

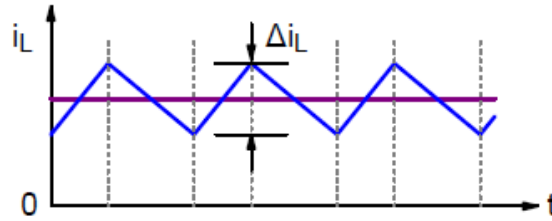


Figura 2.8: Forma de onda da corrente de entrada do inversor.

Entre $[0, \delta_D T_c]$ a válvula conduz logo a tensão aplicada à bobina será a tensão de entrada V_{in} , enquanto que entre $[\delta_D T_c, T_c]$ esta está bloqueada e o díodo está em condução. Desprezando a tensão de condução do díodo, a tensão aplicada à bobina é a diferença entre a tensão de entrada e a de saída. Assim, considerando os valores DC da tensão à entrada (V_{pv}) e à saída (V_{DC}) do elevador de tensão, a partir de 2.22, tem-se

$$(u_l)_m = \frac{1}{T_c} \int_0^{\delta_D T_c} V_{pv} \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_{\delta_D T_c}^{T_c} (V_{DC} - V_{pv}) \cdot dt \quad (2.23)$$

de onde resulta

$$V_{DC} = \frac{1}{1 - \delta_D} V_{pv} \quad (2.24)$$

Desprezando as perdas no conversor tem-se ainda

$$I_{DC} = (1 - \delta_D) I_{pv} \quad (2.25)$$

É de notar que esta relação foi obtida considerando as correntes e tensões à entrada e saída do conversor constantes. Na realidade estas terão não só uma componente contínua como também uma oscilação à frequência de comutação, a qual é desprezável dado que o conversor esteja dimensionado de forma adequada.

2.2.2 Dimensionamento do conversor

Para obter o funcionamento desejado do conversor, este tem de ser dimensionado corretamente. Começando pela frequência de comutação f_c , esta terá de ter um valor elevado, geralmente na ordem dos kHz , pois esta reduz a amplitude das oscilações em torno do valor médio das tensões e correntes do conversor. No entanto, esta será limitada pela velocidade de comutação suportada pelo *IGBT*. Desde que a frequência de comutação seja suficientemente elevada as oscilações serão desprezáveis e podem ser aproximadas por uma onda triangular, tal como o apresentado na figura 2.8

Considerando esta aproximação, durante o intervalo $[0, \delta_d T_c]$, tem-se

$$v_{pv} = L \frac{di_l}{dt} \approx L \frac{\Delta i_l}{\Delta t} \quad (2.26)$$

onde Δi_L é o valor pico a pico da ondulação, o qual será um valor especificado segundo o qual

a bobine de entrada é dimensionada. Assim, para que o conversor extraia corrente da fonte com a ondulação aceitável, a bobine de entrada é dimensionada segundo

$$L = \frac{V_{pv}\delta_D T_c}{\Delta i_l} \quad (2.27)$$

O dimensionamento da bobine de entrada tem também influência sobre o modo de condução do conversor: contínuo ou descontínuo, pelo que esta deverá também estar acima de um valor crítico de forma a garantir o funcionamento em *CCM*. Segundo [12]

$$L > L_{crit} = \frac{R_o \delta_D (1 - \delta_D)^2}{2f_c} \quad (2.28)$$

onde $R_o = V_{DC}/I_{DC}$ é a resistência equivalente de saída.

De forma semelhante, o condensador de saída é dimensionado segundo o valor da oscilação pretendida na tensão de saída. Considerando também que as oscilações podem ser aproximadas por uma onda triangular, em $[0, \delta_D T_c]$ tem-se

$$i_c = C \frac{dv_{DC}}{dt} \approx C_{DC} \frac{\Delta v_{DC}}{\Delta t} \quad (2.29)$$

de onde se obtém

$$C_{DC} = \frac{I_{DC} \delta_D T_c}{\Delta v_{DC}} \quad (2.30)$$

O condensador de entrada C_i é utilizado de forma a mitigar o efeito de variações bruscas da tensão à entrada do conversor, geralmente devidas a alterações na irradiância incidente nos painéis fotovoltaicos. Em [13] é analisado o efeito de C_i na reposta dinâmica do conversor a variações de irradiância, sendo concluído que quando menor o valor de C_i em relação a C_{DC} , melhor será a resposta transitória do conversor a alterações na tensão de entrada, sendo aceitável utilizar

$$C_i = \frac{C_{DC}}{2} \quad (2.31)$$

2.3 Seguimento do Ponto de Máxima Potência

O controlo do elevador de tensão tem como objetivo fornecer uma onda quadrada de ciclo de trabalho δ que irá acionar a válvula do conversor. Tendo em conta que, como referido em 2.1.1, a curva *P-V* de painéis fotovoltaicos exibe um máximo, o controlo do conversor DC/DC tem também de ser desenhado de forma a que seja possível extrair sempre que possível a máxima potência possível dos painéis, objetivo que é atingido com recurso a técnicas de Seguimento do Ponto de Máxima Potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*).

Existem atualmente vários algoritmos que realizam o *MPPT*. Entre estes, os Métodos de Perturbação são frequentemente utilizados devido à sua facilidade de implementação, sendo os mais relevantes *P&O (Perturb and Observe)* [14] e *HC (Hill Climbing)* [15]. O método *P&O* consiste em variar a tensão

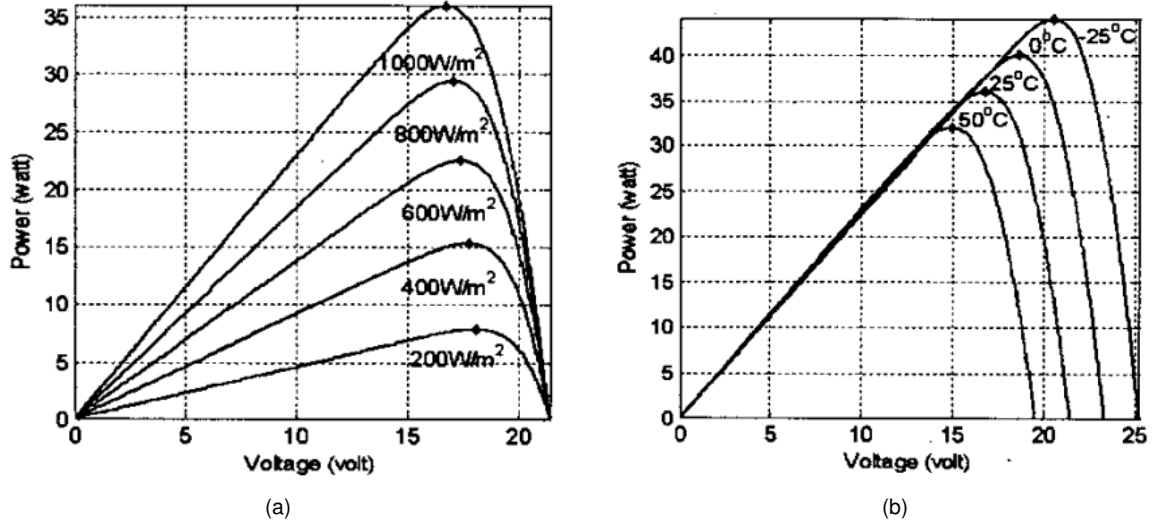


Figura 2.9: Variação da característica P-V de um PV com:(a) Irradiância; (b) Temperatura [15].

do conjunto de painéis em incrementos fixos na direção do ponto de máxima potência. O método *HC* funciona de forma semelhante, sendo neste variado o ciclo de trabalho δ do sinal de acionamento do elevador de tensão. Embora estes sejam facilmente implementáveis, têm a clara desvantagem de criar oscilações em torno do ponto de máxima potência em regime estacionário.

Assim, é considerado neste trabalho o método de *Condutância Incremental (IC - Incremental Conductance)* apresentado em [16]. Este baseia-se na derivada da curva de potência e o seu funcionamento é de seguida descrito.

2.3.1 Condutância Incremental

Como é ilustrado na figura 2.9 a máxima potência extraída de um sistema fotovoltaico varia consideravelmente com as condições de irradiância e temperatura dos painéis. No entanto a forma da curva mantém-se a mesma, havendo um aumento da potência extraída com a tensão até ser atingido o máximo, a partir do qual a potência decresce com o aumento da tensão.

Assim, é possível identificar o ponto de máxima potência (P_m, V_m) a partir da derivada da potência em relação à tensão, ou seja

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0, & V < V_m \\ \frac{dP}{dV} = 0, & V = V_m \\ \frac{dP}{dV} < 0, & V > V_m \end{cases} \quad (2.32)$$

Tendo em conta que

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.33)$$

visto que no ponto de máxima potência $\frac{dP}{dV} = 0$, resulta que neste

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (2.34)$$

e, considerando a diferença entre $\frac{dI}{dV}$ e $\frac{I}{V}$ como um erro, é possível utilizar um compensador de forma a minimizar esta diferença, garantido assim que é extraída a máxima potência possível dos painéis [11].

2.4 Modelo do Inversor

Devido à energia produzida por sistemas fotovoltaicos ser em corrente contínua (*DC*), torna-se indispensável o uso de conversores *DC/AC*, também conhecidos como inversores, ou ainda *VSC's* (*Voltage Source Converters*). Estes, com controlo e modulação apropriados, irão converter a tensão contínua de entrada numa tensão de saída alternada cuja harmónica fundamental tem a frequência da rede ($50Hz$), sendo as restantes harmónicas mitigadas pelo filtro de saída segundo o descrito no capítulo 2.6.

Existe atualmente uma grande variedade de topologias de inversores. Em [17] é fornecida uma revisão das topologias de conversores multinível mais comuns, nomeadamente conversores *NPC* (*Neutral Point Clamped*), *FC* (*Flying Capacitor*) e *CHB* (*Cascaded H-Bridge*). Estes têm como objetivo reduzir distorção harmónica e reduzir a tensão e taxa de variação de tensão que as válvulas semicondutoras dos conversores têm de suportar, sendo estes assim melhor adequados para sistemas de alta tensão.

Porém, neste trabalho, devido à sua simplicidade e para melhor ilustrar os funcionamento de um inversor, é considerado o caso base de um conversor de dois níveis, cuja análise teórica é fornecida em [18–20].

2.4.1 Princípio de Funcionamento

Na figura 2.10, onde o bloco PV representa o conjunto do painéis fotovoltaicos e elevador de tensão, está apresentado o circuito de um conversor de dois níveis trifásico. Este consiste em seis válvulas compostas por um dispositivo semiconductor, neste caso um *IGBT* e um diodo de roda livre em antiparalelo que conduz na direção oposta à do transístor. Estes estão divididos por três braços, cada um destes responsável por gerar a tensão de uma fase. Está também presente o condensador C_{DC} que faz a ligação entre o elevador de tensão e o inversor, responsável por minimizar as ondulações da tensão de entrada do inversor V_{DC} , idealmente contínua. A indutância L_s e a resistência R_s representam a bobine de ligação à rede e as suas perdas, respetivamente. Assume-se aqui que as tensões da rede u_{sa} , u_{sb} e u_{sc} são ideais, ou seja,

$$\begin{cases} u_{sa} = U_m \cos(\omega t) \\ u_{sb} = U_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_{sc} = U_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.35)$$

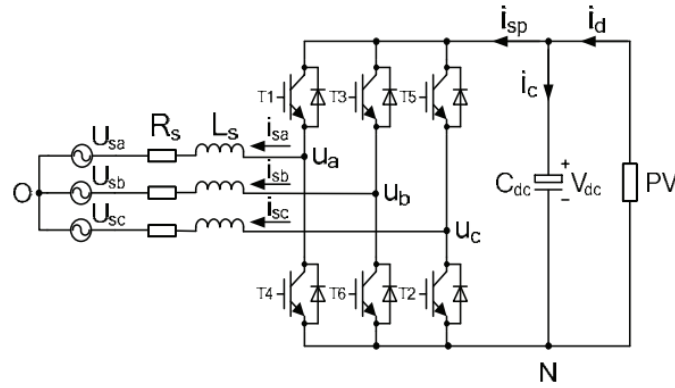


Figura 2.10: Circuito de um inversor de 2 níveis trifásico [18].

onde U_m e $\omega = 100\pi[\text{rad/s}]$ são a amplitude e velocidade angular da tensão simples da rede.

De forma a evitar curto-circuitos do lado *DC* do conversor, as válvulas de cada braço são ativadas de forma complementar, definindo-se assim a função de comutação

$$\gamma_k = \begin{cases} 1, & \text{transistor superior conduz e inferior corta} \\ 0, & \text{transistor superior corta e inferior conduz} \end{cases}, k = a, b, c \quad (2.36)$$

Segundo a lei das malhas *Kirchhoff* obtém-se as equações do sistema

$$\begin{cases} u_a = R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + u_{sa} \\ u_b = R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + u_{sb} \\ u_c = R_s i_{sc} + L_s \frac{di_{sc}}{dt} + u_{sc} \end{cases} \quad (2.37)$$

onde u_a , u_b e u_c são as tensões simples de saída do conversor, medidas entre o ponto médio de cada braço e o ponto O . Visto que quando uma válvula está bloqueada a tensão V_{DC} lhe é aplicada e quando esta conduz a tensão aos seu terminais é desprezável, tem-se

$$\begin{cases} u_a = \gamma_a V_{DC} + u_{NO} \\ u_b = \gamma_b V_{DC} + u_{NO} \\ u_c = \gamma_c V_{DC} + u_{NO} \end{cases} \quad (2.38)$$

e, como num sistema trifásico simétrico sem linha de neutro se tem

$$\begin{cases} u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0 \\ i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \end{cases} \quad (2.39)$$

resulta a partir de 2.37, 2.38 e 2.39 que

$$u_{NO} = -\frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \quad (2.40)$$

γ_a	γ_b	γ_c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabela 2.1: Configurações possíveis do inversor de 2 níveis.

e o sistema de equações do inversor fica

$$\begin{cases} u_{sa} = -R_s i_{sa} - L_s \frac{di_{sa}}{dt} + \gamma_a V_{DC} - \frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \\ u_{sb} = -R_s i_{sb} - L_s \frac{di_{sb}}{dt} + \gamma_b V_{DC} - \frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \\ u_{sc} = -R_s i_{sc} - L_s \frac{di_{sc}}{dt} + \gamma_c V_{DC} - \frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \end{cases} \quad (2.41)$$

onde as tensões simples de saída são

$$\begin{cases} u_a = \gamma_a V_{DC} - \frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \\ u_b = \gamma_b V_{DC} - \frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \\ u_c = \gamma_c V_{DC} - \frac{\gamma_a + \gamma_b + \gamma_c}{3} V_{DC} \end{cases} \quad (2.42)$$

e as tensões de linha de saída são obtidas por

$$\begin{cases} u_{ab} = u_a - u_b = (\gamma_a - \gamma_b) V_{DC} \\ u_{bc} = u_b - u_c = (\gamma_b - \gamma_c) V_{DC} \\ u_{ca} = u_c - u_a = (\gamma_c - \gamma_a) V_{DC} \end{cases} \quad (2.43)$$

Visto que o inversor de dois níveis tem 3 braços, sendo as válvulas destes ativadas de forma complementar, resulta que existem $2^3 = 8$ possíveis modos de operação, resultando em diferentes tensões de saída. De acordo com 2.42 e 2.43 os valores de tensão possíveis à saída do inversor de dois níveis estão apresentados na tabela 2.1. Nesta, é possível verificar que a tensão entre fases tem três níveis de tensão possíveis ($V_{DC}, 0, -V_{DC}$), enquanto que a tensão de fase tem cinco níveis ($\frac{2}{3}V_{DC}, \frac{1}{3}V_{DC}, 0, -\frac{1}{3}V_{DC}, -\frac{2}{3}V_{DC}$). Como será visto em maior detalhe no capítulo 2.5.3, as válvulas do inversor serão ativadas de modo a que a tensão à saída deste, que assume os níveis de tensão aqui referidos, tenha uma componente harmónica fundamental de amplitude e frequência desejadas.

2.4.2 Transformação dq0

Como será visto em mais detalhe no capítulo 2.5, de um ponto de vista de controlo do inversor, é vantajoso que as quantidades controladas, neste caso a corrente injetada na rede, sejam vistas como contínuas. Para este efeito o inversor é descrito num referencial girante síncrono com a tensão da rede à velocidade ω pelas suas componentes direta e em quadratura, sendo a componente de sequência zero sempre nula em sistemas sem linha de neutro e por isso aqui omitida. Os métodos pelos quais a transformação das tensões e correntes trifásicas são convertidas às suas grandezas equivalentes no referencial síncrono são aqui descritos, bem como as relações de potência neste referencial, segundo [18, 19, 21]. A utilização desta transformação irá também permitir o controlo separado das potências ativa e reativa.

Começa-se pela transformada de *Clarke* que resulta nas correntes e tensões trifásicas num referencial $\alpha\beta$ com recurso à matriz de transformação

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

esta reduz o número de equações que descrevem o sistema de três para duas, porém estas continuam a variar no tempo. É também importante notar que, alternativamente, poderia ser utilizada a transformada de *Clarke* na sua forma invariante em potência, dada por

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

De seguida é utilizada a transformada de *Park* para passar as grandezas $\alpha\beta$ para as quantidades *DC* direta e quadratura num referencial síncrono girante. Considerando o referencial alinhado com a fase *a*, a matriz da transformação de *Park* será

$$P = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Combinando 2.44 e 2.46 obtém-se a matriz que transforma as grandezas trifásicas nas suas componentes *dq*, sendo esta

$$T = C \times P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

e a sua matriz inversa

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Esta transformação está ilustrada na figura 2.11.

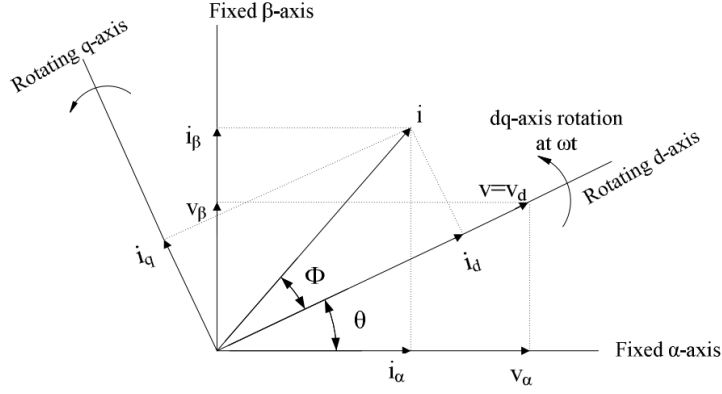


Figura 2.11: Representação do referencial girante síncrono [19].

Aplicando a transformação ao sistema de tensões trifásico em 2.35 obtém-se

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = T \times \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

ou seja, num referencial girante dq a componente direta de um sistema trifásico simétrico é a amplitude da tensão simples e a componente em quadratura é nula. As componentes direta e em quadratura da corrente são obtidas da mesma forma, podendo a componente em quadratura desta ser diferente de zero em situações em que se pretenda obter um factor de potência diferente de um. Caso fosse aqui utilizada a transformada de *Clarke* invariante em potência, a componente direta da tensão obtida teria um factor de $\sqrt{3}$.

A potência instantânea de um sistema trifásico, segundo [22], é obtida por

$$p_{3\phi}(t) = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t) \quad (2.50)$$

e, de forma análoga, com as correntes e tensões representadas pelos seu fasores, a potência complexa define-se por

$$\bar{S} = \bar{U}_a \bar{I}_a^* + \bar{U}_b \bar{I}_b^* + \bar{U}_c \bar{I}_c^* = \bar{U}_{abc}^T \bar{I}_{abc}^* \quad (2.51)$$

aplicando a transformada dq inversa fica

$$\bar{S} = (\bar{T}^{-1} \bar{U}_{dq})^T (\bar{T}^{-1} \bar{I}_{dq})^* = \bar{U}_{dq}^T (\bar{T}^{-1})^T (\bar{T}^{-1})^* \bar{I}_{dq}^* \quad (2.52)$$

e, como

$$(\bar{T}^{-1})^* = \bar{T}^{-1}, \quad e, \quad (\bar{T}^{-1})^T \bar{T}^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

obtém-se

$$\bar{S} = \frac{3}{2} \bar{U}_{dq}^T \bar{I}_{dq}^* \quad (2.54)$$

Representando a tensão e corrente pelos seus correspondentes vetores

$$\begin{cases} \bar{U}_{dq} = U_d + jU_q \\ \bar{I}_{dq} = I_d + jI_q \end{cases} \quad (2.55)$$

tem-se a expressão da potência complexa num referencial síncrono

$$\bar{S} = P + jQ = \frac{3}{2} \bar{U}_{dq} \bar{I}_{dq}^* \quad (2.56)$$

de onde se obtém

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(U_d I_d + U_q I_q) \\ Q = \frac{3}{2}(U_q I_d - U_d I_q) \end{cases} \quad (2.57)$$

Tendo em conta em condições normais de operação e durante falhas simétricas $U_q = 0$, tem-se ainda

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} U_d I_d \\ Q = -\frac{3}{2} U_d I_q \end{cases} \quad (2.58)$$

ou seja, a potência ativa pode ser controlada através da componente direta da corrente e a potência reativa pela componente em quadratura. O factor de $\frac{2}{3}$ na expressão das potências deve-se a ser aqui utilizada a transformação dq na sua forma de potência variante. No entanto, como será visto no capítulo 2.5.1, utilizando um sistema *p.u.* adequado é possível eliminar este factor.

2.4.3 Modelo Dinâmico do Inversor

Aplicando a transformada dq às equações que descrevem o inversor (2.37) obtém-se

$$U_{dq} = R_s i_{sdq} + L_s T \frac{di_{sabc}}{dt} + U_{sdq} \quad (2.59)$$

e, como

$$L_s T \frac{di_{sabc}}{dt} = L_s \frac{d}{dt}(T i_{sabc}) - L_s \left(\frac{d}{dt} T\right) i_{sabc} \quad (2.60)$$

obtém-se

$$\begin{cases} U_d = R_S i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq} + U_{sd} \\ U_q = R_S i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_s i_{sd} + U_{sq} \end{cases} \quad (2.61)$$

Passando 2.61 para o domínio de Laplace e reorganizando as expressões tem-se

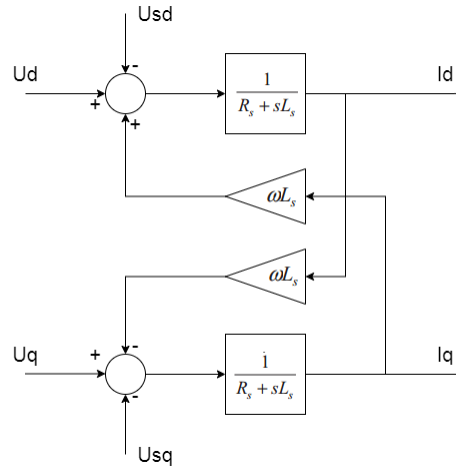


Figura 2.12: Modelo dinâmico do inversor num referencial síncrono.

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{R_s + sL_s} (U_d - U_{sd} + \omega L_s i_{sq}) \\ i_{sq} = \frac{1}{R_s + sL_s} (U_q - U_{sq} - \omega L_s i_{sd}) \end{cases} \quad (2.62)$$

Estas são as equações que descrevem o modelo dinâmico do inversor utilizado para o controlo vetorial de corrente, cujo diagrama de blocos está apresentado na figura 2.12. Nestas é fácil verificar que existe um forte acoplamento entre as componentes direta e em quadratura da corrente.

2.5 Controlo do Inversor

De forma a injetar corrente na rede com as características pretendidas, é essencial o controlo adequado do inversor. Este recebe medições do ponto de ligação e gera um conjunto de impulsos que acionam as válvulas do conversor.

Existem vários métodos de controlo de inversores, desde estratégias de referencial estático [23], controlo direto de potência (*DPC - Direct Power Control*) [24], controlo de potência instantânea ativa e não ativa [25] e controlo vetorial em referencial síncrono [5, 18, 19], entre outros [26]. Neste trabalho é considerado controlo vetorial num referencial girante síncrono devido a este converter as variáveis de controlo em quantidades contínuas, permitindo assim obter erro estacionário nulo com compensadores PI [18].

A estrutura convencional do controlo vetorial é composta por uma malha de controlo interior que controla o valor das correntes dq e um controlador exterior que fornece os valores de referência à malha interior. Visto que esta é uma estrutura de controlo em cascata, pretende-se que o controlador interior tenha uma resposta dinâmica rápida [5, 19]. Existem várias formas de implementar o controlador exterior, nomeadamente controlo da tensão *DC* ou de potência ativa e reativa, dependendo dos objetivos do controlador. O resultado da cadeia de controlo interior é um valor de referência de tensão, que será, através do modulador, convertido num conjunto de impulsos que ativam as válvulas do inversor, de forma a gerar uma tensão de saída à com frequência e amplitude desejadas [20], neste caso

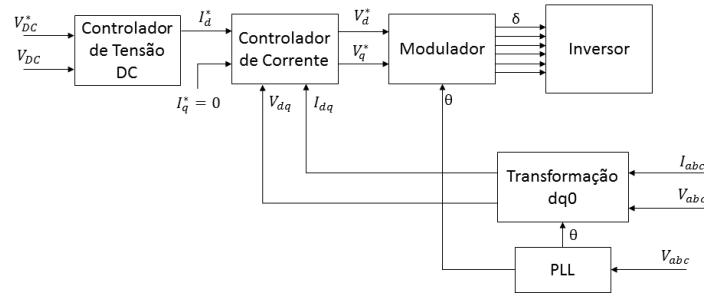


Figura 2.13: Estrutura de controlo do inversor de alimentação.

adequadas para a ligação à rede elétrica.

Dependendo da sua operação, conversores *DC/AC* podem ser classificados como conversores de alimentação, suporte a defeitos ou formação de rede [27], não sendo o último aqui tratado.

Dispositivos de alimentação têm como objetivo fornecer energia a uma rede elétrica em condições normais de operação, podendo ser vistos como uma fonte de corrente [27]. Nestes é utilizado um compensador *PI* para manter a tensão na ligação *DC* a um valor constante V_{DC}^* , o que garante o balanço entre a potência gerada pelo sistema *PV* e a tensão fornecida à rede. O resultado da malha de controlo da tensão *DC* é o valor de referência de corrente direta utilizado na malha interior. De forma a ser fornecida apenas potência ativa, segundo 2.58, o valor de referência da corrente em quadratura será zero, resultando num factor de potência unitário. Assim, em conjunto com o seguimento do ponto de potência máximo analisado em 2.3, o sistema de geração irá entregar à rede a máxima potência disponível [11]. Alternativamente estes podem também ser realizados com duas malhas de controlo de potência ativa e reativa exteriores [5, 27]. A estrutura de controlo deste tipo de sistemas é apresentada na figura 2.13.

Por outro lado, conversores de suporte à rede têm como objetivo fornecer potência ativa e reativa controláveis de forma a contribuir para a regulação de frequência e tensão da rede respetivamente [27]. Assim, a malha de controlo exterior destes conversores irá controlar as potências ativas e reativas no POC. Esta pode ser concebida em cadeia fechada com recurso a um compensador *PI* ou em cadeia aberta via cálculos analíticos de potência [5], sendo a segunda adotada neste trabalho. De forma a implementar suporte a desvios de tensão e frequência dos seus valores nominais, considera-se *Droop Control*, que irá contribuir para a estabilidade de tensão e frequência da rede, ajustando os valores de referência de potencia ativa e reativa proporcionalmente a variações de frequência e tensão relativamente aos seus valores nominais, respetivamente [5]. O *Droop Control* permite ainda que, através do dimensionamento dos seus parâmetros, a resposta do sistema a defeitos esteja de acordo com a norma europeia [4]. Na figura 2.14 está apresentado o controlador de conversores de suporte a defeitos.

O funcionamento dos vários componentes destas estruturas de controlo são descritos ao longo deste capítulo.

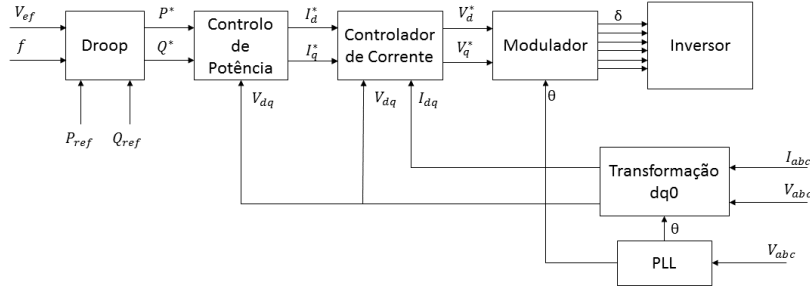


Figura 2.14: Estrutura de controlo do inversor de suporte a defeitos na rede.

2.5.1 Sistema p.u.

O controlo de corrente e potência é feito com os valores por unidade (*p.u.*), tendo como base de potência a potência máxima do sistema

$$S_b = P_m, \quad (2.63)$$

e como base de tensão a amplitude da tensão simples

$$V_b = U_m = \sqrt{\frac{2}{3}} V_n \quad (2.64)$$

onde V_n é a tensão nominal, eficaz entre fases, no ponto de ligação à rede. Utilizando a amplitude do valor da corrente quando o sistema funciona a potência máxima como base tem-se

$$I_n = \frac{S_b}{\sqrt{3}V_n} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{S_b}{V_b} \quad (2.65)$$

de onde resulta que

$$I_b = \sqrt{2}I_n = \frac{2}{3} \frac{S_b}{V_b} \quad (2.66)$$

Recordando as fórmulas de potência num referencial síncrono em 2.57, tem-se em *p.u.*

$$\begin{cases} P^{pu} = U_d^{pu} I_d^{pu} + U_q^{pu} I_q^{pu} \\ Q^{pu} = U_q^{pu} I_d^{pu} - U_d^{pu} I_q^{pu} \end{cases} \quad (2.67)$$

obtendo-se assim uma relação de potência invariante entre o referencial estático *abc* e o referencial síncrono *dq*.

A impedância base é obtida

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (2.68)$$

e, tendo como frequência base a frequência da rede ($f_b = 50Hz$) e velocidade angular base

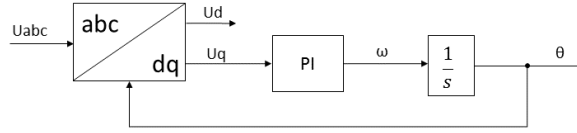


Figura 2.15: Malha de captura de fase em referencial síncrono.

$$\omega_b = 2\pi f_b = 100\pi [\text{rad/s}] \quad (2.69)$$

obtem-se a indutância e capacidade base

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b}, \quad C_b = \frac{1}{Z_b \omega_b} \quad (2.70)$$

Por último, do lado *DC* do conversor, tendo como base de tensão o valor de referência

$$V_{DCb} = V_{DC}^* \quad (2.71)$$

obtem-se para a corrente

$$I_{DCb} = \frac{S_b}{V_{DCb}} \quad (2.72)$$

e ainda a impedância base *DC*

$$Z_{DCb} = \frac{V_{DCb}}{I_{DCb}} \quad (2.73)$$

2.5.2 Malha de Captura de Fase

A Malha de Captura de Fase, também conhecida por *PLL* (*Phase Locked Loop*), é um elemento essencial para o controlo de inversores. Esta tem a função de obter a fase da tensão da rede, utilizada na transformação de *Park*, sendo assim o meio pelo qual se atinge a sincronização entre a tensão da rede e o referencial girante, tendo por isso um forte impacto na resposta dinâmica do sistema de geração [5].

Em [28] é fornecida uma análise das várias estruturas de *PLL*'s que existem atualmente, nomeadamente malhas em referencial natural *abc*, referencial estático $\alpha\beta$ e referencial síncrono *dq*. Neste trabalho opta-se por considerar a ultima opção, mais precisamente a estrutura *SRF-PLL* (*Synchronous Reference Frame PLL*), devido ao seu uso frequente em aplicações de energia, estrutura relativamente simples e facilidade de implementação digital, segundo o apresentado em [29].

A estrutura da Malha de Captura de Fase num referencial síncrono é exposta na figura 2.15

Nesta, o primeiro passo consiste em obter as componentes *dq* da tensão de entrada num referencial girante com fase igual à de saída da malha θ_o , efeito atingido com recurso à matriz de transformação

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_o) & \cos(\theta_o - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_o + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_o) & -\sin(\theta_o - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Considerando uma tensão trifásica simétrica à entrada, com fase de referência θ_i , dada por

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\theta_i) \\ u_b = U_m \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c = U_m \cos(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.75)$$

obtém-se por $U_{dq} = T \times U_{abc}$

$$\begin{cases} U_d = U_m \cos(\theta_i - \theta_o) \\ U_q = U_m \sin(\theta_i - \theta_o) \end{cases} \quad (2.76)$$

Ou seja, obter um referencial girante síncrono com a fase a da tensão de entrada e consequentemente uma fase de saída θ_o igual à de entrada θ_i é equivalente a que a componente da tensão em quadratura neste referencial U_q seja nula. Isto é facilmente obtido com uso de um compensador PI (Proporcional-Integral) que irá tratar o valor de U_q como um erro a minimizar, obtendo a velocidade angular do referencial por

$$\omega = K_p(U_q - U_q^*) + \int (U_q - U_q^*) dt \quad (2.77)$$

sendo aqui o valor de referência U_q pretendido zero e por isso omitido na figura 2.15. Por último, com recurso a um integrador, é obtida a fase de saída que será utilizada na transformação inicial, criando assim uma malha fechada para o seguimento de fase.

A partir da velocidade angular é possível também obter a frequência do referencial síncrono, que será igual à da tensão de entrada, após ter sido atingido um regime estacionário.

2.5.3 Modulação por Vetores Espaciais

O objetivo da modulação do controlo do inversor, presente na figura 2.14 é, a partir de uma referência de tensão, gerar um conjunto de impulsos que irão ativar as válvulas do inversor. Visto que este apenas pode produzir à sua saída um conjunto finito de valores de tensão, como visto na secção 2.4.1, será necessário empregar métodos de comando apropriados.

Em [20] é fornecida uma análise teórica dos vários métodos de comando disponíveis, sendo os mais relevantes os métodos de modulação por largura de impulso (*PWM - Pulse Width Modulation*). Estes têm como objetivo variar a largura dos impulsos de ativação de forma a obter à saída do inversor uma onda de tensão com componente fundamental com a amplitude e frequência desejada, sendo as harmónicas de alta frequência removidas por um filtro de saída.

Tradicionalmente o método de comando utilizado é modulação por largura de impulso sinusoidal (*SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation*), no qual uma onda moduladora sinusoidal é comparada

Vetor	γ_a	γ_b	γ_c	V_α	V_β
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0
2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0
5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
7	1	1	1	0	0

Tabela 2.2: Vetores Espaciais de Tensão do Inversor de 2 níveis.

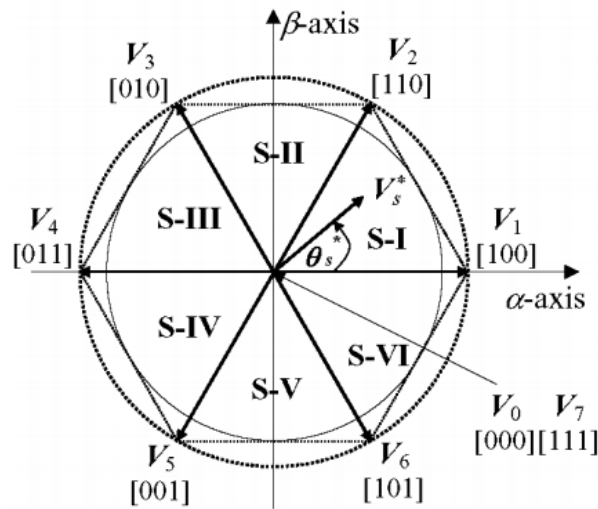


Figura 2.16: Representação dos vetores espaciais de um conversor de 2 níveis [30].

com uma portadora triangular de alta frequência de forma a obter os impulsos de comando do inversor.

No entanto, neste trabalho é considerada modulação por vetores espaciais (*SVPWM - Space Vector Pulse Width Modulation*) pois este fornece maior utilização da tensão na ligação *DC* e menor distorção harmônica da tensão de saída, sendo a análise teórica do funcionamento deste método fornecida de seguida segundo [20, 30, 31].

Recordando o exposto na tabela 2.1, existem oito possíveis configurações dos semicondutores do inversor, a cada uma das quais irá corresponder um conjunto de tensões de fase de saída distintos. Através da transformação de *Clarke* (2.44) e é possível definir os diferentes estados do conversor por vetores no plano complexo $V_\alpha + jV_\beta$, resultando assim em oito vetores, dos quais dois (\bar{V}_0, \bar{V}_7) serão nulos e os restantes ($\bar{V}_1 - \bar{V}_6$) serão vetores ativos *i.e.* que produzem uma tensão de saída diferente de zero. Os valores destes e a sua representação espacial são fornecidos na tabela 2.2 e na figura 2.16 respetivamente.

Assim, o vetor de referência que se pretende modular é definido por

$$\bar{V}_s = V_s e^{j\theta_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (2.78)$$

Este estará dentro de uma das secções **S-I** a **S-VI** delimitadas por dois dos vetores ativos, sendo este aproximado pela combinação destes. Esta aproximação é obtida, durante um período de amostragem $T_s = 1/f_s$, assumindo que a referência de tensão se mantém constante neste período, aplicando V_k durante T_k e V_{k+1} durante T_{k+1} , onde V_k e V_{k+1} são os vetores de saída do inversor que limitam a zona onde a referência de tensão se encontra. Caso se obtenha que $T_k + T_{k+1} < T_s$, um dos vetores nulos é aplicado no restante tempo, ou seja

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (2.79)$$

Assim, este processo é matematicamente descrito por

$$\int_0^{T_s} \bar{V}_s \cdot dt = \int_0^{T_k} \bar{V}_k \cdot dt + \int_{T_k}^{T_{k+1}} \bar{V}_{k+1} \cdot dt + \int_{T_k+T_{k+1}}^{T_s} \bar{V}_0 \cdot dt \quad (2.80)$$

de onde resulta que

$$\bar{V}_s T_s = \bar{V}_k T_k + \bar{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (2.81)$$

Tendo em conta que os vetores espaciais do inversor têm a mesma norma e estarão espaçados de 60° no plano complexo tem-se

$$\begin{cases} \bar{V}_k = V_k e^{j\theta_k} \\ \bar{V}_{k+1} = V_{k+1} e^{j\theta_{k+1}} \end{cases} \quad (2.82)$$

onde

$$\begin{cases} V_k = V_{k+1} = \frac{2}{3} V_{DC} \\ \theta_k = (k-1) \frac{\pi}{3} \\ \theta_{k+1} = k \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.83)$$

Separando 2.81 nas suas partes real e imaginária tem-se

$$\begin{cases} \frac{V_s T_s}{V_k} \cos \theta_s = T_k \cos \theta_k + T_{k+1} \cos \theta_{k+1} \\ \frac{V_s T_s}{V_k} \sin \theta_s = T_k \sin \theta_k + T_{k+1} \sin \theta_{k+1} \end{cases} \quad (2.84)$$

Resolvendo em ordem a T_k e T_{k+1} obtém-se

$$\begin{cases} T_k = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s T_s}{V_k} \sin(k \frac{\pi}{3} - \theta_s) \\ T_{k+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s T_s}{V_k} \sin[\theta_s - (k-1) \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (2.85)$$

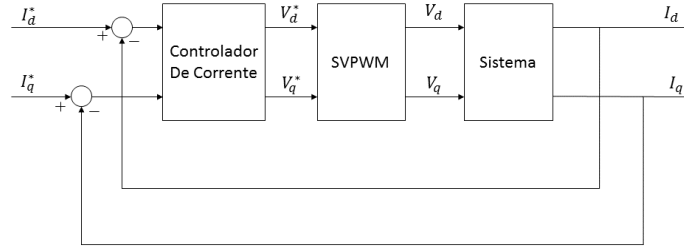


Figura 2.17: Diagrama de blocos do sistema do ponto de vista de controle de corrente.

Tendo obtido estes tempos, a cada período de comutação T_s as válvulas do inversor serão ativadas de modo a ser aplicado o vetor V_k durante T_k , o vetor V_{k+1} durante T_{k+1} e um dos vetores nulo durante T_0 .

Tem-se ainda que os tempos de aplicação não devem exceder o período de amostragem, isto é

$$T_k + T_{k+1} \leq T_s \quad (2.86)$$

Considerando a secção **S-I**, a partir de 2.85, obtém-se

$$V_s \leq \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sin(\theta_s + \frac{\pi}{3})} \quad (2.87)$$

ou seja, a amplitude máxima da componente fundamental da tensão de fase gerada por *SVPWM* é de $V_{DC}/\sqrt{3}$. O índice de modulação de *SVPWM* é dado por

$$m = \sqrt{3} \frac{V_s}{V_{DC}} \quad (2.88)$$

2.5.4 Controlador de Corrente

O controlador interior irá realizar o controle vetorial da corrente injetada pelo inversor. Este controle é feito num referencial síncrono com a tensão da rede, resultando nas componentes *dq* da corrente como quantidades *DC*, sendo por isso conseguido um erro em regime estacionário nulo com recurso a compensadores *PI* [18]. O controle vetorial de corrente é um método bem estabelecido para *VSC*'s, sendo as suas bases teóricas e dimensionamento aqui apresentados segundo [18, 19].

Além de obter o seguimento do valor de referência com erro em regime estacionário nulo, o controle vetorial tem também como objetivos o controle independente das correntes *dq*, de forma a possibilitar o controle potência ativa e reativa independente, e uma resposta dinâmica rápida, devido a este ser o controlador interior de um sistema em cascata.

Desacoplamento das Correntes *dq*

De um ponto de vista de controle de corrente, o sistema é representado pelo diagrama de blocos em 2.17, sendo neste o bloco *Sistema* o modelo dinâmico num referencial síncrono já apresentado em

2.12.

A função de transferência do controlador *PI* no domínio de *Laplace* é

$$R_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \quad (2.89)$$

onde K_p é o ganho proporcional, K_i o ganho integral e $T_i = K_p/K_i$ a constante de tempo integral. Visto que a resposta do sistema será semelhante para ambas as componentes direta e em quadratura, os parâmetros dos compensadores destas serão iguais.

Do ponto de vista de controlo, o modulador *SVPWM* pode ser considerado um transformador de potência ideal com um atraso no tempo, sendo este considerado em média metade do período de comutação a que o inversor opera. Assim, tem-se a função de transferência do modulador dada por

$$Y(s) = \frac{1}{1 + sT_a} \quad (2.90)$$

com $T_a = T_s/2$.

Combinando $R(s)$ e $Y(s)$ com as equações dinâmicas do sistema em 2.62 obtém-se

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} \{ [I_d^*(s) - I_d(s)] (K_p + \frac{K_i}{s}) \frac{1}{1 + sT_a} - V_d(s) + \omega L_s I_q(s) \} \\ I_q(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} \{ [I_q^*(s) - I_q(s)] (K_p + \frac{K_i}{s}) \frac{1}{1 + sT_a} - V_q(s) - \omega L_s I_d(s) \} \end{cases} \quad (2.91)$$

Visto que, como já notado no capítulo 2.4.3, o sistema exibe um forte acoplamento entre as componentes *dq* da corrente, é aqui empregue um método de desacoplamento *feedforward*. Este consiste em adicionar um termo de desacoplamento à saída de cada um dos compensadores *PI*, sendo estes

$$\begin{cases} F_d(s) = V_d(s) - \omega L_s I_q(s) \\ F_q(s) = V_q(s) + \omega L_s I_d(s) \end{cases} \quad (2.92)$$

resultando em

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} \{ [I_d^*(s) - I_d(s)] (K_p + \frac{K_i}{s}) \frac{1}{1 + sT_a} + [V_d(s) - \omega L_s I_q(s)] \frac{1}{1 + sT_a} - V_d(s) + \omega L_s I_q(s) \} \\ I_q(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} \{ [I_q^*(s) - I_q(s)] (K_p + \frac{K_i}{s}) \frac{1}{1 + sT_a} + [V_q(s) + \omega L_s I_d(s)] \frac{1}{1 + sT_a} - V_q(s) - \omega L_s I_d(s) \} \end{cases} \quad (2.93)$$

O diagrama de blocos do sistema de controlo resultante está apresentado em 2.18.

Desprezando o atraso resultante da modulação T_a nos termos de desacoplamento obtém-se

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} [I_d^*(s) - I_d(s)] (K_p + \frac{K_i}{s}) \frac{1}{1 + sT_a} \\ I_q(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} [I_q^*(s) - I_q(s)] (K_p + \frac{K_i}{s}) \frac{1}{1 + sT_a} \end{cases} \quad (2.94)$$

e o correspondente diagrama de blocos simplificado em 2.19. Neste é possível verificar que através do método de desacoplamento *feedforward* se obtém um sistema no qual I_d e I_q podem ser controladas de forma independente, o que, como será visto no capítulo seguinte, leva a que seja possível o controlo

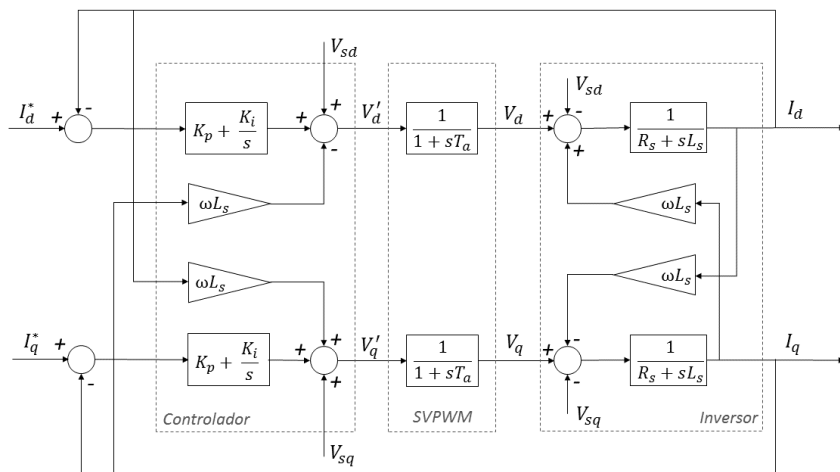


Figura 2.18: Diagrama de bloco do sistema e controle completos.

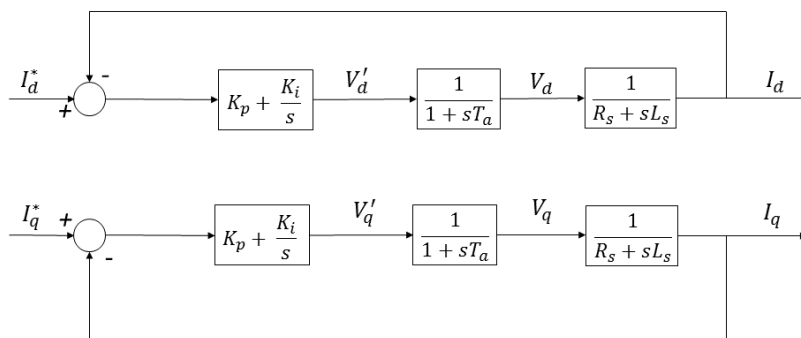


Figura 2.19: Diagrama de blocos simplificado de sistema e controle.

independente das potências ativa e reativa.

Dimensionamento do Controlador de Corrente

Considerando o sistema *p.u.* descrito em 2.5.1, obtém-se de 2.62 para a componente direta

$$(R_s + sL_s)I_d^{pu}(s)I_b = V_d^{pu}(s)V_b \quad (2.95)$$

de onde resulta, considerando o valor da indutância base em 2.70

$$(R_s^{pu} + s\frac{L_s^{pu}}{\omega_b})I_d^{pu}(s) = V_d^{pu}(s) \quad (2.96)$$

Assim, obtém-se a função de transferência do sistema em *p.u.*

$$S(s) = \frac{1}{R_s^{pu}} \frac{1}{1 + s\tau^{p.u.}}, \quad \tau^{pu} = \frac{L_s^{pu}}{\omega_b R_s^{pu}} \quad (2.97)$$

e, sendo esta em *p.u.*, também os parâmetros do controlador serão.

A partir do sistema simplificado da figura 2.19 e da equação 2.94 obtém-se a função de transferência de cadeia aberta

$$G_{ol}^{pu}(s) = K_p^{pu} \frac{1 + sT_i}{sT_i} \frac{1}{1 + sT_a} \frac{1}{R_s^{pu}} \frac{1}{1 + s\tau^{pu}} \quad (2.98)$$

Examinando esta, nota-se que o sistema tem três polos: um na origem que elimina erros estáticos, um dominante com constante de tempo τ^{pu} e um de menor importância com constante de tempo T_a . Assim, segundo [19] é aqui considerado o critério do Módulo Ótimo (*Modulus Optimum Criterion*) para o dimensionamento dos compensadores, devido à sua relativa simplicidade e a resultar numa resposta dinâmica rápida. Este consiste em cancelar a constante de tempo dominante τ^{pu} com a constante de tempo do compensador T_i i.e. $T_i = \tau^{pu}$. Assim, a função de transferência de cadeia aberta fica imediatamente reduzida a

$$G_{ol}^{pu}(s) = \frac{K_p^{pu}}{\tau^{pu} R_s^{pu}} \frac{1}{s(1 + sT_a)} \quad (2.99)$$

e partindo desta, tendo em conta que

$$G_{cl}^{pu}(s) = \frac{G_{ol}^{pu}(s)}{1 + G_{ol}^{pu}(s)} \quad (2.100)$$

obtém-se a função de transferência de malha fechada

$$G_{cl}^{pu}(s) = \frac{\frac{K_p^{pu}}{\tau^{pu} R_s^{pu} T_a}}{s^2 + \frac{1}{T_a} s + \frac{K_p^{pu}}{\tau^{pu} R_s^{pu} T_a}} \quad (2.101)$$

Esta é uma função de transferência de segunda ordem, cuja resposta temporal é bem conhecida e pode ser analisada comparando esta com a sua forma canónica

$$G_2(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.102)$$

de onde resultam as expressões analíticas da frequência natural ω_n e do factor de amortecimento ζ da resposta do sistema a um escalão, sendo estas

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p^{pu}}{\tau^{pu} R_s^{pu} T_a}}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau^{pu} R_s^{pu}}{K_p^{pu} T_a}} \quad (2.103)$$

Para um valor típico do factor de amortecimento

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707 \quad (2.104)$$

obtém-se as expressões analíticas dos parâmetros dos compensadores de corrente

$$\begin{cases} K_p^{pu} = \frac{\tau^{pu} R_s^{pu}}{2T_a} \\ K_i^{pu} = \frac{K_p^{pu}}{\tau^{pu}} = \frac{R_s^{pu}}{2T_a} \end{cases} \quad (2.105)$$

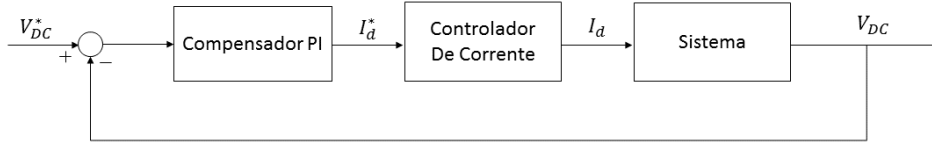


Figura 2.20: Diagrama de blocos do sistema de controlo de tensão DC .

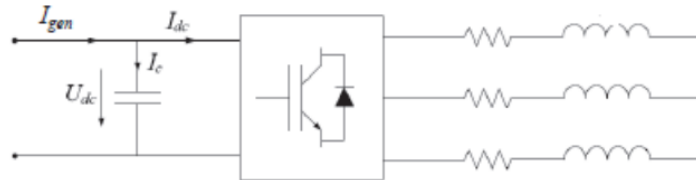


Figura 2.21: Ligação DC do inversor trifásico [32].

Visto que a resposta do sistema simplificado é igual para ambas as componentes dq , o compensador da corrente em quadratura é dimensionado da mesma forma.

Considerando os ganhos em 2.105 e função de transferência do controlador de corrente pode ser simplificada em

$$G_i(s) = \frac{1}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} \quad (2.106)$$

2.5.5 Controlo de Tensão DC

Como já referido, o controlador exterior para conversores de alimentação da rede considerado neste trabalho consiste numa malha fechada de controlo da tensão na ligação DC que utiliza um compensador PI , sendo o diagrama de blocos do sistema apresentado na figura 2.20. O controlador de tensão DC garante o seguimento do valor de referência V_{DC}^* , fornecendo o valor de referência da corrente direta ao controlador de corrente. Ao manter o valor da tensão DC constante, o controlador garante que a potência fornecida é igual à gerada, desprezando perdas.

A função de transferência do compensador PI é dada por

$$R_v(s) = K_v + \frac{K_{iv}}{s} = K_{pv} \frac{1 + sT_{iv}}{sT_{iv}} \quad (2.107)$$

onde $T_{iv} = K_{pv}/K_{iv}$.

A estrutura, dimensionamento e aproximações utilizadas no controlo de potência são apresentadas neste capítulo segundo [1, 19].

Diagrama de blocos de controlo de tensão DC

O balanço de potência no inversor, desprezando as perdas e tendo em conta as expressões em 2.58, é dado por

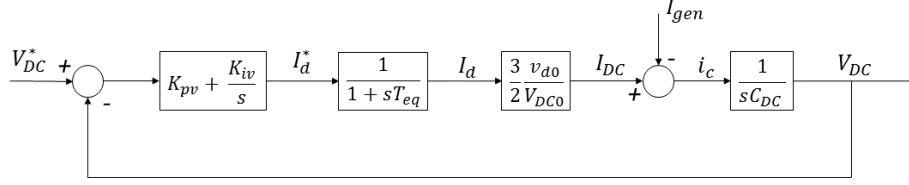


Figura 2.22: Diagrama de blocos do controlo de tensão DC.

$$V_{DC} I_{DC} = \frac{3}{2} v_d i_d \Rightarrow I_{DC} = \frac{3}{2} \frac{v_d}{V_{DC}} i_d \quad (2.108)$$

e considerando a expressão da corrente no condensador (figura 2.21) tem-se segundo

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = I_{gen} - \frac{3}{2} \frac{v_d}{V_{DC}} i_d \quad (2.109)$$

Esta é uma equação não linear pelo que, de forma a ser possível analisar a sua estabilidade, esta é linearizada em torno ponto de operação em regime estacionário V_{DC}^* pela sua expansão em série de Taylor. A partir de

$$\frac{dx}{dt} = f(x, y, z) \Rightarrow \frac{d\Delta x}{dt} = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{y=y_0, z=z_0} \cdot \Delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{x=x_0, z=z_0} \cdot \Delta y + \left. \frac{\partial f}{\partial z} \right|_{x=x_0, y=y_0} \cdot \Delta z \quad (2.110)$$

Comparando esta expressão com 2.109 obtém-se

$$C_{DC} \frac{d\Delta V_{DC}}{dt} = \Delta I_{gen} - \frac{3}{2} \frac{v_{d0}}{V_{DC}^*} \Delta i_d - \frac{3}{2} \frac{i_{d0}}{V_{DC}^*} \Delta v_d + \frac{3}{2} \frac{v_{d0} i_{d0}}{V_{DC}^{*2}} \Delta V_{DC} \quad (2.111)$$

Tendo em conta que a única variável de interesse é i_i , e que I_{gen} é, do ponto de vista do sistema de controlo, uma perturbação, tem-se

$$C_{DC} \frac{d\Delta V_{DC}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{v_{d0}}{V_{DC}^*} \Delta i_d - \Delta I_{gen} \quad (2.112)$$

e, no domínio de Laplace

$$\Delta V_{DC}(s) = \frac{1}{sC_{DC}} \left[\frac{3}{2} \frac{v_{d0}}{V_{DC}^*} \Delta I_d(s) - \Delta I_{gen}(s) \right] \quad (2.113)$$

assim, considerando a aproximação de primeira ordem do controlador de corrente fornecida no apêndice A, obtém-se a malha de controlo em cadeia fechada, de controlo da tensão DC, apresentada na figura 2.22 [1, 19, 32].

Considerando o sistema pu apresentado no capítulo 2.5.1, obtém-se de 2.108

$$I_{DC}^{pu} = \frac{v_{d0}^{pu}}{V_{DC}^{pu}} i_d^{pu} \quad (2.114)$$

e com a capacidade em pu definida por

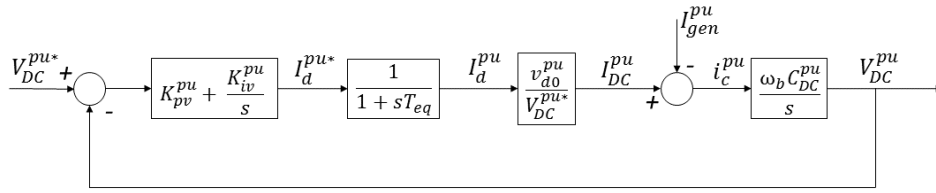


Figura 2.23: Diagrama de blocos do controle de tensão DC em valores pu .

$$C_{DC}^{pu} = \frac{1}{\omega_b C_{DC} Z_{DCb}} \quad (2.115)$$

a partir de 2.113 tem-se

$$V_{DC}^{pu}(s) = \frac{\omega_b C_{DC}^{pu}(s)}{s} [I_{DC}^{pu}(s) - I_{gen}^{pu}(s)] \quad (2.116)$$

resultando no diagrama de blocos da malha de controlo em 2.23.

Dimensionamento do controlador de tensão DC

O primeiro passo no dimensionamento do conversor passa por notar que a corrente I_{gen} age como uma perturbação no sistema. No entanto, considerando a malha da figura 2.22, a resposta da tensão a esta perturbação é dada por

$$\left. \frac{V_{DC}(s)}{I_{gen}(s)} \right|_{V_{DC}^*=0} = \frac{\frac{1}{sC_{DC}}}{1 + \frac{1}{sC_{DC}} K_1 K_{pv} \frac{1}{1+sT_{eq}} \frac{1+sT_{iv}}{sT_{iv}}}, \quad K_1 = \frac{3}{2} \frac{v_{d0}}{V_{DC0}} \quad (2.117)$$

Reorganizando a expressão obtém-se

$$\left. \frac{V_{DC}(s)}{I_{gen}(s)} \right|_{V_{DC}^*=0} = \frac{s \frac{1}{C_{DC} T_{eq}} (1 + sT_{eq})}{s^3 + s^2 \frac{1}{T_{eq}} + s \frac{K_1 K_{pv}}{C_{DC} T_{eq}} + \frac{K_1 K_{pv}}{T_{iv} C_{DC} T_{eq}}} \quad (2.118)$$

Assim, pelo Teorema do Valor Final é possível concluir que

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left. \frac{V_{DC}(s)}{I_{gen}(s)} \right|_{V_{DC}^*=0} = 0 \quad (2.119)$$

logo o controlador PI garante a minimização da perturbação em regime estacionário. Desprezando a perturbação obtém-se a função de transferência em cadeia aberta

$$G_{ol}(s) = K_{pv}^{pu} \frac{1 + sT_{iv}}{sT_{iv}} \frac{K_1}{1 + sT_{eq}} \frac{1}{sT_{cdc}}, \quad T_{cdc} = 1/(\omega_b C_{DC}^{pu}) \quad (2.120)$$

Esta tem um polo duplo na origem logo, ao contrário do controlador de corrente, o controlador não pode ser dimensionado cancelando um polo e um zero, logo o controlador de tensão é dimensionado pelo Critério do Ótimo Simétrico (*symmetrical optimum*). Neste a margem de fase é maximizada, aumentando a tolerância do sistema a atrasos [19].

A partir de 2.120, considerando a resposta em frequência, obtém-se o módulo e a fase da função de transferência de cadeia aberta são

$$\begin{cases} |G_{ol}(j\omega)| = \frac{K_{pv}^{pu} K_1}{\omega^2 T_{iv} T_{cdc}} \sqrt{\frac{1+(\omega T_{iv})^2}{1+(\omega T_{eq})^2}} \\ \angle G_{ol} = -180^\circ + \arctan \omega T_{iv} - \arctan \omega T_{eq} \end{cases} \quad (2.121)$$

Para que o *Critério de Estabilidade de Nyquist* [19] seja satisfeito têm-se as condições

$$\begin{cases} |G_{ol}(j\omega)| = 1 \\ \angle G_{ol} = -180^\circ + \phi_M \end{cases} \quad (2.122)$$

onde ϕ_M é a margem de fase. De forma a maximizar esta tem-se

$$\frac{d\phi_M}{d\omega} = 0 \Rightarrow \frac{T_{iv}}{1 + (\omega_d T_{iv})^2} - \frac{T_{eq}}{1 + (\omega_d T_{eq})^2} = 0 \quad (2.123)$$

de onde se obtém

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{T_{iv} T_{eq}}} \quad (2.124)$$

logo a margem de fase será dada por

$$\phi_M = \arctan \sqrt{\frac{T_{iv}}{T_{eq}}} - \arctan \sqrt{\frac{T_{eq}}{T_{iv}}} \quad (2.125)$$

Assim, o critério para o dimensionamento da constante de tempo do controlador é

$$T_{iv} = T_{eq} \frac{1 + \sin \phi_M}{1 - \sin \phi_M} = a^2 T_{eq} \quad (2.126)$$

A função de transferência resultante terá a fase máxima ϕ_M à frequência ω_d , sendo a a distância simétrica de $1/T_{iv}$ e $1/T_{eq}$

A partir da condição de magnitude em 2.122 com ω_d obtém-se

$$K_{pv}^{pu} = \frac{T_{cdc}}{K_1 \sqrt{T_{iv} T_{eq}}} \quad (2.127)$$

e o ganho integral será dado por

$$K_{iv}^{pu} = \frac{K_{pv}^{pu}}{T_{iv}} \quad (2.128)$$

Utilizando estes ganhos a função de transferência fica

$$G_{ol}(s) = \frac{1}{a^3 T_{eq}^2 s^2} \frac{1 + a^2 T_{eq} s}{1 + T_{eq} s} \quad (2.129)$$

e na função de transferência de cadeia fechada

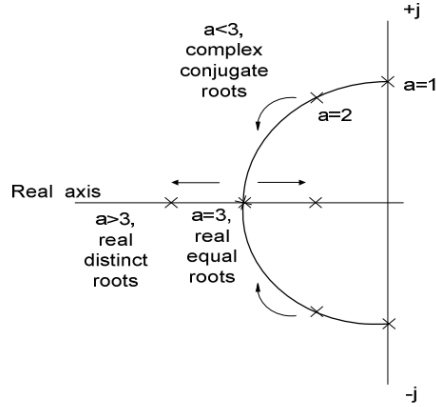


Figura 2.24: Variação do valor da raízes da cadeia de controlo de tensão *DC* com *a* [19]

$$G_{cl}(s) = \frac{1 + a^2 T_{eq} s}{(1 + a T_{eq} s)[a^2 T_{eq}^2 s^2 + a(a-1)T_{eq} s + 1]} \quad (2.130)$$

Os polos do sistema de controlo são obtidos pelo denominador de $G_{cl}(s)$, sendo estes

$$\begin{cases} s_1 = -\frac{1}{a T_{eq}} \\ s_{2,3} = -\frac{a-1}{2 T_{eq}} \pm \sqrt{\left(\frac{a-1}{2 a T_{eq}}\right)^2 - \left(\frac{1}{a T_{eq}}\right)^2} \end{cases} \quad (2.131)$$

A influência de a nos polos encontra-se ilustrada na figura 2.24. Nesta conclui-se que para $a < 3$ as raízes $s_{1,2}$ são um par conjugado complexo, tornando-se reais e distintas para $a > 3$, logo, valores superiores de a resultam numa resposta mais lenta e com melhor amortecimento [19], qualidades desejadas no controlador exterior.

2.5.6 Controlo de Potência

Como já referido, o controlo do inversor é implementado numa estrutura em cascata, sendo a malha interior a de corrente descrita no capítulo 2.5.4. Para a implementação da malha exterior, que fornece os valores de referência de corrente I_d^* e I_q^* à malha interior, existem várias hipóteses. Esta pode ser realizada por uma cadeia fechada de controlo da tensão na ligação *DC* ou por controlo de potência, podendo a segunda ser em cadeia fechada com o uso de compensadores *PI* ou em cadeia aberta por uso de expressões analíticas para o cálculo de potência instantânea [5].

Em [18] é considerado o controlo da tensão *DC* em cadeia fechada com uso de compensadores *PI*. Embora este método resulte numa corrente sinusoidal com baixa distorção harmónica e factor de potência nulo, tem a desvantagem de fornecer constantemente a máxima potência disponível do sistema de geração, não sendo por isso adequado a sistemas nos quais a potência ativa tenha de ser regulada.

Em [33] é fornecida uma descrição da malha de controlo de potência em cadeia aberta, sendo esta adotada neste trabalho. Esta é baseada nas expressões analíticas de potência instantânea num referencial síncrono, já obtidas em 2.57, as quais podem ser expressas em forma matricial por

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.132)$$

Considerando os valores de referência de potência ativa e reativa desejados, P^* e Q^* respetivamente, e invertendo 2.132, é possível obter os valores de referência de corrente para a malha de controlo interior por

$$\begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{V_d^2 + V_q^2} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (2.133)$$

Por último, em condições de operação normais da rede e em defeitos de tensão simétricos, tem-se, como já visto no capítulo 2.4.2, que a componente em quadratura da tensão V_q é nula. O mesmo ocorre para desvios de frequência pois a malha de captura de fase mantém o referencial dq em sincronismo com a fase de referência. Assim, nestas condições as fórmulas de potência ficam reduzidas a

$$\begin{cases} P = V_d I_d \\ Q = -V_d I_q \end{cases} \quad (2.134)$$

ou seja, a potência ativa depende apenas da componente direta da corrente, enquanto a potência reativa depende apenas da componente em quadratura. Visto que, como demonstrado em 2.5.4, o controlo desacoplado das correntes dq é atingido, também o controlo de potência ativa e reativa de forma independente uma da outra é assim possível.

2.5.7 Suporte de Defeitos da rede

O REGULAMENTO (UE) 2016/631 [4] estabelece um código de rede relativo a requisitos da ligação de geradores de eletricidade à rede. Neste são estabelecidas as gamas de frequência e tensão nas quais módulos de geração devem manter-se ligados, bem como a capacidade de resposta de potência ativa e reativa a variações de frequência e tensão respetivamente. Em [3], o Despacho 9 de 12/02/2018 da Direção Geral de Energia e Geologia de Portugal, é ainda estipulada a capacidade de fornecer corrente reativa (em quadratura) face a cavas de tensão.

Neste capítulo são apresentados os métodos utilizados para que o sistema PV consiga obter as respostas desejadas segundo as normas referidas.

Droop Control

Um método já bem estabelecido, frequentemente utilizado em governadores de geradores síncronos convencionais, e também aqui aplicável, é o *Droop Control* [5, 34, 35]. Em regime estacionário as condições de operação do sistema são ditadas pela característica de *droop* (figura 2.25), em contraste com o controlo de tensão *DC* no qual toda a potência disponível é injetada na rede. Quando depurado com um desvio de frequência ou tensão do seu valor especificado, o *Droop Control* irá regular a potência ativa e reativa respetivamente, ajustando o valor destas de forma proporcional ao desvio.

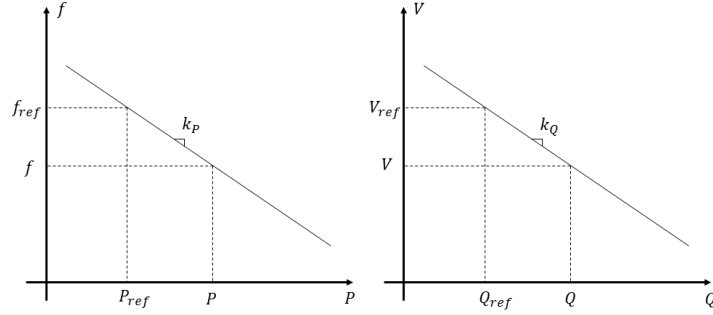


Figura 2.25: Característica *Droop*.

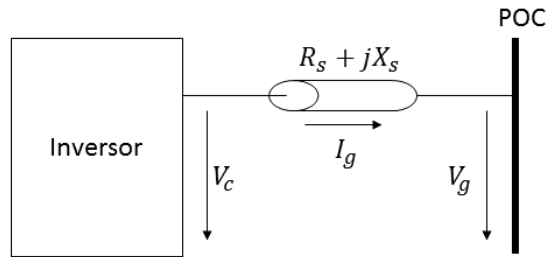


Figura 2.26: Diagrama monofásico da saída do inversor.

O conceito de *Droop Control* é baseado nas equações do transito de potência numa linha de transmissão, aqui aplicável à indutância à saída do inversor. Considerando o diagrama simplificado da saída do inversor em 2.26, tem-se a potência no *POC* dada por

$$\bar{S} = \bar{V}_g \bar{I}_g^* = P + jQ \quad (2.135)$$

Visto que

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_c - \bar{V}_g}{\bar{Z}} \quad (2.136)$$

onde $\bar{Z} = R + jX_s$ é a impedância do filtro, fica

$$\bar{S} = \bar{V}_g \left(\frac{\bar{V}_c - \bar{V}_g}{\bar{Z}} \right)^* \quad (2.137)$$

Tomado como referência a tensão à saída do inversor \bar{V}_c , as quantidades envolvidas podem ser expressas nas suas formas polares por

$$\begin{cases} \bar{V}_c = V_c e^{j0} \\ \bar{V}_g = V_g e^{-j\delta} \\ \bar{Z} = Z e^{j\phi} \end{cases} \quad (2.138)$$

onde δ e ϕ são o ângulo de potência e da corrente respetivamente. Assim resulta que

$$P + jQ = V_c \left(\frac{V_c - V_g e^{-j\delta}}{Z e^{j\phi}} \right)^* = \frac{V_c^2}{Z} e^{j\phi} - \frac{V_c V_g}{Z} e^{j(\delta+\phi)} \quad (2.139)$$

Separando 2.139 nas suas partes real e imaginária tem-se

$$\begin{cases} P = \frac{V_c^2}{Z} \cos \phi - \frac{V_c V_g}{Z} \cos(\phi + \delta) \\ Q = \frac{V_c^2}{Z} \sin \phi - \frac{V_c V_g}{Z} \sin(\phi + \delta) \end{cases} \quad (2.140)$$

Considerando que a resistência do filtro, utilizada para modelar as perdas de potência ativa neste, tem um valor insignificante quando comparado ao valor da reatância deste, isto é, $X \gg R$, as expressões em 2.140 ficam

$$\begin{cases} P = \frac{V_c V_g}{Z} \sin \delta \\ Q = \frac{V_c^2}{Z} - \frac{V_c V_g}{Z} \cos \delta \end{cases} \quad (2.141)$$

e ainda, considerando que em condições normais de operação δ tem um valor próximo de zero, tem-se

$$\sin \delta \approx \delta, \quad \cos \delta \approx 1 \quad (2.142)$$

e que

$$\delta = \theta_c - \theta_g \quad (2.143)$$

as equações em 2.141 ficam reduzidas a

$$\begin{cases} P = \frac{V_c V_g}{Z} (\theta_c - \theta_g) \\ Q = \frac{V_c^2}{Z} (V_c - V_g) \end{cases} \quad (2.144)$$

onde θ_c e θ_g são os ângulos de V_c e V_g respetivamente. Destas conclui-se que a fase instantânea, e consequentemente a frequência da tensão no POC, dependem predominantemente da potência ativa injetada, enquanto que a tensão depende da potência reativa. Assim, ajustando P e Q independentemente fornece-se suporte a defeitos de frequência e tensão da rede respetivamente, através da característica linear já apresentada na figura 2.25. Esta pode ser expressa analiticamente por

$$\begin{cases} f - f_{ref} = -k_P (P - P_{ref}) \\ V - V_{ref} = -k_Q (Q - Q_{ref}) \end{cases} \quad (2.145)$$

onde P_{ref} e Q_{ref} são as potências especificadas para funcionamento em condições normais da rede, enquanto K_P e K_Q são as constantes que relacionam a variação de frequência com potência ativa e tensão com reativa respetivamente.

O *Droop* pode ainda ser facilmente implementado ao sistema de controlo estabelecido até aqui, fornecendo os valores de referência de potência P^* e Q^* ao controlo de potência, pelo diagrama apre-

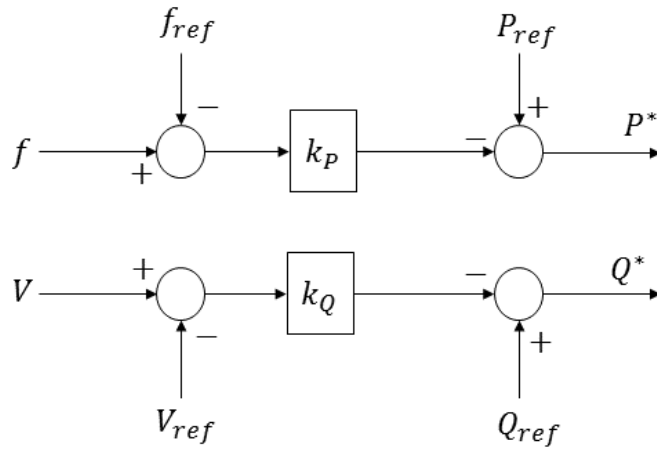


Figura 2.27: Diagrama de blocos do *Droop Control*.

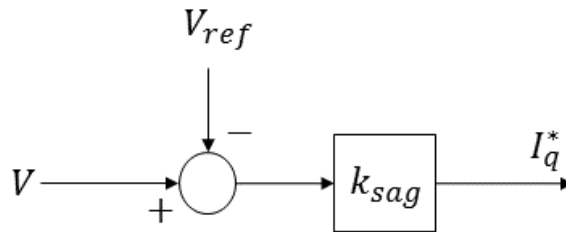


Figura 2.28: Diagrama de blocos do controlador de corrente reativa para cavas de tensão

sentado na figura 2.27.

Cavas de Tensão

Em [3] (Requisitos Transitórios a Aplicar na Ligação de Geradores de Eletricidade à rede Elétrica de Serviço Público (RESP) de Geradores PV e CPV) são introduzidos requisitos sob a resposta de corrente reativa (em quadratura) do sistema quando deparado com cavas de tensão.

Para obter a resposta desejada considera-se um controlador que será ativado quando detetada uma cava, o qual irá variar a referência de corrente reativa linearmente com a magnitude da cava, sendo este apresentado na figura 2.28.

Nesta esta presente o parâmetro k_{sag} a partir do qual se obtém a referência de corrente reativa, fornecida à malha de controle de corrente, por

$$I_q^* = K_{sag}(V - V_{ref}) \quad (2.146)$$

Esta leva a valores de corrente em quadratura negativa, o que é desejável visto que, segundo 2.134, uma corrente reativa negativa leva a potência reativa positiva.

Devido ao aumento significativo da corrente em quadratura, torna-se necessário gerar uma nova

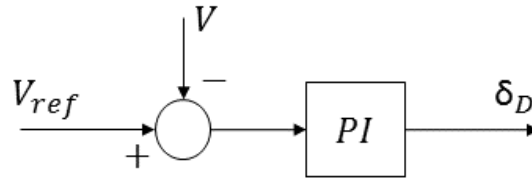


Figura 2.29: Diagrama de blocos do controlador do elevador de tensão durante cavas de tensão.

referência para a corrente direta. Neste trabalho opta-se por reduzir, em *pu*, o valor nominal de corrente em quadratura ao valor da direta.

Porém, é necessário ter mais cuidados durante uma cava de tensão. Em [36] é investigado o efeito de cavas de tensão na ligação *DC*. A redução da tensão da rede reduz a capacidade de transmissão de potência ativa para a rede, pelo que, se o módulo de geração continuar a operar sem uma redução de produção, será injetada uma grande quantidade de potência no condensador da ligação *DC*, levando a que ocorra uma sobretensão neste que irá impedir o funcionamento correto do inversor. A solução proposta consiste em, quando detetada uma cava de tensão, utilizar um controlador alternativo ao *MPPT* por *IC* apresentado em 2.3: Esta irá utilizar um compensador *PI* de forma a que a tensão *DC* siga um valor de referência $V_{DC\ sag}$, gerando o ciclo de trabalho δ_D da onda de ativação do elevador de tensão. O controlador considerado está apresentado em 2.29.

2.6 Filtro de Saída

Como visto nos capítulos 2.4.1 e 2.5.3, o inversor tem seis estados ativos que geram diferentes níveis de tensão à sua saída. Através de *SVPWM* estes são alternados ao longo do tempo dando origem a uma tensão de fase à saída do conversor de que pode assumir cinco níveis de tensão (tabela 2.1), a qual, sendo decomposta pela sua série de *Fourier*, resulta numa harmónica fundamental de amplitude e frequência desejadas. No entanto, esta terá também harmónicas de alta frequência que podem ter efeitos adversos em cargas próximas do *POC* [37]. Esta poluição harmónica pode ser avaliada pelo valor de distorção harmónica total, dado por

$$THD = \frac{\sqrt{I_2 + I_3 + \dots}}{I_1} \quad (2.147)$$

onde $I_2 + I_3 \dots$ é a soma das harmónicas de corrente e I_1 é a componente fundamental.

Existem três topologias de filtros passivos utilizadas em *VSC*'s: L, LC e LCL. O filtro mais simples, que consiste apenas numa indutância de saída, tem a desvantagem de requerer altas frequências de comutação da parte do inversor e de o seu tamanho aumentar consideravelmente com a potência do sistema, sendo por isso mais dispendiosos. Filtros LC utilizam um condensador em paralelo de forma a reduzir a dimensão da indutância, no entanto a sua frequência de ressonância depende da impedância da rede [2]. Por estas razões a topologia aqui considerada é a LCL, a qual ultrapassa estas

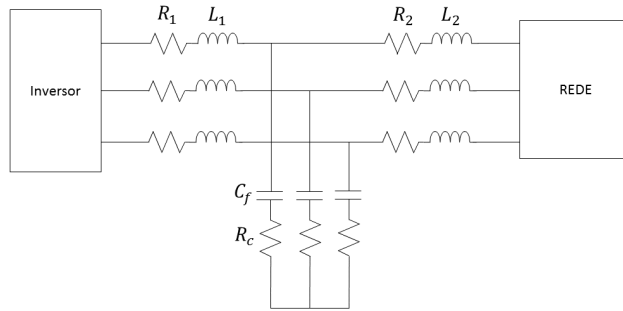


Figura 2.30: Estrutura do filtro de saída LCL.

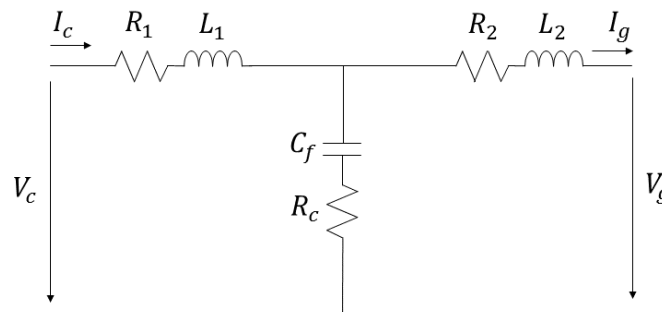


Figura 2.31: Circuito simplificado do filtro de saída LCL.

limitações. No entanto o dimensionamento deste deve ser feito com especial cuidado pois pode levar à instabilidade do conversor. A estrutura do filtro LCL está apresentada na figura 2.30. O princípio de funcionamento e dimensionamento do filtro LCL são de seguida apresentados segundo [2, 37, 38].

Na figura 2.30 são dados os diferentes componentes do filtro. Em cada fase têm-se as indutâncias do lado do conversor e da rede L_1 e L_2 , bem como as resistências de perdas de térmicas destes, R_1 e R_2 respetivamente. Em paralelo com estas tem-se o condensador C_f e uma resistência de amortecimento R_c sem série de forma a obter-se uma impedância diferente de zero à frequência de ressonância do filtro. O valor destes componentes será igual em todas as fases, logo este pode ser representado pelo seu diagrama simplificado de fase em 2.31.

Pela lei das malhas de *Kirchhoff* neste circuito, do domínio de *Laplace*, tem-se

$$V_c(s) = (R_1 + sL_1)I_c(s) + (R_2 + sL_1)I_g(s) + V_g(s) \quad (2.148)$$

considerando a rede como uma fonte ideal de baixa frequência, e conseqüentemente um curto-circuito para harmónicas de alta frequência, tem-se $V_g(s) \approx 0$ e

$$V_c(s) = (R_1 + sL_1)I_c(s) + (R_2 + sL_1)I_g(s) \quad (2.149)$$

e ainda, pela dos nós de *Kirchhoff*

$$I_g(s) = I_c(s) - \frac{(R_g + sL_g)I_g(s)}{R_c + \frac{1}{sC_f}} \quad (2.150)$$

A partir de 2.149 e 2.150 obtém-se a função de transferência

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{V_c(s)} \quad (2.151)$$

dada por

$$\frac{1 + sR_cC_f}{s^3L_1L_2C_f + s^2C_f[L_2(R_1 + R_c) + L_1(R_2 + R_c)] + s[L_1 + L_2 + C_f(R_cR_1 + R_cR_2 + R_1R_2)] + R_2 + R_1} \quad (2.152)$$

Desprezando as perdas das indutâncias obtém-se

$$G_{LCL}(s) \approx \frac{1 + sR_cC_f}{s[s^2C_fL_1L_2 + sC_fR_d(L_1 + L_2) + L_1 + L_2]} \quad (2.153)$$

de onde se obtém a frequência de ressonância (natural) e fator de amortecimento

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C_f}}, \quad \zeta = \frac{C_f\omega_{res}R_c}{2} \quad (2.154)$$

A principal função do filtro é eliminar harmônicas de alta frequência geradas pelo VSC. Estas estarão predominantemente na vizinhança da frequência de comutação f_s , pelo que, de forma a que o filtro tenha atenuação suficiente nesta gama de frequências, a frequência de ressonância

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C_f}} \quad (2.155)$$

deverá ser pelo menos metade da frequência de comutação. Segundo [38], utilizar duas indutâncias com a mesma dimensão no filtro (*i.e.* $L_1 = L_2$) é recomendado pois minimiza a dimensão das indutâncias e leva a melhor amortecimento de harmônicas de alta frequência. Considerando isto e que f_n deverá ser no pior caso o dobro de f_s obtém-se por 2.155

$$L_1 = L_2 = \frac{2}{C_f(\pi f_s)^2} \quad (2.156)$$

Em [2] é notado que a variação máxima do factor de potência da rede é de 5%, pelo que o condensador do filtro é dimensionado por

$$C_f = 0,05C_b \quad (2.157)$$

onde C_b é a capacidade base do sistema.

Por último, R_c pode ser obtido segundo 2.154 de forma a obter um fator de amortecimento desejado, devendo ser o valor da impedância de R_c , pelo menos um terço da de C_f , à frequência de ressonância [38].

$$R_c \geq \frac{1}{3\omega_n C_f} \quad (2.158)$$

Tendo em conta que, à frequência da rede, a impedância do condensador C_f tem um valor muito alto, do ponto de vista do controlo do inversor, que controla os valores da componente fundamental de corrente, este pode ser visto como um circuito aberto, pelo que o dimensionamento do controlador pode ser feito segundo o descrito em 2.5.4 considerando

$$L_s = L_1 + L_2, \quad R_s = R_1 + R_2 \quad (2.159)$$

Capítulo 3

Requisitos de ligação

O REGULAMENTO (UE) 2016/631 DA COMISSÃO de 14 de abril de 2016 [4] estabelece um código de rede relativo a requisitos da ligação de geradores de eletricidade à rede. Nesta, dependendo da potência máxima e da tensão no ponto de ligação, os módulos de geração são divididos por categorias de A a D, sendo os requisitos impostos dependentes da classe a que o gerador pertence. No entanto, de forma a melhor exemplificar os métodos utilizados para obter as respostas desejadas, considera-se neste trabalho que todos os requisitos são impostos independentemente da classe do módulo. Será também considerado neste trabalho o Despacho nº9 da Direção Geral de Energia e Geologia de 12/02/2018 [3], no qual são dados requisitos transitórios a aplicar na ligação de geradores de eletricidade à rede elétrica de serviço público (RESP) de geradores PV e CPV. Neste, além dos requisitos especificados em [4], são introduzidos requisitos de comportamento perante cavas de tensão (*FRT*). É também importante referir que na norma europeia [4] são apresentados os requisitos para as várias zonas síncronas da Europa, sendo os valores aqui apresentados os referêntes à zona síncrona da Europa continental, na qual Portugal está incluído. Em [39] são ainda fornecidas algumas linhas orientadoras para o projeto de centrais PV pela REN (Redes Energéticas Nacionais). Este documento apresenta de forma sintética algumas condições e especificações técnicas para efeitos de projeto destas instalações de produção. Neste capítulo são apresentados os requisitos impostos por estas normas e os métodos utilizados para os cumprir.

3.1 Perfil U - Q/P_{max}

De acordo com [4], o módulo de geração tem de ser capaz de fornecer potência reativa à sua capacidade máxima P_{max} dentro do contorno do perfil U - Q/P_{max} . Este é especificado pelo ORD (Operador de Rede de Distribuição) em coordenação com o ORT (Operador de Rede de Transporte), podendo o perfil assumir qualquer forma dentro do contorno exterior apresentado na figura 3.1.

Assim, definindo os limites de potência reativa perante variações de tensão Q_{max} e Q_{min} em pu , tendo como base P_{max} , e o limite de tensão simples eficaz no POC superior V_{max} , também em pu , o controlo *Droop* apresentado em 2.27 pode ser alterado de forma a cumprir estes requisitos. Para este

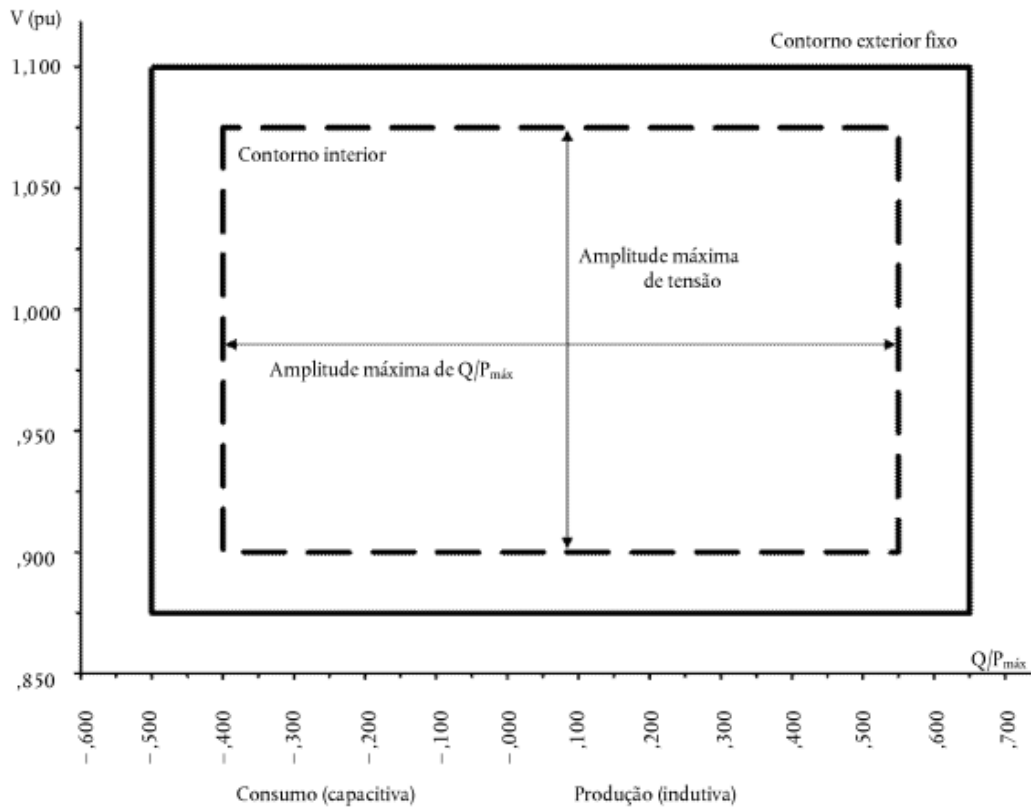


Figura 3.1: Perfil $U-Q/P_{max}$ de um módulo gerador síncrono [4]

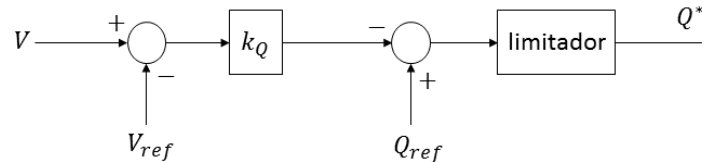


Figura 3.2: Estrutura do controlador *Droop* de potência reativa com limitador.

efeito é utilizado um limitador no valor de referência de potência reativa Q^* gerado que irá restringir o seu valor aos limites referidos. A constante de proporcionalidade k_Q é definida de forma a que a resposta do sistema de geração a variações de tensão se encontre dentro do perfil por

$$k_Q = \frac{Q_{min}}{V_{ref} - V_{max}} \quad (3.1)$$

Resultando assim no controlador *Droop* de potência reativa apresentado em 3.2

Variações de tensão, nas quais esta desce abaixo de $0,9pu$, são aqui consideradas cavas de tensão e terão os seus próprios requisitos.

3.2 Perfil $P-Q/P_{max}$

Em [4] são também definidos requisitos quanto à capacidade de potência reativa quando o sistema funciona abaixo da capacidade máxima. Para tal, o contorno do perfil $P-Q/P_{max}$ é especificado pelo

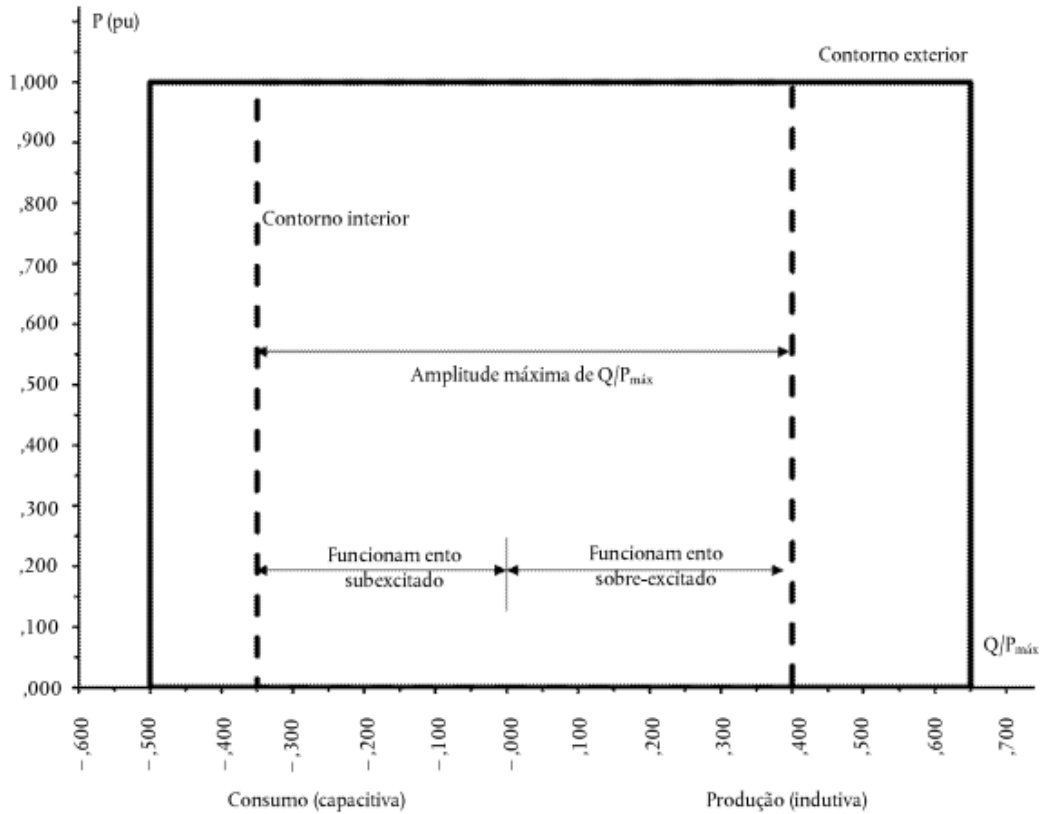


Figura 3.3: Perfil P - $Q/P_{m\acute{a}x}$ de um m3dulo gerador s3ncrono [4]

ORD em coordena33o com o ORT, tendo de estar o perfil posicionado dentro dos limites deste contorno exterior apresentado na figura 3.3. O perfil P - $Q/P_{m\acute{a}x}$ obtido ter3 de estar no interior do contorno interior especificado. As altera33es feitas ao *Droop* no cap3tulo anterior s3o suficientes para que o m3dulo de gera33o cumpra este requisito.

3.3 Modo sens3vel 3 frequ3ncia

Segundo a norma europeia [4] os m3dulos de gera33o dever3o demonstrar uma resposta de pot3ncia ativa a varia33es de frequ3ncia, sejam estas sobrefrequ3ncias (MLSF-O) ou subfrequ3ncias (MLSF-U), sendo esta resposta obtida pelo *Droop Control*.

A capacidade de resposta da pot3ncia ativa dos m3dulos geradores 3 frequ3ncia, em modo sens3vel 3 frequ3ncia, ilustrando o caso de banda morta zero e de insensibilidade zero, 3 apresentada na figura 3.4.

O estatismo 3 definido como a raz3o, expressa em percentagem, entre uma varia33o de frequ3ncia e a conseq3ente varia33o de pot3ncia ativa, ou seja

$$s = 100 \frac{|\Delta f|}{f_n} \frac{P_{ref}}{|\Delta P|} \quad (3.2)$$

Este dever3 ter um valor entre 2% e 12%, segundo o estipulado em [4].

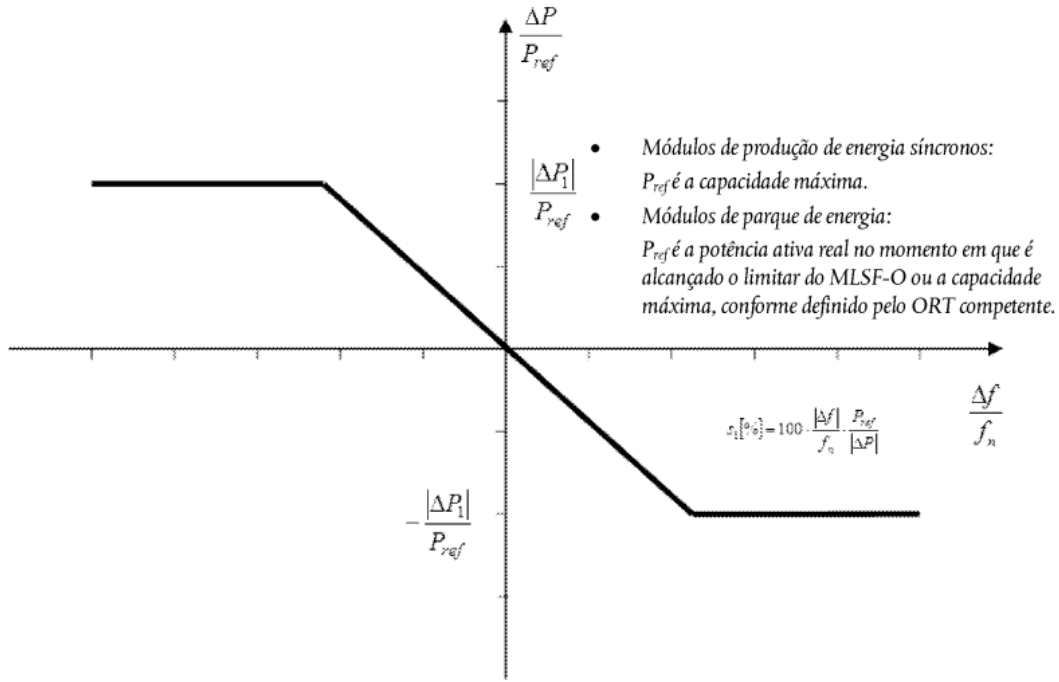


Figura 3.4: Capacidade de resposta da potência ativa dos módulos geradores à frequência em modo sensível à frequência, com banda morta zero [4].

São também estipulados limites aos valores de banda morta na qual o sistema não deverá exibir uma resposta de frequência, devendo esta ter um valor de 0 a 500mHz, bem como a capacidade de variação de potência ativa relativamente à potência de referência $\frac{\Delta P}{P_{ref}}$, o qual deverá encontrar entre 1,5% a 10% de acordo com o apresentado em [4]. Estes parâmetros deverão ser especificados pelo ORT respeitando os limites apresentados.

Tal como feito na resposta de potência reativa, o controlador *Droop* de potência ativa é agora alterado de forma a cumprir estes requisitos. Começa-se por notar que, enquanto a constante de proporcionalidade k_P é expressa na base de potência P_{max} , o estatismo é expresso relativamente a P_{ref} . Comparando 3.2 e 2.145 obtém-se

$$k_P = 100 \frac{P_{ref}}{P_{max}} \frac{1}{s} = 100 \frac{P_{ref}^{pu}}{s} \quad (3.3)$$

De forma a implementar o limite de capacidade de potência ativa, é obtida, a partir de 3.2, o limite equivalente de frequência à qual o sistema deverá reagir, sendo este

$$\Delta F = f_n \frac{s}{100} \frac{\Delta P}{P_{ref}} \quad (3.4)$$

O controlador *Droop* resultante está apresentado na figura 3.5

Neste nota-se o uso de um limitador adicional, o qual impõe um limite superior à referência de potência ativa segundo a capacidade de geração do sistema.

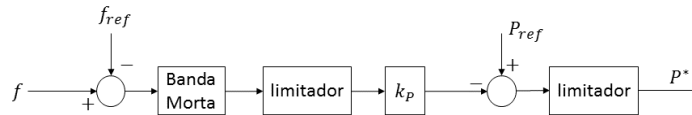


Figura 3.5: Estrutura do controlador *Droop* de potência ativa com limitadores e banda morta.

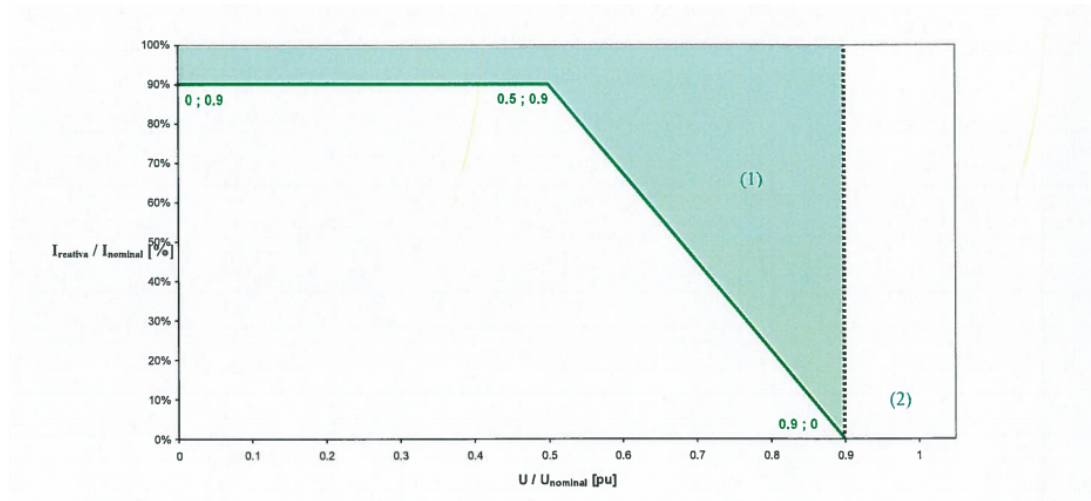


Figura 3.6: Curva de produção mínima de corrente reativa durante uma cava de tensão [3]. (1) Zona correspondente ao regime de funcionamento em defeito e recuperação; (2) Zona correspondente ao regime de funcionamento normal.

3.4 Comportamento perante cavas de tensão

Em [3] (Requisitos Transitórios a Aplicar na Ligação de Geradores de Eletricidade à rede Elétrica de Serviço Público (RESP) de Geradores PV e CPV) é estipulada a curva de produção mínima de corrente reativa após a deteção de uma cava de tensão, apresentada em 3.6.

Nota-se primeiramente que nesta é considerada uma cava de tensão um defeito no qual a tensão desça abaixo de 90% do seu valor nominal, sendo variações acima deste valor processadas pelo *Droop Control*. Quanto à resposta, pretende-se que a corrente reativa injetada aumente linearmente com a descida da tensão residual durante a cava, sendo o seu valor máximo de 0,9pu atingido para uma tensão residual de 0,5pu, e mantendo-se para cavas com tensão residual inferior a esta.

Observando a a curva de produção mínima facilmente, se conclui que o valor mínimo para o parâmetro k_{sag} na figura 2.28 será

$$(K_{sag})_{min} = \frac{0,9}{0,4} = 2,25 \quad (3.5)$$

levando qualquer valor acima deste a uma resposta acima da curva mínima. Como será visto em 4, com o uso de limitadores o valor da corrente reativa é limitado a 1pu, estando assim acima dos 0,9pu requeridos.

Capítulo 4

Implementação

Neste capítulo é apresentado o modelo implementado em *Matlab/Simulink* segundo os métodos descritos em 2, estando este apresentado na figura 4.1. A função de cada bloco será apresentada ao longo deste capítulo, bem como os parâmetros dos componentes do sistema.

O sistema implementado consiste de um módulo *PV* de 100 painéis com potência máxima de $50kW$. A ligação deste à rede elétrica é feita em média tensão, sendo a tensão nominal no *POC* de $15kV$. Para este efeito é considerada uma topologia de dois andares de conversão: um *DC/DC* e um *DC/AC*. O conversor terá à sua saída um filtro LCL de forma a mitigar componentes harmônicas de corrente indesejadas. Considera-se ainda um transformador que aumenta o nível de tensão dos $260V$ à saída do inversor para os $15kV$ no ponto de ligação, sendo as considerações necessárias à inclusão do transformador no sistema apresentadas neste capítulo.

Foram utilizados controladores discretos, tendo estes um tempo de amostragem de $100\mu s$ e utilizando o método trapezoidal para as suas partes integrais. As simulações são feitas com um tempo de amostragem de $1\mu s$.

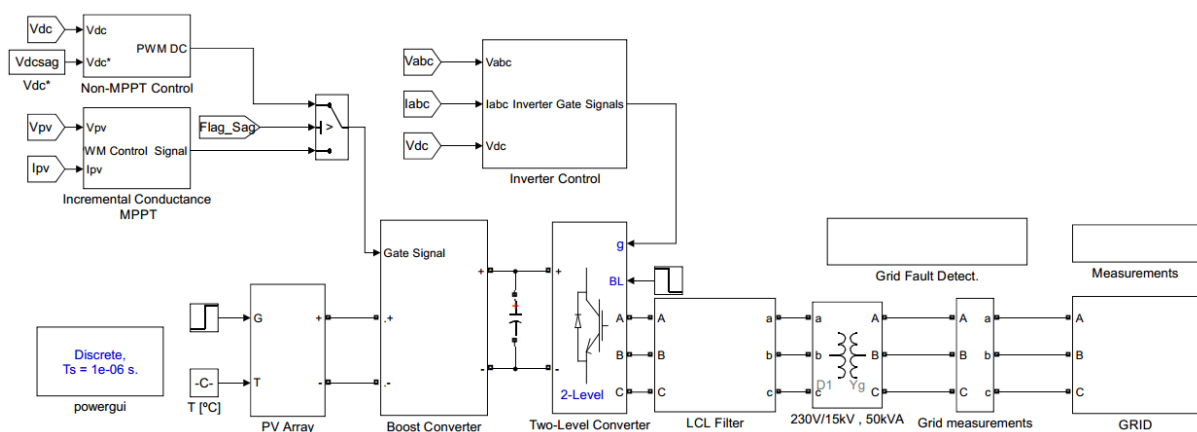


Figura 4.1: Modelo implementado em *Matlab/Simulink*

4.1 Módulo PV

Para o modelo do módulo PV foi considerado o painel fotovoltaico monocristalino de 500W produzido pela Powersync, cuja folha técnica esta apresentada no anexo B. As especificações dos painéis estão também apresentadas na tabela 4.1.

Potência nominal P_m	500W
Tensão à potência nominal V_m	53,94V
Corrente à potência nominal I_m	9,27A
Tensão de circuito aberto V_{ca}	65,92V
Corrente de curto circuito I_{cc}	9,77A
Numero de células N	96
Coefficiente de temperatura de corrente K_I	0,032%/°C
Coefficiente de temperatura de tensão K_V	-0,308%/°C

Tabela 4.1: Especificações do painel fotovoltaico

A partir destes dados, segundo o derivado em 2.1.4, obtém-se o modelo de cinco parâmetros do painel, sendo estes apresentados na tabela 4.2.

Corrente gerada I_{ph}^{STC}	9,7766A
Corrente inversa de saturação I_o^{STC}	2,118nA
Fator de idealidade n	1,2
Resistência em série R_{se}	0,192Ω
Resistência em paralelo R_p	286,09Ω

Tabela 4.2: Valores obtidos do modelo de cinco parâmetros.

Considerando o exposto em 2.1.3, é considerado um conjunto de 100 painéis, sendo este composto de 20 associações em paralelo de 5 painéis em série, resultando na potência máxima do sistema de 50kW. Os valores de tensão e corrente, bem como as resistências equivalentes, estão apresentados na tabela 4.3.

Potência máxima P_{max}	50kW
Tensão à potência máxima V_{pv}	269,7V
Corrente à potência máxima I_{pv}	185,4A
Resistência em série equivalente R'_{se}	0,048Ω
Resistência em paralelo equivalente R'_p	71,52Ω

Tabela 4.3: Valores obtidos no módulo fotovoltaico em STC no ponto de potência máxima.

Na figura 4.2 é exposto o modelo implementado (PV Array em 4.1), no qual é utilizado o modelo de três parâmetros para controlar uma fonte de corrente ideal ligada em paralelo com as resistências R'_{se} e R'_p .

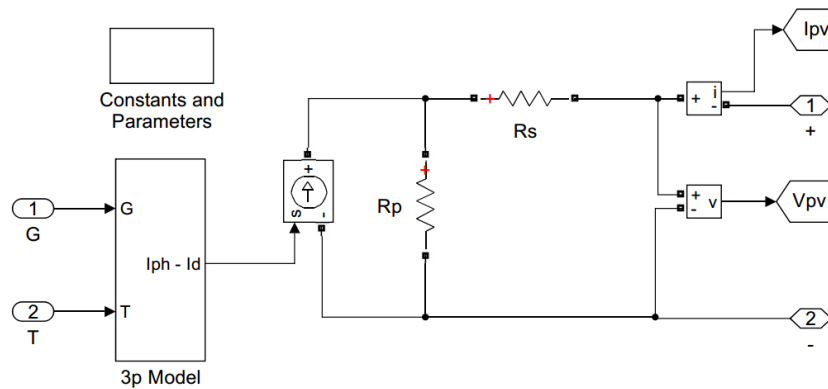


Figura 4.2: Modelo do módulo fotovoltaico implementado em *Matlab/Simulink*.

4.2 Elevador de Tensão

O modelo do elevador de tensão está implementado no bloco *Boost Converter*, estando o seu conteúdo apresentado na figura 4.3.

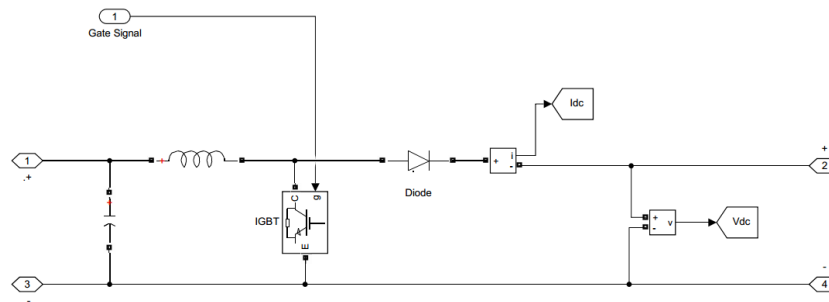


Figura 4.3: Modelo do elevador de tensão implementado em *Matlab/Simulink*.

O condensador da ligação *DC* encontra-se fora deste bloco, sendo este visível na figura 4.1 entre o elevador e o inversor.

O dimensionamento dos componentes do elevador é feito segundo o exposto no capítulo 2.2, para uma ondulação da corrente e de tensão de 2%. Visto que, no modo de funcionamento de suporte à rede, a tensão *DC* não será diretamente controlada, o elevador é sobredimensionado, sendo considerado um valor de tensão na ligação de 800V. Os valores obtidos encontram-se apresentados na tabela 4.4.

Frequência de comutação f_c	$5k Hz$
Bobine de entrada L	$9,6mH$
Condensador de entrada C_i	$258,94\mu F$
Condensador da ligação <i>DC</i> C_{DC}	$517,87\mu F$

Tabela 4.4: Valores do modelo do elevador de tensão implementado em *Matlab/Simulink*.

4.3 Controlo do elevador de tensão

O controlo do elevador tem como objetivo gerar uma sequência de impulsos com ciclo de trabalho adequado. Em condições normais de operação será desejável que seja extraída a máxima potência possível. Para tal é utilizado o controlador de *MPPT* apresentado na figura 4.4.

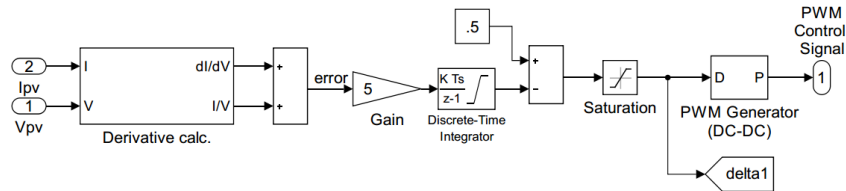


Figura 4.4: Controlador para seguimento do ponto de máxima potência implementado em *Matlab/Simulink*.

Porém, como já referido em 2.5.7, durante uma cava de tensão será necessário utilizar um controlador diferente que tem como objetivo evitar sobretensões na ligação *DC*, sendo este apresentado em 4.5. Este será ativado via uma *flag* que origina do bloco de deteção de falhas em 4.1, e será ativada quando a tensão eficaz no *POC* for inferior a $0,9pu$. Os ganhos do compensador *PI* utilizados foram ajustados manualmente, sendo o ganho proporcional 2 e o integral 100, sendo o valor de referência utilizado $V_{DCsag} = 600V$.

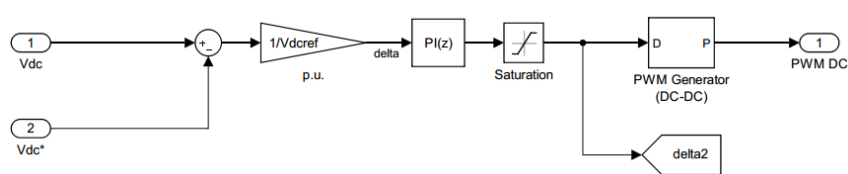


Figura 4.5: Controlador do elevador de tensão durante cavas de tensão implementado em *Matlab/Simulink*.

4.4 Valores base *pu*

O controlador implementado funciona com unidades *pu*, segundo o sistema apresentado em 2.5.1. Os valores base utilizados são apresentados na tabela 4.5. Nesta os subscritos 1 e 2 referem-se ao primário e secundário do transformador respetivamente.

S_b	$50kW$
f_b	$50Hz$
ω_b	$100\pi rad/s$
V_{DCb}	$500V$
I_{DCb}	$100A$
Z_{DCb}	5Ω
V_{b1}	$12,25kV$
V_{b2}	$187,8V$
I_{b1}	$2,72A$
I_{b2}	$177,5A$
Z_{b1}	4500Ω
Z_{b2}	$1,05\Omega$
C_{b2}	$3mF$

Tabela 4.5: Valores base do sistema pu utilizado.

4.5 Transformador

Os parâmetros do transformador estão expostos na tabela 4.6, com as resistências e indutâncias em valores pu , com base de potência S_t e de tensão a tensão nominal do respectivo terminal, V_{t1} e V_{t2} . A ligação do transformador é feita em triângulo no secundário e estrela com ligação ao neutro no primário.

Potência nominal S_t	$50kW$
Tensão no primário V_{t1}	$15kV$
Tensão no secundário V_{t2}	$260V$
Indutância no primário $L_{t1}^{pu'}$	$0,03$
Indutância no secundário $L_{t2}^{pu'}$	$0,03$
Resistência no primário $R_{t1}^{pu'}$	$0,001$
Resistência no secundário $R_{t2}^{pu'}$	$0,001$
Indutância de magnetização L_m	$500H$
Resistência de magnetização R_m	500Ω

Tabela 4.6: Parâmetros do transformador.

Visto que os valores de resistência e indutância de do transformador estão expressos em pu com a tensão eficaz de linha como base, é necessário converter estes para a base apresentada em 4.4, a qual utiliza a amplitude da tensão de fase como base. Esta conversão é feita, segundo

$$Z_{b1'} = \frac{(V_{t1})^2}{S_t} = \frac{2}{3} \frac{V_{b1}}{S_n} = \frac{2}{3} Z_{b1} \quad (4.1)$$

que resulta em

$$L_{t1}^{pu} = \frac{L_{t1}\omega_b}{Z_{b1}} = \frac{2}{3} L_{t1}^{pu'} \quad (4.2)$$

As restantes indutâncias de dispersão e resistências de perdas do transformador são obtidas da mesma forma, ou seja, multiplicando os valores da tabela 4.6 por um fator de $2/3$. Partindo destes, e

desprezando a corrente de magnetização do transformador, define-se a impedância de curto circuito como

$$Z_{cc} = R_{cc} + j\omega L_{cc} = (R_{t1}^{pu} + R_{t2}^{pu}) + j\omega(L_{t1}^{pu} + R_{t2}^{pu}) \quad (4.3)$$

Os valores obtidos são apresentados na tabela 4.7. O transformador será representado pela sua impedância de curto circuito em referencial síncrono.

Indutância no primário L_{t1}^{pu}	0,02
Indutância no secundário L_{t2}^{pu}	0,02
Resistência no primário R_{t1}^{pu}	0,00067
Resistência no secundário R_{t2}^{pu}	0,00067
Resistência de c.c. R_{cc}^{pu}	0,0013
Indutância de c.c. L_{cc}^{pu}	0,04

Tabela 4.7: Parâmetros do transformador convertidos para a base do sistema.

4.6 Filtro de saída

O filtro LCL de saída implementado é apresentado na figura 4.6, sendo este dimensionado segundo as expressões do capítulo 2.6.

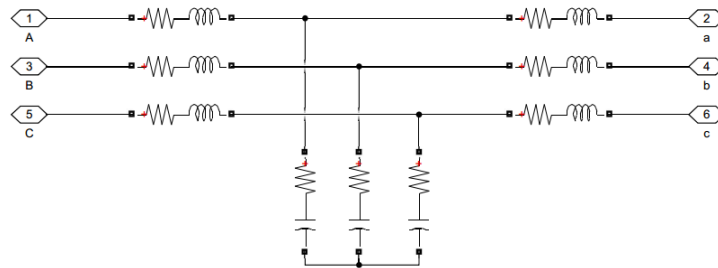


Figura 4.6: Filtro de saída LCL implementado em *Matlab/Simulink*.

Os valores obtidos no dimensionamento dos componentes do filtro LCL encontram-se expostos na tabela 4.8. Nestes foi considerado um valor de resistência de $2m\Omega$ de forma a representar as perdas nas bobinas. O valor da capacidade C_f é obtido segundo 2.157 utilizando o valor base de capacidade no secundário do transformador em 4.5.

L_1	$71,19\mu H$
R_1	$2m\Omega$
L_2	$71,19\mu H$
R_2	$2m\Omega$
C_f	$150,43\mu F$
R_c	$162,14m\Omega$

Tabela 4.8: Valores obtidos do dimensionamento do filtro LCL implementado em *Matlab/Simulink*.

4.7 Controlo do inversor

Neste trabalho foi utilizado o inversor de dois níveis disponível na biblioteca *Simscape* do *Simulink*, tendo as válvulas deste uma resistência no estado de condução $R_{on} = 1m\Omega$. O inversor irá ser acionado com uma frequência de comutação $f_s = 4350\text{Hz}$.

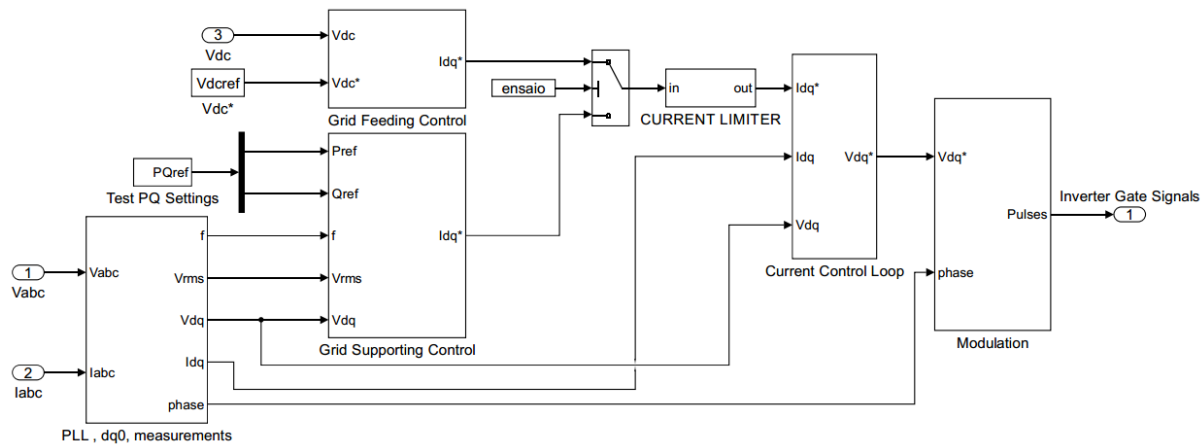


Figura 4.7: Controlador do inversor implementado em *Matlab/Simulink*.

O controlador implementado está apresentado na figura 4.7. Este tem dois modos de funcionamento: um modo de alimentação da rede, no qual o conversor funciona como uma fonte de corrente que fornece a máxima potência disponível no módulo *PV*, e um modo de suporte à rede, no qual com recurso ao *Droop control* o sistema fornece uma resposta de potência ativa e reativa a desvios de frequência e tensão respetivamente, bem como uma resposta de corrente reativa relativamente a cavas de tensão. Cada um destes modos será utilizado dependendo do ensaio a ser realizado, dependendo também deste os valores de referência de potência ativa e reativa utilizados no controlo de suporte à rede.

A sincronização com a rede é obtida com recurso ao *PLL* disponível na biblioteca *Simscape*, o qual consiste de uma malha de captura de fase em referencial síncrono, semelhante à descrita em 2.5.2. No entanto, esta utiliza um compensador PID. Foram utilizados os ganhos predefinidos no *Simulink*, estando estes apresentados na tabela 4.9. A partir desta obtém-se a fase e frequência da tensão no *POC*.

K_p	180
K_i	3200
K_d	1

Tabela 4.9: Ganhos do compensador PID da malha de captura de fase.

Nota-se ainda que os valores de referência das componentes *dq* da corrente são processadas por dois limitadores, sendo a componente direta limitada entre 0 e 1, e a componente em quadratura entre -1 e 1. Estes limitadores serão ativados $300ms$ após o início da simulação, de forma a não interferir com o transitório de ligação. A inclusão destes limitadores irá impedir que sejam pedidas ao controlador de corrente referências de corrente superiores às obtidas à máxima capacidade.

4.7.1 Controlador de corrente

O controlador de corrente com desacoplamento *feedforward* é implementado segundo o exposto no capítulo 2.5.4, sendo este apresentado na figura 4.8.

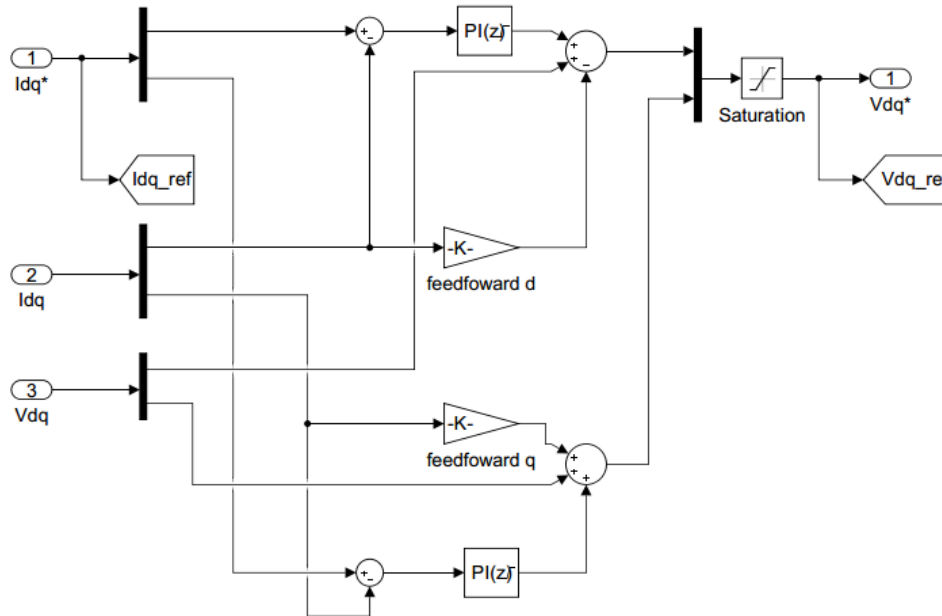


Figura 4.8: Controlador de corrente implementado em *Matlab/Simulink*.

O dimensionamento dos compensadores é feito segundo o apresentado em 2.5.4, sendo os ganhos obtidos segundo 2.105. Como referido nesse capítulo, a impedância do condensador do filtro LCL à frequência da corrente a ser controlada tem um valor consideravelmente elevado, pelo que este pode ser considerado um circuito aberto do ponto de vista do controlador. Além disso, terá também de ser aqui considerado o transformador. Para tal, no dimensionamento do controlador de corrente, é considerado o seu modelo simplificado no qual este é representado pela sua impedância de curto circuito, obtida em 4.3, resultando nos valores utilizados no dimensionamento dados por

$$[htb] \begin{cases} L_s^{pu} = L_1^{pu} + L_2^{pu} + L_{cc}^{pu} \\ R_s^{pu} = R_1^{pu} + R_2^{pu} + R_{cc}^{pu} \end{cases} \quad (4.4)$$

Estes valores são utilizados no dimensionamento dos compensadores, sendo o valor da indutância também utilizado para obter o termo de desacoplamento ωL_s . Os valores obtidos encontram-se apresentados na tabela 4.10.

R_s^{pu}	0,005
L_s^{pu}	0,082
K_p^{pu}	1,14
K_i^{pu}	22,25

Tabela 4.10: Parâmetros do controlador de corrente implementado em *Matlab/Simulink*.

4.7.2 Controlador de alimentação da rede

No controlo de alimentação da rede, presente na figura 4.7, foi considerado um controlador de tensão que, em conjunto com o controlador *MPPT*, garante que a máxima potência disponível no módulo *PV* é fornecida à rede com fator de potência máximo. Este encontra-se apresentado na figura 4.9.

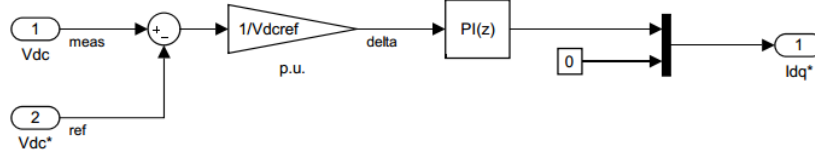


Figura 4.9: Controlador de tensão *DC* implementado em *Matlab/Simulink*.

Este irá controlar a tensão na ligação *DC* para que esta siga o valor de referência de $500V$, sendo os valores dos ganhos do compensador *PI* apresentados na tabela 4.11. Estes são obtidos a partir de 2.127 e 2.128.

V_{DC}^*	$500V$
a	3
K_{pv}^{pu}	$3,75$
K_{iv}^{pu}	$1814,7$

Tabela 4.11: Valores numéricos obtidos no dimensionamento do controlador de tensão implementado em *Matlab/Simulink*.

4.7.3 Controlador de suporte da rede

O controlador do inversor utilizado para suporte de defeitos na rede elétrica implementado é apresentado na figura 4.10.

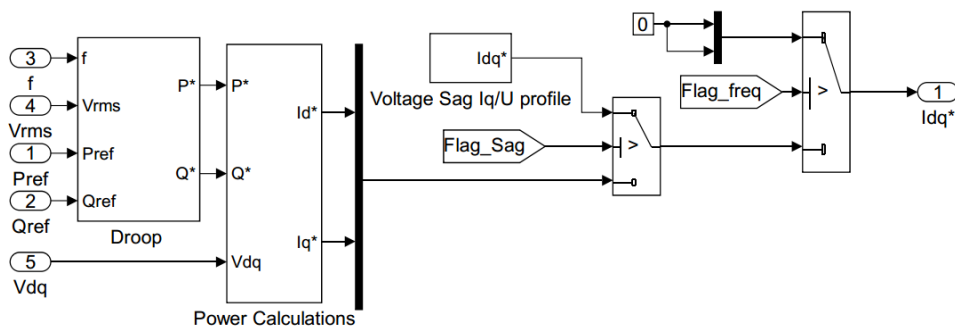


Figura 4.10: Controlador de suporte da rede implementado em *Matlab/Simulink*.

Neste, os valores de referência de potência ativa e reativa em condições normais de operação da rede P_{ref} e Q_{ref} são fornecidos ao controlador *Droop* que obtém a resposta desejada a desvios de frequência e tensão. Este utiliza uma medição de frequência proveniente da malha de captura de fase, pelo que a resposta do *Droop* depende fortemente da resposta do *PLL*. Para a medição de tensão

no *POC* é considerado o valor da tensão eficaz de fase. Durante os ensaios realizados à resposta a variações de frequência a tensão é assumida como constante e no seu valor nominal, e *vice versa*. Isto deve-se a que, visto que a medição utilizada na medição da tensão no *POC* utilizada é o seu valor eficaz, esta irá depender da frequência da rede. Assim, de forma a obter as respostas a variações de tensão e frequência em simultâneo, seria necessária uma medição do valor eficaz com frequência variável, a qual não foi implementada neste trabalho. O controlador *Droop* é desenhado de acordo com o derivado nos capítulos 2.5.7, 3.1, 3.2 e 3.3, estando a sua estrutura exposta na figura 4.11.

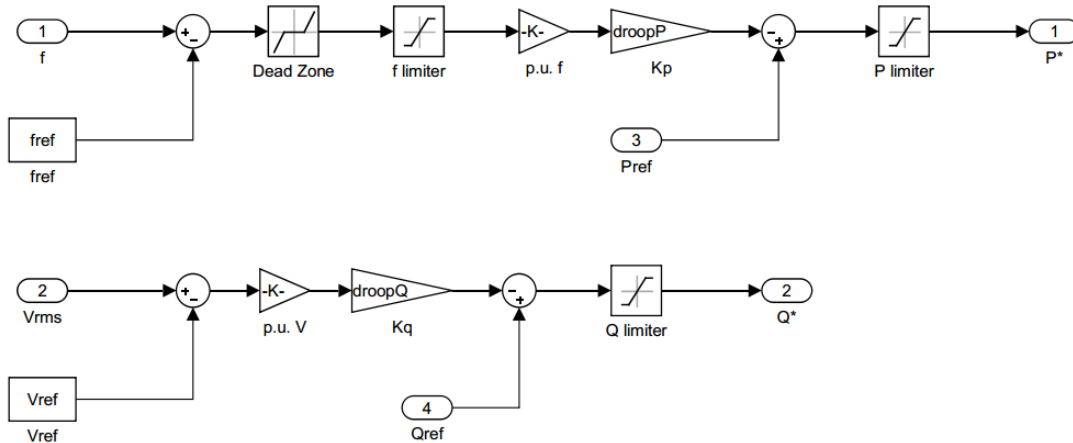


Figura 4.11: Controlador *Droop* implementado em *Matlab/Simulink*.

Os valores de referência P^* e Q^* são depois utilizados para obter os valores de referência de corrente utilizados no controlador de corrente segundo 2.133.

Nota-se também que estão presentes no controlador em 4.10 duas *flags*. A *flag* de tensão será ativada quando é detetada uma cava de tensão ($V_{grid} < 0,9pu$), sendo neste caso as referências de corrente geradas segundo o apresentado em 2.5.7 e 3.4. A estrutura utilizada para gerar as referências de corrente durante cavas de tensão é apresentada na figura 4.12, onde o valor de K_{sag} é obtido adicionando 0,25 ao valor mínimo deste ganho obtido em 3.5. É também utilizada uma *flag* de frequência que é ativada quando esta ultrapassa os limites aceitáveis segundo [4], sendo estes $[47, 5; 51, 5]Hz$. Quando esta é ativada as referências de corrente serão nulas de forma a desligar o sistema da rede.

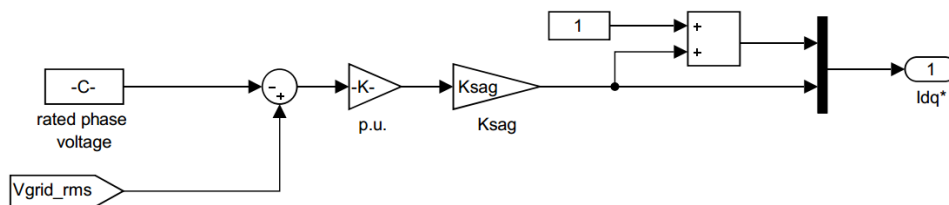


Figura 4.12: Controlador *FRT* utilizado no modelo implementado em *Matlab/simulink*.

Os valores dos ganhos e limites de potência reativa utilizados no modelo encontram-se apresentados na tabela 4.12. Os limites de potência ativa dependem do ensaio a ser realizado e serão apresentados em conjunto com este.

k_P	17
k_Q	9
k_{sag}	2, 5
Q_{min}^{pu}	-0, 45
Q_{max}^{pu}	0, 3
V_{max}^{pu}	1, 05

Tabela 4.12: Ganhos e limites de potência reativa e tensão utilizados no controlador de suporte da rede do modelo implementado em *Matlab/Simulink*.

4.7.4 Modulador

O modulador é utilizado de forma a, partindo das tensões direta e em quadratura resultantes do controlador de corrente, obter os impulsos que ativam as válvulas do inversor. Para este efeito, este utiliza modulação de largura de impulso com vetores espaciais, cuja análise teórica foi fornecida em 2.5.3. O modulador apresentado encontra-se apresentado na figura 4.13. Neste modelo foi utilizado o bloco que implementa *SVPWM* disponível na biblioteca *Simscape*.

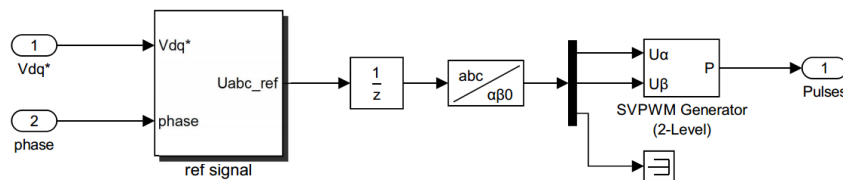


Figura 4.13: Modulador implementado em *Matlab/Simulink*.

De forma a obter a referência de tensão no referencial estático *abc* é necessário considerar o atraso introduzido pelo uso de compensadores discretos, bem como uma correção de $-\pi/6$ devido à ligação estrela-triângulo do transformador, o que é feito segundo o apresentado na figura 4.14. Visto que o sistema *pu* considera as tensões simples no primário e secundário, devido à ligação do transformador estrela-triângulo, a referência de tensão obtida pelo controlador de corrente terá um fator de $\sqrt{3}$, que resulta na tensão desejada no primário como será visto em maior detalhe no capítulo 5.1. O valor do índice de modulação *m* é limitado entre 0 e 1.

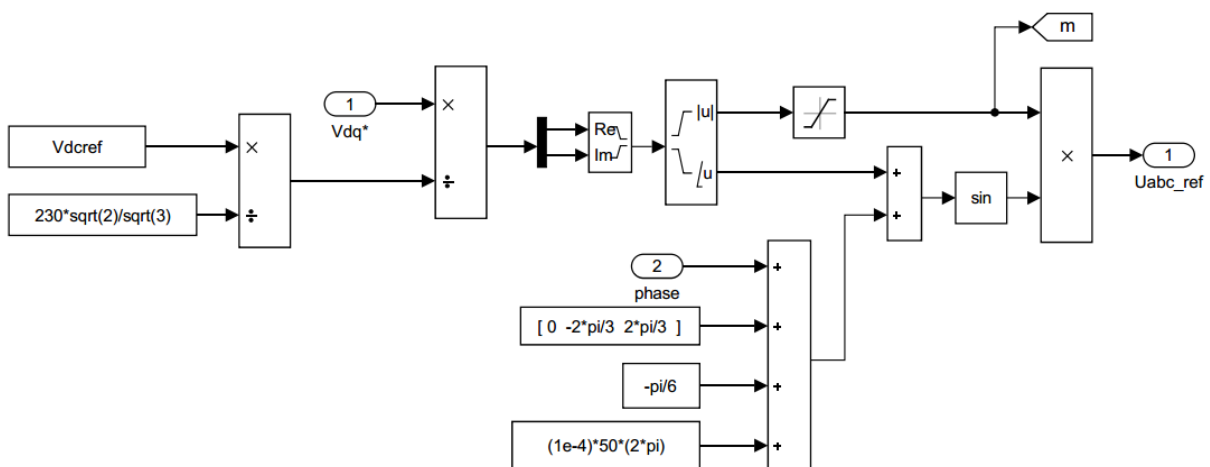


Figura 4.14: Geração de tensão de referência no modulador implementado em *Matlab/Simulink*.

Capítulo 5

Resultados

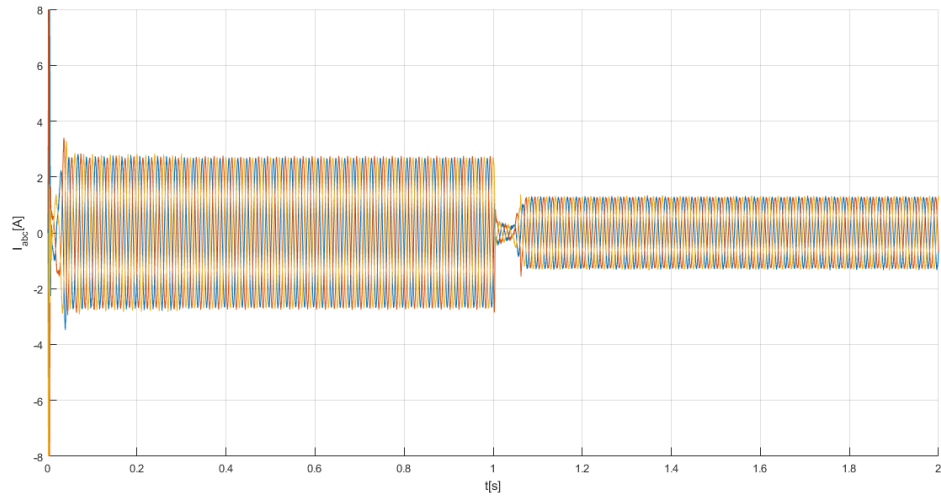
Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos pelo modelo implementado em *Matlab/Simulink*. Começa-se por expor os resultados obtidos pelo controlador de alimentação da rede, quando este é sujeito a um decréscimo de irradiância em 5.1. De seguida, em 5.2, são apresentados os resultados obtidos com o controlador de suporte, sob condições normais de operação da rede, e condições de irradiância iguais às que o controlador de alimentação foi submetido. Os ensaios de 5.3 a 5.6 têm como objetivo demonstrar a capacidade de resposta do sistema a vários defeitos na rede elétrica, de forma a verificar se o modelo cumpre os requisitos apresentados no capítulo 3, sendo estes realizados com condições de teste padrão de irradiância e temperatura (*STC*) e com uso do controlador de suporte. Nos ensaios que testam a resposta a variações de frequência é assumida uma tensão no *POC* constante, enquanto nos ensaios que testam variações e cavas de tensão é assumido que a frequência se mantém constante. Neste trabalho foram apenas considerados defeitos simétricos.

Nos ensaios do controlador de suporte foram consideradas como potências nominais $P_{ref} = 0,85pu$ e $Q_{ref} = 0pu$. O valor de P_{ref} considerado é menor que $1pu$ de forma a exemplificar o caso de de potência nominal menor que a disponível, o que é vantajoso devido ao sistema considerado não ter um sistema de armazenamento de energia (e.g baterias). Assim, em condições nominais, o sistema terá uma reserva de potência ativa para fornecer em resposta a subfrequências.

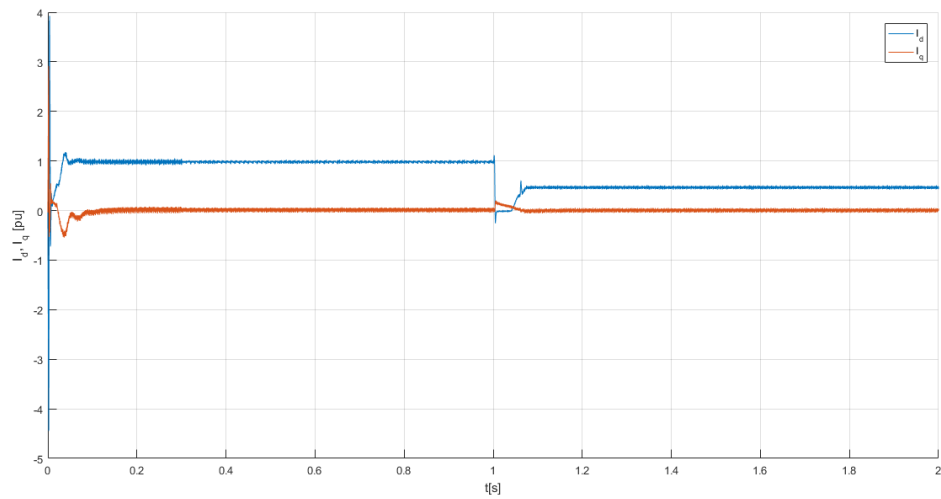
5.1 Controlo de alimentação

De forma a analisar o funcionamento do controlador de alimentação foi realizado um ensaio de dois segundos, no qual ocorre uma mudança de irradiância a $1s$, sendo esta um decréscimo de $1000W/m^2$ para $500W/m^2$.

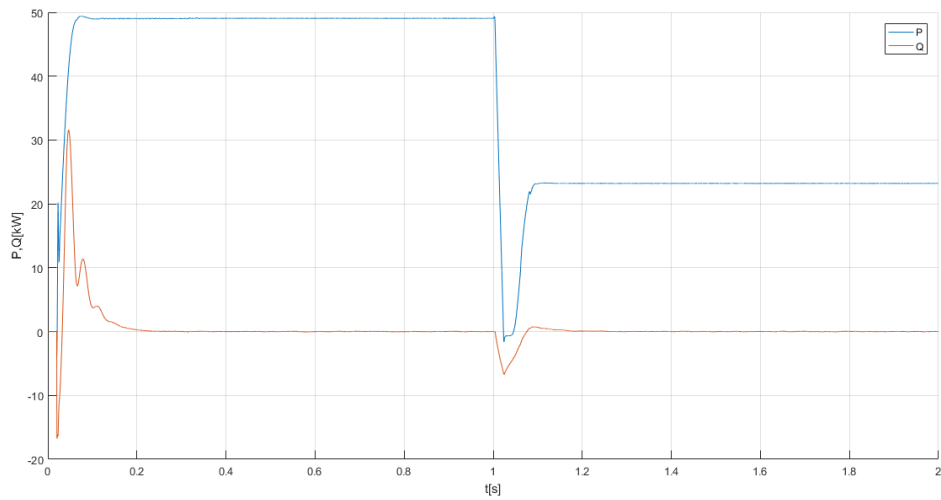
Nas figuras 5.1(a) e 5.1(b) é apresentada a corrente injetada na rede e as suas componentes dq respetivamente, notando-se nestas que o sistema, após um transitório inicial, atinge um regime estacionário no qual injeta corrente sinusoidal na rede. Visto que o controlador segue corretamente a referência de corrente em quadratura nula, a corrente injetada terá fator de potência máximo. Após o decréscimo de irradiância, o sistema passa por um curto transitório, atingindo um novo estado de



(a) Corrente injetada no referencial estático *abc*.

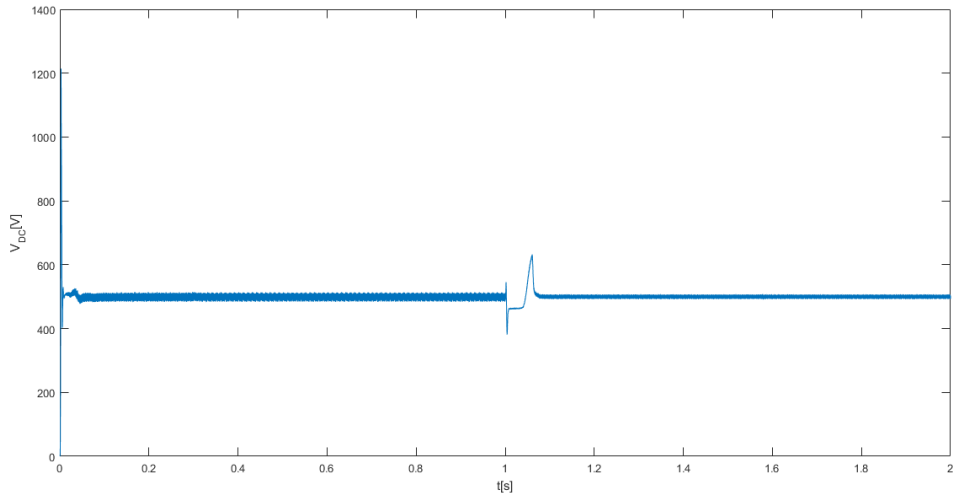


(b) Corrente injetada no referencial síncrono *dq*.

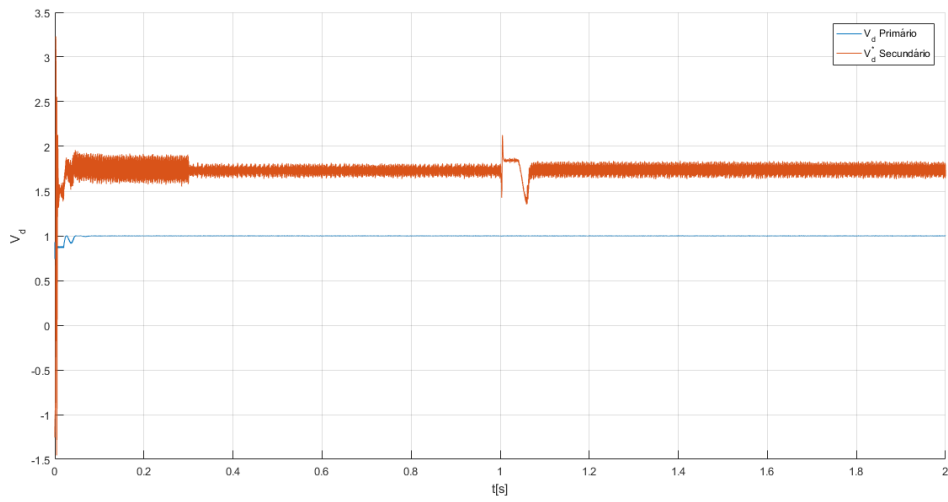


(c) Potências ativa e reativa no *POC*

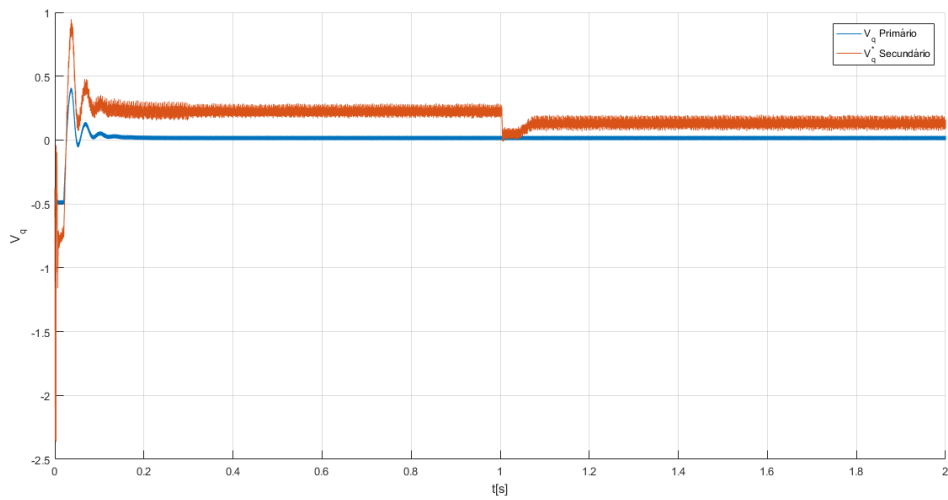
Figura 5.1: Resultados de corrente e potência obtidos pelo controlador de alimentação.



(a) Tensão na ligação DC



(b) Componente direta da tensão no POC e de referência no secundário.



(c) Componente em quadratura da tensão no POC e de referência no secundário.

Figura 5.2: Resultados de tensões obtidos pelo controlador de alimentação.

operação de menor potência, na qual a componente direta da corrente injetada é inferior devido à menor potência disponível. A partir da corrente da fase *a* da figura 5.1(a), foi medida a distorção harmônica total da corrente. Para tal foi considerada uma média do valor de *THD* durante $100ms$, tendo sido obtida sob condições *STC* uma distorção de 2,07% e, após o decréscimo de irradiância, um valor de 4,61%, o que mostra que sobre condições de baixa irradiância a distorção harmônica da corrente injetada aumenta.

As potências ativa e reativa no *POC* encontram-se expostas na figura 5.1(c). Nesta, nota-se que sobre condições *STC* o controlador *MPPT* encontra corretamente o ponto de máxima potência, sendo a potência fornecida ligeiramente abaixo de $50kW$ devido a perdas ao longo do sistema. Quando sujeito à variação de irradiância a potência ativa decresce para $23,2kW$, correspondendo este valor a 46% do valor de potência máxima. Verifica-se também que, como desejado, o controlador mantém a potência reativa injetada nula.

Na figura 5.2(a) é apresentada a tensão na ligação *DC*, na qual se verifica que o controlador de tensão segue corretamente a referência de $500V$.

Por último, nas figuras 5.2(b) e 5.2(c) são apresentadas as componentes direta e em quadratura da tensão de referência gerada pelo controlador de corrente e da tensão de fase medida no *POC*. Começa-se por notar que no *POC* se tem a tensão desejada, com componente direta de $1pu$ e componente em quadratura nula, o que também verifica que o sistema de geração está corretamente sincronizado com a rede. A componente direta da referência de tensão segue um valor de $\sqrt{3}$, pois, devido à ligação estrela-triângulo do transformador, o valor de $\sqrt{3}$ no secundário resulta em $1pu$ no primário. A componente em quadratura da referência de tensão tem um valor diferente de zero também devido à ligação do transformador, mais precisamente à mudança de fase introduzida pela ligação estrela/triângulo.

5.2 Controlo de suporte em condições normais de operação da rede

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o controlador de suporte em regime normal de operação da rede. São consideradas as mesmas condições de temperatura e irradiância que no ensaio do controlador de alimentação em 5.1.

Este controlador permite a escolha das referências de potência ativa e reativa P_{ref} e Q_{ref} respetivamente, tendo sido considerados para valores nominais uma potência ativa de $0,85pu$, à qual correspondem $42,5kW$ e uma potência reativa nula. As curvas potência encontram-se expostas na figura 5.3. Nestas, nota-se que sobre a irradiância *STC*, na qual é disponível a potência máxima, o sistema consegue corretamente injetar potência ativa na quantidade desejada, estando o módulo *PV* a operar fora do seu ponto de máxima potência. Após o decréscimo de irradiância a potência pedida pelo controlador de suporte é superior à disponível, pelo que a potência injetada passa a ser $23,4kW$. Considerando os resultados obtidos com o controlador de alimentação em 5.1(c) conclui-se que caso a potência pedida pelo controlador seja superior à disponível, o sistema irá fornecer a máxima potência

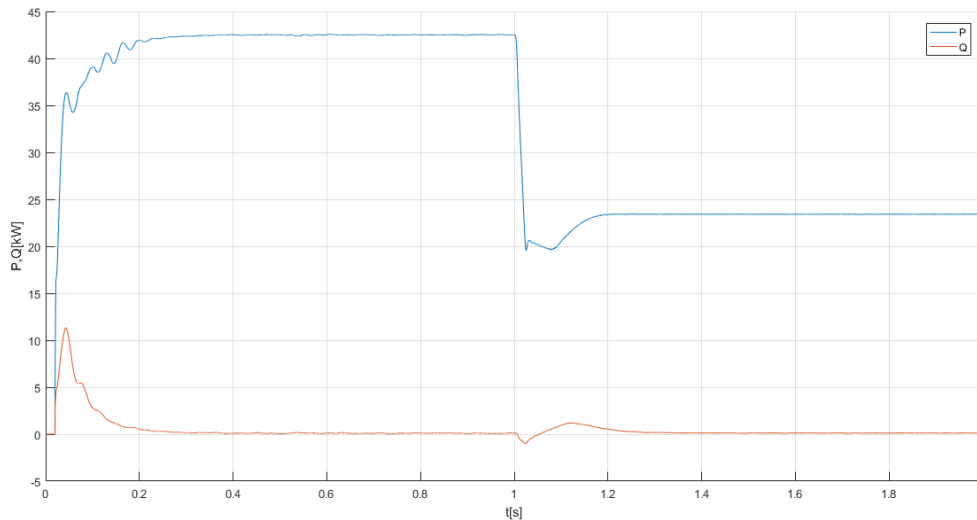


Figura 5.3: Potências ativa e reativa no POC.

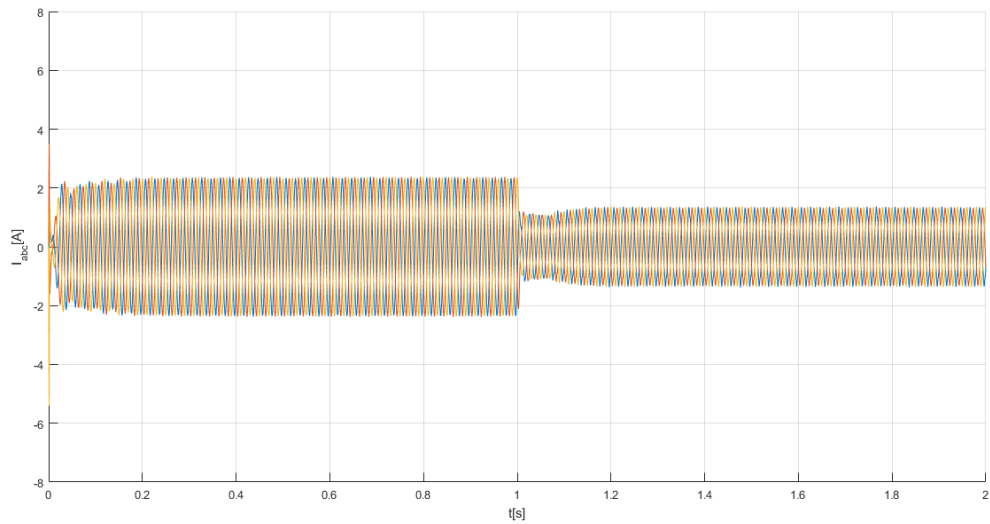
disponível.

Nas figuras 5.4(a) e 5.4(b) são apresentadas a corrente injetada no POC e as suas componentes direta e em quadratura respetivamente. Nestas nota-se que o controlador de suporte da rede tem uma resposta transitória mais rápida e com menores variações comparando com as curvas de corrente obtidas com o controlador de alimentação em 5.1(a) e 5.1(b). Os valores de *THD* obtidos nesta corrente foram 2,24% em condições *STC* e 4,84% após o decréscimo de irradiância, havendo por isto um claro aumento de distorção harmónica para baixas condições de irradiância.

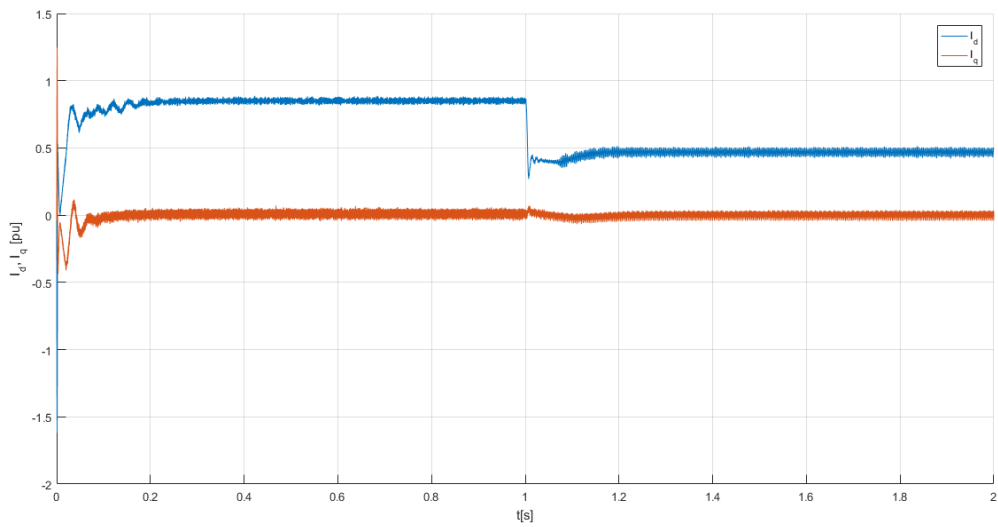
Visto que no controlador de suporte não é controlada a tensão na ligação *DC*, é importante analisar a sua variação. Como já referido nos capítulos 2.5.5 e 2.5.7, a tensão na ligação *DC* irá variar quando a referência de potência pedida ao controlador é diferente da disponível aos painéis, de acordo com a irradiância incidente nestes. Assim, quando a referência de potência pedida é superior à disponível a tensão *DC* desce, enquanto quando a disponível é superior à pedida a tensão *DC* sobe. Na figura 5.5 está apresentada a evolução temporal da tensão na ligação *DC* obtida. Nesta começa-se por notar que, sob condições *STC*, quando a potência pedida pelo controlador de suporte é inferior à disponível, a tensão na ligação *DC* irá ter uma resposta oscilatória que estabiliza num valor próximo dos 600V. No entanto, quando a irradiância diminui, o controlador irá tentar injetar na rede uma potência superior à que pode ser gerada, pelo que a tensão na ligação *DC* desce rapidamente. Devido a ser utilizado um limitador de forma a manter o valor do índice de modulação entre 0 e 1, o sistema atinge um novo ponto de operação no qual a tensão na ligação *DC* é o valor mínimo que permite ao modulador *SVPWM* obter a tensão imposta pela rede. Segundo 2.88 esta é dada por

$$V_{DCmin} = \sqrt{3}V_s = 325,27V \quad (5.1)$$

sendo este o valor obtido na simulação. Visto que a diferença entre a potência disponível e pedida pelo controlador irá deteriorar o funcionamento do sistema (aumento de *THD* de corrente, aumento de



(a) Corrente injetada no referencial estático abc .



(b) Corrente injetada no referencial síncrono dq .

Figura 5.4: Correntes obtidas pelo controlador de suporte a defeitos em condições normais de operação da rede.

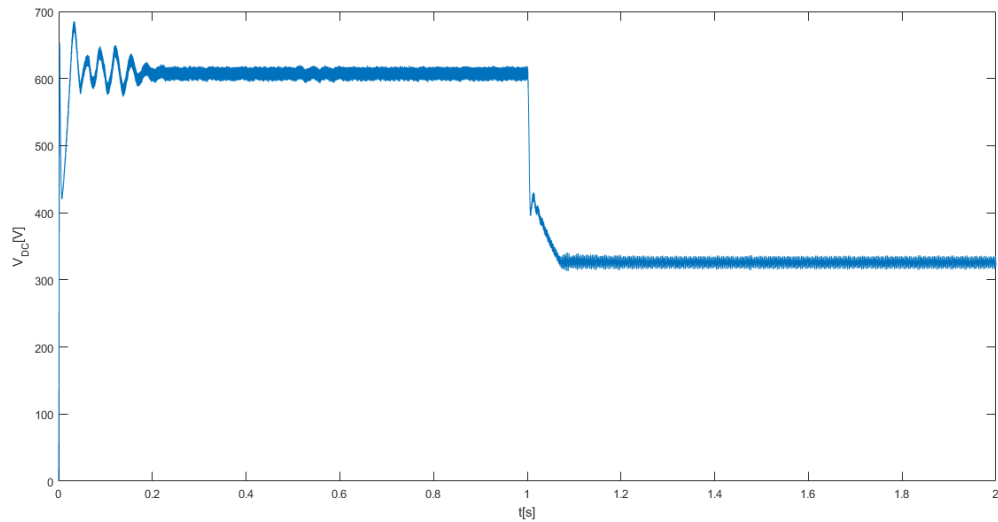


Figura 5.5: Tensão na ligação *DC* obtida com o controlador de suporte à rede quando sujeito a uma variação de irradiância.

oscilações na corrente I_d e na tensão *DC*), torna-se necessário que haja uma coordenação entre estas. Uma possível solução passa pelo uso de diagramas diários de irradiância/geração de forma a prever a referência de potência a ser pedida pelo controlador de suporte. A situação de ser pedida potência inferior à disponível é analisada em maior detalhe no capítulo 5.4.

5.3 Perfil U-Q/P

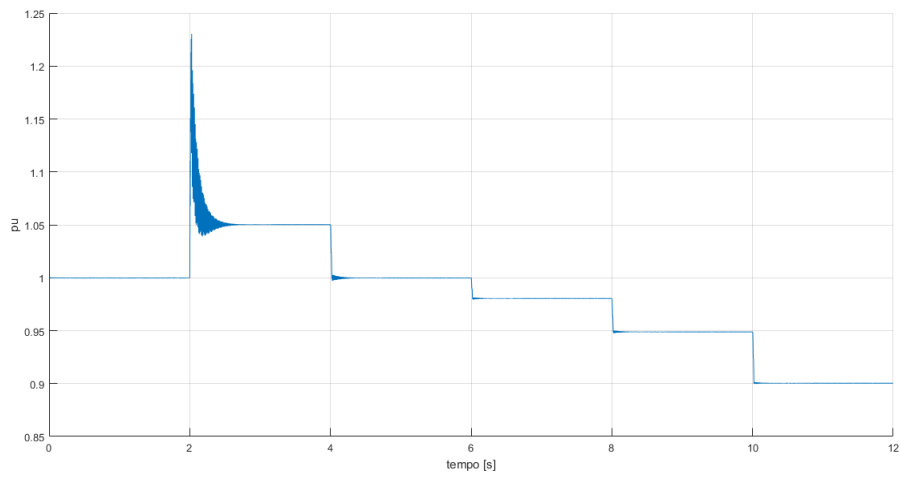
O primeiro dos ensaios realizados, de forma a testar a capacidade do sistema implementado de fornecer suporte a defeitos na rede, tem como objetivo testar a resposta de potência reativa face a variações de tensão no *POC*. Para obter este efeito são ligadas sequencialmente cinco cargas após o *POC*, primeiro uma carga capacitiva que aumenta a tensão no *POC*, e depois quatro cargas indutivas que reduzem o seu valor. O valor das cargas e o seu respetivo tempo de ligação estão apresentados na tabela 5.1, tendo estes sido obtidos por tentativa de forma a obter a variação de tensão desejada. Este ensaio é realizado com valores de referência de potência $P_{ref} = 0,85$ e $Q_{ref} = 0$, normalizados relativamente à potência máxima do sistema.

C_a	$240.5\mu F$	$2s$
L_b	$42.1mH$	$4s$
L_c	$102.3mH$	$6s$
L_d	$59.7mH$	$8s$
L_e	$35.8mH$	$10s$

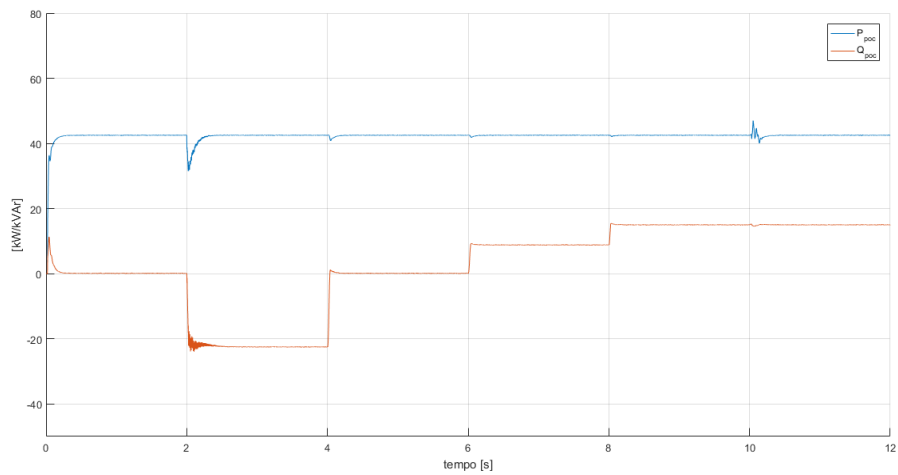
Tabela 5.1: Cargas utilizadas para obter uma variação de tensão no *POC* e respetivos tempos de ligação.

A variação de tensão eficaz de fase ao longo do tempo obtida encontra-se apresentada na figura 5.6(a). Esta consiste de um aumento inicial para $1,05pu$, tendo como base a tensão eficaz de fase no primário nominal $15000/\sqrt{3} = 8.66kV$, seguido de um conjunto de decréscimos de $0,05pu$ até ao valor final de $0,9pu$. Na figura 5.6(b) é apresentada a resposta de potência ativa e reativa. Nesta nota-se que o sistema irá conseguir injetar potência ativa no seu valor de referência quando a potência reativa varia.

Considerando um contorno com os limites da tabela 4.12, a partir da resposta de potência reativa obtém-se o perfil $U - Q/P_{max}$ apresentado na figura 5.7, verificando-se que este se encontra dentro dos limites impostos.



(a) Tensão eficaz de fase no POC.



(b) Potências ativa e reativa no POC.

Figura 5.6: Resultados obtidos pelo controlador de suporte a defeitos durante o ensaio do perfil $U - Q/P_{max}$.

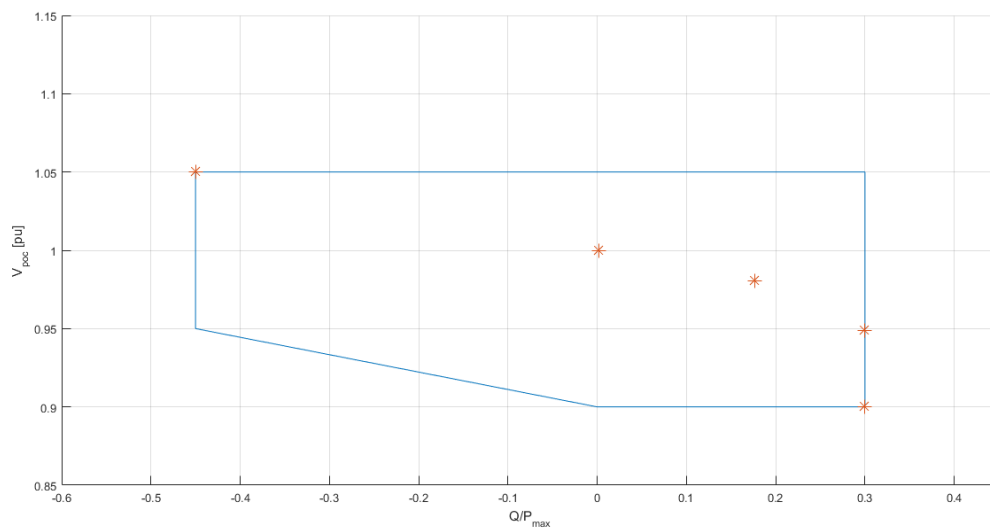
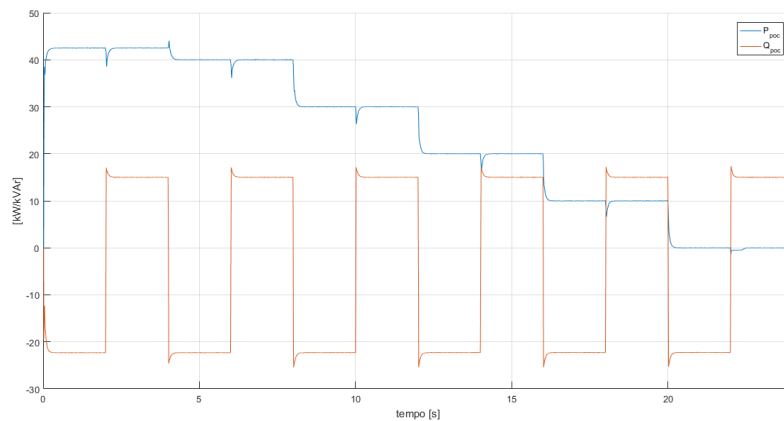


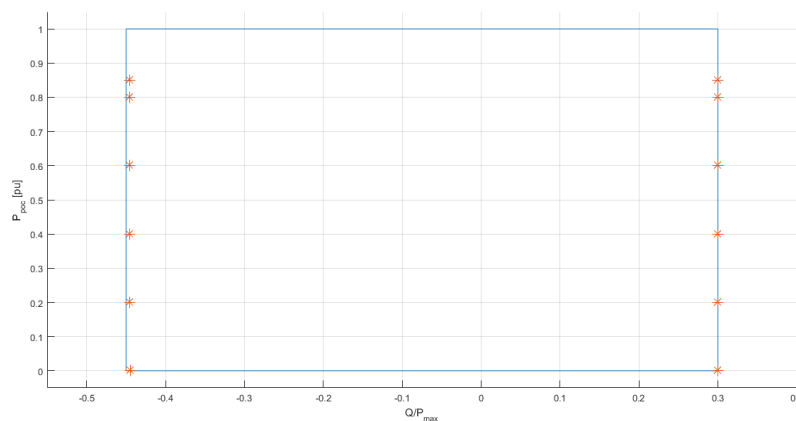
Figura 5.7: Perfil $U - Q/P_{max}$.

5.4 Perfil P-Q/P

O segundo ensaio realizado tem como objetivo testar a capacidade do sistema de fornecer potência reativa a vários níveis de potência ativa. Para tal a referência de potência ativa é reduzida até zero em decrementos de $0,2pu$, à exceção do inicial, sendo este de $0,05pu$. Em cada um destes decrementos a referência de potência reativa será alterada para os seu valores mínimo e máximo, sendo estes $-0,45pu$ e $0,3pu$. A evolução temporal das potências no POC e o perfil $P - Q/P_{max}$ obtido a partir destas encontram-se expostos nas figura 5.8(a) e 5.8(b) respetivamente, verificando-se que o sistema obtém a resposta desejada e que o perfil se encontra dentro dos limites referidos.



(a) Potências ativa e reativa no POC.



(b) Perfil $P - Q/P_{max}$.

Figura 5.8: Resultados obtidos pelo controlador de suporte a defeitos durante o ensaio do perfil $P - Q/P_{max}$.

Este ensaio é também útil para observar o comportamento da tensão na ligação DC quando a potência pedida pelo controlador de suporte é inferior à potência disponível, sendo a última a potência máxima do sistema visto que este ensaio é realizado em condições STC. A evolução da tensão DC encontra-se apresentada na figura 5.9. A partir desta é possível concluir que nestas condições a tensão irá aumentar ligeiramente, sendo no caso mais grave um valor médio de $663V$.

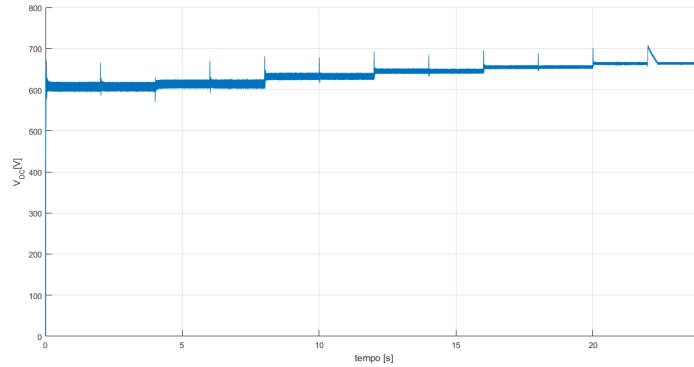


Figura 5.9: Tensão na ligação *DC* durante o ensaio do perfil $P - Q/P_{max}$.

5.5 Modo sensível à frequência

Os ensaios realizados de forma a testar a capacidade de resposta de potência ativa a variações de frequência (*FSM*) encontram-se divididos em dois capítulos: um para sobrefrequências e um para subfrequências.

Começa-se por notar que a medição de frequência utilizada provém da malha de captura de fase, sendo por isso relevante apresentar a resposta desta durante o transitório de ligação na figura 5.10. Verifica-se que o *PLL* tem uma curta resposta oscilatória ao fim da qual segue corretamente o valor nominal de frequência da rede. A resposta do *PLL* a variações de frequência são apresentadas em conjunto com os respetivos ensaios.

Devido à medida de tensão utilizada ser no seu valor eficaz, a variação de frequência traz dificuldades na medição deste, pelo que durante os ensaios de frequência é assumida tensão nominal no *POC*. De forma a ultrapassar esta limitação seria necessária uma medição de valor eficaz de frequência variável.

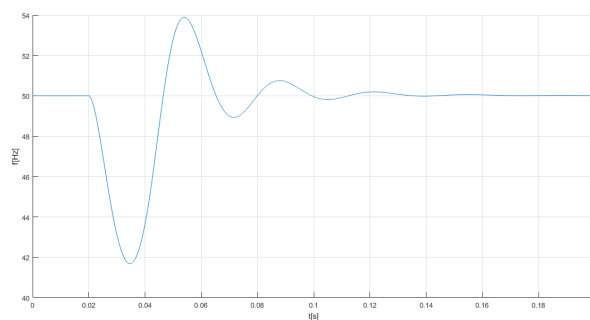


Figura 5.10: Resposta da malha de captura de fase durante a ligação do sistema.

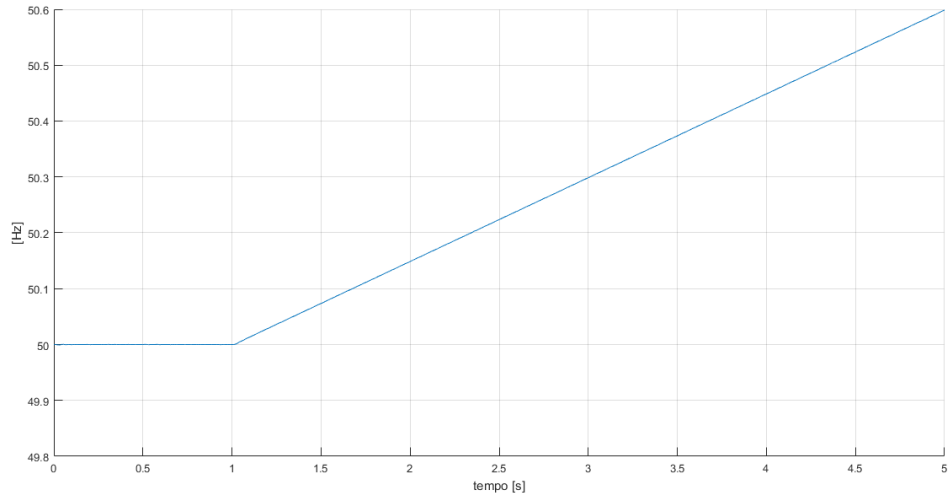
5.5.1 Resposta a sobrefrequências

Para observar a resposta do modelo implementado a sobrefrequências foram realizados dois ensaios. O primeiro consiste numa variação em rampa da frequência da tensão da rede durante quatro segundos e com um aumento final de $0,6Hz$. Neste ensaio é considerada uma banda morta de frequência nula, uma variação máxima de capacidade de potência ativa de $\frac{\Delta P}{P_{ref}} = 0,05$ e um estatismo de $s = 5\%$. O sistema é primeiro inicializado em condições nominais ($P_{ref} = 0,85pu$ e $Q_{ref} = 0pu$) durante $1s$, sendo esta inicialização omitida nos resultados apresentados em 5.11. Em $t = 0$ a referência de potência ativa é reduzida para 80% do seu valor nominal ($0,68pu$ ou $34kW$) e em $t = 1s$ começa a variação em rampa de frequência.

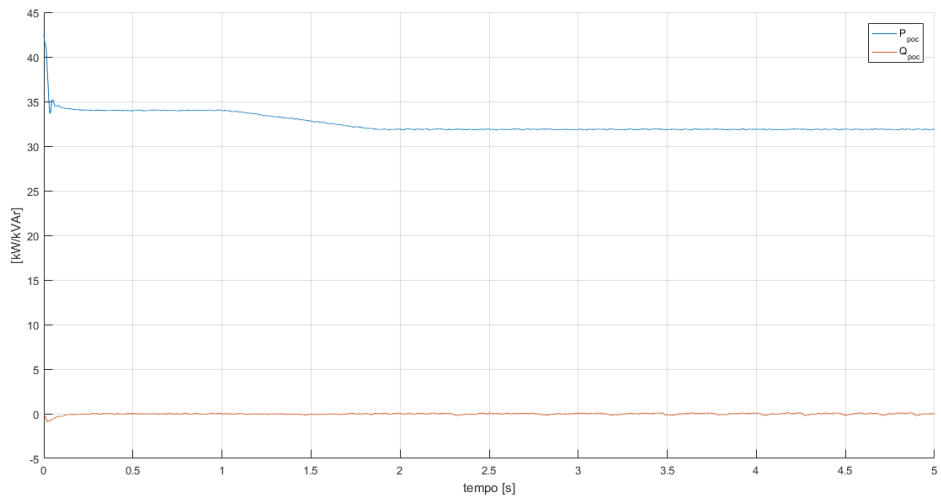
A partir da figura 5.11 o sistema irá ter a capacidade de resposta de potência ativa desejada, cumprindo a limitação de potência ativa de $0,05$. O estatismo é obtido com recurso à função *polyfit* do *matlab*, com a qual é obtida uma regressão linear durante o intervalo no qual a potência ativa decresce. Assim obtém-se a equação da reta que exprime a relação entre $\Delta P/P_{ref}$ e $\Delta f/f_n$, a partir da qual se obtém o estatismo segundo 3.2. O valor obtido foi de $s = 5,0748\%$. O estatismo é obtido nos restantes ensaios de frequência da mesma forma.

O segundo ensaio realizado a sobrefrequências irá ter uma variação também em rampa, a qual começa em $t = 1s$ e dura $6s$ com um aumento total de $2,5Hz$. Neste ensaio é também considerado um estatismo de 5% e uma banda morta de frequência de $500mHz$, enquanto o limite capacidade de potência ativa não será imposto. Neste ensaio as referências de potência estarão no seu valor nominal.

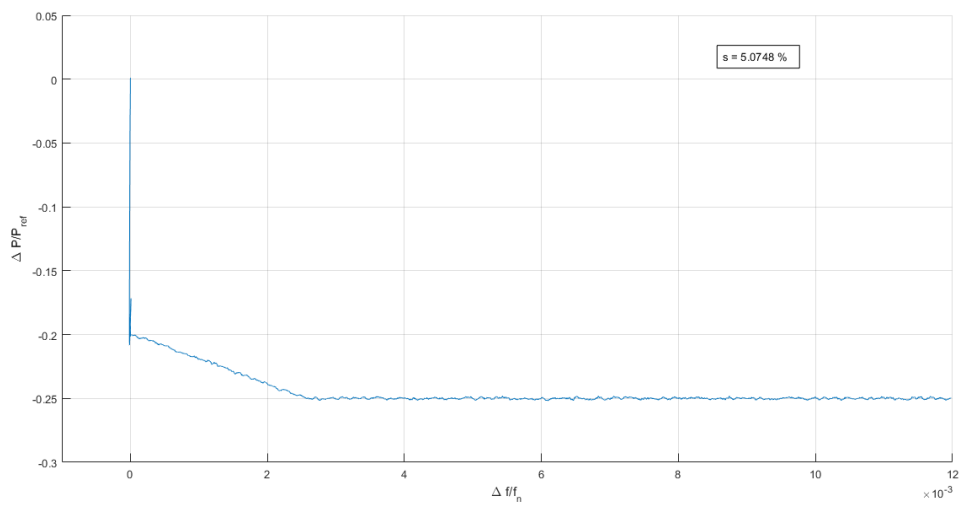
Os resultados obtidos encontram-se apresentados na figura 5.12. Nestes o estatismo obtido foi $4,9794\%$, tendo sido este valor obtido através do mesmo procedimento utilizado para o ensaio de baixa sobrefrequência. Nota-se também que em $t = 4,6s$, o instante no qual a frequência atinge o limite de operação de frequência imposto pela norma ($51,5Hz$), o sistema irá parar de fornecer potência ativa à rede. Verifica-se ainda que, conforme o especificado, o sistema apenas apresenta uma resposta de potência ativa após $t = 2,2s$, o instante no qual a frequência no *POC* ultrapassa a banda morta de $0,5Hz$.



(a) Frequência.

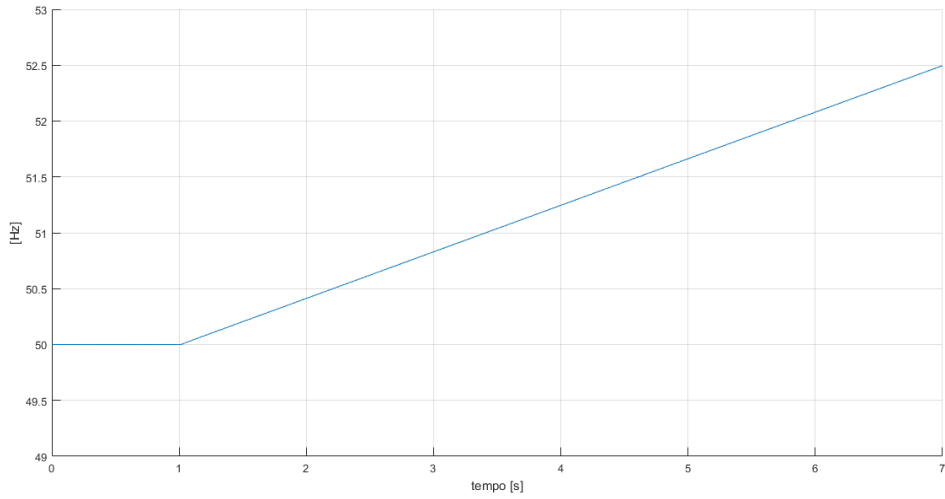


(b) Resposta de potência ativa e reativa.

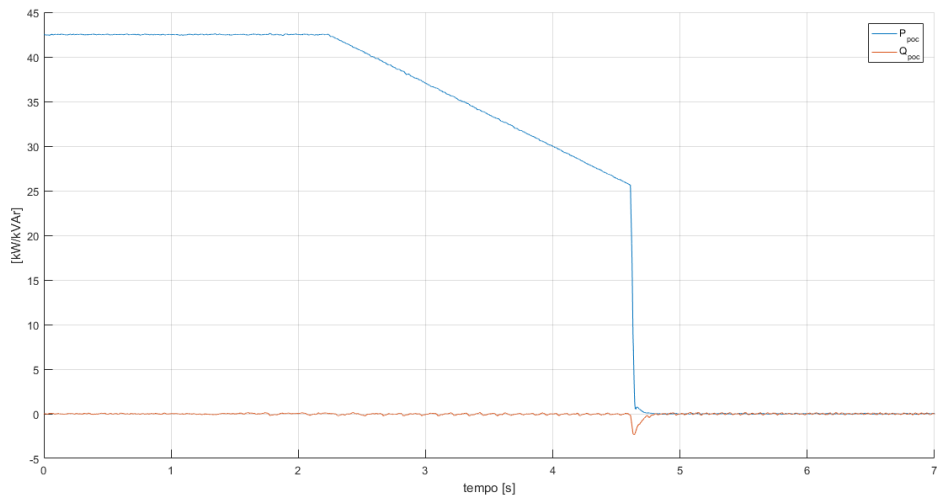


(c) Estatismo

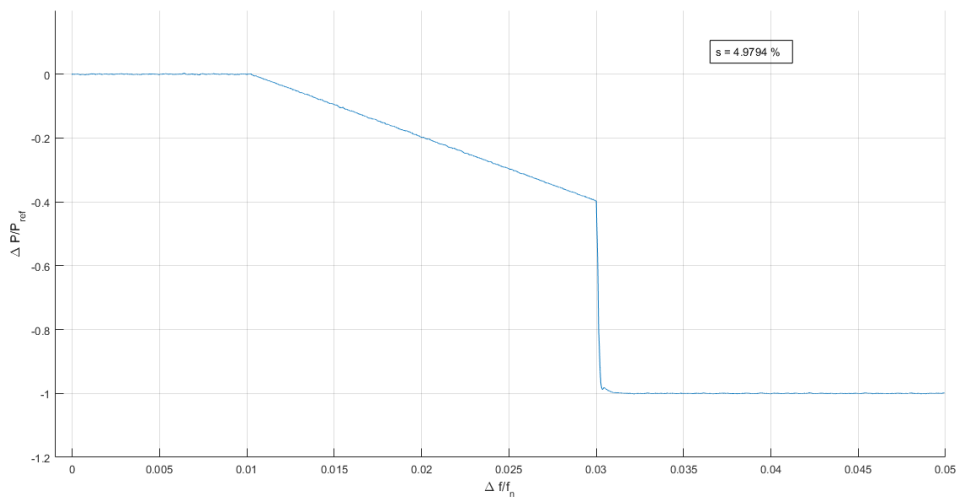
Figura 5.11: Resultados no ensaio de sobrefrequência de $0,6Hz$.



(a) Frequência.



(b) Resposta de potência ativa e reativa.



(c) Estatismo

Figura 5.12: Resultados no ensaio de sobrefrequência de $2,5 Hz$.

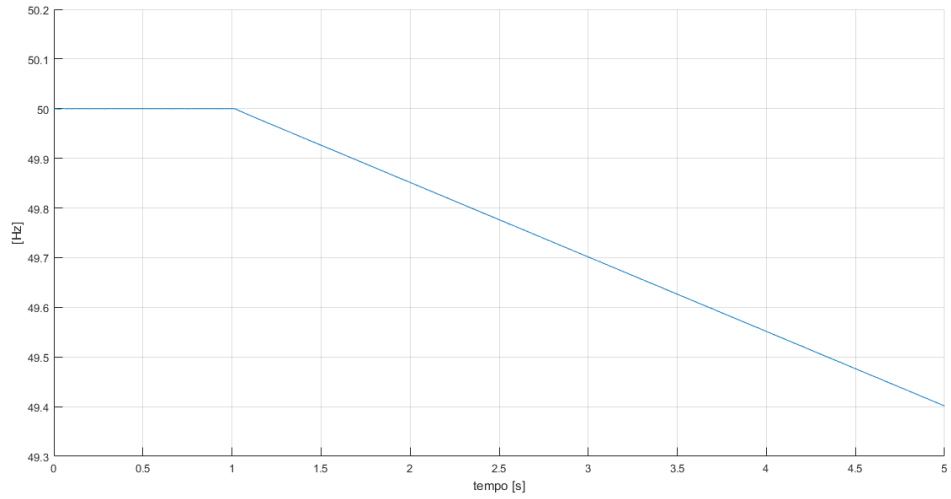
5.5.2 Resposta a subfrequências

Os ensaios realizados com objetivo de analisar a resposta do modelo a subfrequências são semelhantes aos realizados para sobrefrequências, isto é, é realizado primeiro um ensaio com uma subfrequência de valor baixo, e depois um com um valor elevado, sendo ainda realizado um ensaio que testa a capacidade de resposta de potência ativa quando o valor de referência de potência reativa é o seu valor mínimo de $-0,45pu$.

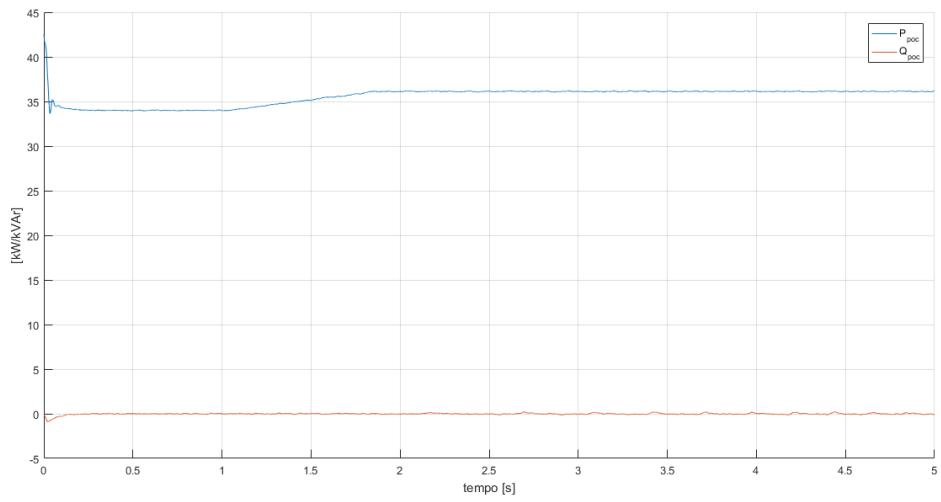
O primeiro ensaio considera uma variação em rampa de quatro segundos com decréscimo final de $0,6Hz$. Os parâmetros do controlador serão um estatismo de 5%, uma capacidade máxima de potência ativa de 0,05, banda morta de frequência nula e valores de referência de potência ativa e reativa de 80% do valor nominal e zero respectivamente. Os resultados obtidos encontram-se na figura 5.13, verificando-se nesta um estatismo de 5,0257% e que as especificações impostas são cumpridas.

O segundo ensaio consiste de um decréscimo de frequência de $4Hz$ durante $6s$, tendo como referência de potência $P_{ref} = 0,6pu = 30kW$ e $Q_{ref} = 0$, uma banda morta de $0,5Hz$, estatismo de 5% e capacidade de potência ativa não limitada. Os resultados obtidos estão expostos na figura 5.14. Nesta verifica-se que o modelo exibe a resposta de potência ativa desejada com estatismo de 5,0381%, estando esta presente apenas após a banda morta de frequência ser ultrapassada e sendo este desligado da rede quando a tensão desce abaixo do limite aceitável de operação de $47,5Hz$.

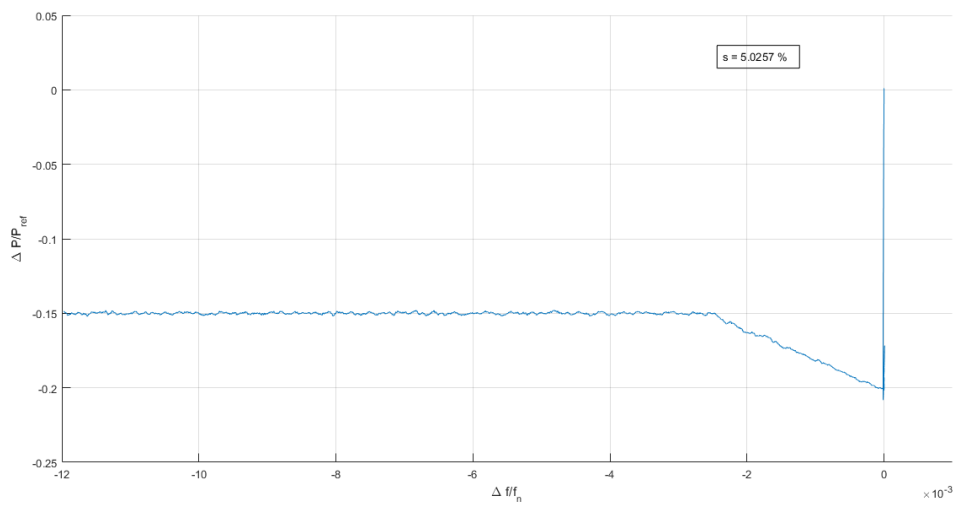
O último ensaio é realizado nas mesmas condições que o anterior, à exceção do valor de referência de potência reativa que será $-0,45pu$. Os resultados obtidos encontram-se apresentados na figura 5.15. O estatismo obtido foi de 5,0288%, verificando-se também que o modelo obtém a resposta de potência ativa desejada, respeitando a banda morta de frequência e o limite de operação de $47,5Hz$, enquanto controla a potência reativa no POC no valor de $-22,46kVAr = 0,4494pu$.



(a) Frequência.

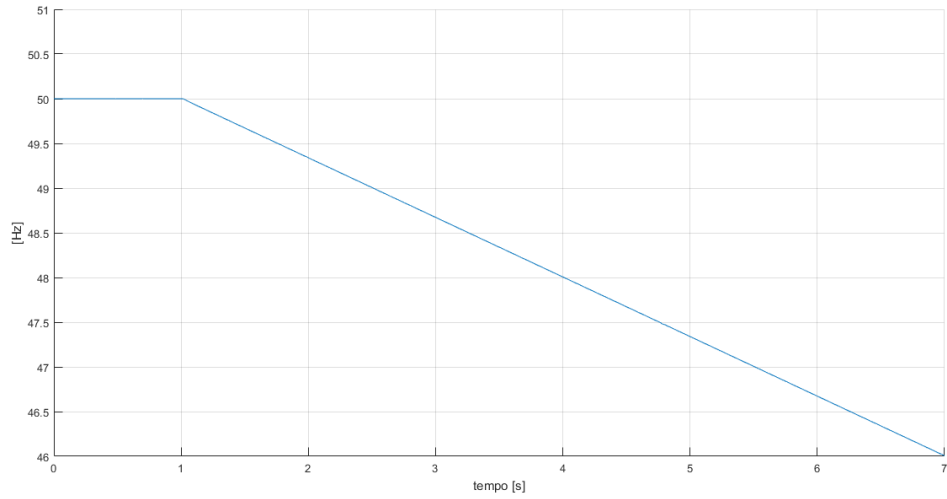


(b) Resposta de potência ativa e reativa.

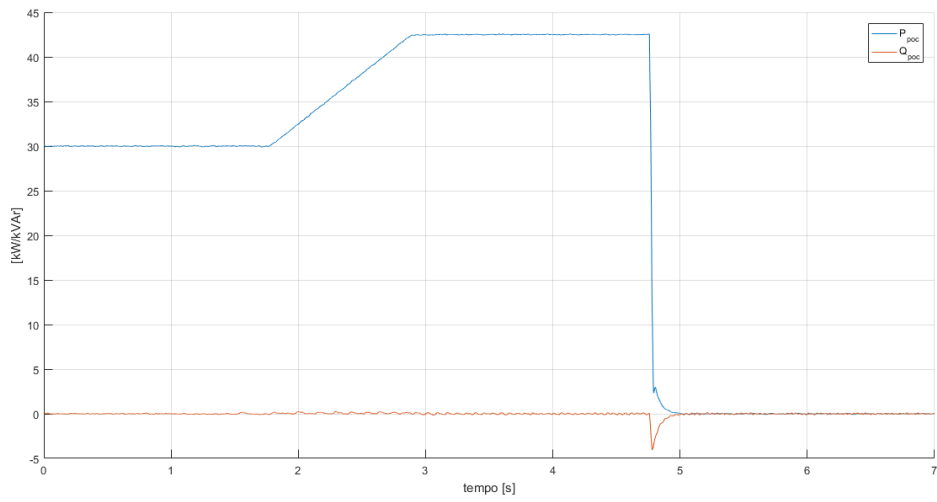


(c) Estatismo

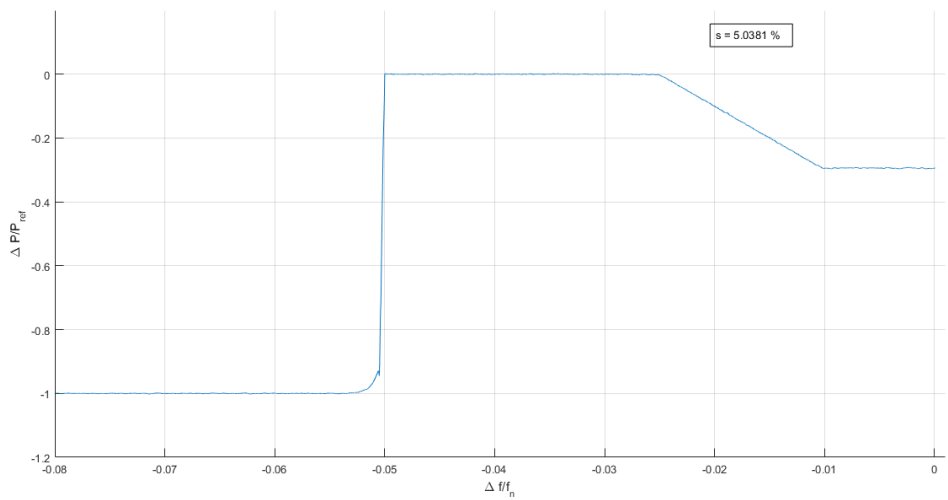
Figura 5.13: Resultados no ensaio de subfrequência de 0,6 Hz.



(a) Frequência.

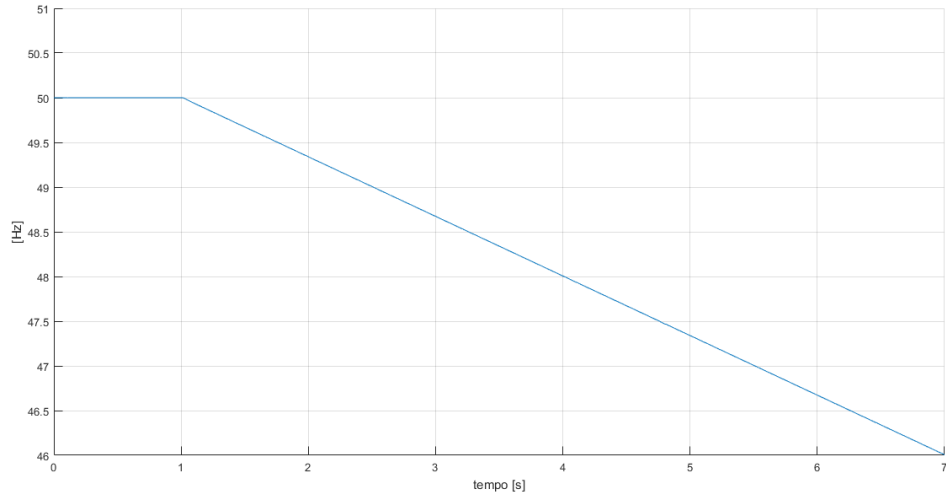


(b) Resposta de potência ativa e reativa.

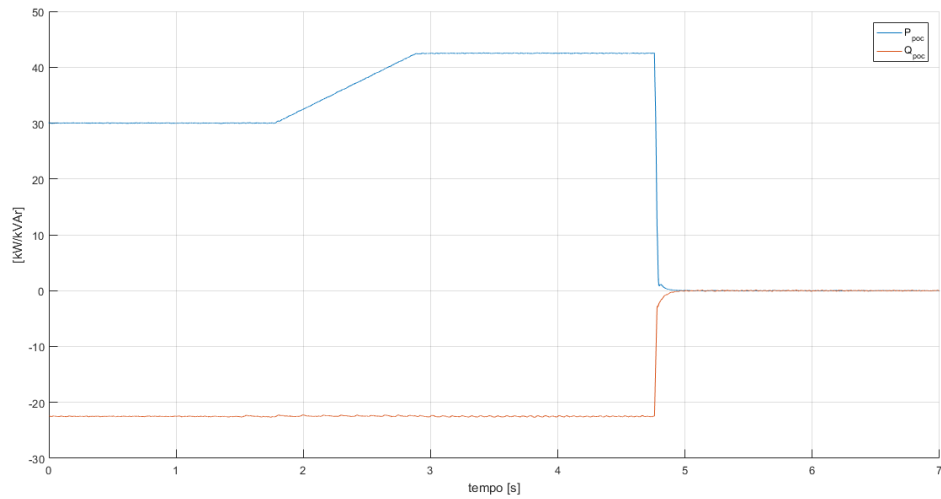


(c) Estatismo

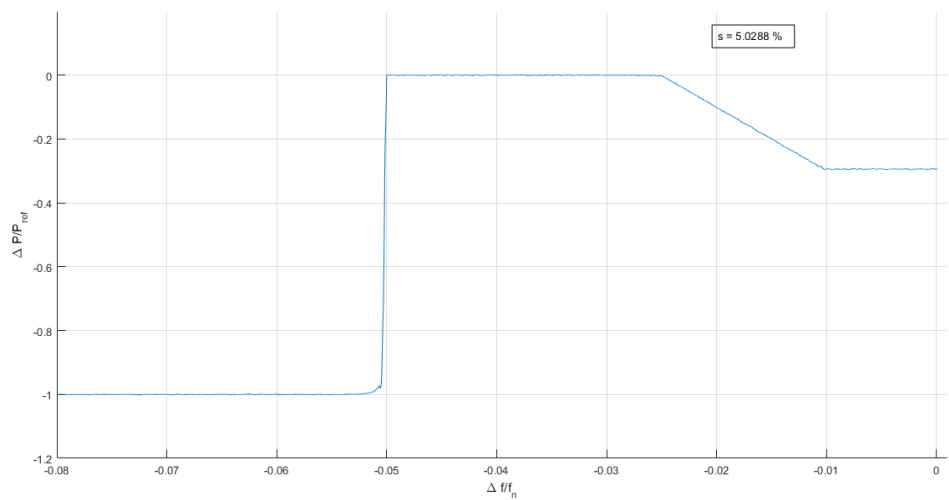
Figura 5.14: Resultados no ensaio de subfrequência de 4Hz.



(a) Frequência.



(b) Resposta de potência ativa e reativa.



(c) Estatismo

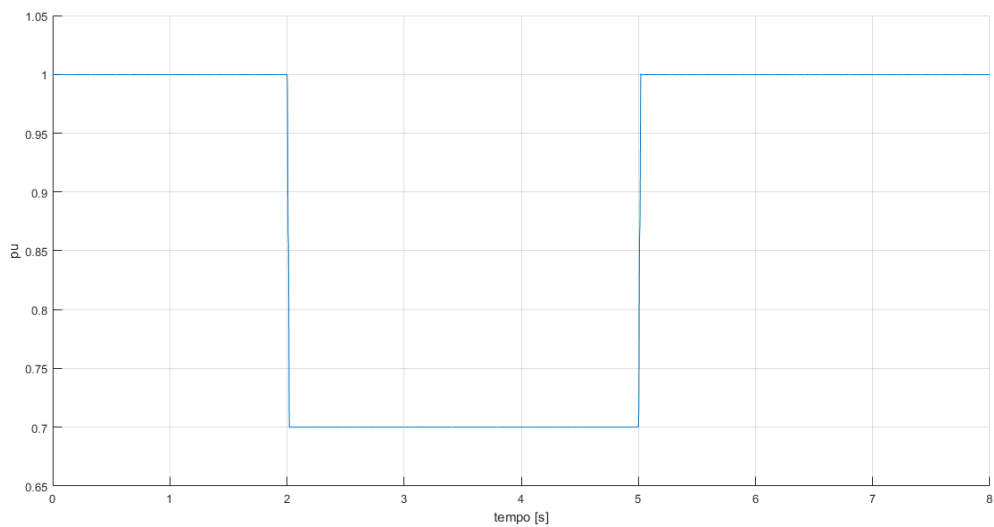
Figura 5.15: Resultados no ensaio de subfrequência de $4Hz$ com $Q_{ref} = -0,45pu$.

5.6 Comportamento perante cavas de tensão

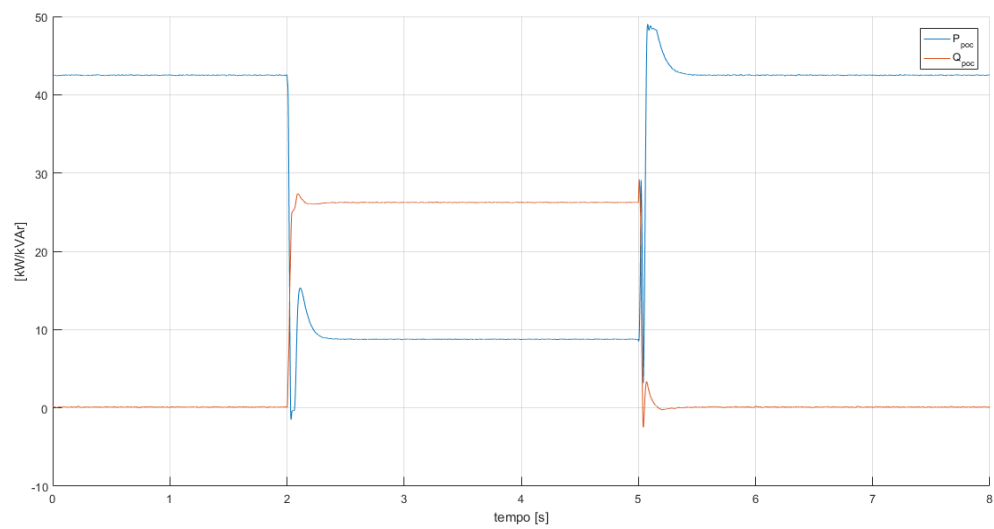
Segundo os requisitos expostos em 3.4 o modelo implementado terá de ter uma resposta de corrente reativa perante cavas de tensão. Neste capítulo estão apresentados os resultados obtidos de modo a verificar essa capacidade, tendo sido apenas consideradas cavas de tensão trifásicas e simétricas. Nas figuras 5.16 e 5.17 estão apresentados os resultados obtidos quando o modelo é sujeito a uma cava de tensão com duração de $3s$ e tensão residual de $0,7pu$. Estes resultados são obtidos após ter sido atingido regime estacionário, sendo o transitório de ligação aqui omitido. Neste resultados nota-se que as componentes dq da corrente injetada na rede têm um valor médio de $0,262pu$ e $-0,7456pu$ respetivamente, estando o valor da corrente em quadratura acima do limite mínimo de geração apresentado na figura 3.6. O valor da componente direta esperado segundo o implementado seria $0,2544pu$, tendo o valor obtido um erro de 3%. Verifica-se ainda que a tensão na ligação DC durante a cava de tensão é controlada ao seu valor de referência de $600V$. Após a eliminação do defeito em $t = 5s$ o sistema consegue regressar a condições de operação nominais com sucesso.

Nas figuras 5.18 e 5.19 encontram-se apresentados os resultados obtidos para uma cava de tensão, também de $3s$, mas com tensão residual de $0,01pu$. Nestes o valor médio das componentes da corrente injetada foram $0,0155pu$ para a componente direta e $-0,9999pu$ para a componente em quadratura. Segundo o implementado, os valores esperados seriam uma corrente direta nula e em quadratura de $-1pu$, pelo que os resultados obtidos estão de acordo com os esperados. Nota-se também que, embora com valores de pico no transitório que segue o início da cava superiores, a tensão na ligação DC irá também aqui seguir o seu valor de referência. Tal como no ensaio anterior, o sistema consegue regressar a condições normais de operação após a eliminação do defeito. É ainda importante referir que a tensão residual neste ensaio foi escolhida como um valor próximo mas diferente de zero pois, caso esta fosse nula, a malha de captura de fase não teria uma onda sinusoidal com uma fase para seguir. Para este caso seria necessário um controlador diferente dedicado a esse propósito. Neste trabalho foram apenas considerados conversores de alimentação e suporte da rede, os quais assumem uma rede energizada. Em microredes esta situação (tensão residual nula e continuação do funcionamento dos microgeradores) é conhecida como *islanding*, havendo nesta um ou mais microgeradores que terão a responsabilidade de formar a tensão da rede (*Grid forming converters*) [27], não tendo sido esta classe de geradores analisada neste trabalho.

Por último, foram realizados nove ensaios de $2s$, com uma cava de tensão a ocorrer em $t = 1s$ e com tensão residual variável. O valor da tensão residual do primeiro ensaio é de $0,8pu$, sendo os restantes obtidos por decrementos de $0,1pu$, à exceção do último ensaio que tem uma tensão residual de $0,01pu$. Os valores médios da corrente reativa no POC encontram-se comparados com a curva de geração mínima durante cavas (3.6) na figura 5.20. Nesta, verifica-se que com o valor do ganho $k_{sag} = 2,5$ utilizado, o modelo irá gerar corrente reativa acima do limite mínimo. Nota-se ainda que, pela forma como a referência de corrente ativa é obtida, para cavas de tensão com tensão residual menor ou igual a $0,6pu$ o sistema irá funcionar como um compensador estático, fornecendo apenas potência reativa, o que é o desejado de acordo com os requisitos de rede.

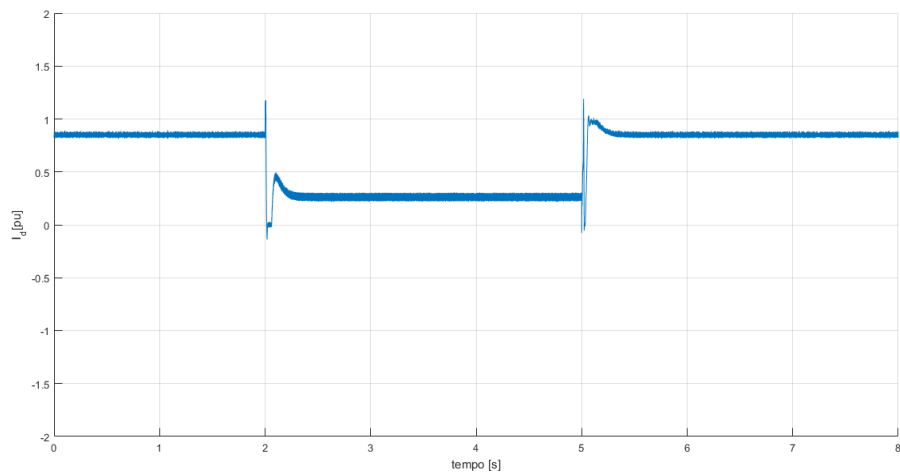


(a) Tensão no POC.

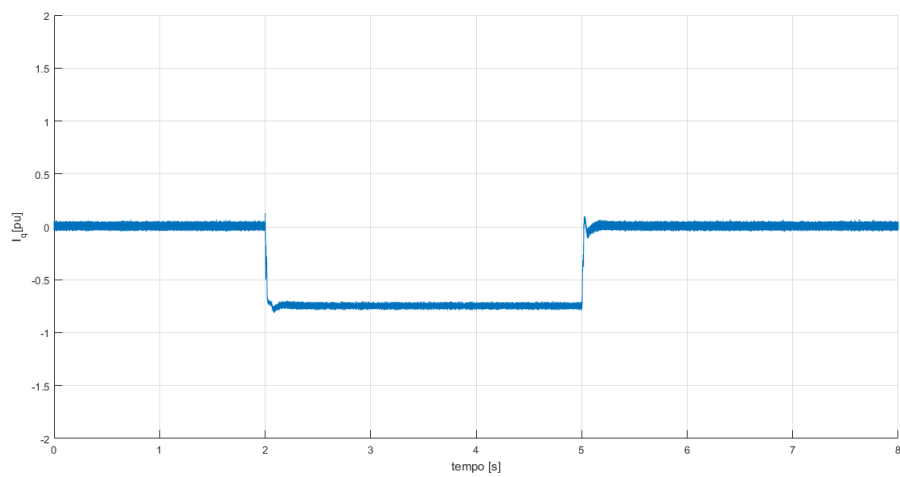


(b) Resposta de potência ativa e reativa.

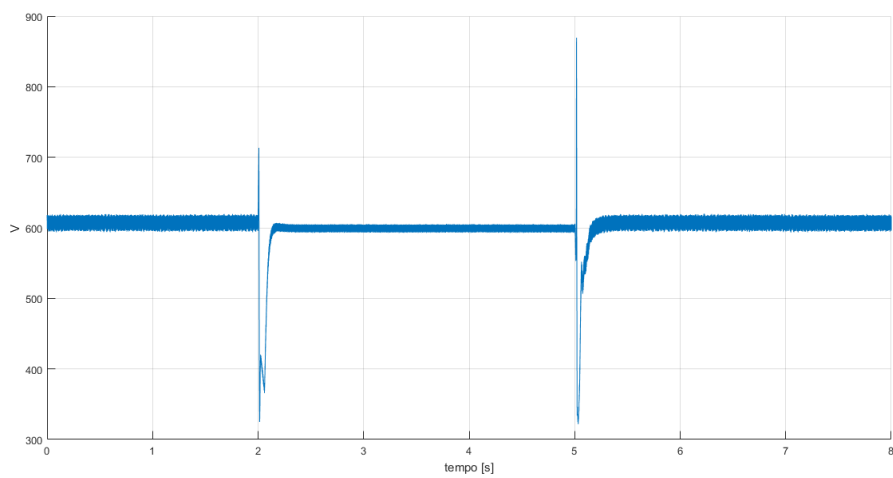
Figura 5.16: Resultados de tensão e potências no POC obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,7pu$.



(a) Componente direta da corrente injetada.

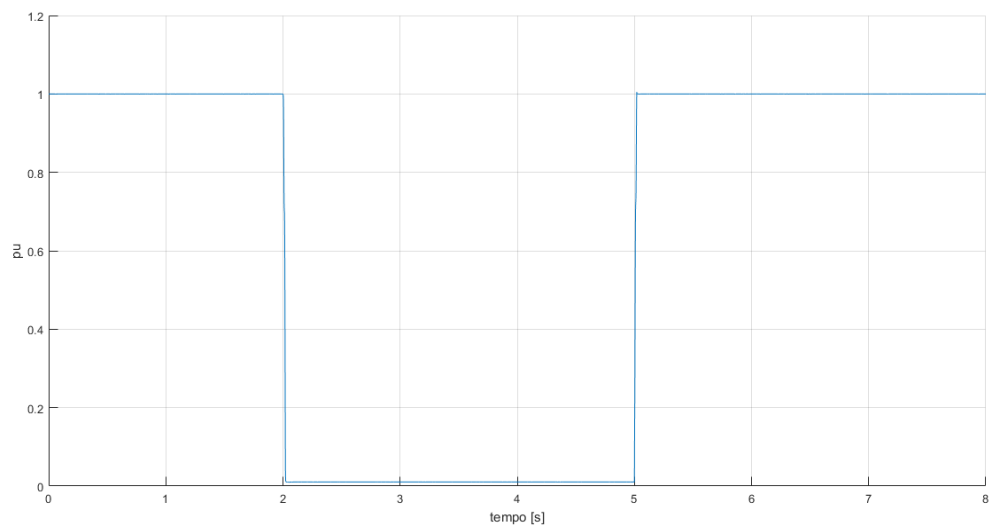


(b) Componente em quadratura da corrente injetada.

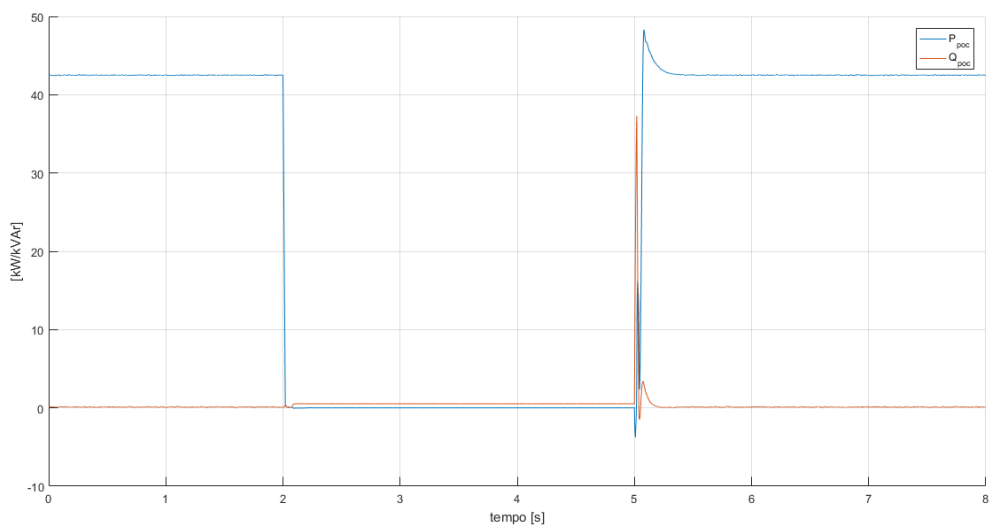


(c) Tensão na ligação DC.

Figura 5.17: Resultados de corrente no POC e tensão na ligação DC obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,7 pu$.

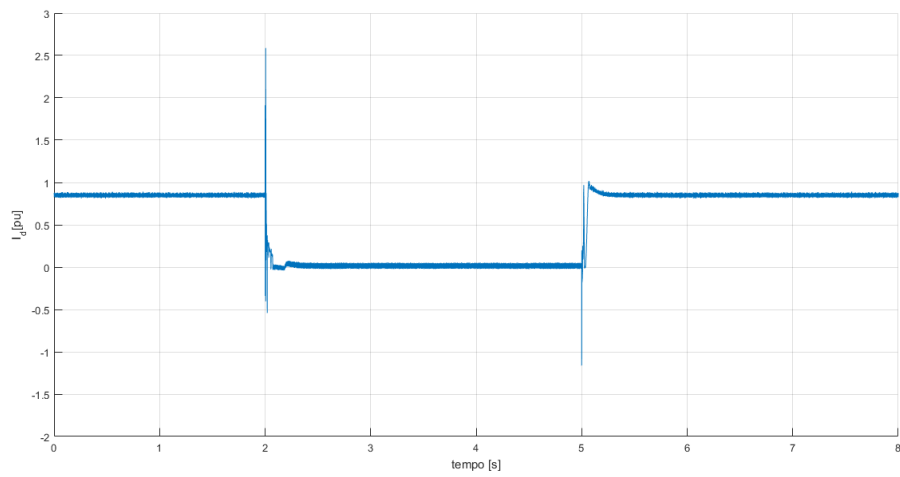


(a) Tensão no POC.

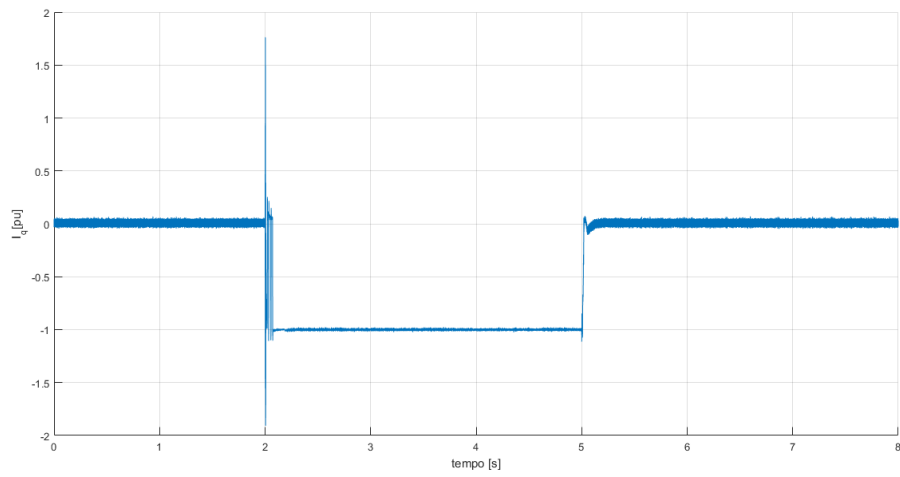


(b) Resposta de potência ativa e reativa.

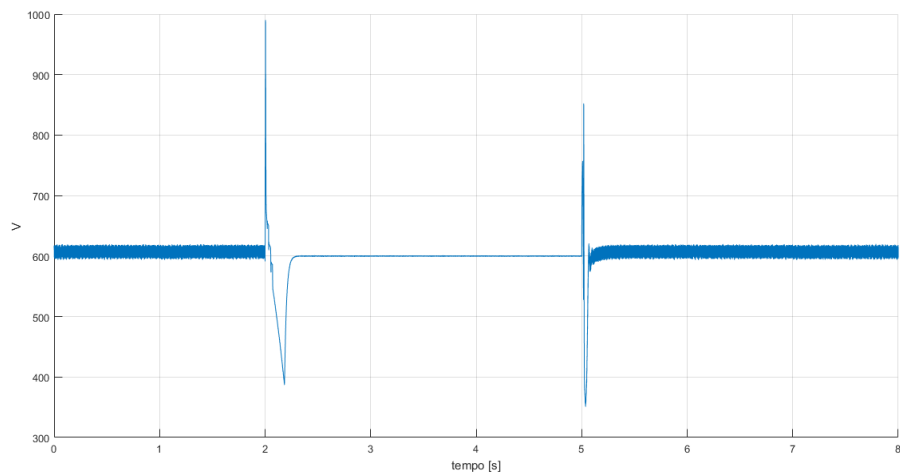
Figura 5.18: Resultados de tensão e potência no POC obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,01pu$.



(a) Componente direta da corrente injetada.



(b) Componente em quadratura da corrente injetada.



(c) Tensão na ligação DC.

Figura 5.19: Resultados de corrente no *POC* e tensão na ligação *DC* obtidos durante uma cava de tensão com tensão residual de $0,01pu$.

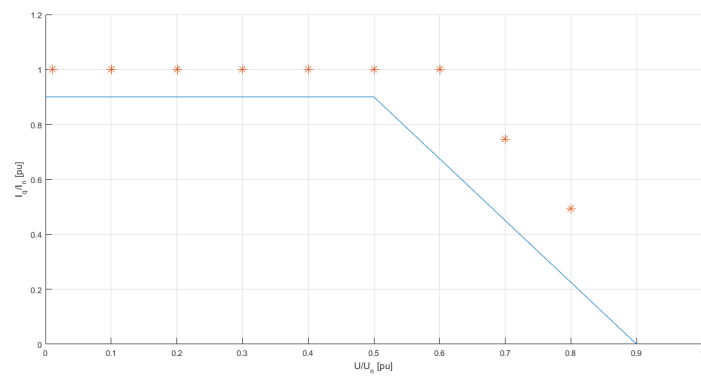


Figura 5.20: Geração de corrente reativa durante cavas de tensão.

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho foi descrito o dimensionamento teórico, implementação e funcionamento, com ligação à rede, de um módulo de geração fotovoltaico, tendo sido este implementado em *Matlab/Simulink*. Considerou-se uma topologia de dois andares de conversão: uma *DC/DC* e um *DC/AC*.

O primeiro foi controlado segundo técnicas de seguimento de máxima potência e por um controlador dedicado ao funcionamento durante cavas de tensão, tendo sido verificado que ambos tiveram o funcionamento desejado.

Para o inversor, foram considerados dois modos de controlo. No primeiro, dedicado à alimentação da rede elétrica, obteve-se o resultado desejado, sendo injetada potência ativa máxima disponível para vários níveis de irradiância com fator de potência máximo.

No controlador com capacidade de suporte de defeitos na rede, foram realizados ensaios de forma a testar a resposta deste a um defeitos simétricos na rede, tendo sido obtida as respostas desejadas de acordo com as normas que especificam os requisitos de ligação de módulos geradores à rede. No entanto, neste não foi conseguido o controlo simultâneo de tensão na ligação *DC* e de potência injetada, tendo por isto sido analisada a influência da potência pedida ao sistema e de defeitos da rede na tensão *DC*. Conclui-se que, apesar de esta situação não ser ideal, o gerador irá conseguir um funcionamento estável para várias condições de potência pedida pelo controlador e irradiância, dado que o índice de modulação seja adequadamente limitado.

Quanto à constituição do modelo, notou-se que um elemento essencial à aplicação de inversores ligados à rede é o controlador de corrente com desacoplamento *feedforward*, o qual permite o controlo independente das componentes direta e em quadratura da corrente injetada, e consequentemente o controlo independente das potências ativa e reativa. Observando os resultados do ensaio realizado para obter o perfil $P - Q/P_{max}$ conclui-se que este objetivo foi atingido com sucesso, visto que neste é realizado o controlo independente das potências ativa e reativa. O controlador de corrente foi utilizado como controlador interior em ambos os modos de controlo, variando nestes o controlador exterior: para o controlo de alimentação foi utilizado um compensador PI que controla a tensão na ligação *DC* e no controlo de suporte à rede é utilizado um controlador de potência e *Droop Control*.

Para o controlador de potência foi considerada uma estrutura em cadeia aberta que obtêm as

referências de corrente analiticamente a partir de referências de potência ativa e reativa. Foi considerada esta solução pela sua facilidade de implementação, quando comparada à solução baseada em compensadores PI. Esta tem a desvantagem de resultar em valores de pico na referência de corrente superiores aos obtidos com compensadores. No entanto estes não foram visíveis na corrente injetada na rede.

Para a resposta de potência ativa e reativa a variações de frequência e tensão na rede foi considerado o *Droop Control* como solução, principalmente devido à sua relativa facilidade de implementação e a este ser um método já bastante bem estabelecido no controlo de geradores tradicionais, sendo também aqui aplicável. Este foi depois complementado com limitadores e um bloco de banda morta que permitem que a resposta esteja em conformidade com os requisitos impostos pela norma europeia em [4].

Na resposta a cavas de tensão, a solução utilizada foi um conjunto de um controlador do elevador de tensão e geração direta das referências das correntes dq , de forma a cumprir os requisitos da Direção Geral de Energia e Geologia portuguesa em [3]. O controlador do elevador tem como objetivo impedir sobretensões no condensador da ligação *DC* durante cavas, enquanto a geração de referência de corrente irá obter as correntes dq em função da tensão residual do defeito, de forma a cumprir um perfil de geração de corrente reativa mínima estipulado na norma mencionada, tendo sido ambos estes objetivos atingidos. Nota-se ainda que para cavas de tensão com tensão residual inferior a $0.5pu$ o sistema deixa de injetar corrente direta e conseqüentemente potência ativa, funcionando como um compensador estático.

Durante este trabalho foram adotados os métodos mais comuns em cada elemento do sistema, de forma a obter maior generalidade do modelo implementado, tendo sido mencionados no Estado da Arte os métodos alternativos aos aqui considerados. A exceção a esta regra foi o uso de modulação por vetores espaciais na geração dos pulsos que ativam o inversor, em contraste com modulação por largura de impulso sinusoidal, o a solução mais comum e de fácil implementação. Esta decisão foi tomada devido a *SVPWM* requerer menores frequências de comutação do inversor e levar a uma distorção harmónica na corrente injetada na rede consideravelmente menor.

Concluindo, os principais objetivos deste trabalho: o estudo dos métodos de modelação de sistemas de geração não convencionais e o desenvolvimento do modelo de um sistema de geração fotovoltaico ligado à rede com capacidade de suporte a defeitos na rede e resposta a variações de tensão e frequência, foram atingidos com sucesso.

6.1 Perspetivas de Trabalho Futuro

Existe amplo espaço para melhorias neste trabalho. Em primeiro lugar, este trabalho considerou apenas defeitos simétricos que, embora sejam os defeitos de maior intensidade, são também os que ocorrem com menor frequência. De forma a obter uma resposta adequada a defeitos não simétricos será necessário fazer adaptações ao controlador utilizado de forma a considerar as componentes simétricas das grandezas controladas, nomeadamente na malha de captura de fase e no

controlador de corrente, como o descrito em [40] e [41] respetivamente.

Quanto às funcionalidades do inversor, foram apenas considerados controladores de alimentação e suporte que assumem que a rede se encontra energizada (*Grid following converters*), sendo em [27] também apresentados conversores de formação de rede (*Grid forming converters*), que irão formar a referência de tensão em cavas de tensão residual nula, situação também conhecida como *islanding* em microredes. Neste artigo é também analisada a influência do tipo de rede à qual o sistema se encontra ligado no *Droop Control*. Neste trabalho foi apenas considerado o *Droop* para redes de média e alta tensão, o qual se baseia em aproximações apenas válidas para este tipo de redes devido a estas serem principalmente indutivas, não sendo estas válidas para redes de baixa tensão.

Em [5] são também apresentados métodos de emulação de inércia virtual não considerados neste trabalho, os quais irão ter melhor desempenho em redes fracas, distribuição de carga e suporte a falhas não simétricas. Em [5] é também apresentado um esquema de controlo que concilia controlo de tensão *DC* e potência, o que não foi conseguido neste trabalho.

Nota-se ainda que o sistema modelado tem uma capacidade máxima relativamente baixa, quando comparado com as capacidade para as quais os requisitos das normas [4] e [3] são estipulados. Durante o desenvolvimento deste trabalho conclui-se que para a modelação de sistemas de potência elevada o método de cinco parâmetros perde precisão, pelo que se torna necessário considerar a ligação de vários módulos de baixa potência, como o aqui considerado, para obter potências superiores. Em [42] são apresentadas as topologias utilizadas na ligação de módulo fotovoltaicos, nomeadamente de inversor central, *string* e *multistring*. Em [43] são apresentados os métodos de integração de sistemas de geração de grande escala à rede. Neste é apresentada a ligação de vários sistemas de baixa potência semelhantes ao implementado, em paralelo, a um barramento, de forma a obter um sistema de geração de capacidade superior.

Existe também espaço para melhorias em diversas outras partes do modelo implementado, desde modelo de painéis *PV* com melhor precisão, novos métodos de *MPPT*, conversores *DC/AC* multinível, elevadores de tensão com transformadores de alta frequência e filtros de saída ativos.

Bibliografia

- [1] S. Pinto, F. Silva, F. Silva, and P. Frade. *Design of a Virtual Lab to Evaluate and Mitigate Power Quality Problems Introduced by Microgeneration*. 11 2011. ISBN 978-953-307-329-3. doi: 10.5772/18185.
- [2] K. A. El Wahid Hamza, H. Linda, and L. Cherif. Lcl filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. In *IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress*, pages 1–4, 2015. doi: 10.1109/IREC.2015.7110945.
- [3] D. G. de Energia e Geologia. Requisitos transitórios a aplicar na ligação de geradores de electricidade à rede elétrica de serviço público (resp) de geradores pv e cpv. Despacho n.º 9, 2 2018. URL <http://80.172.221.43:9090/media/di2bctqf/i015736.pdf>.
- [4] Regulamento (ue) 2016/631 da comissão que estabelece um código de rede relativo a requisitos da ligação de geradores de electricidade à rede. *Jornal Oficial da União Europeia*, 4 2016. doi: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/PT/TXT/PDF/?uri=CELEX:32016R0631&from=DE>.
- [5] W. Zhang. *Control of grid connected power converters with grid support functionalities*. PhD thesis, UPC, Departament d'Enginyeria Elèctrica, 2017.
- [6] V. J. Chin, Z. Salam, and K. Ishaque. Cell modelling and model parameters estimation techniques for photovoltaic simulator application: A review. *Applied Energy*, 154:500–519, Sept. 2015. doi: 10.1016/j.apenergy.2015.05.035.
- [7] R. S. Sangram Bana. A mathematical modeling framework to evaluate the performance of single diode and double diode based spv systems. *Energy Reports*, 2, 11 2016. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2016.06.004>.
- [8] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(5):1198–1208, 2009. doi: 10.1109/TPEL.2009.2013862.
- [9] W. Shockley. The theory of p-n junctions in semiconductors and p-n junction transistors. *The Bell System Technical Journal*, 28:435 – 489, July 1949. doi: 10.1002/j.1538-7305.1949.tb03645.x.
- [10] S. S. Mohammed and D. Devaraj. Simulation and analysis of stand-alone photovoltaic system with boost converter using matlab/simulink. In *2014 International Conference on Circuits, Power*

- and Computing Technologies [ICCPCT-2014], pages 814–821, 2014. doi: 10.1109/ICCPCT.2014.7054991.
- [11] J. Atiq. Modelling of a grid connected solar pv system using matlab/simulink. *International Journal of Simulation Systems, Science & Technology*, 17:3, 03 2017. doi: 10.5013/IJSSST.a.17.41.45.
- [12] B. M. Hasaneen and A. A. Elbaset Mohammed. Design and simulation of dc/dc boost converter. *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, pages 335–340, 2008. doi: 10.1109/MEPCON.2008.4562340.
- [13] A. Hayat, A. Faisal, M. Y. Javed, M. Hasseb, and R. A. Rana. Effects of input capacitor (cin) of boost converter for photovoltaic system. *2016 International Conference on Computing, Electronic and Electrical Engineering (ICE Cube)*, pages 68–73, 2016. doi: 10.1109/ICECUBE.2016.7495257.
- [14] S. K. Kollimalla and M. K. Mishra. A novel adaptive p&o mppt algorithm considering sudden changes in the irradiance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(3):602–610, 2014. doi: 10.1109/TEC.2014.2320930.
- [15] W. Xiao and W. Dunford. A modified adaptive hill climbing mppt method for photovoltaic power systems. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 3:1957–1963 Vol.3, 2004. doi: 10.1109/PESC.2004.1355417.
- [16] R. I. Putri, S. Wibowo, and M. Rifa'i. Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method. *Energy Procedia*, 68:22–30, 2015. ISSN 1876-6102. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.03.228>. 2nd International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA) 2014 Sustainable Energy for Green Mobility.
- [17] A. El-Hosainy, H. A. Hamed, H. Z. Azazi, and E. E. El-Kholy. A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications. *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pages 1265–1275, 2017. doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301344.
- [18] L. Ma, W. Ran, and T. Q. Zheng. Modeling and control of three-phase grid-connected photovoltaic inverter. *IEEE ICCA 2010*, pages 2240–2245, 2010. doi: 10.1109/ICCA.2010.5524330.
- [19] C. Bajracharya and M. Molinas. Control of vsc-hvdc for wind power. Master's thesis, Norwegian University of Science and Technology, 06 2008. <https://ntnuopen.ntnu.no/ntnu-xmlui/handle/11250/256495>.
- [20] S.-H. Kim. Chapter 7 - pulse width modulation inverters. In S.-H. Kim, editor, *Electric Motor Control*, pages 265–340. Elsevier, 2017. ISBN 978-0-12-812138-2. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00007-6>.
- [21] J. B. Yoash Levron. The direct-quadrature-zero (dq0) transformation. *A-Lab Control Systems Research lab, Series of lectures on power system dynamics*, Lecture 2, 2016. doi: <https://a-lab.ee/projects/dq0-dynamics>.

- [22] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. L. Afonso, J. G. Pinto, L. F. C. Monteiro, and H. Akagi. Instantaneous p–q power theory for control of compensators in micro-grids. *2010 International School on Non-sinusoidal Currents and Compensation*, pages 17–26, 2010. doi: 10.1109/ISNCC.2010.5524475.
- [23] A. Chatterjee and K. Mohanty. Design and analysis of stationary frame pr current controller for performance improvement of grid tied pv inverters. *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pages 1–6, 2014. doi: 10.1109/IICPE.2014.7115740.
- [24] A. Fekik, H. Denoun, A. Azar, H. Mohamed Lamine, N. Benamrouche, and S. Vaidyanathan. Direct power control of a pwm-inverter for grid connected photovoltaic system. *5nd International conference on Renewable Energy (CIER-2017)*, 27, 12 2017.
- [25] Y. Xu, H. Li, D. T. Rizy, F. Li, and J. D. Kueck. Instantaneous active and nonactive power control of distributed energy resources with a current limiter. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3855–3861, 2010. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617766.
- [26] M. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):691–703, 1998. doi: 10.1109/41.720325.
- [27] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez. Control of power converters in ac micro-grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4734–4749, 2012. doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334.
- [28] M. Bobrowska-Rafal, K. Rafal, M. Jasinski, and M. Kazmierkowski. Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters - a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 59, 12 2011. doi: 10.2478/v10175-011-0060-8.
- [29] M. Karimi-Ghartema. *Synchronous Reference Frame PLL*, pages 133–145. Wiley-IEEE Press, 2014. doi: 10.1002/9781118795187.ch6.
- [30] S. M. Muyeen, M. A. Mannan, M. H. Ali, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura. Simulation technique application of space-vector pwm method in pscad/emtdc. In *2007 International Conference on Information and Communication Technology*, pages 1–4, 2007. doi: 10.1109/ICICT.2007.375330.
- [31] M. A. Kumar and N. V. Srikanth. A comparative study of spwm and svpwm controlled hvdc light systems. In *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, pages 591–595, 2013. doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527727.
- [32] J. P. O. Duarte. Emulador de inércia virtual para sistemas de geração distribuída. Master's thesis, Instituto Superior Técnico, 11 2018.
- [33] L. Guihua, G. Lei, T. Hailiang, Z. Xiaohui, and W. Wei. Pq-u control method of grid-connected pv inverter under weak grid. In *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 1–6, 2017. doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080888.

- [34] X. Huang, X. Jin, T. Ma, and Y. Tong. A voltage and frequency droop control method for microsources. In *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pages 1–5, 2011. doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073707.
- [35] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(4):1107–1115, 2007. doi: 10.1109/TPEL.2007.900456.
- [36] S. Mohamed, P. Jeyanthi, D. Devaraj, M. Shwehdi, and A. Aldalbahi. Dc-link voltage control of a grid-connected solar photovoltaic system for fault ride-through capability enhancement. *Applied Sciences*, 9:952, 2019.
- [37] A. Sarkar. *Modeling and Control of a Three Phase Voltage Source Inverter with an LCL Filter*. PhD thesis, ARIZONA STATE UNIVERSITY, 05 2015. URL https://repository.asu.edu/attachments/150811/content/Sarkar_asu_0010N_15085.pdf.
- [38] E. Kantar, S. N. Usluer, and A. M. Hava. Design and performance analysis of a grid connected pwm-vsi system. In *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pages 157–161, 2013. doi: 10.1109/ELECO.2013.6713823.
- [39] A.-A. (bmn). Indicações para o projeto de centrais fotovoltaicas (pv) e fotovoltaicas de concentração (cpv) ligadas a instalações mat ou at da rnt, 05 2016.
- [40] M. Bobrowska-Rafal, K. Rafal, M. Jasinski, and M. Kazmierkowski. Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters - a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 59, 12 2011. doi: 10.2478/v10175-011-0060-8.
- [41] M. Mirhosseini, J. Pou, B. Karanayil, and V. G. Agelidis. Positive- and negative-sequence control of grid-connected photovoltaic systems under unbalanced voltage conditions. In *2013 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pages 1–6, 2013. doi: 10.1109/AUPEC.2013.6725406.
- [42] L. Hassaine, E. OLias, J. Quintero, and V. Salas. Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 30:796–807, 2014. ISSN 1364-0321. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.11.005>. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113007545>.
- [43] E. Rakhshani, K. Rouzbehi, A. Sanchez del Pozo Fernandez, A. Cabrera-Tobar, and E. Pouresmaeil. Integration of large scale pv-based generation into power systems: A survey. *Energies*, 12: 1425, 04 2019. doi: 10.3390/en12081425.

Apêndice A

Aproximação de primeira ordem do controlador de corrente

Para o dimensionamento do controlador de tensão na ligação *DC* considera-se a aproximação de primeira ordem da função de transferência do controlador de corrente apresentada em [19]. Considerando a função de segunda ordem simplificada em 2.106 pretende-se obter

$$\frac{1}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} \approx \frac{1}{1 + sT_{eq}} \quad (\text{A.1})$$

sendo a condição para a igualdade das funções utilizada que o integral no tempo do erro entre a saída e a referência após uma variação tipo escalão no valor de referência seja igual em ambas, ou seja

$$\int_0^{\infty} e(t).dt = \int_0^{\infty} e_{eq}(t).dt \quad (\text{A.2})$$

onde e é o erro da função de transferência de segunda ordem e e_{eq} o erro da função equivalente de primeira ordem, sendo estes dados, no domínio de *Laplace* por

$$\begin{cases} E(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s} \frac{1}{2T_a^2 + 2T_a s + 1} = \frac{2T_a^2 s + 2T_a}{2T_a^2 s + 2T_a s + 1} \\ E_{eq}(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s} \frac{1}{1 + sT_{eq}} = \frac{T_{eq}}{1 + sT_{eq}} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Visto que a transformada de *Laplace* é obtida por

$$E(s) = \int_0^{\infty} e(t)e^{-st}.dt \quad (\text{A.4})$$

tem-se

$$\lim_{s \rightarrow 0} E(s) = \int_0^{\infty} e(t).dt \quad (\text{A.5})$$

e a partir de A.3 e A.2 obtém-se a condição

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{2T_a^2 s + 2T_a}{2T_a^2 s + 2T_a s + 1} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_{eq}}{1 + sT_{eq}} \quad (\text{A.6})$$

de onde resulta

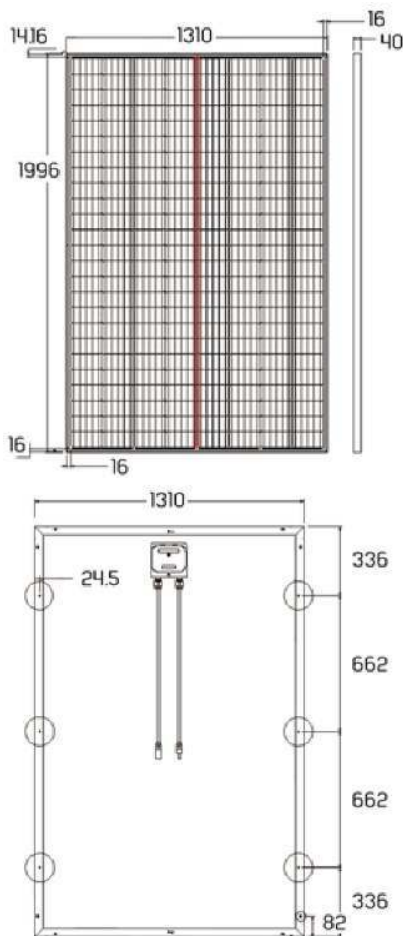
$$T_{eq} = 2T_a \quad (\text{A.7})$$

Apêndice B

Datasheet* do painel *PV



**500W 96 Cell
Monocrystalline Panel**



POWERSYNC is introducing our paradigm changing 500W 96 Cell Monocrystalline solar PV panel.

Offering the highest wattage panels the industry has ever seen, allowing for a decrease in installation cost. Perfect solution for any size project that may be limited on space and wanting to reduce the amount of weight per watt on panels installed.

This new panel has undergone rigorous testing and certification, including UL certification and pending Tier One status (approval due August 2018).

Specifications

Product Number	500W-96M
Solar Cells:	96 cell monocrystalline
Frame:	Silver anodized aluminum alloy (40mm)
Output Cables:	12 AWG (4mm ²) cables with polarized weatherproof connectors, cable length 1.25m (49.21in)
Dimensions	mm(in): 1996 (78.58) x 1310 (51.57) x 40 (1.57)
Approximate Weight:	36.5 kg (80.46 lbs)

Electrical Specification

Nominal Power [Wp] – P _{mpp} :	500
Voltage at Nominal Power [V] – V _{mpp} :	53.94
Current at Nominal Power [A] – I _{mp} :	9.27
Open-circuit voltage [V] – V _{oc} :	65.92
Short-circuit current [A] – I _{sc} :	9.77
Module efficiency level [%]:	19.12%

Temperature Coefficients

Voltage:	-0.308 % / °C
Current:	0.032 % / °C
Power:	-0.42 % / °C
NOCT Avg:	45°C ±3

Limits

MAX System Voltage:	DC 1,000V
Operating Module Temperature:	-40°C to +90°C
Storm Resistance / Static Load:	Tested to IEC61215 for loads up to 5400Pa (113 psf). Hail and wind resistant.

Performance under standard test conditions (STC): 1000W / m², 25°C, AM 1.5 / Output Tolerance [%] 0~ +3%

Warranty:

25 Years	
Power Output	80% - 25 Years
ePower Output	90% - 10 years

