



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa



Módulo Inteligente para Integração de Sistemas de Energia Renovável na Rede Eléctrica

Sérgio Caiado Lopes Correia

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Júri

Presidente:	Prof. Paulo José da Costa Branco
Orientador:	Prof. Sónia Maria Paulo Ferreira Pinto
Co-Orientador:	Prof. José Fernando Alves da Silva
Vogais:	Prof. João José Esteves Santana

Abril 2012

Agradecimentos

A realização de uma dissertação é uma etapa importante na fase final da realização de um curso de Mestrado. Assim sendo, gostaria de mencionar algumas pessoas que me acompanharam durante a realização deste trabalho e que contribuíram de forma directa ou indirecta para a sua concretização.

Em primeiro lugar, quero agradecer aos meus pais, que me deram toda a força de que precisei e que me apoiaram sempre incondicionalmente, em todos os momentos. Sem eles, as condições para a concretização desta dissertação não teriam sido tão favoráveis.

Em segundo lugar, agradeço à professora Sónia Pinto, minha orientadora de tese, por quem tenho grande estima, pela total disponibilidade que demonstrou para me esclarecer sobre as inevitáveis dúvidas que foram surgindo; pela partilha de informação e pelo incentivo constante, e por me ter apoiado e aconselhado nos momentos mais decisivos, nomeadamente através de sugestões que deram origem a uma maior objectividade ao tema de tese que inicialmente me propunha desenvolver.

Quero agradecer também a todos os professores do Instituto Superior Técnico que tive o prazer de conhecer e que, ao longo de cinco anos, contribuíram para a minha formação académica e pessoal.

Por fim, não queria deixar de agradecer aos meus amigos, colegas de curso com quem mantive uma relação mais próxima, bem como à minha namorada por todo o apoio que me deram neste último semestre.

A todos, o meu muito obrigado.

Resumo

A crescente utilização de Sistemas de Energia Renovável na actual sociedade requer a sua integração na rede eléctrica como a conhecemos hoje. A qualidade da energia eléctrica é um dos factores mais importantes no que diz respeito a esta integração. Parâmetros da qualidade de energia tais como a Taxa de Distorção Harmónica da corrente e tensão, factor de potência e valor eficaz da tensão no ponto de ligação à rede eléctrica são questões importantes a ter em conta.

Esta dissertação descreve o uso de um sistema modular baseado num UPQC (Unified Power Quality Conditioner) como uma interface para ligar Sistemas de Energia Renovável, particularmente Sistemas Fotovoltaicos, com a rede eléctrica. Técnicas de controlo adequadas são descritas para o sistema modular proposto para melhorar a qualidade de energia eléctrica, garantindo a mitigação de harmónicas de tensão e corrente, e a simultânea compensação de cavas de tensão da rede eléctrica.

O sistema fotovoltaico é considerado como um sistema autónomo com armazenamento de energia e foi dimensionado com a ajuda do programa PVSystem®, considerando dados reais obtidos de Sistemas de Informação Geográficos.

Os resultados apresentados são obtidos através da plataforma Simulink do Matlab® sendo analisados parâmetros da qualidade de energia eléctrica. Dois cenários são simulados: o sistema modular a funcionar como interface entre o sistema fotovoltaico e a rede eléctrica de baixa tensão e o sistema modular utilizado numa Micro-rede de sistemas fotovoltaicos distribuídos. Os resultados obtidos são discutidos e comparados com outros cenários.

Palavras-chave:

Qualidade de Energia, Cavas de Tensão, Energias Renováveis, Sistemas Fotovoltaicos, Armazenamento de Energia, Micro-rede.

Abstract

The growing use of Renewable Energy Systems in today's society requires its integration in the Electrical Grid as we know it. Power Quality is one of the main issues concerning this integration. Power Quality parameters as current and voltage Total Harmonic Distortion, Power Factor and RMS value of the voltage at the point of connection with electrical grid are important issues to be taken into account.

This thesis describes the use of a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) based modular system as an interface to connect Renewable Energy Systems, particularly Photovoltaic Systems, to the electrical grid. Adequate control strategies are described for the proposed modular system to improve Power Quality, guaranteeing the mitigation of voltage and current harmonics, as well as the simultaneous compensation of dips from the electrical grid.

The Photovoltaic System was considered as a standalone system with Energy Storage. It was developed with the help of the PVSyst[®], software considering real data taken from Geographic Information Systems.

Results are obtained for the proposed module using Matlab/Simulink[®], and Power Quality parameters are evaluated. Two scenarios are simulated: the module working as interface between the PV System and the low voltage grid and the module used in a Micro-grid of Distributed PV Systems. The assumptions and obtained results are discussed and compared with other scenarios.

Keywords:

Power Quality, Voltage Dips, Renewable Energies, Photovoltaic Systems, Energy Storage, Micro-grid.

Índice

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	III
ABSTRACT	V
ÍNDICE	VII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABELAS	XIII
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS	XV
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. ENQUADRAMENTO	1
1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO	4
2. MÓDULO INTELIGENTE DE CONVERSÃO DE ENERGIA RENOVÁVEL	5
2.1. ESQUEMA DO SISTEMA MODULAR.....	5
2.2. ESPECIFICAÇÃO DO TRANSFORMADOR SÉRIE	7
2.2.1. <i>Potência do transformador</i>	8
2.2.2. <i>Parâmetros do transformador</i>	9
2.3. CONVERSORES MONOFÁSICOS DC/AC.....	11
2.3.1. <i>Modulador PWM de 3 níveis</i>	11
2.3.2. <i>Tensão no andar DC</i>	13
2.3.3. <i>Dimensionamento de semicondutores</i>	14
2.3.4. <i>Bobinas de filtragem das correntes AC</i>	16
2.3.5. <i>Condensador de filtragem da tensão VDC</i>	17
2.3.6. <i>Condensador de filtragem da tensão AC na carga</i>	17
2.4. DIMENSIONAMENTO DOS CONTROLADORES	18
2.4.1. <i>Controladores de corrente</i>	19
2.4.2. <i>Controlador de tensão no andar DC</i>	22
2.4.3. <i>Controlador da tensão AC na carga</i>	25
3. SISTEMA FOTOVOLTAICO E SAE	29
3.1. SISTEMA FOTOVOLTAICO.....	29
3.1.1. <i>Orientação dos painéis</i>	31
3.1.2. <i>Associação e características dos painéis</i>	32
3.2. SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA – SAE	35
3.2.1. <i>Regulador de carga do SAE</i>	40
4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	45
4.1. PLANEAMENTO DA MICRO-REDE	45
4.1.1. <i>Cenário de cargas</i>	46
4.1.2. <i>Impedância das linhas de distribuição</i>	47

4.2. PARÂMETROS DE QEE AVALIADOS.....	48
4.3. RESULTADOS OBTIDOS COM UM MICER.....	49
4.3.1. <i>Funcionamento do MICER em regime nominal</i>	50
4.3.2. <i>Funcionamento em situação de cava</i>	54
4.4. RESULTADOS OBTIDOS COM A MICRO-REDE.....	56
4.4.1. <i>Micro-Rede sem MICER incorporado</i>	57
4.4.2. <i>Micro-rede em funcionamento normal</i>	58
5. CONCLUSÕES	63
5.1. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	64
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	65
ANEXO A	67
ANEXO B	69
ANEXO C.....	71
ANEXO D	73
ANEXO E.....	75

Lista de figuras

Figura 1.1 – Exemplo de um esquema de uma Micro-rede [1].....	2
Figura 1.2 – Esquema de um DVR	3
Figura 1.3 – Esquema de um UPQC.....	3
Figura 1.4 – Esquema equivalente do sistema modular de conversão série-paralelo.....	4
Figura 2.1– Circuito representativo do módulo inteligente	5
Figura 2.2 – Conversor DC/AC paralelo do MICER	6
Figura 2.3 – Conversor DC/AC série do MICER.....	7
Figura 2.4 – Representação das tensões do MICER	7
Figura 2.5 – Esquema equivalente do transformador.....	9
Figura 2.6 – Conversor DC/AC de ponte completa	11
Figura 2.7 – Formas de onda da modulante (azul) e portadoras triangulares	12
Figura 2.8 – Tensão de saída v_{PWM} do conversor considerando $V_{dc}=500V$	13
Figura 2.9 – Diagrama de blocos do modulador PWM e sinais de comando (G1 a G4) dos semicondutores (S1 a S4).....	13
Figura 2.10 – Filtro passa-baixo LC entre a tensão v_{PWM} e a tensão v_c na carga.....	18
Figura 2.11 – Sentido das correntes no nó de ligação dos conversores com a carga	20
Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controlador de corrente utilizado no conversor série e paralelo	21
Figura 2.13 – Representação simplificada das correntes do nó de ligação do condensador C, do sistema fotovoltaico e do conversor paralelo.....	22
Figura 2.14 – Diagrama de blocos do controlador de tensão no andar DC	23
Figura 2.15 – Esquema em Simulink representativo do sistema geral de controlo do conversor paralelo	24
Figura 2.16 – Obtenção da sinusóide amostrada da tensão da rede por um PLL.....	25
Figura 2.17 – Representação simplificada no nó de ligação do condensador C_0 , considerando a corrente do conversor série e da carga e conversor paralelo controlado em corrente.....	26
Figura 2.18 – Diagrama de blocos do controlador de tensão na carga.....	26
Figura 2.19 - Esquema em Simulink representativo do sistema geral de controlo da tensão AC na carga	27
Figura 3.1 – Curva característica I-V do painel fotovoltaico LDK-230P-20.....	29
Figura 3.2 – Ângulo de inclinação óptimo dos painéis no Verão e no Inverno	31
Figura 3.3 – Ângulo de inclinação óptimo anual	32
Figura 3.4 – Array de 36 painéis: duas strings de 18 painéis cada.....	33
Figura 3.5 a) – Níveis de radiação em Lisboa no mês de Julho (plano inclinado de 30°)	33
Figura 3.5 b) – Temperatura ambiente média em Lisboa no mês de Julho	34
Figura 3.6 – Características do painel nas melhores condições meteorológicas ($G=1000W/m^2$, $\Theta=57^\circ C$)	34

Figura 3.7 – Curva I-V do conjunto de 36 painéis ($\Theta=20^{\circ}\text{C}$; $\Theta=70^{\circ}\text{C}$)	35
Figura 3.8 – Tipos de SAE e respectivas características	36
Figura 3.9 – Tecnologias de SAE (Tempo de descarga VS Potência)	37
Figura 3.10 – Radiância solar média diária durante o mês de Dezembro.....	38
Figura 3.11 – Potência de saída do sistema fotovoltaico no mês de Dezembro.....	38
Figura 3.12 – Consumo de energia de um agregado familiar de 4 pessoas num dia de Inverno.....	39
Figura 3.13 – Configuração final do banco de baterias para o SAE.....	40
Figura 3.14 – Regulador de carga da bateria equivalente com controlo de corrente	41
Figura 3.15 – Esquema do modulador em dente de serra utilizado no regulador de carga da bateria equivalente	42
Figura 3.16 – Processo de carga da bateria equivalente. Formas de onda do estado de carga (SOC), da corrente e tensão	43
Figura 4.1 – Esquema da Micro-rede proposta para simulação	46
Figura 4.2 – Representação simplificada de uma linha de distribuição	47
Figura 4.3 – Forma de onda da tensão na RESP no enrolamento de Baixa Tensão do transformador MT/BT.....	49
Figura 4.4 a) – Forma de onda da corrente e tensão na carga	51
Figura 4.4 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão na carga.....	51
Figura 4.5 a) – Forma de onda da corrente e tensão na rede.....	52
Figura 4.5 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão na rede	52
Figura 4.6 – Influência da variação da corrente I_{FV} na tensão V_{DC} do andar DC.....	53
Figura 4.7 - Influência da variação da carga das baterias na tensão V_{DC} do andar DC.....	53
Figura 4.8 – Influência da variação da carga das baterias nas formas de onda da corrente e tensão na rede	54
Figura 4.9 a) – Formas de onda da corrente e tensão na rede durante a ocorrência de uma cava	55
Figura 4.9 b) – Forma de onda da tensão na carga durante a ocorrência de uma cava	55
Figura 4.10 – Tensão no primário do transformador série durante a ocorrência de uma cava	56
Figura 4.11 a) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação à RESP (transformador MT/BT)	57
Figura 4.11 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão no ponto de ligação à RESP (transformador MT/BT).....	57
Figura 4.12 a) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação da Micro-rede à RESP (transformador MT/BT).....	59
Figura 4.12 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão no ponto de ligação da Micro-rede à RESP (transformador MT/BT)	59
Figura 4.13 – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação do MICER 3 com a Micro-rede	61
Figura 4.14 a) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação do MICER 4 com a Micro-rede	61
Figura 4.14 b) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação do MICER 5 com a Micro-rede.....	62

Figura B.1 – Esquema de simulação dos controladores do Conversor Paralelo	68
Figura B.2 – Esquema de simulação dos controladores do Conversor Série	68
Figura C.1.1 – Representação de uma carga do tipo R	69
Figura C.1.2 – Formas de onda da corrente e tensão numa carga do tipo R	69
Figura C.2.1 – Representação de uma carga do tipo RL.....	69
Figura C.2.2 – Formas de onda da corrente e tensão numa carga do tipo RL	69
Figura C.3.1 – Representação simplificada de uma carga não-linear	70
Figura C.3.2 – Formas de onda da corrente e tensão numa carga não-linear	70
Figura D.1 – Esquema geral em Simulink representativo do MICER.....	71
Figura D.2 – Esquema em Simulink representativo do andar FV/SAE	72
Figura D.2.1 – Esquema em Simulink representativo do SAE com regulador de carga a corrente constante	72

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Parâmetros do transformador monofásico <i>OFICEL 1kVA/230V/4,34A</i>	10
Tabela 2.2 – Sequências de sinais de disparo dos semicondutores e tensão v_{PWM}	12
Tabela 3.1 – Parâmetros do regulador de carga e respectivo compensador de corrente.....	42
Tabela 4.1 – Parâmetros dos cabos utilizados na Micro-rede	48
Tabela 4.2 – Parâmetros do MICER utilizados nas simulações	50
Tabela 4.3 – Parâmetros da QEE no ponto de ligação do MICER à rede	52
Tabela 4.4 – Parâmetros da QEE no ponto de ligação da Micro-rede à RESP.....	59
Tabela 4.5 – Parâmetros da QEE na carga e no ponto de ligação de cada MICER à Micro-rede	60
Tabela C.1 – Distribuição de cargas da Micro-rede	70

Lista de símbolos e abreviaturas

Δi_L	Tremor da corrente AC nos conversores DC/AC e no regulador de carga
Δv	Tremor da tensão aos terminais dos condensadores C , C_0 e C_{reg}
ΔU_{ef}	Varição percentual em torno do valor eficaz da tensão
AC	Corrente alternada (Alternating Current)
A_m	Amplitude da onda modulante
A_p	Amplitude das portadoras triangulares
BT	Baixa Tensão
C	Condensador de filtragem no andar DC
C_0	Condensador de filtragem ligado aos terminais da carga
$C(s)$	Compensador PI
$C_i(s), C_v(s)$	Compensador PI de corrente e de tensão
D	Distância geométrica entre os condutores
DC	Corrente contínua (Direct Current)
DVR	Dynamic Voltage Restorer
$E_{consumo}$	Energia de consumo
EDLC	Electric Double Layer Capacitor
E_{gerada}	Energia gerada pelos painéis fotovoltaicos
f_{com}	Frequência de comutação
f_{corte}	Frequência de corte do filtro LC
FP	Factor de potência
f_{rede}	Frequência da rede
G	Radiância incidente nos painéis fotovoltaicos
$G_{cf}(s)$	Função de transferência em cadeia fechada
$G_i(s)$	Função de transferência simplificada do controlador de corrente
G_p	Ganho do conversor paralelo controlado em corrente
G^r	Radiância incidente de referência nos painéis fotovoltaicos
i_0	Valor instantâneo da corrente AC dos conversores DC/AC

I_{0ef}	Valor eficaz da corrente de saída dos conversores DC/AC
I_{0ef}^{MAX}	Valor eficaz máximo da corrente de saída dos conversores DC/AC
I_1	Componente fundamental de corrente I
$I_{av s}$	Valor médio da corrente num semiconductor
I_C	Corrente de colector de um semiconductor
i_c	Corrente no condensador de filtragem no andar DC
i_{C0}	Corrente no condensador C_0
I_{carga}	Corrente na carga
i_{DC}	Corrente do andar DC dos conversores DC/AC
i_{DC}^{MAX}	Corrente máxima do andar DC dos conversores DC/AC
$I_{DC ref}$	Corrente de referência do regulador de carga do SAE
$I_{ef s}$	Valor eficaz da corrente num semiconductor
I_{FV}	Corrente de saída dos painéis fotovoltaicos
I_{FV}^{MAX}	Corrente máxima de saída dos painéis fotovoltaicos
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
I_h	Componente de ordem h de corrente I
I_m	Corrente de magnetização
I_{MPPT}	Corrente máxima de saída de um painel fotovoltaico
I_n	Corrente nominal do primário do transformador OFICEL
i_p	Valor instantâneo de corrente AC do conversor paralelo
I_{pn}	Corrente nominal do conversor paralelo
i_{se}	Valor instantâneo de corrente AC do conversor série
$i_{se ref}$	Valor de referência instantâneo de corrente AC do conversor série
I_{sn}	Corrente nominal do conversor série
I_{transf}	Corrente no primário do transformador série
i'	Diferença entre a corrente de saída do conversor paralelo e a corrente da carga
K	Ganho de amostragem da tensão da rede eléctrica
$K_C(s)$	Função de transferência simplificada do modulador + conversor
K_D	Ganho dinâmico do modulador + conversor
K_E	Ganho estático do modulador + conversor
K_{iv}	Ganho integral dos compensadores de tensão

K_{pv}	Ganho proporcional dos compensadores de tensão
L_1, L_2	Indutância de fugas do primário e secundário do transformador
L_f	Bobine de filtragem
l_L	Comprimento da linha de distribuição
L_L	Indutância da linha de distribuição
L_m	Indutância de magnetização
L_{reg}	Indutância da bobine de filtragem do regulador de carga do SAE
MICER	Módulo Inteligente de Conversão de Energia Renovável
MPPT	Maximum Power Point Tracker
MT	Média Tensão
N	Número total de baterias do SAE
$NOCT$	Temperatura normal de funcionamento de um painel
N_S	Número de painéis fotovoltaicos em série
N_{string}	Número de painéis fotovoltaicos em paralelo
P	Potência activa
P_0	Perdas em vazio do transformador
P_{cc}	Potência de curto-circuito do transformador
P_{FV}	Potência de saída dos painéis fotovoltaicos
P_{FV}^{MAX}	Potência máxima de saída dos painéis fotovoltaicos
P_{FV}^{STC}	Potência de pico do conjunto de painéis
P_i	Potência instalada
PLL	Phase Locked Loop
P_{painel}^{STC}	Potência de pico de um painel
PWM	Pulse Width Modulation
QEE	Qualidade de Energia Eléctrica
Q_{bat}	Capacidade de uma bateria
r	Raio da alma condutora
R	Resistência total utilizada para dimensionamento dos controladores de corrente
R_0	Resistência equivalente de saída dos conversores utilizada para os controladores de corrente
R_1, R_2	Resistência do primário e secundário do transformador
R_{bat}	Resistência equivalente da bateria equivalente

RESP	Rede Eléctrica de Serviço Público
R_{ind}	Resistência parasita da bobine de filtragem
R_L	Resistência da linha de distribuição
R_m	Resistência de magnetização
R_t	Resistência total do modelo do transformador
s	Secção da alma condutora
S	Potência aparente
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
STC	Standard Test Conditions
S_{transf}	Potência do transformador série
T_{amb}	Temperatura ambiente
T_{com}	Período de comutação
T_d	Tempo de atraso na resposta do modulador + conversor
T_{dv}	Constante de tempo do polo da função de transferência do conversor paralelo
THD	Total Harmonic Distortion
THD_i, THD_v	Taxa de Distorção Harmónica de corrente e tensão
T_p	Constante de tempo do pólo do compensador
T_t	Pólo de menor frequência da função de transferência em cadeia fechada
T_z	Constante de tempo do zero do compensador
U_1	Componente fundamental de tensão U
$u_c(t)$	Tensão modulante
$u_{c\ max}$	Amplitude da tensão modulante
U_{ef}	Valor eficaz de tensão
U_h	Componente de ordem h de tensão U
$U_{h\ ef}$	Valor eficaz da componente harmónica de ordem h
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
U_{rede}	Valor eficaz da tensão da rede
U_{rede}^{MIN}	Valor eficaz mínimo da tensão da rede
U_{transf}	Valor eficaz no primário do transformador série
V_{bat}	Tensão de uma bateria
v_c	Valor instantâneo da tensão na carga

V_{cc}	Tensão de curto-circuito do transformador
$V_{ce\ MAX}$	Tensão colector-emissor máxima de um IGBT
V_{DC}	Tensão no andar DC do conversor série e paralelo
V_{DC}^{MIN}	Tensão mínima no andar DC do conversor série e paralelo
V_{FV}^{MAX}	Tensão máxima à saída dos painéis fotovoltaicos
V_{FV}^{MIN}	Tensão mínima à saída dos painéis fotovoltaicos
V_{MPPT}	Tensão máxima de um painel fotovoltaico
$V_{MPPT} _{\theta=20^{\circ}C}, V_{MPPT} _{\theta=70^{\circ}C}$	Tensão máxima de um painel fotovoltaico com 20°C e a 70°C
V_n	Tensão nominal do primário do transformador OFICEL
V_{painel}	Tensão aos terminais de um painel fotovoltaico
v_{PWM}	Tensão modulada dos conversores DC/AC
v_{rede}	Valor instantâneo da tensão da rede
V_s	Tensão de segurança de um semiconductor
V_{string}	Tensão aos terminais de um conjunto de painéis fotovoltaicos em série
v_{transf}	Valor instantâneo da tensão no primário do transformador série
X_1, X_2	Reactância de fugas do primário e secundário do transformador
X_m	Reactância de magnetização do transformador
X_t	Reactância de fugas do transformador
Z_{linha}	Impedância da linha de distribuição
Z_t	Impedância série do modelo do transformador
α_I, α_v	Ganho de amostragem de corrente e tensão
ζ	Factor de amortecimento
η_{conv}	Rendimento dos conversores DC/AC
θ	Temperatura dos painéis
ω	Frequência angular da rede
ω_0	Frequência angular do polinómio de 3ª ordem
ω_n	Frequência natural de oscilação do sistema de 2ª ordem não amortecido
ρ	Resistividade eléctrica
ρ_{cu}	Resistividade eléctrica do cobre

1. Introdução

Nos últimos anos a produção descentralizada de energia eléctrica de base renovável tem assumido uma importância acrescida, consequência de diversas realidades. Por um lado, o inevitável esgotamento das fontes convencionais de energia como o petróleo, o carvão e o gás natural, a poluição atmosférica e consequente destruição da ecosfera do planeta e dos ecossistemas, que degradam a camada de ozono, provocando o tão conhecido aquecimento global, entre outras indesejáveis alterações climáticas. Por outro lado, os fortes apoios governamentais que têm existido nos últimos anos para a instalação de sistemas de microgeração e minigeração, com o objectivo de incentivar a sua utilização.

As fontes de energia convencionais apresentam sérios inconvenientes, nomeadamente por serem limitadas (estimando-se que em poucas décadas atinjam o seu esgotamento), por o seu processo de conversão em energia eléctrica apresentar baixo rendimento e, além disso, pelo facto de serem necessárias para outro tipo de aplicações.

A produção descentralizada de energia consiste na geração de energia eléctrica em baixa ou média potência em instalações domésticas ou industriais, mas fora do âmbito das grandes centrais eléctricas. Nos últimos anos, a produção descentralizada de energia renovável com ligação à rede tem aumentado significativamente e, apesar da grande dimensão da Rede Eléctrica de Serviço Público (RESP), a adopção deste tipo de sistemas tem o seu impacto, pelo que deverá haver conformidade entre as características da rede eléctrica e as destes sistemas de produção, particularmente no que toca à Qualidade de Energia Eléctrica (QEE).

A crescente utilização de sistemas de produção descentralizada de energia renovável é causa deste trabalho. Pretende-se estudar a sua integração na rede eléctrica, avaliando a capacidade de resposta às necessidades de consumo, à mitigação de problemas de qualidade de energia nas cargas e na rede, e à eliminação parcial da intermitência dos recursos renováveis sem recorrer ao uso de “energia suja” (geradores diesel de apoio).

1.1. Enquadramento

A produção descentralizada de energia eléctrica sai do âmbito das grandes centrais eléctricas e, na sua grande maioria, consiste no uso de energias renováveis como a energia eólica, solar fotovoltaica, biomassa ou cogeração. Estes sistemas são utilizados em média ou baixa potência em ambientes domésticos ou industriais para injeção da energia na RESP, ou para ambientes isolados.

Actualmente existe uma grande polémica em torno dos numerosos benefícios fiscais atribuídos a este tipo de produção de energia eléctrica, nomeadamente à microgeração e minigeração, e que irá acarretar alterações da economia do sistema energético. Certas entidades prevêem a sua deslegalização ou pelo menos uma alteração significativa do respectivo paradigma energético.

Assim sendo, esta dissertação tem por base de estudo a integração de sistemas de energia renovável na RESP por intermédio das chamadas Micro-Redes, cujo esquema base se encontra representado na figura 1.1. Uma Micro-Rede de produção consiste numa rede de pequena dimensão constituída por sistemas de produção descentralizada, com sistemas de armazenamento de energia, associados a conjuntos de cargas. As crescentes necessidades de consumo de energia eléctrica e as já referidas questões ambientais têm impulsionado a integração deste tipo de redes na RESP, constituindo uma nova geração de redes eléctricas [1]. Este tipo de redes é considerado inteligente no sentido em que deve corresponder com as demandas de consumo de energia em tempo real, com base em sistemas de informação sofisticados, garantindo ou melhorando a qualidade da energia eléctrica.

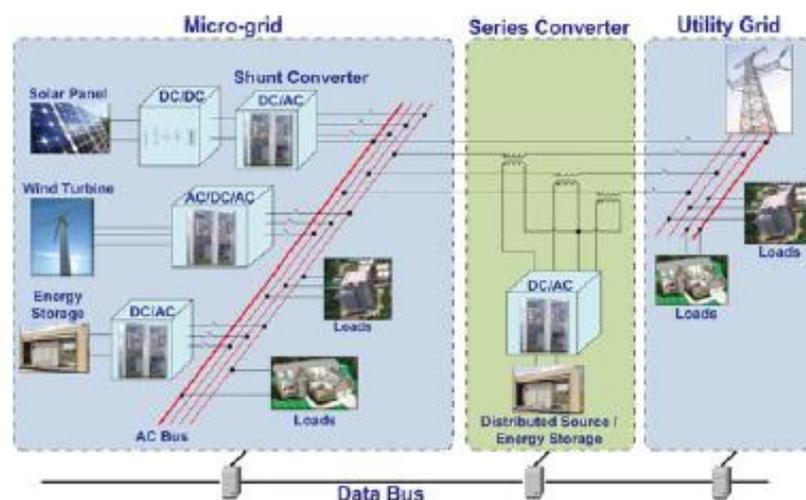


Figura 1.1 – Exemplo de um esquema de uma Micro-rede [2]

Considerando um ponto da Micro-rede como um sistema de produção fotovoltaico, é razoável pensar-se que durante o dia a energia produzida possa ser consumida pela carga respectiva, sendo o excesso paralelamente armazenado em Sistemas de Armazenamento de Energia (SAE) para consumo futuro, tal como num sistema autónomo, ou enviado para a restante Micro-rede. Tendo em conta este conceito, existe um fluxo bidireccional de energia na Micro-rede e os seus vários pontos funcionam em entreatajuda, no sentido de fornecer energia onde ela é necessária, quer para consumo, quer para armazenamento.

Nos últimos anos a Qualidade de Energia Eléctrica (QEE) também tem assumido uma importância crescente para os operadores e utilizadores da rede eléctrica, devido à maior sensibilidade a problemas de QEE da maioria dos equipamentos ligados à rede, e também devido à crescente percentagem de cargas poluidoras

(não lineares). As cavas de tensão são um dos problemas mais graves de qualidade da energia eléctrica e constituem uma das principais preocupações por parte das instalações industriais. Existem soluções para mitigação de cavas de tensão habitualmente designadas por DVR (Dynamic Voltage Restorer), cujo esquema de princípio se encontra representado na figura 1.2. Estes sistemas são normalmente constituídos por um transformador, um conversor DC/AC e um SAE.

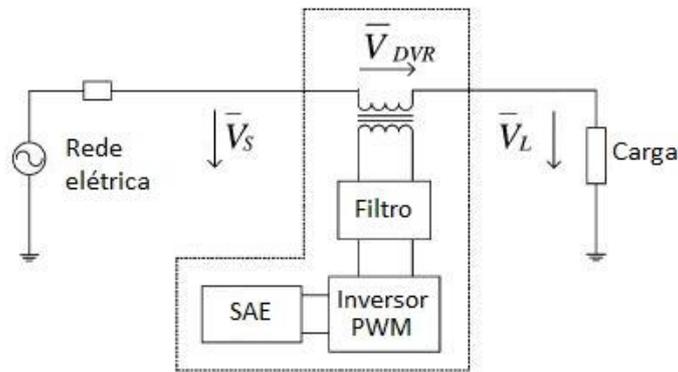


Figura 1.2 – Esquema de um DVR

Outro tipo de sistema utilizado para fazer compensação face a problemas de QEE da rede eléctrica como harmónicas e cavas prejudiciais à maioria dos equipamentos electrónicos são os UPQC (Unified Power Quality Conditioner). Estes condicionadores de qualidade de energia são geralmente constituídos por um inversor ligado em série com a rede eléctrica (conversor série) e outro ligado em paralelo (conversor paralelo). O conversor série é controlado como uma fonte de tensão e a sua função é a de mitigar harmónicas de tensão e fazer a compensação de cavas de tensão. O conversor paralelo é controlado como uma fonte de corrente e realiza compensação de harmónicas de corrente. Uma representação esquemática do UPQC é apresentada na figura 1.3 [3].

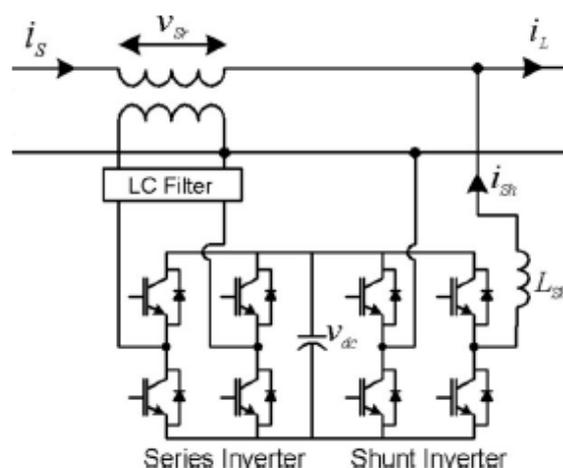


Figura 1.3 – Esquema de um UPQC

Uma forma possível de integrar uma Micro-rede com a RESP é através do uso de sistemas modulares de conversão série-paralelo, cujo esquema, semelhante ao de um UPQC, se encontra representado na figura 1.4.

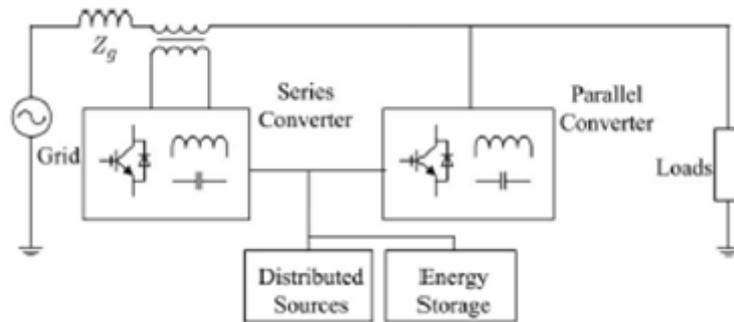


Figura 1.4 – Esquema equivalente do sistema modular de conversão série-paralelo [2]

Apesar do sistema modular estudado neste trabalho ser semelhante a uma montagem do tipo UPQC, a aplicação proposta é mais abrangente, uma vez que para além de se pretender mitigar problemas de qualidade de energia se propõe a sua utilização na integração de sistemas de produção descentralizada em Micro-Redes com sistemas de armazenamento de energia (SAE), o que poderá permitir o funcionamento em sistema isolado, isto é, como um sistema eléctrico independente da restante rede eléctrica.

1.2. Estrutura do trabalho

O trabalho está estruturado em 5 capítulos. O primeiro capítulo consiste na introdução, onde é apresentada a motivação da realização do trabalho e enquadramento do mesmo. Faz-se uma breve referência ao estado da arte no tema em que esta dissertação se enquadra.

No segundo capítulo é descrito o sistema modular proposto, são calculados os parâmetros do transformador série com base num ensaio experimental, é efectuado o dimensionamento dos conversores monofásicos e são dimensionados os controladores do sistema.

No terceiro capítulo é dimensionado o sistema fotovoltaico com o auxílio do programa PVSystem® e o sistema de armazenamento de energia, e é referido o ponto de funcionamento utilizado nas simulações. São igualmente apresentados os parâmetros calculados para o regulador de carga das baterias do SAE.

No quarto capítulo é proposto um modelo simples de uma Micro-rede de produção com vários tipos de carga. São apresentados os resultados dos parâmetros dos conversores série e paralelo, cujo dimensionamento foi feito no capítulo 2 e 3, e são realizadas simulações do sistema modular e da Micro-rede completa com inserção na RESP, através da plataforma Simulink do Matlab®. Os resultados obtidos são comparados e discutidos.

No quinto capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho e a sugestão de trabalhos futuros.

2. Módulo Inteligente de Conversão de Energia Renovável

O Módulo Inteligente de Conversão de Energia Renovável (MICER) contém um sistema de produção descentralizada com um sistema de armazenamento de energia em paralelo e permite interligar uma carga à restante rede num determinado ponto de consumo, que pode representar, por exemplo, uma habitação ou uma pequena indústria. Neste trabalho serão apenas considerados sistemas de produção fotovoltaicos como exemplo de aplicação para as fontes de microprodução.

As potencialidades do MICER em termos de capacidade de fornecer a energia necessária para consumo, compensação de cavas e melhoria da QEE serão avaliadas. Para representação de um cenário o mais realista possível, o módulo é utilizado como interface entre uma Micro-rede e uma carga mista – linear e não-linear.

2.1. Esquema do sistema modular

O esquema do sistema modular encontra-se representado na figura 2.1 e é constituído por uma montagem *back-to-back* com um conversor série e outro paralelo, um transformador série e um andar DC onde é ligado o sistema fotovoltaico e o sistema de armazenamento de energia. À saída dos conversores encontram-se representados os filtros capazes de reduzir o conteúdo harmónico de alta frequência produzido pelos conversores.

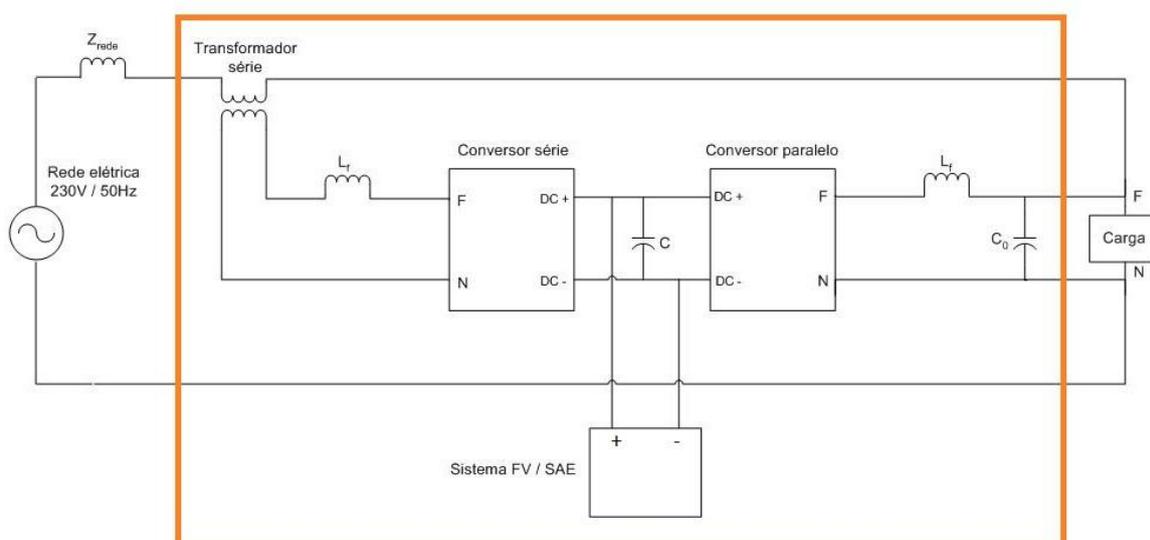


Figura 2.1 – Circuito representativo do módulo inteligente

Os conversores série e paralelo são monofásicos e podem funcionar como inversores ou rectificadores, uma vez que o fluxo de potência é bidireccional entre a rede e o andar DC onde é produzida ou armazenada energia. Os conversores série e paralelo desempenham papéis diferentes que se explicam de seguida.

O esquema do conversor paralelo encontra-se representado na figura 2.2.

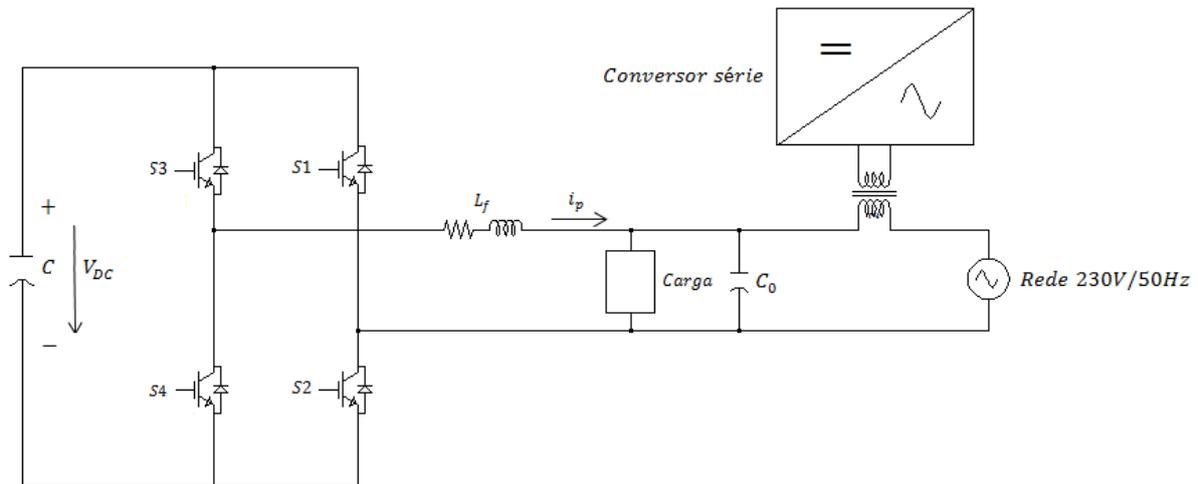


Figura 2.2 – Conversor DC/AC paralelo do MICER

O conversor paralelo garante a transferência máxima de potência do sistema fotovoltaico para a carga, para a rede eléctrica, ou para ambos, consoante as necessidades de consumo. No caso em que a energia gerada pelos painéis não seja suficiente, o SAE ou a própria rede encarregam-se de compensar a energia em falta. Se por outro lado, a potência dos painéis for superior à de consumo, o excesso de energia é usado para carregar o SAE ou para transferir para a rede.

Além de garantir a transferência da potência máxima do andar DC, o conversor paralelo também contribui para a melhoria da QEE realizando compensação de harmónicas de corrente provenientes da carga à qual se encontra ligado.

Para garantir o funcionamento desejado, o conversor paralelo realiza o controlo da tensão no andar DC que gera o valor de referência para o controlador interno da corrente AC.

O conversor série encontra-se ligado em série com a rede através de um transformador série. Este conversor é responsável pela compensação de cavas de tensão da rede eléctrica e pela compensação de harmónicas de tensão. O seu esquema encontra-se representado na figura 2.3.

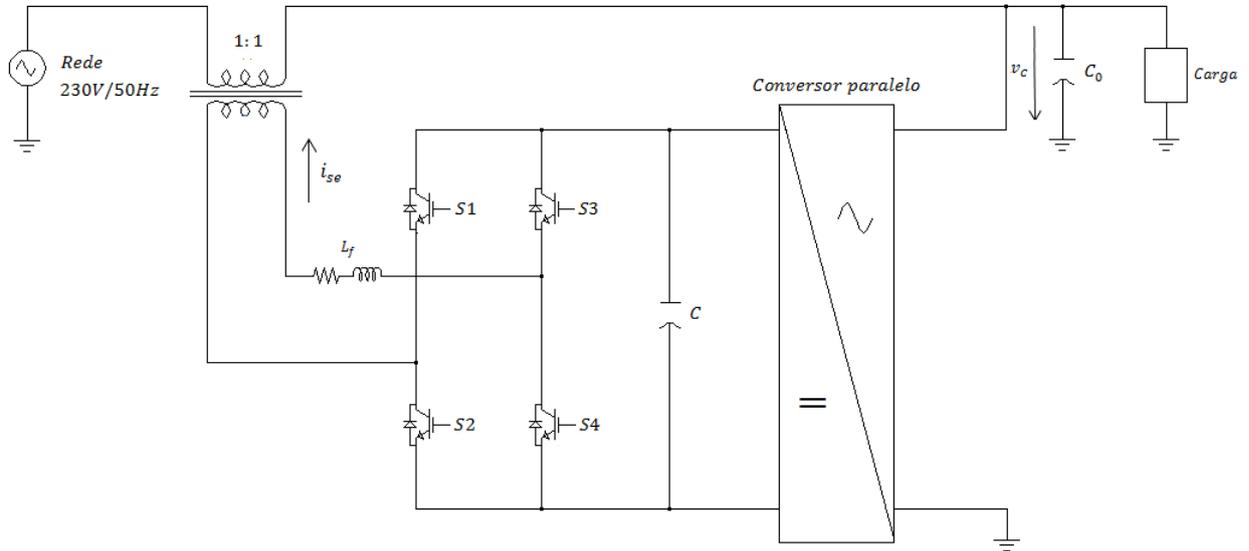


Figura 2.3 – Conversor DC/AC série do MICER

Para o funcionamento desejado, o conversor série realiza controlo da tensão AC na carga que, por sua vez, gera o valor de referência para o controlador interno da corrente AC que percorre o transformador série.

2.2. Especificação do transformador série

O transformador série é utilizado para fazer a interligação do conversor monofásico DC/AC série à rede eléctrica e irá suportar a diferença de tensões entre a rede v_{rede} e a tensão imposta à carga v_c (Figura 2.4).

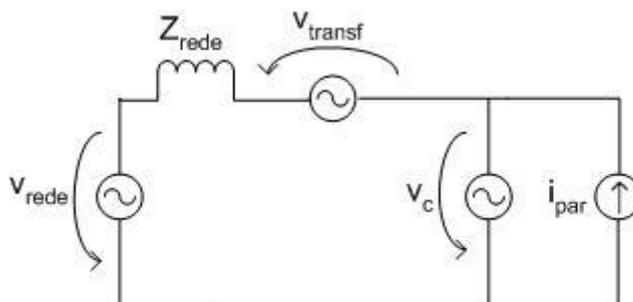


Figura 2.4 – Representação das tensões do MICER

Da figura 2.4 a tensão aos terminais do transformador é dada por (2.1).

$$v_{transf} = v_c - v_{rede} \quad (2.1)$$

O transformador série deverá ter as características de um transformador de isolamento e, neste trabalho, considera-se uma relação de transformação 1:1.

2.2.1. Potência do transformador

O dimensionamento do transformador deverá ser efectuado considerando as condições de funcionamento mais gravosas, ou seja, no caso de ocorrência de uma cava de tensão na rede. É considerada uma cava de tensão da rede a diminuição da amplitude da onda de tensão. Em situação de cava, o valor de tensão pode ir desde 1% a 90% do seu valor nominal e a sua duração pode variar entre 10 ms e 1 minuto. No entanto, na prática verifica-se que a maioria das cavas não tem uma duração superior a 500 ms [4]. A sua ocorrência traduz-se num problema grave para certos aparelhos como equipamentos eléctricos ou em certas indústrias onde os processos de produção podem ser muito afectados.

De acordo com (2.1), quando ocorre uma cava na tensão da rede, o transformador fica sujeito a uma diferença de potencial de amplitude igual à profundidade da cava. Neste trabalho, o transformador é dimensionado para suportar cavas de 30% de profundidade (2.2), o que não significa que não possa suportar cavas de maior profundidade já que a duração de uma cava é tanto menor quanto maior for a sua profundidade [4].

$$U_{transf} = 30\% \cdot U_{rede} \quad (2.2)$$

Para dimensionar a potência do transformador, além da tensão, é necessário saber a corrente máxima que pode percorrer os seus enrolamentos. Essa corrente máxima ocorre na situação em que o MICER se encontra em vazio, isto é, quando não existe consumo por parte da carga. Quando tal situação ocorre, toda a potência gerada pelo sistema fotovoltaico transita para a rede, pelo que a corrente máxima do transformador obtém-se por (2.3), onde P_{FV}^{MAX} representa a potência máxima do sistema fotovoltaico e U_{rede} o valor eficaz da tensão da rede.

$$I_{transf} = \frac{P_{FV}^{MAX}}{U_{rede}} \quad (2.3)$$

A potência aparente do transformador é determinada através da relação (2.4), considerando os valores obtidos em (2.2) e (2.3).

$$S_{transf} = U_{transf} I_{transf} \quad (2.4)$$

2.2.2. Parâmetros do transformador

Para o dimensionamento dos parâmetros do modelo do transformador, cujo esquema equivalente se encontra representado na figura 2.5 [5], foram feitos dois ensaios em laboratório (ensaio em vazio e ensaio em curto-circuito) com um transformador de isolamento de potência semelhante à dimensionada.

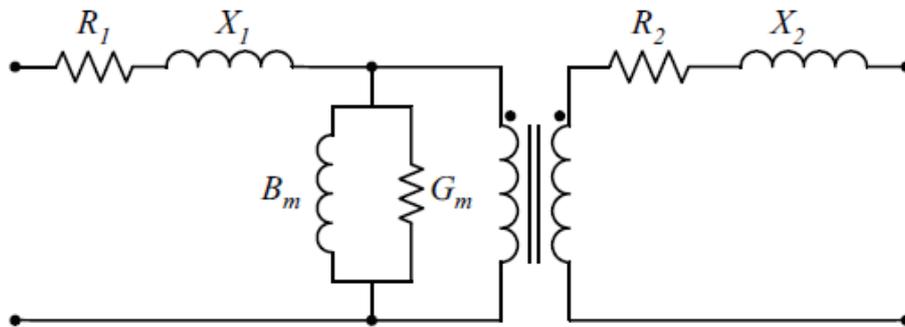


Figura 2.5 – Esquema equivalente do transformador

O ensaio em vazio permite obter a resistência R_m e a reactância de magnetização X_m (2.5) através das perdas no núcleo P_0 e da corrente de magnetização I_m [6].

$$\left\{ \begin{array}{l} R_m = \frac{V_n^2}{P_0} \\ X_m = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_m}{V_n}\right)^2 - \left(\frac{1}{R_m}\right)^2}} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

A partir da reactância de magnetização X_m é possível obter a indutância de magnetização L_m do transformador (2.6).

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f_{rede}} \quad (2.6)$$

O ensaio em curto-circuito permite obter a impedância série do modelo do transformador e a respectiva resistência dos enrolamentos de cobre através das relações (2.7).

$$\begin{cases} Z_t = \frac{V_{cc}}{I_n} \\ R_t = \frac{P_{cc}}{I_n^2} \end{cases} \quad (2.7)$$

A reactância de fugas dos enrolamentos, tratando-se da parte imaginária da impedância do transformador, obtém-se pela relação (2.8).

$$X_t = \sqrt{Z_t^2 - R_t^2} \quad (2.8)$$

A relação de transformação é de 1:1 pelo que os enrolamentos do transformador deverão ser idênticos. A resistência e reactância de fugas total do transformador permitem obter a resistência e reactância de fugas de cada enrolamento, bastando para isso a sua divisão por 2. A indutância de fugas de cada enrolamento é calculada por (2.9).

$$L_1 = L_2 = \frac{X_t}{4\pi f_{rede}} \quad (2.9)$$

Na tabela 2.1 encontram-se representados os valores obtidos para os parâmetros do transformador usados nas simulações.

Tabela 2.1 – Parâmetros do transformador monofásico OFICEL 1kVA/230V/4,34A

Valores experimentais (ensaio em vazio)			Valores experimentais (ensaio em C.C)		
V_n (V)	P_0 (W)	I_m (A)	V_{cc} (V)	P_{cc} (W)	I_n (A)
230	17	0,125	9,25	36	4,25
Parâmetros do ramo de magnetização			Parâmetros dos enrolamentos		
R_m (Ω)	X_m (Ω)	L_m (H)	R_1, R_2 (Ω)	X_1, X_2 (Ω)	L_1, L_2 (mH)
$3,11 \times 10^3$	$2,28 \times 10^3$	7,26	0,996	0,44	1,4

2.3. Conversores monofásicos DC/AC

Os conversores utilizados na ligação série e paralelo do MICER são monofásicos em ponte completa (figura 2.6). Para garantir menores Taxas de Distorção Harmônica (THD) da corrente alternada e minimizar os valores dos componentes de filtragem do lado AC de ambos os conversores, optou-se pela técnica de modulação de largura de impulso – PWM – de 3 níveis.

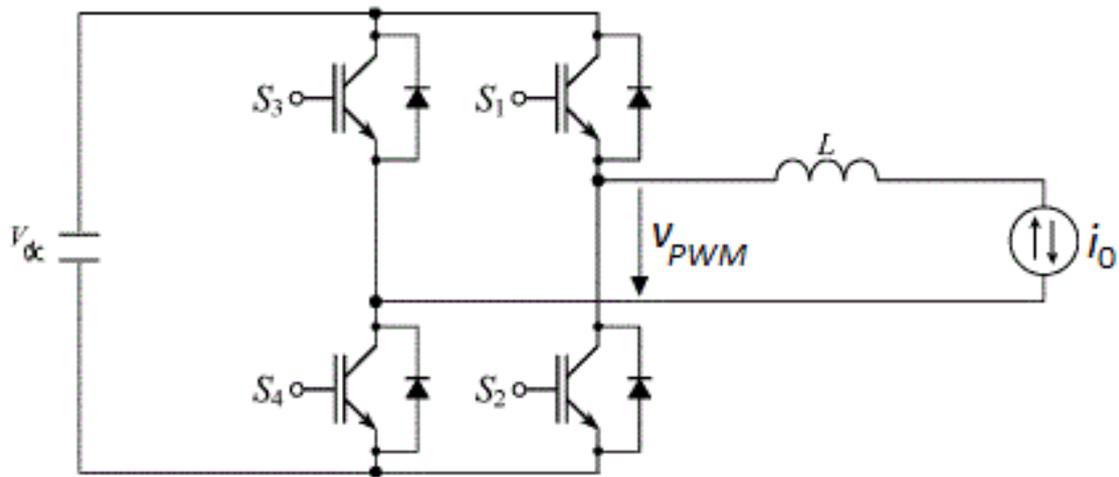


Figura 2.6 – Conversor DC/AC de ponte completa

2.3.1. Modulador PWM de 3 níveis

Na modulação por largura de impulso (PWM) de 3 níveis existem duas ondas portadoras triangulares – uma positiva e outra negativa – figura 2.7. A frequência das ondas portadoras, denominada frequência de comutação, deve ser muito superior à frequência da onda modulante $u_c(t)$. Neste trabalho considera-se a relação (2.10) que corresponde a uma frequência de comutação de 10kHz. Note-se que, na figura 2.7, a frequência considerada não coincide com a frequência das ondas portadoras representadas. A modulante, neste caso, é igual à frequência da rede (50Hz).

$$f_{com} = 201f_{rede} \quad (2.10)$$

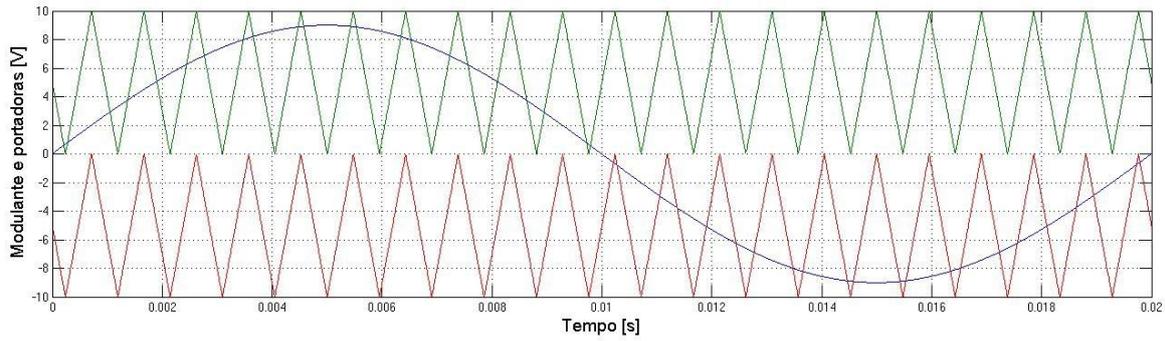


Figura 2.7 – Formas de onda da modulante (azul) e portadoras triangulares

Para que o processo de modulação funcione é necessário verificar-se a relação (2.11) entre a amplitude A_m da onda modulante e da onda portadora A_p . Caso a amplitude da modulante fosse superior à das portadoras, existiriam fenômenos de saturação indesejados na onda de tensão de saída v_{PWM} .

$$A_m \leq 2A_p \quad (2.11)$$

No processo de modulação a 3 níveis os sinais de disparo dos semicondutores dos conversores obtêm-se através dos sinais resultantes da comparação entre a onda modulante e as ondas portadoras. Na tabela 2.2 são apresentados os sinais de disparo dos semicondutores.

Tabela 2.2 – Sequências de sinais de disparo dos semicondutores e tensão v_{PWM}

Portadora positiva	Portadora negativa	S1	S2	S3	S4	v_{PWM}
0	0	1	0	0	1	V_{DC}
0	1	1	0	1	0	0
1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	$-V_{DC}$

Quando os semicondutores S1 e S4 estão no estado de condução (ON) e os restantes semicondutores no estado de corte (OFF), a tensão v_{PWM} do lado AC é igual à tensão V_{DC} no andar DC. Quando os semicondutores S2 e S3 estão no estado de condução e os restantes semicondutores no estado de corte a tensão do lado AC é igual a $-V_{DC}$. Nos restantes dois casos em que os semicondutores em condução são S1 e S3 ou S2 e S4 a tensão do lado AC é nula.

O resultado da tensão de saída v_{PWM} coincide com uma tensão constituída por impulsos positivos e negativos de amplitude igual a V_{DC} . Na figura 2.8 representa-se o exemplo de uma tensão de saída v_{PWM} , com $V_{DC} = 500V$, para a componente fundamental de referência representada.

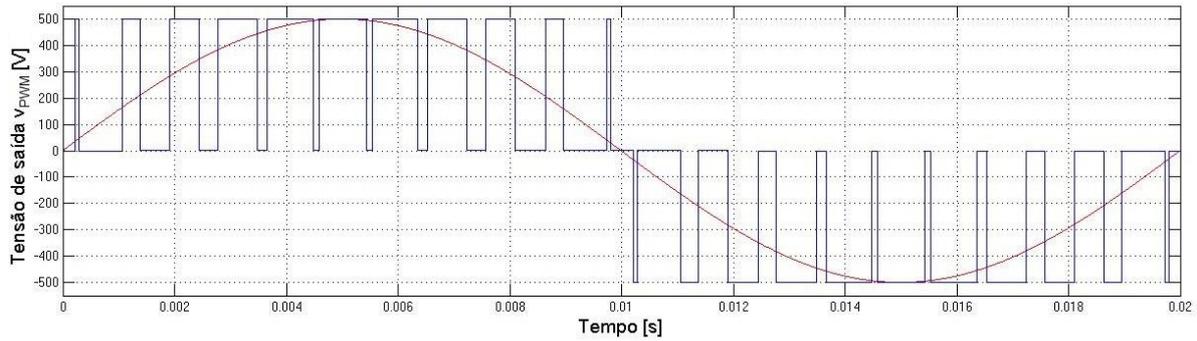


Figura 2.8 – Tensão de saída v_{PWM} do conversor considerando $V_{DC}=500V$

O esquema em Simulink utilizado para gerar os sinais de disparo dos semicondutores encontra-se representado na figura 2.9. No caso dos conversores usados, as ondas modulantes $u_c(t)$ são obtidas através dos controladores de corrente.

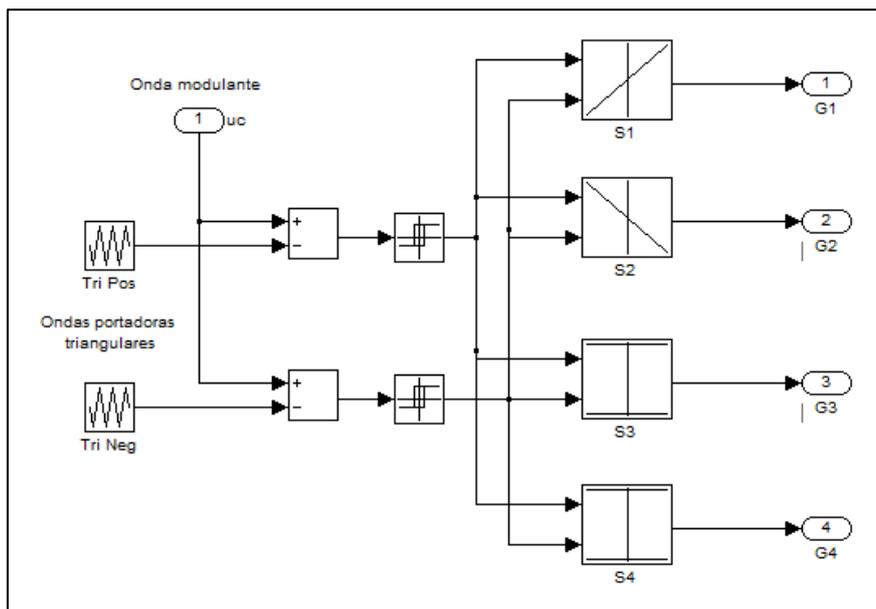


Figura 2.9 – Diagrama de blocos do modulador PWM e sinais de comando (G1 a G4) dos semicondutores (S1 a S4)

2.3.2. Tensão no andar DC

Para o correcto funcionamento dos conversores DC/AC do sistema existem restrições no que diz respeito à tensão do andar DC. Para obter a tensão sinusoidal aos terminais da carga com as características desejadas da tensão da RESP é necessário, no mínimo, verificar-se a relação (2.12), onde U_{rede} representa o valor eficaz da onda de tensão da rede.

$$V_{DC} \geq \sqrt{2}U_{rede} \quad (2.12)$$

Devido às quedas de tensão nos semicondutores e na bobine de filtragem (que não são contabilizados em (2.12)), é usual considerar-se uma tensão mínima de 400V no andar DC.

No entanto, ao andar DC de tensão também se encontram ligados o sistema fotovoltaico e o SAE. O seguidor de máxima potência do sistema fotovoltaico (MPPT) é responsável por fazer variar os níveis de tensão para obtenção da potência máxima, tendo em conta que a tensão à saída dos painéis cresce com a diminuição da temperatura. No entanto, essa variação não é muito significativa. Para fazer face a essas variações, considera-se um valor máximo de 600V para a tensão no andar DC.

Tendo em conta as considerações acima referidas, a tensão no andar DC deve encontrar-se dentro dos limites definidos por (2.13).

$$400V < V_{DC} < 600V \quad (2.13)$$

Este valor de tensão é fundamental para dimensionar os semicondutores, os componentes de filtragem e o sistema fotovoltaico.

2.3.3. Dimensionamento de semicondutores

Para efectuar a selecção dos semicondutores mais adequados para os conversores série e paralelo propostos é necessário determinar a máxima tensão que terão de suportar, assim como o valor médio e eficaz da corrente que os percorre.

No caso em estudo todos os semicondutores terão de ser seleccionados tendo em conta o valor máximo da tensão V_{DC} no andar DC acrescida de uma margem de segurança V_s . A tensão máxima colector-emissor V_{ceMAX} é determinada por (2.14).

$$V_{ceMAX} = V_{DC} + V_s \quad (2.14)$$

A margem de segurança de tensão representa-se como uma percentagem do valor da tensão V_{DC} . Essa margem de segurança é habitualmente definida dentro da gama (2.15).

$$50\%V_{DC} < V_s < 100\%V_{DC} \quad (2.15)$$

Considerando que o valor máximo da tensão no andar DC é de 600V, então V_{ceMAX} deve encontrar-se dentro dos limites (2.16).

$$900V < V_{ceMAX} < 1200V \quad (2.16)$$

Quanto às correntes, na situação mais gravosa, em que se considera $P_{FV}^{MAX} = 7kW$ e $V_{DC}^{MIN} = 400V$, a corrente i_{DC}^{MAX} (2.17) no andar DC do conversor paralelo é de 17,5A.

$$i_{DC}^{MAX} = \frac{P_{FV}^{MAX}}{V_{DC}^{MIN}} \quad (2.17)$$

O máximo valor médio de corrente a suportar pelos semicondutores depende do valor médio da corrente no andar DC e é dado por (2.18) [7]. Deste modo, sendo a corrente média nos semicondutores metade da corrente i_{DC} , o máximo valor médio da corrente em cada semicondutor é de 8,8A.

$$I_{avs} = \frac{i_{DC}^{MAX}}{2} \quad (2.18)$$

No entanto, o valor máximo de corrente que os semicondutores têm de suportar será imposto pelo valor de pico da corrente AC. Considerando a relação de potências DC/AC, o valor eficaz máximo da corrente AC dos conversores será dado por (2.19). Considerando $U_{rede}^{MIN} = 0,9 \times 230V$, o valor eficaz máximo da corrente AC dos conversores será aproximadamente igual a 33,8A.

$$I_{0ef}^{MAX} = \frac{P_{FV}^{MAX}}{U_{rede}^{MIN}} \quad (2.19)$$

O máximo valor eficaz de corrente a suportar pelos semicondutores depende do valor eficaz de corrente no andar AC e é dado por (2.20).

$$I_{efs} = \frac{I_{0ef}^{MAX}}{\sqrt{2}} \quad (2.20)$$

Deste modo, o máximo valor eficaz que terá de ser suportado pelos semicondutores dos conversores, é de 23,9A. Para seleccionar os semicondutores adequados, a este valor deve ser adicionada uma margem de segurança de 50% a 100%, tal como no caso da tensão, pelo que o valor eficaz máximo deverá encontrar-se dentro dos limites (2.21).

$$36A < I_{efs} < 48A \quad (2.21)$$

No ANEXO A inclui-se uma página de catálogo com as características de semicondutores que poderiam ser usados para esta aplicação. Trata-se de semicondutores IGBT, com diodo anti-paralelo, cujo valor de V_{ceMAX} é 1200V, ao qual corresponde uma margem de segurança de 100% relativamente ao valor da tensão V_{DC} . O valor máximo de I_C é de 40A o que significa uma margem de segurança de 66,7% relativamente ao valor de I_{ef} .

2.3.4. Bobines de filtragem das correntes AC

As correntes AC dos conversores série e paralelo possuem um certo tremor resultante do processo de modulação PWM que gera harmónicas de ordem ímpar com frequência fundamental igual à frequência de comutação dos semicondutores.

Tratando-se de conversores monofásicos de ponte completa com modulação PWM de 3 níveis, o valor mínimo das bobine de filtragem é calculado por (2.22) [8].

$$L_f \geq \frac{V_{DC}}{4f_{com}\Delta i_L} \quad (2.22)$$

O parâmetro mais decisivo no cálculo das bobines é o valor do tremor máximo da corrente Δi_L . Neste trabalho considera-se que o valor máximo do tremor da corrente é 10% do respectivo valor eficaz – (2.23).

$$\Delta i_L = 10\% \cdot I_{0\ ef} \quad (2.23)$$

O valor mínimo da indutância das bobines é tanto maior quanto menor for o valor eficaz da corrente. O valor eficaz da corrente a considerar para o cálculo do parâmetro Δi_L , para efeitos do dimensionamento das bobines de filtragem dos conversores, é dado por (2.24), onde P_{FV}^{MAX} é a potência máxima do sistema fotovoltaico nas melhores condições de produção de energia.

$$I_{0\ ef} = \frac{P_{FV}^{MAX}}{U_{rede}} \quad (2.24)$$

Como não existem indutâncias puras, admitiu-se o valor (2.25) para a resistência dos enrolamentos das bobines.

$$R_{ind} = 0,1\Omega \quad (2.25)$$

2.3.5. Condensador de filtragem da tensão V_{DC}

Para redução do tremor da tensão V_{DC} no andar DC e garantir o funcionamento desejado para o conversor paralelo, é necessário utilizar um condensador de filtragem. O seu valor C pode ser calculado através da expressão (2.26) [8], onde ω é a frequência angular da tensão da rede e Δv é o tremor da tensão no andar DC.

$$C = \frac{P_{FV}^{MAX}}{\omega V_{DC} \Delta v} \quad (2.26)$$

Para o tremor de tensão admitiu-se o valor de 1% do valor da tensão no andar DC (2.27).

$$\Delta v = 1\% \cdot V_{DC} \quad (2.27)$$

2.3.6. Condensador de filtragem da tensão AC na carga

Para reduzir o tremor de alta frequência provocado pelo processo de modulação PWM na tensão da carga, para além das bobinas já calculadas, adicionalmente é necessário um condensador de filtragem ligado aos terminais da carga.

O condensador de filtragem para a tensão na carga pode ser dimensionado de acordo com a expressão (2.28) [8], onde o parâmetro Δv representa o tremor máximo da tensão no lado AC e L_f corresponde ao valor da indutância da bobine de filtragem.

$$C_0 = \frac{V_{DC} T_{com}^2}{32 \Delta v \cdot L_f} \quad (2.28)$$

Para o tremor de tensão admitiu-se o valor de 1% do valor eficaz da tensão da rede (2.29).

$$\Delta v = 1\% \cdot U_{rede} \quad (2.29)$$

Devido à existência da bobine L_f e do condensador C_0 de filtragem, entre a tensão v_{PWM} do conversor paralelo e a tensão v_c na carga, estabelece-se um filtro passa-baixo de 2ª ordem – figura 2.10.

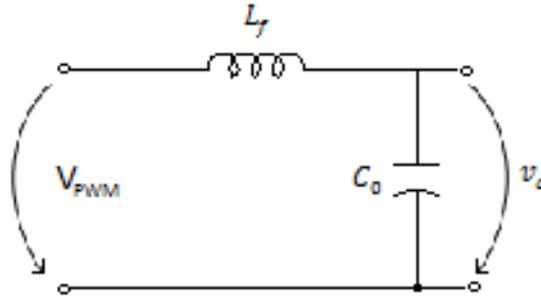


Figura 2.10 – Filtro passa-baixo LC entre a tensão v_{PWM} e a tensão v_c na carga

Pelo facto de se tratar de um filtro de 2ª ordem a sua frequência de corte é determinada por (2.30). Para o correcto funcionamento do sistema, garantindo inexistência de fenómenos de ressonância, deve verificar-se a relação (2.31), onde f_{rede} representa a frequência da rede eléctrica, f_{com} representa a frequência de comutação dos semicondutores (10kHz) e f_{corte} representa a frequência de corte do filtro de 2ª ordem.

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_0}} \quad (2.30)$$

$$f_{rede} \ll f_{corte} \ll f_{com} \quad (2.31)$$

Note-se que, sendo (2.28) a expressão para o cálculo do condensador de filtragem para a tensão na carga, o valor do produto $L_f C_0$ torna a frequência de corte apenas dependente da tensão V_{DC} no andar DC, do valor eficaz da tensão da rede U_{rede} e da frequência de comutação T_{com} – (2.32).

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{0,32U_{rede}}{V_{DC} T_{com}^2}} \quad (2.32)$$

2.4. Dimensionamento dos controladores

Os controladores de corrente e tensão são necessários para garantir os valores da amplitude da corrente AC dos conversores, da tensão no andar DC e da amplitude da tensão AC na carga.

Neste trabalho as correntes e tensões são controladas através de controladores lineares com compensadores do tipo proporcional-integral (PI) (2.33), que garantem erro estático nulo e uma resposta rápida a perturbações externas.

$$\left\{ \begin{array}{l} C(s) = \frac{1 + sT_z}{sT_p} = K_p + \frac{K_i}{s} \\ K_p = \frac{T_z}{T_p} \\ K_i = \frac{1}{T_p} \end{array} \right. \quad (2.33)$$

2.4.1. Controladores de corrente

Os controladores de corrente são necessários em ambos os conversores para garantir que os valores das correntes à sua saída sejam iguais às correntes de referência.

Em regime de condução contínua, o conjunto constituído pelo modulador PWM e pelo conversor pode ser representado pela função de transferência (2.34) [8].

$$K_C(s) = \frac{v_{PWM}(s)}{u_c(s)} = K_D e^{-sT_d} \quad (2.34)$$

Considerando o desenvolvimento em série de Taylor do termo exponencial de (2.34) e desprezando os termos de ordem superior, a função de transferência do conjunto modulador e conversor pode ser simplificada por (2.35).

$$K_C(s) \approx \frac{K_D}{1 + sT_d} \quad (2.35)$$

O parâmetro T_d representa o valor médio do atraso da resposta dos conversores à modulante $u_c(t)$ e é habitual considerar-se igual a metade do período de comutação (2.36).

$$T_d = \frac{T_{com}}{2} = \frac{1}{2 f_{com}} \quad (2.36)$$

O ganho incremental de tensão K_D depende da tensão no andar DC e da amplitude da onda modulante $u_{c\ max}$ – (2.37).

$$K_D = K_E = \frac{V_{DC}}{u_{c\ max}} \quad (2.37)$$

A corrente de saída dos conversores é expressa em função da tensão de saída v_{PWM} por (2.38), onde, para efeitos de dimensionamento do controlador, a resistência a considerar é aquela vista aos terminais dos

conversores no lado AC (2.39), ou seja, a associação em série entre a resistência da bobine de filtragem e a resistência equivalente R_0 vista aos terminais de saída de cada conversor [5].

$$i_0 = \frac{v_{PWM}}{R + sL_f} = \frac{v_{PWM}}{R \left(1 + s \frac{L_f}{R}\right)} \quad (2.38)$$

$$R = R_{ind} + R_0 \quad (2.39)$$

No caso do conversor paralelo, considera-se que a corrente nominal I_{pn} é a que garante a extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos (2.40), onde a potência do sistema fotovoltaico vem multiplicada pelo rendimento dos conversores.

$$I_{pn} = \frac{\eta_{conv} P_{FV}}{U_{rede}} \quad (2.40)$$

A resistência equivalente utilizada para o dimensionamento do controlador de corrente do conversor paralelo é dada, neste caso, por (2.41).

$$R_0 = \frac{U_{rede}}{I_{pn}} \quad (2.41)$$

Já no caso do conversor série os valores são diferentes. Admitindo que o trânsito de energia ocorre no sentido da rede de acordo com a figura 2.11, a corrente a considerar deverá ser a corrente do conversor paralelo subtraída da corrente na carga.

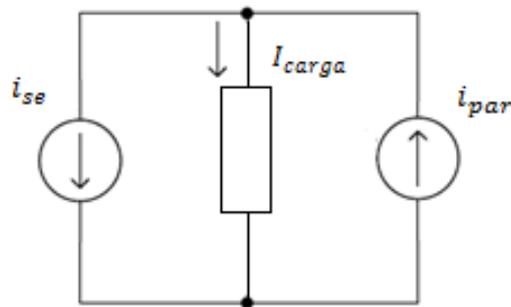


Figura 2.11 – Sentido das correntes no nó de ligação dos conversores com a carga

Uma vez que a tensão aos terminais do conversor série coincide com a tensão no transformador, a corrente nominal do conversor série I_{sn} e resistência equivalente utilizada para o dimensionamento do controlador de corrente do conversor série são dadas por (2.42).

$$\begin{cases} I_{sn} = I_{pn} - I_{carga} \\ R_0 = \frac{U_{transf}}{I_{sn}} \end{cases} \quad (2.42)$$

O diagrama de blocos do sistema de controlo de corrente em cadeia fechada utilizado no conversor série e no conversor paralelo encontra-se representado na figura 2.12, onde α_i corresponde ao ganho de amostragem de corrente.

No conversor série a corrente i_0 representa a corrente AC do conversor. No conversor paralelo, para garantir mitigação das harmónicas de corrente da carga, i_0 representa a corrente resultante do conjunto conversor paralelo + carga.

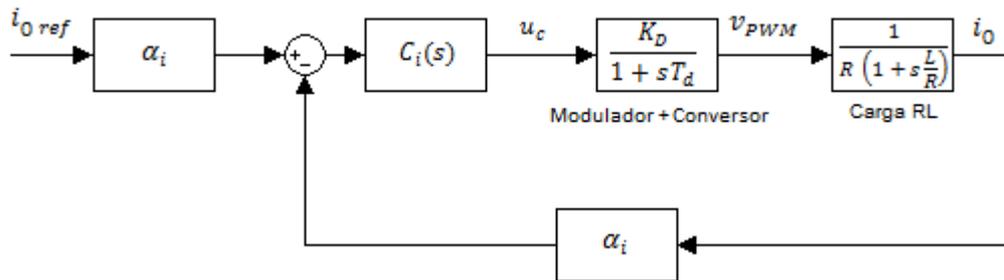


Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controlador de corrente utilizado no conversor série e paralelo

Considerando que o zero do controlador cancela o polo de menor frequência do sistema em cadeia fechada, a constante de tempo T_z dos compensadores de corrente $C_i(s)$ dos conversores é dada por (2.43).

$$T_z = T_t = \frac{L_f}{R} \quad (2.43)$$

Para obtenção do parâmetro T_p dos compensadores é necessário recorrer à função de transferência em cadeia fechada do diagrama de blocos da figura 2.12, cuja expressão (2.44) se encontra representada na forma canónica.

$$G_{cf}(s) = \frac{i_0(s)}{i_{0ref}(s)} = \frac{\frac{K_D \alpha_I}{T_d T_p R}}{s^2 + s \frac{1}{T_d} + \frac{K_D \alpha_I}{T_d T_p R}} \quad (2.44)$$

O valor de T_p é determinado por comparação entre o denominador da função de transferência (2.44) do sistema e a equação característica do sistema de 2ª ordem (2.45), assumindo um valor para o factor de amortecimento que traduza um bom tempo de resposta sem sobrelevação.

$$\begin{cases} s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \\ \zeta = \sqrt{2}/2 \end{cases} \quad (2.45)$$

De (2.44) e (2.45) obtém-se o parâmetro T_p do compensador (2.46) de corrente.

$$T_p = \frac{2K_D\alpha_I T_d}{R} \quad (2.46)$$

Substituindo o valor de T_p em (2.44) e considerando o factor de amortecimento apresentado em (2.45), verifica-se que a dinâmica do sistema em cadeia fechada é dependente única e exclusivamente do atraso T_d da resposta dos conversores – (2.47).

$$G_{cf}(s) = \frac{i_0(s)}{i_{0ref}(s)} = \frac{\frac{1}{2T_d^2}}{s^2 + s\frac{1}{T_d} + \frac{1}{2T_d^2}} \quad (2.47)$$

2.4.2. Controlador de tensão no andar DC

O controlo da tensão V_{DC} no andar DC é realizado pelo conversor paralelo. Para o dimensionamento deste compensador é necessário obter a dinâmica entre a tensão e as correntes no andar DC.

Considerando o andar DC do conversor paralelo representado na figura 2.13, é possível estabelecer a relação entre a corrente i_c de carga e descarga do condensador C , as correntes do painel fotovoltaico e sistema de armazenamento I_{FV} e a corrente i_{DC} no andar DC do conversor paralelo (2.48).

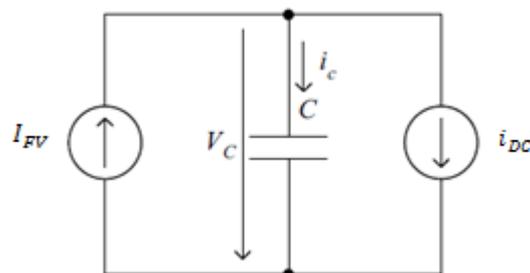


Figura 2.13 – Representação simplificada das correntes do nó de ligação do condensador C , do sistema fotovoltaico e do conversor paralelo

$$i_c = I_{FV} - i_{DC} \quad (2.48)$$

Para dimensionar o controlador de tensão assume-se que o conversor paralelo está controlado em corrente. Nesse caso, considera-se que a função de transferência (2.49) que relaciona o valor médio da corrente i_{DC} no andar DC e o valor eficaz da corrente i_p no andar AC é de primeira ordem, onde o ganho G_p (2.50) depende da relação de potências entrada/saída do conversor e T_{dv} , cujo valor se considera ser o dobro do período da rede, representa o atraso da resposta da tensão no andar DC [5][8].

$$\frac{i_{DC}}{i_p} \cong \frac{G_p}{\alpha_i} \frac{1}{T_{dv} s + 1} \quad (2.49)$$

$$G_p = \frac{\eta_{conv} U_{rede}}{V_{DC}} \quad (2.50)$$

A relação entre a tensão e corrente no condensador de filtragem C é dada por (2.51). Com recurso à transformada de Laplace, as mesmas grandezas no domínio da frequência relacionam-se por (2.52).

$$i_c = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (2.51)$$

$$V_{DC} = \frac{1}{sC} i_c \quad (2.52)$$

Tendo estas considerações em linha de conta, o diagrama de blocos do sistema de controlo de tensão em cadeia fechada pode ser representado através da figura 2.14, onde α_v representa o ganho de amostragem da tensão. O compensador de tensão fornece a corrente de referência amostrada para o controlador de corrente.

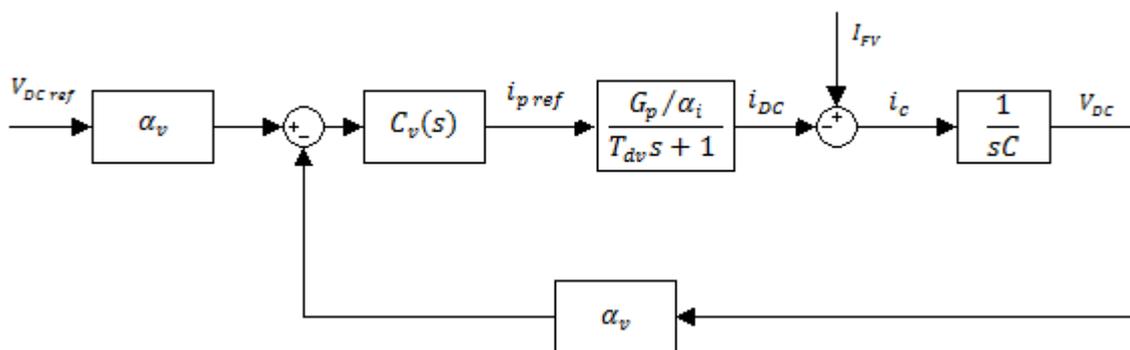


Figura 2.14 – Diagrama de blocos do controlador de tensão no andar DC

Para dimensionamento do ganho proporcional e integral do compensador $C_v(s)$ utiliza-se a função de transferência em cadeia fechada (2.53) que resulta do diagrama de blocos da figura 2.14. O objectivo é minimizar as perturbações causadas pela corrente do sistema fotovoltaico na tensão V_{DC} .

$$\frac{V_{DC}(s)}{I_{FV}(s)} = \frac{s \frac{(T_{dv}s + 1)}{T_{dv}C}}{s^3 + \frac{1}{T_{dv}}s^2 + \frac{\alpha_v G_p K_{pv}}{T_{dv} C \alpha_i} s + \frac{\alpha_v G_p K_{iv}}{T_{dv} C \alpha_i}} \quad (2.53)$$

Por comparação do denominador da função de transferência com o polinómio de 3º grau (2.54), os ganhos proporcional e integral do compensador $C_v(s)$ resultam em (2.55).

$$s^3 + 1,75\omega_0 s^2 + 2,15\omega_0^2 s + \omega_0^3 \quad (2.54)$$

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{2,15C\alpha_i}{\alpha_v G_p T_{dv} (1,75)^2} \\ K_{iv} = \frac{C\alpha_i}{\alpha_v G_p (1,75)^3 T_{dv}^2} \end{cases} \quad (2.55)$$

Na figura 2.15 representa-se o esquema em Simulink utilizado para o controlo da tensão DC com controlo interno da corrente AC do conversor paralelo.

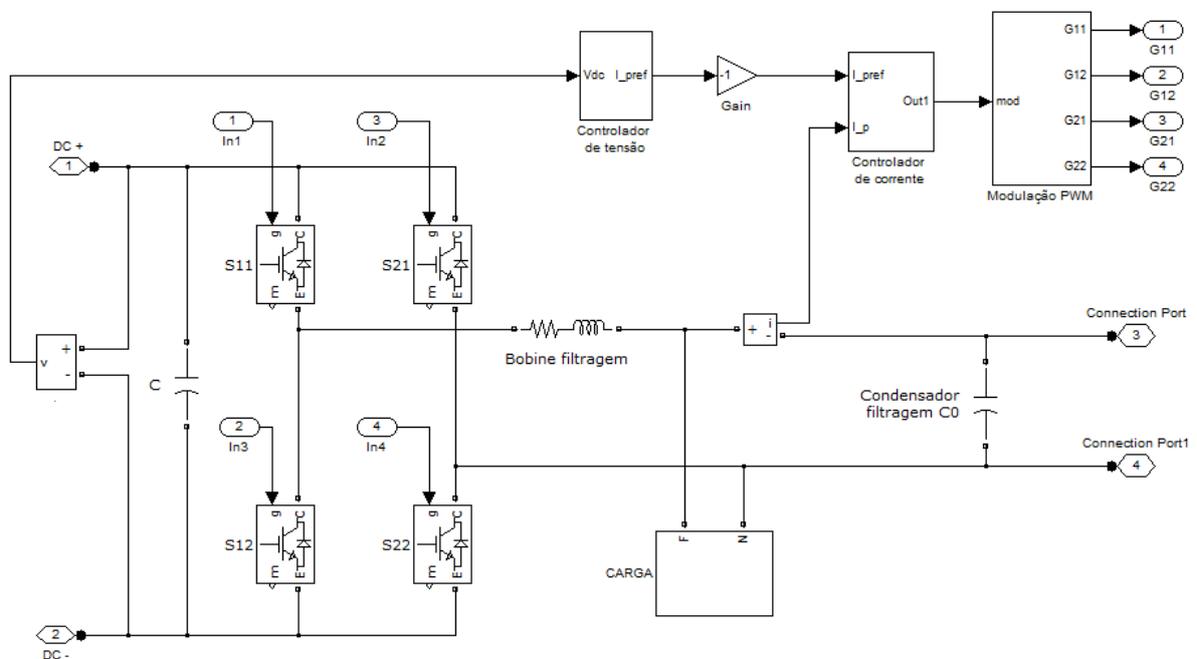


Figura 2.15 – Esquema em Simulink representativo do sistema geral de controlo do conversor paralelo

Na figura B.1 do ANEXO B representa-se o diagrama de blocos do sistema de controlo total para o conversor paralelo. As variáveis controladas são a corrente do conversor paralelo i_p e a tensão aos terminais do condensador V_{DC} .

Note-se que o controlador da tensão no andar DC gera uma corrente de referência que corresponde ao valor eficaz da corrente de referência do lado AC. Esse valor eficaz de referência deverá ser multiplicado por uma sinusóide, dado que a corrente a controlar é sinusoidal. A sinusóide é obtida da onda de tensão da rede através de um PLL, tal como se encontra representado na figura 2.16. O ganho K é dado por (2.56) para obter o valor em pu à entrada do PLL.

$$K = \frac{1}{U_{rede}} \quad (2.56)$$

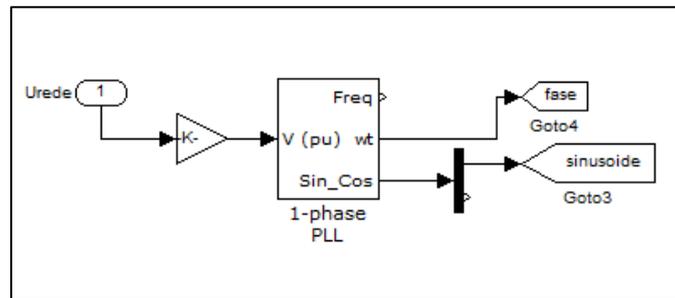


Figura 2.16 – Obtenção da senoide amostrada da tensão da rede por um PLL

2.4.3. Controlador da tensão AC na carga

Para o dimensionamento do controlador de tensão na carga pressupõe-se que a corrente do conversor série está controlada. Desprezando os termos de alta frequência, a função de transferência do conversor série controlado em corrente (2.47) pode ser aproximada a uma função de transferência de 1ª ordem – (2.57).

$$G_i(s) = \frac{i_{se}(s)}{i_{se\ ref}(s)} \cong \frac{1/\alpha_i}{2T_d s + 1} \quad (2.57)$$

Tal como no caso do controlo de tensão DC do conversor paralelo, o compensador fornece a corrente de referência amostrada para o controlador de corrente do conversor série. Para obtenção dos parâmetros do compensador de tensão $C_v(s)$ é necessário obter a função de transferência em cadeia fechada do sistema. Admitindo que há injeção de potência na rede, o trânsito de energia implica o sentido das correntes representado na figura 2.17, onde i_{c0} representa a corrente no condensador ligado em paralelo com a carga,

i_{se} representa a corrente no transformador série, e i' representa a corrente do conjunto carga mais conversor paralelo controlado em corrente.

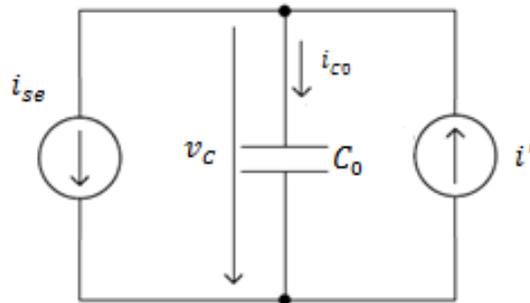


Figura 2.17 – Representação simplificada no nó de ligação do condensador C_0 , considerando a corrente do conversor série e da carga e conversor paralelo controlado em corrente

Da figura 2.17, a corrente no condensador é dada por (2.58), onde i' representa a diferença entre a corrente do conversor paralelo e a corrente na carga e i_{se} representa a corrente no conversor série.

$$i_{C0} = i' - i_{se} \quad (2.58)$$

A dinâmica da tensão e corrente no condensador de filtragem C_0 no domínio da frequência é escrita por (2.59), tal como no caso do condensador C do controlador da tensão no andar DC.

$$v_c = \frac{1}{sC_0} i_{C0} \quad (2.59)$$

Estabelecida a relação entre as correntes (2.58), a dinâmica da tensão no condensador (2.59) e através da função de transferência (2.57), o diagrama de blocos correspondente ao controlador da tensão AC aos terminais do condensador de saída e da carga é representado na figura 2.18.

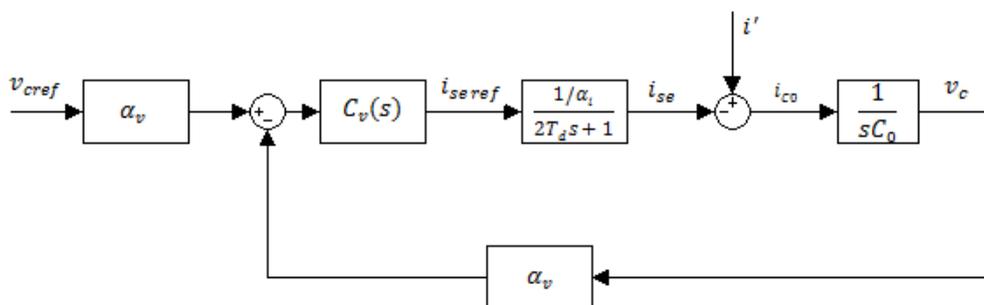


Figura 2.18 – Diagrama de blocos do controlador de tensão na carga

Para minimizar as perturbações introduzidas pela corrente i' , com base no diagrama de blocos da figura 2.18, a função de transferência do sistema em cadeia fechada é dada por (2.60).

$$\left. \frac{v_c(s)}{i'(s)} \right|_{v_{Cref}=0} = \frac{s \frac{T_d s + 1}{T_d C_0}}{s^3 + \frac{1}{2T_d} s^2 + \frac{\alpha_v K_{pv}}{2T_d C_0 \alpha_i} s + \frac{\alpha_v K_{iv}}{2T_d C_0 \alpha_i}} \quad (2.60)$$

Para obtenção dos ganhos proporcional K_{pv} e integral K_{iv} (2.61) compara-se o denominador da função de transferência (2.60) com o polinómio de 3º grau (2.54).

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{2,15 C_0 \alpha_i}{2 \alpha_v T_d (1,75)^2} \\ K_{iv} = \frac{C_0 \alpha_i}{4 \alpha_v (1,75)^3 T_d^2} \end{cases} \quad (2.61)$$

Na figura 2.19 representa-se o esquema em Simulink utilizado para o controlo da tensão AC na carga com controlo interno da corrente AC do conversor série.

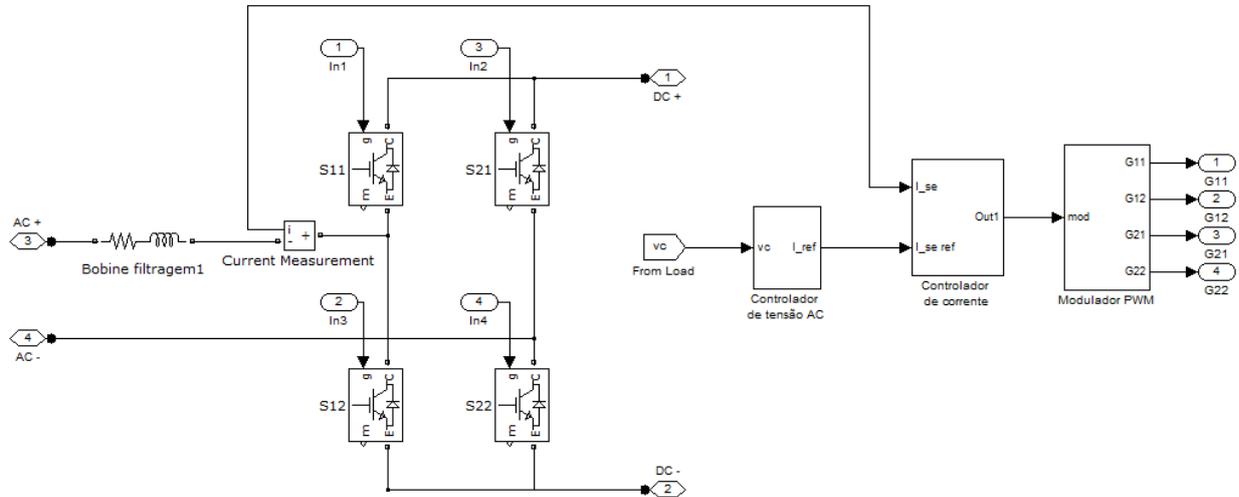


Figura 2.19 - Esquema em Simulink representativo do sistema geral de controlo da tensão AC na carga

O diagrama de blocos relativo ao controlador da tensão na carga com controlo interno da corrente AC do conversor (equivalente à corrente da rede) encontra-se representado na figura B.2 do ANEXO B. As variáveis controladas são a corrente do conversor série i_{se} e a tensão aplicada à carga v_c .

A tensão de referência é obtida por multiplicação do valor máximo pretendido $-\sqrt{2} \times U_{rede}$ com a sinusóide obtida da tensão da rede através de um PLL, tal como foi feito para o caso da corrente de referência no controlador do conversor paralelo. Deste modo, a corrente de referência obtida à entrada do controlador de corrente (através do controlador de tensão) é sinusoidal, não necessitando de ser multiplicada novamente pela sinusóide.

3. Sistema fotovoltaico e SAE

3.1. Sistema fotovoltaico

Considera-se o sistema fotovoltaico como um sistema autónomo para efeitos de potência de pico instalada. Em ambiente doméstico, um sistema fotovoltaico autónomo, dependendo das necessidades de consumo de cada consumidor, é dimensionado para potências que variam de acordo com (3.1).

$$6kW < P_i < 8kW \quad (3.1)$$

Neste trabalho, para simulação do sistema fotovoltaico, consideram-se painéis fotovoltaicos da marca *LDK Solar* de potência de pico 230Wp, que reflectem um bom compromisso entre o nível de potência instalada pretendido e os níveis de tensão contínua desejados para o correcto funcionamento do sistema modular. A curva I-V de um painel encontra-se representada na figura 3.1 para vários níveis de radiação.

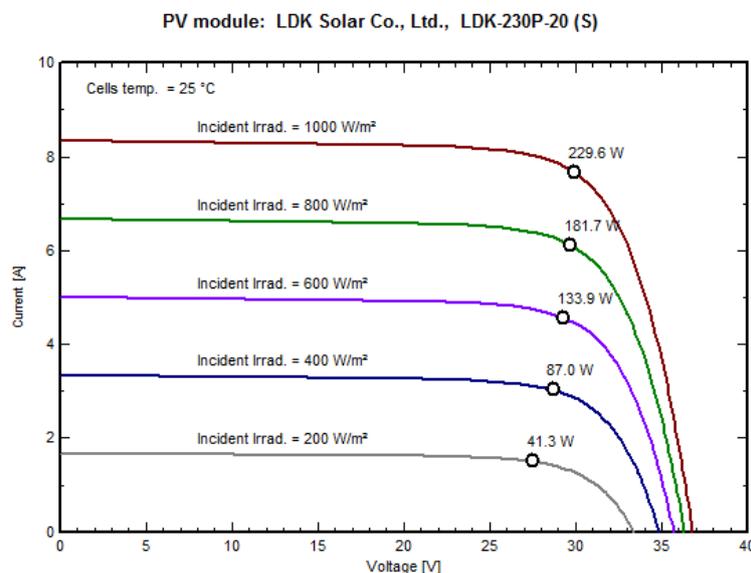


Figura 3.1 – Curva característica I-V do painel fotovoltaico LDK-230P-20

O estudo do seguidor de máxima potência (MPPT) encontra-se fora do âmbito deste trabalho. No entanto, admite-se que este se encontra incorporado no andar DC, pelo que a potência a considerar é aquela máxima à saída do MPPT e que se encontra representada na curvatura do gráfico da figura 3.1 quando lhe é aplicada a relação (3.2).

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{P=VI} = 0 \quad (3.2)$$

A tensão aos terminais dos painéis fotovoltaicos varia de forma inversamente proporcional à temperatura das células [9]. No Verão essa temperatura chega a atingir os 70°C o que representa a situação mais desfavorável, na qual a tensão aos terminais dos painéis atinge o seu valor mais baixo. No Inverno ocorre o inverso: a temperatura das células atinge cerca de 20°C, situação para a qual a tensão aos terminais dos painéis atinge o seu valor máximo.

Sabendo que a tensão de um conjunto de painéis é dada por (3.3), onde N_s é o número de painéis em série e por *string* entende-se um conjunto de painéis em série, o sistema fotovoltaico é projectado por associação dos painéis em série e assumindo a tensão garantida pelo seguidor de máxima potência.

$$V_{string} = N_s \times V_{painel} \quad (3.3)$$

A corrente fornecida pelos painéis varia linearmente com a radiação solar incidente de acordo com (3.4). A radiação é o factor mais importante para a produção de energia eléctrica fotovoltaica uma vez que ao longo do dia esta varia desde 0 ao seu valor máximo, o que implica o mesmo comportamento para a corrente eléctrica produzida.

$$I_{FV} = \frac{G}{G_r} I_{FV}^{MAX} \quad (3.4)$$

Desprezando a influência da temperatura na tensão dos painéis, também se pode considerar que a potência varia aproximadamente com a radiação solar incidente de forma linear de acordo com (3.5) [9]. Por esta razão, para efeitos de representação dos painéis fotovoltaicos em ambiente de simulação considera-se uma fonte de corrente controlada pela radiação incidente. O ponto de funcionamento a considerar para o dimensionamento dos conversores será aquele correspondente às condições de potência máxima dos painéis.

$$P_{FV} = \frac{G}{G_r} P_{FV}^{MAX} \quad (3.5)$$

Para dimensionamento do sistema fotovoltaico utilizou-se o programa *PVSyst*, que é um software de referência para concepção e projecto de sistemas fotovoltaicos, para a localização de Lisboa.

3.1.1. Orientação dos painéis

O azimute solar varia consoante a época do ano, atingindo a sua elevação máxima no Verão e a sua elevação mínima no Inverno. Através do programa *PVSyst* verifica-se que no hemisfério norte a situação mais favorável para captação de radiação solar consiste na orientação dos painéis a Sul com uma certa inclinação.

Através da figura 3.2 verifica-se que no Verão o ângulo de inclinação óptimo é de 15° correspondendo a um valor de irradiação solar de 1193kWh/m^2 , enquanto no Inverno o mesmo ângulo é de 52° ao qual corresponde um valor de irradiação solar de 782kWh/m^2 .

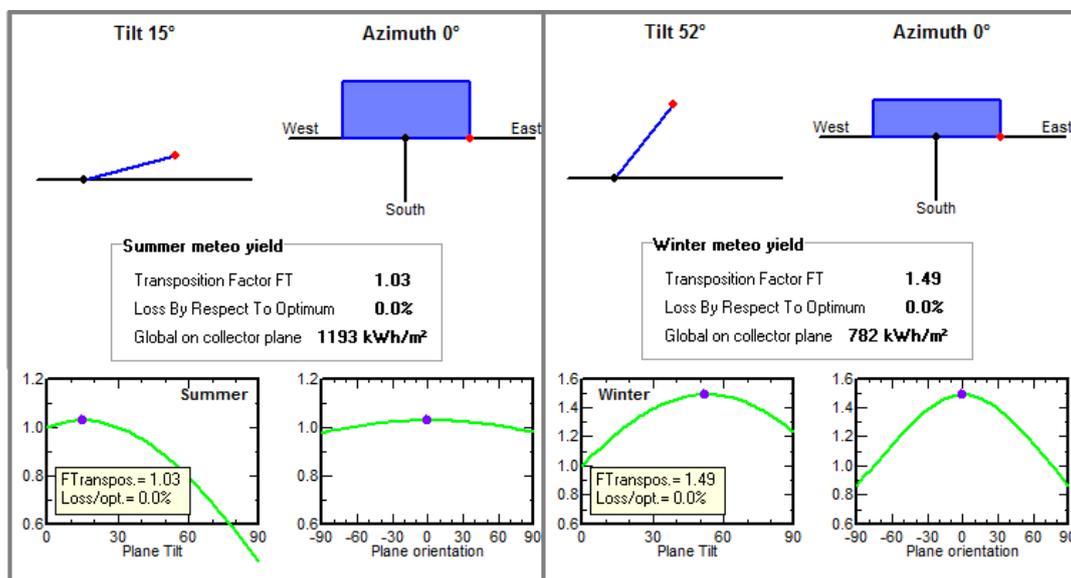


Figura 3.2 – Ângulo de inclinação óptimo dos painéis no Verão e no Inverno

Para obtenção da inclinação óptima dos painéis em tempo real é necessário recorrer a um sistema com seguidor de posição solar. No entanto, neste trabalho considera-se uma orientação fixa para reduzir a complexidade do sistema. O ângulo de inclinação óptimo anual é aquele que maximiza os níveis de radiação nos painéis ao longo do ano. Sabe-se que esse valor corresponde, de forma aproximada, à latitude do próprio local [9]. De acordo com o programa *PVSyst*, como se pode comprovar através da figura 3.3, o valor óptimo de inclinação é de 30° o que não difere muito do valor da latitude para a localidade de Lisboa (cerca de 38°).

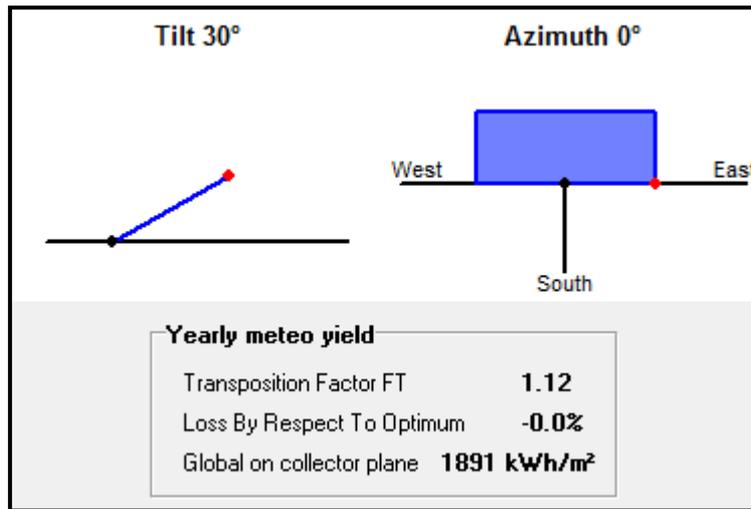


Figura 3.3 – Ângulo de inclinação óptimo anual

3.1.2. Associação e características dos painéis

Tendo já sido dimensionada a orientação dos painéis, as características do sistema fotovoltaico como a potência total, corrente e tensão aos seus terminais, dependem da forma como os painéis se encontram associados. Os valores considerados para apresentação foram retirados do catálogo do painel *LDK 230P-20* [16].

São necessários cerca de 18 painéis em série, de forma que a tensão mínima, correspondente ao valor máximo de temperatura, e a tensão máxima, correspondente ao valor mínimo de temperatura, se encontrem dentro do limite de funcionamento já definido por (2.13). De acordo com o programa *PVSyst*, os valores mínimos e máximos para a temperatura das células dos painéis são respectivamente, 20°C e 70°C.

Considerando que a temperatura máxima da célula atinge os 70°C, a tensão total da *string* de 18 painéis dá origem a (3.6).

$$V_{FV}^{MIN} = 18 \times V_{MPPT}|_{\theta=70^{\circ}C} = 424 V \quad (3.6)$$

Por outro lado, admitindo que a temperatura mínima da célula é de 20°C, a tensão da *string* de 18 painéis dá origem a (3.7).

$$V_{FV}^{MAX} = 18 \times V_{MPPT}|_{\theta=20^{\circ}C} = 550 V \quad (3.7)$$

A associação de duas *strings* em paralelo permite manter o nível de tensão desejado, duplicando a corrente para que a potência obtida seja aquela que se pretende. O esquema de ligação do total de painéis encontra-se representado na figura 3.4 e a potência máxima nas condições STC é aquela determinada por (3.8).

$$P_{FV}^{STC} = N_{string} \times N_S \times P_{painel}^{STC} = 8280 \text{ Wp} \quad (3.8)$$

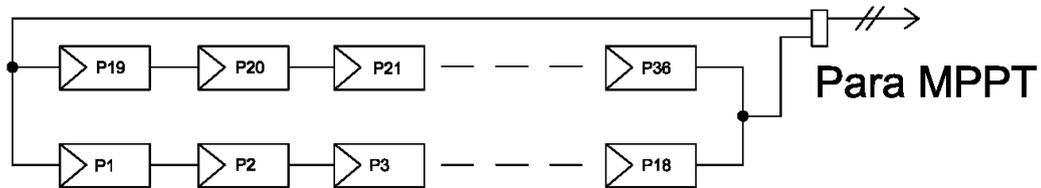


Figura 3.4 – Array de 36 painéis: duas *strings* de 18 painéis cada

O valor de potência em (3.8) é, no entanto, pouco realista, uma vez que os valores da radiação e temperatura da célula nas condições STC quase nunca ocorrem em simultâneo. Um valor mais realista para a potência máxima efectivamente atingida pode obter-se por observação da base de dados do sistema de informação geográfico *PVGIS* [17] para o mês de Julho, cujos níveis de radiação e temperatura ao longo do dia se representam na figura 3.5a) e 3.5b).

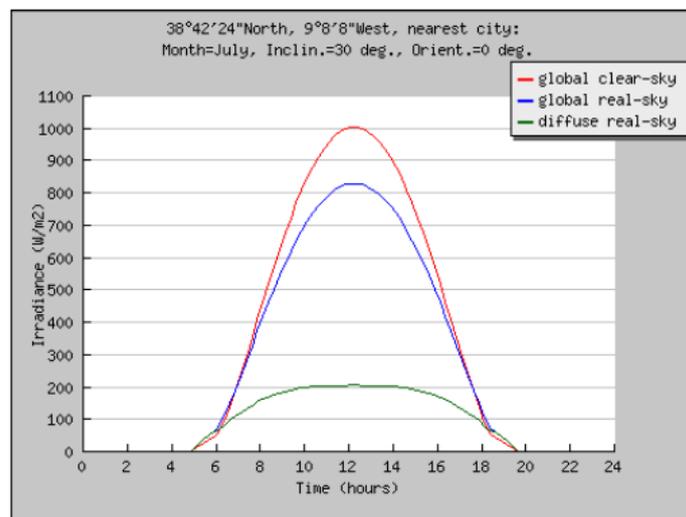


Figura 3.5 a) – Níveis de radiação em Lisboa no mês de Julho (plano inclinado de 30°)

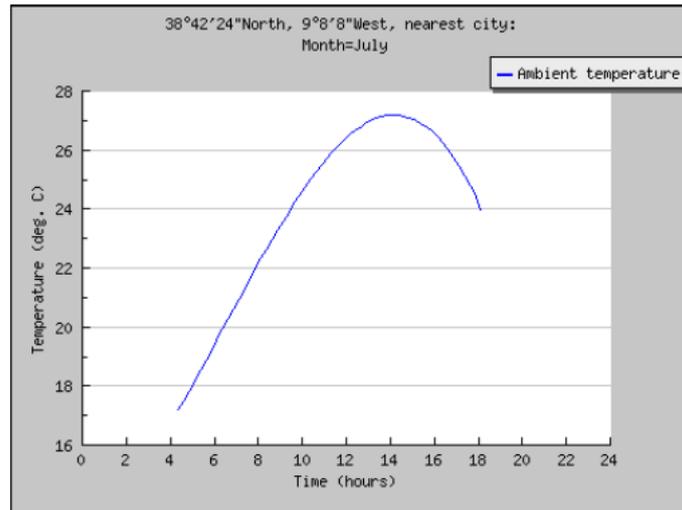


Figura 3.5 b) – Temperatura ambiente média em Lisboa no mês de Julho

Por altura do meio-dia à radiação máxima de $G = G^r = 1000 W/m^2$ a temperatura ambiente é de $26,5^\circ C$. A temperatura das células dos painéis relaciona-se com a temperatura ambiente e com a radiação solar através da equação (3.9) em que $NOCT$ é um parâmetro característico dos painéis. Desta forma, a temperatura ambiente indicada conduz à temperatura das células dos painéis de $57,75^\circ C$.

$$\theta = T_{amb} + \frac{NOCT - 20}{800} \cdot G \quad (3.9)$$

Para os níveis de radiação de $1000 W/m^2$ e $57,75^\circ C$ a potência máxima pode ser determinada através da relação (3.10), em que os valores da tensão e corrente máxima se representam na figura 3.6.

$$P_{FV}^{MAX} = N_{string} \times N_S \times V_{MPPT} \times I_{MPPT} = 7105 W \quad (3.10)$$

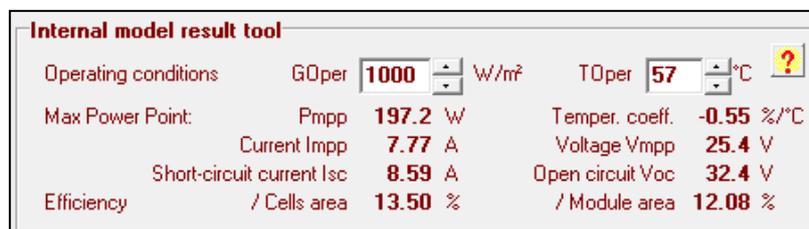


Figura 3.6 – Características do painel nas melhores condições meteorológicas ($G=1000W/m^2$, $\theta=57^\circ C$) [PVSystem]

O ponto de funcionamento considerado para as simulações é o das condições referidas em (3.10), isto é, para $\theta = 57^\circ C$ e $G = 1000 W/m^2$ no qual é considerado ser extraída máxima potência. No gráfico da figura 3.7 observam-se as curvas I-V de funcionamento do conjunto dos 36 painéis nas condições de mínima e máxima temperatura para o nível de radiação máxima $G = 1000 W/m^2$.

Nestas condições, o valor da tensão e da corrente, cujo valor é o dobro da corrente produzida por uma *string*, no andar DC é dado por (3.11).

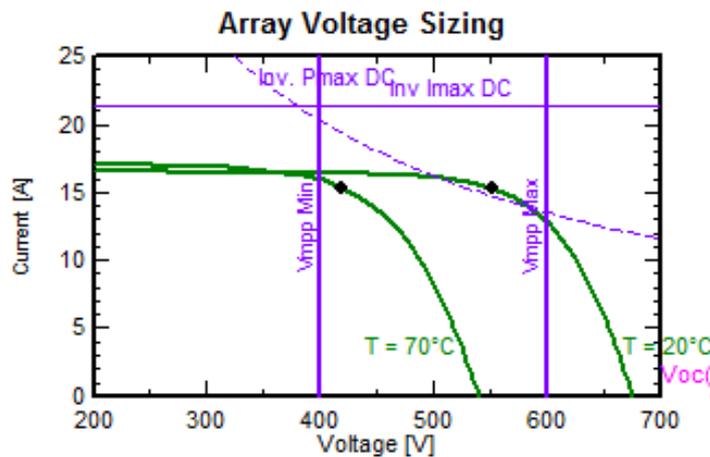


Figura 3.7 – Curva I-V do conjunto de 36 painéis ($\Theta=20^{\circ}\text{C}$; $\Theta=70^{\circ}\text{C}$)

$$\begin{cases} V_{DC} = 460\text{ V} \\ I_{FV}^{MAX} = 15,54\text{ A} \end{cases} \quad (3.11)$$

3.2. Sistema de armazenamento de energia – SAE

Os sistemas de armazenamento de energia têm uma importância cada vez maior nos sistemas de energia renovável, nomeadamente em sistemas solares fotovoltaicos, pois são a única forma de eliminar a sua intermitência de forma limpa, isto é, sem recurso a geradores diesel de apoio.

Existem diversas tecnologias de armazenamento de energia para aplicação neste tipo de sistemas: volantes de inércia, sistemas de ar comprimido, baterias, condensadores, supercondensadores, EDLC's [10]. Cada uma das tecnologias apresenta diferentes características de rendimento, densidade de energia, densidade de potência e tempo de vida – figura 3.8.

Type	Energy Efficiency (%)	Energy Density (Wh/kg)	Power Density (W/kg)	Cycle Life (cycles)	Self Discharge
Pb-Acid	70–80	20–35	25	200–2000	Low
Ni-Cd	60–90	40–60	140–180	500–2000	Low
Ni-MH	50–80	60–80	220	< 3000	High
Li-Ion	70–85	100–200	360	500–2000	Med
Li-polymer	70	200	250–1000	> 1200	Med
NaS	70	120	120	2000	–
VRB	80	25	80–150	> 16000	Negligible
EDLC	95	< 50	4000	> 50000	Very high
Pumped hydro	65–80	0.3	–	> 20 years	Negligible
CAES	40–50	10–30	–	> 20 years	–
Flywheel (steel)	95	5–30	1000	> 20000	Very high
Flywheel (composite)	95	> 50	5000	> 20000	Very high

Figura 3.8 – Tipos de SAE e respectivas características

Tratando-se o MICER de um sistema para aplicação em Micro-Redes, o SAE deve garantir a continuidade de energia eléctrica para os períodos durante os quais não exista radiação solar disponível ou suficiente para as necessidades de consumo.

No projecto de sistemas autónomos é usual fazerem-se dimensionamentos para a autonomia dos SAE em situações em que existam más condições meteorológicas prolongadas (até 4 dias) – dias de chuva ou excesso de nebulosidade. No entanto, tendo em conta que neste trabalho se estuda o funcionamento em Micro-Redes, a cooperação entre diversos pontos da Micro-rede, ou seja, a possibilidade de transmissão de energia para onde haja mais necessidade de consumo em tempo real, permite que o dimensionamento das baterias seja feito apenas para o dia de menor radiação solar.

A situação mais desfavorável ocorre durante o solstício de Inverno, altura em que a inexistência de radiação solar dura cerca de 15h em 24h. Garantindo que o sistema de armazenamento de energia satisfaça a situação mais desfavorável, durante o resto do ano também existirá continuidade da energia eléctrica.

Na maioria dos sistemas fotovoltaicos, são utilizadas baterias de chumbo-ácido pois garantem um bom compromisso entre tempo de descarga e potência de pico instalada, tal como é mostrado na figura 3.9 [10].

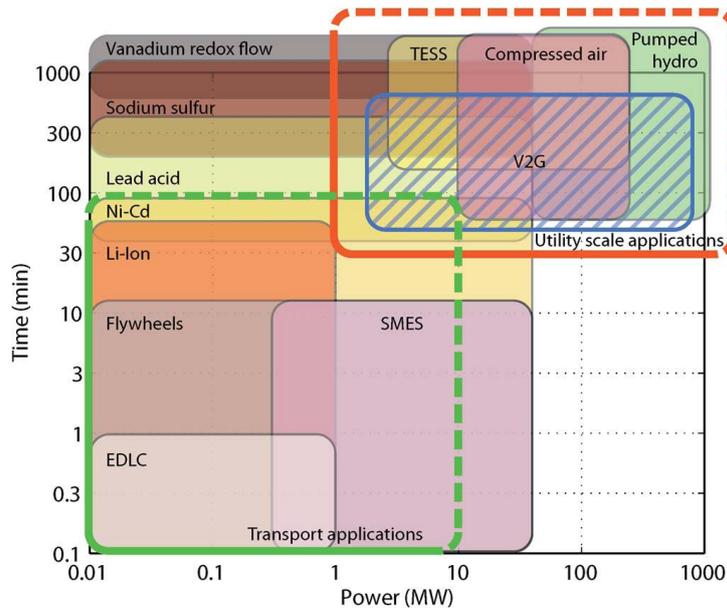


Figura 3.9 – Tecnologias de SAE (Tempo de descarga VS Potência)

Uma vez que neste trabalho se considera uma potência de pico instalada de cerca de 8 kWp, a gama de potência a considerar é a mínima representada na figura 3.9. A tecnologia chumbo-ácido aceita tempos de descarga até 300 minutos o que equivale a 5 horas, pelo que para garantir a continuidade de energia durante 15 horas serão necessárias no mínimo 3 baterias deste tipo.

O número efectivo de baterias depende das necessidades de consumo e autonomia da instalação e da capacidade de cada bateria, podendo ser calculado de forma aproximada por (3.12).

$$N = \left[\frac{E_{consumo}}{V_{bat} \times Q_{bat} \times \eta_{conv}} \right] \quad (3.12)$$

De acordo com a base de dados do sistema de informação geográfico *PVGIS*, em Dezembro a existência de radiação solar tem duração máxima de apenas 9h. O perfil de radiação solar encontra-se representado na figura 3.10 onde o seu valor mais elevado ocorre, tal como no caso mais favorável, por volta do meio-dia. Como o dimensionamento das baterias é feito para as condições mais desfavoráveis, a curva a considerar é aquela representada a azul que tem em conta os factores de nebulosidade.

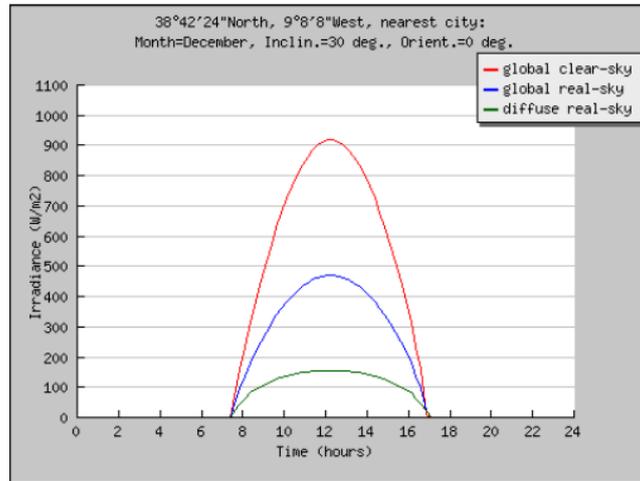


Figura 3.10 – Radiância solar média diária durante o mês de Dezembro

Através do perfil representado pela curva a azul e da expressão (3.5) para a potência máxima de 7,1 kW é possível obter o perfil aproximado da figura 3.11 para a potência máxima de saída dos painéis em função da radiação incidente nas piores condições. Verifica-se que a potência máxima obtida nas piores condições corresponde a metade da potência máxima nas melhores condições.

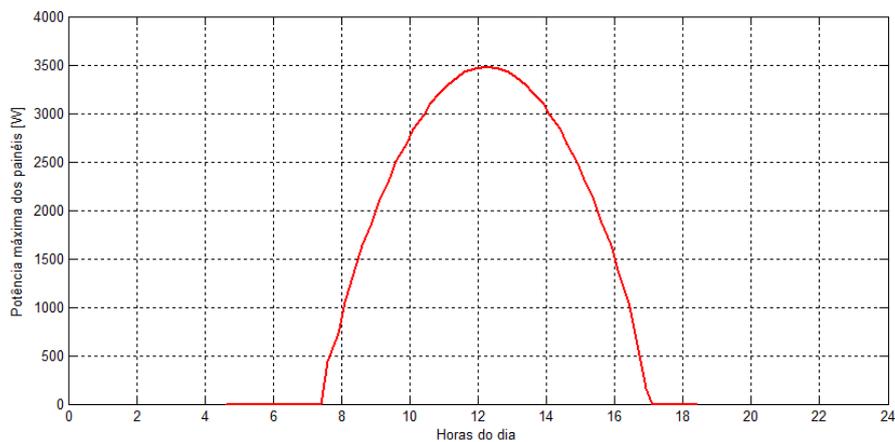


Figura 3.11 – Potência de saída do sistema fotovoltaico no mês de Dezembro

Para efeitos de cálculo da capacidade do banco de baterias não interessa a potência de saída dos painéis mas sim a energia por eles gerada. Por integração da curva de potência da figura 3.11 obtém-se o valor da energia gerada durante a existência de radiação num dia de Inverno (3.13).

$$E_{gerada} = \int_7^{18} \frac{P_{FV}}{1000} dt = 22,89kWh \quad (3.13)$$

Foi feito um estudo de mercado do consumo de energia para uma habitação de um agregado familiar com 4 pessoas, num dia de fim-de-semana durante o Inverno, tendo sido obtidos os resultados presentes na figura 3.12. Verifica-se que a energia necessária para consumo é ligeiramente superior àquela produzida pelos painéis em (3.13).

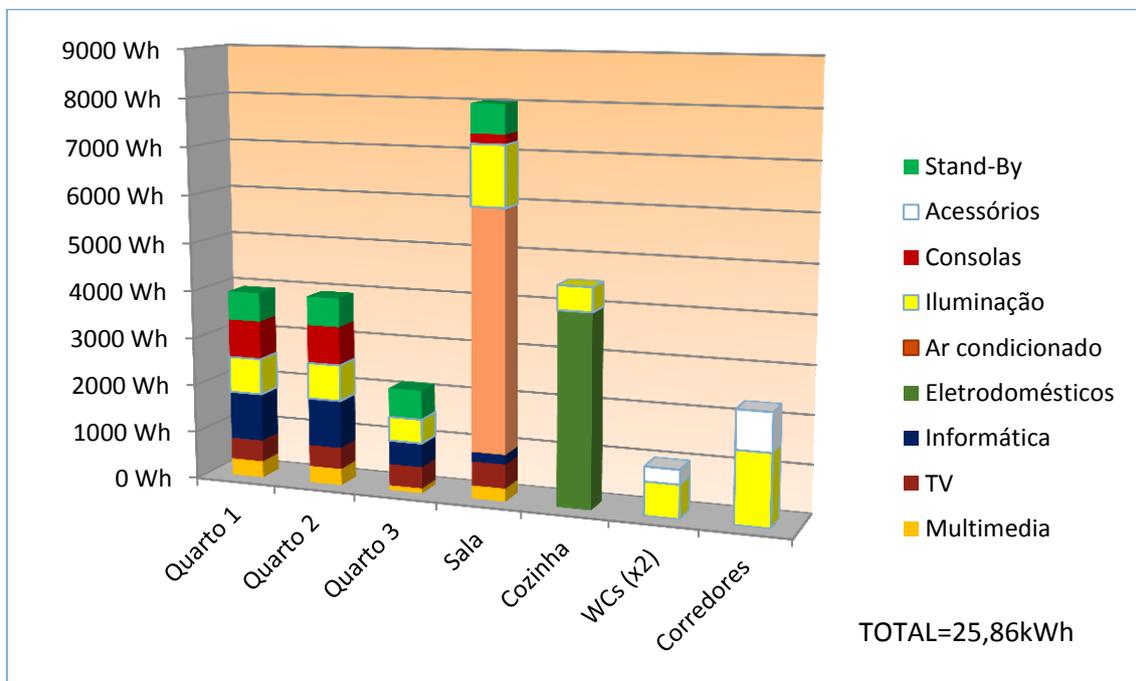


Figura 3.12 – Consumo de energia de um agregado familiar de 4 pessoas num dia de Inverno

Partindo do pressuposto que as baterias se encontram carregadas no dia anterior a ser verificada esta situação e que toda a Micro-rede se encontra nesta situação, não haverá excedente de energia a fluir nas suas linhas de distribuição, pelo que a capacidade das baterias deve garantir autonomia pelo menos até que a situação se suprima, isto é, até que a carga diária necessária diminua.

Considera-se que depois do fim-de-semana, a carga diminui em 20%, pelo que a energia consumida é de 20,7kWh sendo já inferior à energia gerada pelos painéis nas piores condições.

Considerando baterias *DETA 12V Solar 250Ah* e o rendimento η_{conv} de 98% para os conversores série e paralelo [18][19], da expressão (3.12) obtém-se $N = 18$, considerando como energia de consumo aquela correspondente a 2 dias de um fim-de-semana.

O nível de tensão utilizado para um banco de baterias é por norma 12V, 24V ou 48V [11]. No entanto, para obter a tensão máxima de 48V, seria necessária a associação em paralelo de séries de 4 baterias o que não é compatível com $N = 18$. Para que tal fosse possível, seria necessário sobredimensionar o número de baterias para $N = 20$.

Considera-se o nível de tensão de 36V que é compatível com o número de baterias obtido. A configuração do banco de baterias será aquela representada na figura 3.13.

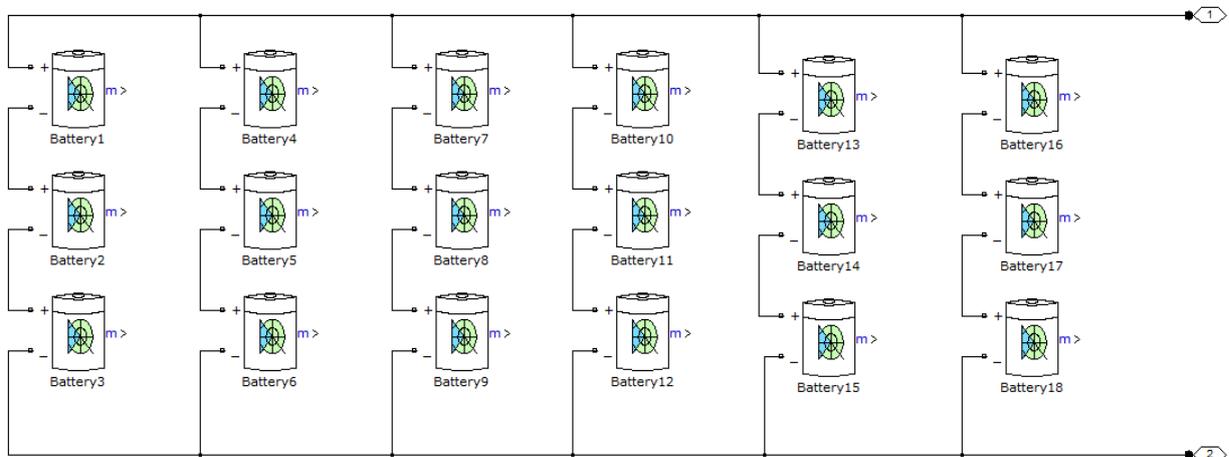


Figura 3.13 – Configuração final do banco de baterias para o SAE

Para o correcto funcionamento dos conversores série e paralelo são necessários valores de tensão bastante superiores aos 36V do banco de baterias. Para que tal objectivo seja conseguido é necessário adaptar o valor da tensão à saída das baterias à gama de valores (2.13) através de um conversor DC/AC, um transformador e um conversor AC/DC.

Este andar de conversão DC/AC/DC deve permitir o fluxo bidireccional de potência, para garantir a carga e descarga da bateria bem como a respectiva regulação de carga. Para efeitos de dimensionamento do restante MICER considera-se o conjunto baterias e andar de conversão como uma bateria equivalente com o nível de tensão desejado para o andar DC.

3.2.1. Regulador de carga do SAE

O regulador de carga do Sistema de Armazenamento de Energia (SAE) é necessário para regular a carga e descarga do SAE, neste caso do banco de baterias. A carga do banco de baterias pode ser feita a corrente constante, a tensão constante, ou utilizando um processo misto com regulação inicial a corrente constante e, quando a tensão máxima é atingida, completar o processo de carga da bateria a tensão constante [12]. O tempo de carga é diferente para os três métodos apresentados, sendo que o primeiro método é o mais rápido e o segundo é o mais lento.

Não sendo objectivo deste trabalho a análise detalhada do sistema de carregamento das baterias, considera-se, de uma forma simplificada, que a bateria equivalente do SAE é carregada a corrente constante

$I_{DC\ ref}$. Nestas condições admite-se que o esquema do regulador de carga consiste num conversor DC/DC redutor controlado em corrente, cuja montagem se representa na figura 3.14.

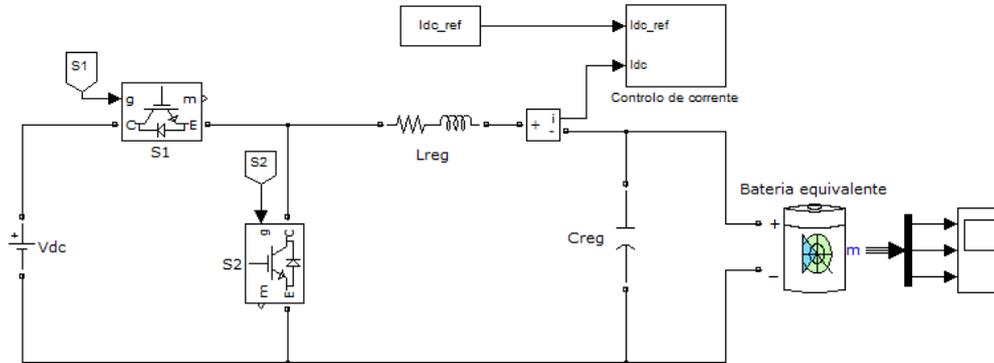


Figura 3.14 – Regulador de carga da bateria equivalente com controlo de corrente

O controlador de corrente usado é idêntico ao dimensionado para os conversores série e paralelo. Os parâmetros T_z e T_p do compensador de corrente são obtidos por (3.14).

$$\begin{cases} T_z = \frac{L_{reg}}{R_{bat}} \\ T_p = \frac{2K_D\alpha_I T_d}{R_{bat}} \end{cases} \quad (3.14)$$

Para efeitos de dimensionamento do controlador, a resistência a considerar é aquela vista aos terminais da bateria equivalente (3.15).

$$R_{bat} = \frac{V_{bat}}{I_{DC\ ref}} \quad (3.15)$$

Os valores da bobine e condensador do regulador são obtidos através de (3.16) cujas expressões equivalem àquelas de um conversor DC/DC redutor [8]. As variáveis f_{com} e T_{com} correspondem à frequência de comutação e período de comutação dos semicondutores S1 e S2 enquanto as variáveis Δi_L e Δv são os tremores máximos admitidos no processo de carga.

$$\begin{cases} L_{reg} = \frac{V_{bat}}{4\Delta i_L f_{com}} \\ C_{reg} = \frac{V_{DC} T_{com}^2}{32\Delta v L_{reg}} \end{cases} \quad (3.16)$$

Considera-se, tal como para os moduladores PWM dos conversores DC/AC, uma frequência de comutação de 10kHz e admite-se que o tremor máximo para a corrente na bobine e a tensão no condensador são definidos por (3.17).

$$\begin{cases} \Delta i_L = 10\% I_{DC\ ref} \\ \Delta v = 1\% V_{bat} \end{cases} \quad (3.17)$$

Os sinais de disparo dos semicondutores S1 e S2 são obtidos através de um modulador em dente de serra, cujo diagrama de blocos em Simulink se encontra representado na figura 3.15.

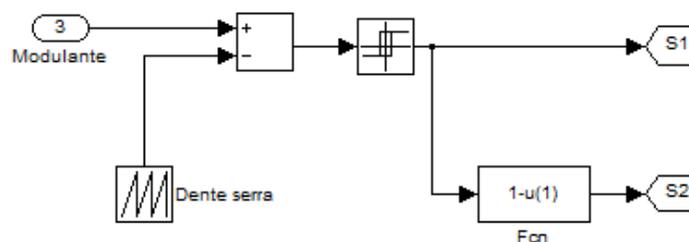


Figura 3.15 – Esquema do modulador em dente de serra utilizado no regulador de carga da bateria equivalente

O processo de modulação é feito através da comparação entre a onda modulante, obtida através do controlador de corrente, e a onda portadora em dente de serra:

- Quando a onda modulante é superior à onda portadora é gerado o sinal de disparo do semicondutor S1 (S1 ON e S2 OFF).
- Ao invés, quando a onda modulante é inferior à onda portadora é gerado o sinal de disparo do semicondutor S2 (S2 ON e S1 OFF).

Na figura 3.16 encontra-se representada uma simulação de um processo de carga de uma bateria equivalente carregada a 50% durante 20 segundos com controlo de corrente $I_{DC\ ref} = 10A$. Tratando-se o regulador de carga de um conversor redutor considerou-se uma tensão nominal de 400 V para a bateria de forma que a tensão de carga máxima seja inferior à tensão V_{DC} do andar DC.

Na tabela encontram-se representados os valores calculados para a bobine L_{reg} e condensador C_{reg} do regulador de carga utilizados na simulação bem como a resistência equivalente da bateria e os parâmetros do compensador de corrente.

Tabela 3.1 – Parâmetros do regulador de carga e respectivo compensador de corrente

L_{reg}	C_{reg}	R_{bat}	T_z	T_p
10mH	3,6 μ F	40 Ω	250 μ s	1,15 μ s

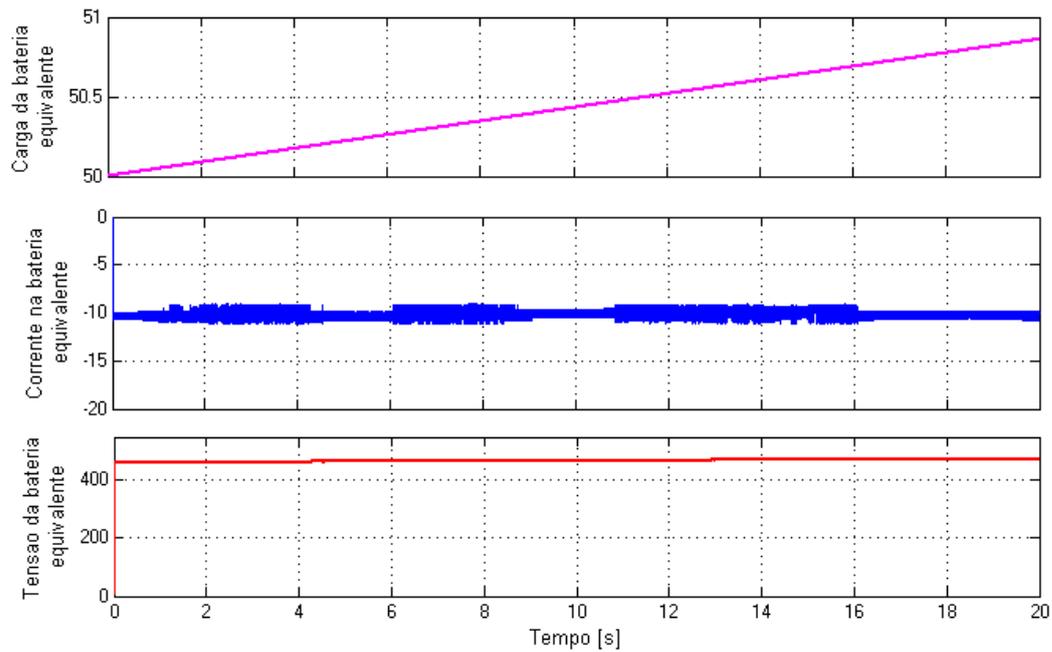


Figura 3.16 – Processo de carga da bateria equivalente. Formas de onda do estado de carga (SOC), da corrente e tensão

A corrente na bateria é negativa uma vez que esta se encontra a ser carregada, isto é, a consumir energia. A tensão da bateria tende a subir até atingir o seu valor de carga máxima.

Verifica-se através da figura 3.16 que durante os 20 segundos simulados a bateria carregou cerca de 1% o que significa que para uma corrente de 10A o seu tempo de carga é de aproximadamente 30 minutos. Se o processo de carga fosse feito para o banco de baterias o tempo de carga seria 18 vezes superior o que corresponde a um tempo total de carga de cerca de 10 horas.

4. Resultados de simulação

Neste capítulo é apresentado o modelo de uma Micro-rede onde é simulado o MICER e são apresentados os resultados das simulações efectuadas.

Nas simulações avaliam-se parâmetros de QEE tais como a THD da tensão e corrente, o factor de potência e o valor eficaz da tensão. Em primeiro lugar mostram-se os resultados da simulação de uma só carga com a interface do sistema modular incorporada em funcionamento normal, e o comportamento perante uma cava de tensão. Posteriormente, apresentam-se os resultados de simulação obtidos dos parâmetros de QEE para o modelo de toda a Micro-rede em funcionamento.

4.1. Planeamento da Micro-rede

Com o objectivo de verificar a capacidade de integração de Micro-Redes na RESP através do sistema modular previamente dimensionado foi necessário realizar um modelo de uma Micro-rede cuja representação se pretendeu aproximar o máximo possível da realidade. O planeamento da Micro-Rede parte de alguns pressupostos simplificativos devido à complexidade do sistema em ambiente de simulação. A plataforma de simulação utilizada é a aplicação Simulink (*SimPowerSystems*) do Matlab.

A Micro-rede é considerada como uma rede com características semelhantes às de uma rede eléctrica de baixa tensão. Cada carga possui um MICER incorporado, com o sistema fotovoltaico e SAE ligados, a servir de interface com a linha de distribuição à qual se encontra ligada. A Micro-rede apresenta uma estrutura arborescente, com pontos de ligação entre as cargas e barramentos e entre os barramentos e o ponto de ligação à RESP.

Na construção da Micro-rede admite-se que, num dado instante, cargas que se encontrem próximas apresentam níveis idênticos de radiação solar, enquanto cargas mais afastadas (distância do ponto de ligação à RESP superior a 500m) possam apresentar níveis de radiação solar diferente. Não se consideram valores muito distintos de potência de carga para carga uma vez que se considera um ponto de funcionamento correspondente a uma determinada hora do dia.

A verificação do impacto da Micro-rede na RESP é feita através da capacidade de mitigação de problemas de QEE, nomeadamente de compensação de cavas.

Devido à complexidade do sistema simulado, a Micro-rede virtualmente implementada é aquela que se encontra representada na figura 4.1. Trata-se de uma rede de pequena dimensão, contendo apenas 6 cargas,

cada qual com valores diferentes de potência de consumo e alimentadas por linhas de distribuição de comprimentos diferentes.

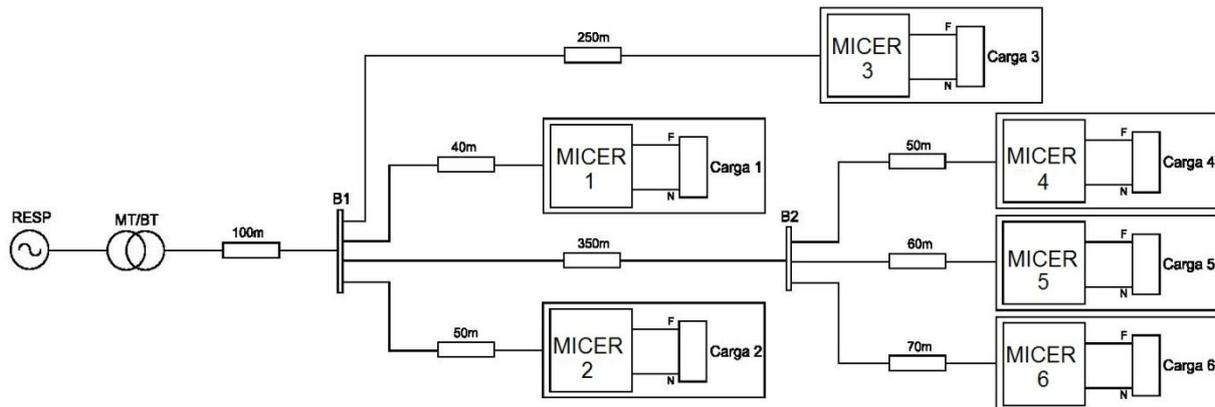


Figura 4.1 – Esquema da Micro-rede proposta para simulação

4.1.1. Cenário de cargas

Em instalações domésticas existem diversos tipos de cargas, dependendo do tipo de aparelho ligado à rede eléctrica. As cargas podem ser separadas em duas categorias: cargas lineares e não-lineares.

As cargas lineares representam na sua maioria aparelhos domésticos como lâmpadas incandescentes, aquecedores convencionais, torradeiras, fornos eléctricos antigos e alguns equipamentos de refrigeração. Com excepção dos equipamentos de refrigeração, como por exemplo um frigorífico, a carga pode ser representada como uma simples resistência – figura C.1.1 do ANEXO C. No caso de um equipamento de refrigeração, este pode ser representado como uma resistência em série com uma bobine (circuito RL) [13] – figura C.2.1 do ANEXO C. As expressões para o cálculo dos parâmetros das cargas lineares encontram-se igualmente representadas no ANEXO C em C.1 e C.2. Para as cargas do tipo R tem-se em conta unicamente a potência dos equipamentos. No caso das cargas do tipo RL, como por exemplo um frigorífico, tem-se em conta a potência aparente de 200VA e um factor de potência de 0,57.

As cargas não-lineares referem-se à maioria do equipamento electrónico de consumo actualmente utilizado (TV's, computadores, leitores de DVD, consolas de jogos) e aos electrodomésticos de potência mais elevada, como por exemplo máquinas de lavar. Em qualquer dos casos, este tipo de cargas pode ser representado por um rectificador a díodos com carga capacitiva, ligado à rede através de uma bobine de filtragem que limita a amplitude das harmónicas de corrente de baixa frequência [13] – figura C.3.2 do ANEXO C. As expressões para o cálculo das cargas não lineares encontram-se igualmente representadas no ANEXO C

em C.3. Admite-se uma distribuição entre 60% e 80% de cargas não-lineares para cada ponto da Micro-rede [14] (ANEXO C – Tabela C.1).

4.1.2. Impedância das linhas de distribuição

Considera-se que as linhas de distribuição de energia são representadas por uma resistência em série com uma indutância, como representado na figura 4.2.

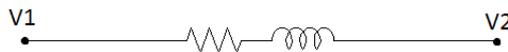


Figura 4.2 – Representação simplificada de uma linha de distribuição

O valor da impedância de cada linha é determinado através de (4.1) onde l_L representa o comprimento da linha em Km , R_L a resistência por unidade de comprimento e L_L a indutância por unidade de comprimento da linha.

$$Z_{linha} = (R_L + j2\pi fL_L)l_L [\Omega] \quad (4.1)$$

A resistência traduz o efeito das perdas por efeito de Joule na linha de distribuição e o seu valor por unidade de comprimento varia proporcionalmente com a resistividade do material da alma condutora, e de forma inversamente proporcional com a respectiva secção.

A resistência depende ainda de outros parâmetros: da temperatura dos condutores, da disposição dos condutores dentro dos cabos, do tipo de condutores (material), e de fenómenos como o efeito pelicular e o efeito de proximidade. No entanto, nesta análise estes parâmetros não são considerados, pelo que a resistência por unidade de comprimento dos cabos é dada por (4.2).

$$R_L = \frac{\rho}{S} \times 10^3 [\Omega/Km] \quad (4.2)$$

Consideram-se condutores de cobre, pelo que a resistividade dos condutores é de $\rho_{cu} = 1,77\mu\Omega cm$.

A indutância total por unidade de comprimento, considerando condutores de fase e neutro com igual secção, é dada por (4.3) [6], onde o parâmetro D representa a distância geométrica entre os condutores, e r representa o raio da secção da alma condutora considerada circular.

$$L_L = 0,1 + 0,025 \ln \frac{D}{r} \text{ [mH/Km]} \quad (4.3)$$

A partir dos dados dos catálogos para cabos XAV [20], admitindo para cada carga uma corrente de serviço de 30A, cujo valor não difere muito da corrente máxima de saída do módulo (2.24), obtêm-se as secções e distâncias geométricas para os diversos cabos – tabela 4.1. Para cada cabo considerou-se um calibre acima da corrente de serviço. Na tabela estão também presentes os valores das resistências e indutâncias por unidade de comprimento e os valores totais de resistência e indutância por cabo.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos cabos utilizados na Micro-rede

<i>Destino</i>	I_s [A]	I_M [A]	S [mm ²]	D [mm]	L_L [mH/Km]	R_L [Ω/Km]	l_c [Km]	L_{cabo} [mH]	R_{cabo} [Ω]
Carga 1	30	48	2,5	13	0,25	7,1	0,04	0,01	0,3
Carga 2							0,05	0,013	0,36
Carga 3							0,25	0,063	1,78
Carga 4							0,05	0,013	0,36
Carga 5							0,06	0,015	0,43
Carga 6							0,07	0,018	0,5
Barramento 1	180	247	50	23	0,23	0,35	0,1	0,023	0,04
Barramento 2	90	136	16	19,5	0,24	1,1	0,35	0,084	0,39

4.2. Parâmetros de QEE avaliados

Os parâmetros de QEE a serem avaliados são a Taxa de Distorção Harmónica da corrente e da tensão (THD_i e THD_v) na rede e nas cargas, o factor de potência (FP) no ponto de ligação à rede e o valor eficaz das tensões.

A THD exprime o rácio, em percentagem, entre a soma de todas as harmónicas de corrente ou tensão e a componente fundamental através das relações (4.4). Significa que quanto menor for o seu valor mais próxima a respectiva grandeza se encontra de uma onda sinusoidal.

$$\begin{cases} THD_v = \frac{\sqrt{\sum U_h^2}}{U_1} \times 100 \\ THD_i = \frac{\sqrt{\sum I_h^2}}{I_1} \times 100 \end{cases} \quad (4.4)$$

De acordo com a norma EN 50160 [15] a THD_v não deve exceder os 8% na rede eléctrica de distribuição de energia. Além disso, a norma estipula igualmente limites para as componentes harmónicas até à ordem 40.

O factor de potência (4.5) exprime a relação entre a potência activa e a potência aparente. O seu valor absoluto varia entre 0 e 1, sendo que quanto mais próximo de 1 for, maior é a potência activa e menor a potência reactiva.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (4.5)$$

De acordo com a norma [15], o valor eficaz da tensão na rede não deve variar mais do que 10% em torno do seu valor nominal – 230V. O cálculo do valor eficaz pode ser expresso através da expressão (4.6) onde constam os valores eficazes das componentes harmónicas até à ordem 40.

$$U_{ef} = \sqrt{\sum_{h=1}^{40} U_{h\ ef}^2} \quad (4.6)$$

4.3. Resultados obtidos com um MICER

Na tentativa de representar uma situação o mais gravosa possível, em todas as simulações impõe-se, à saída do transformador MT/BT na rede de baixa tensão, uma tensão sinusoidal de valor eficaz 230V, frequência 50Hz, com componentes de 3ª e 5ª harmónica cuja amplitude é respectivamente da ordem dos 3% e 4% da componente fundamental – figura 4.3. Note-se que o valor da THD_v da tensão da rede é quase 5% e, embora ainda esteja abaixo do valor máximo definido pela norma (8%), é um pouco mais elevado do que o valor habitual (entre 2% a 4%).

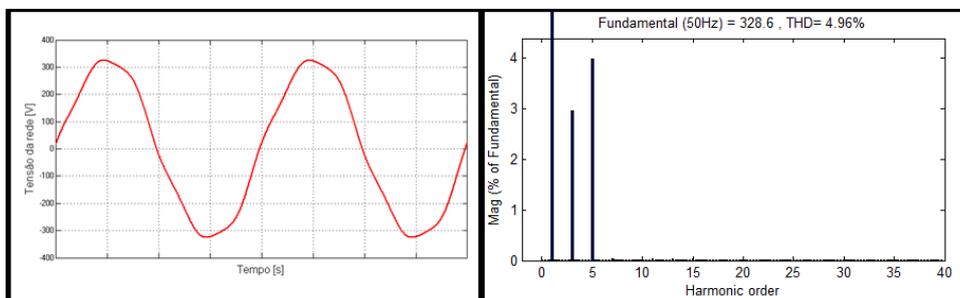


Figura 4.3 – Forma de onda da tensão na RESP no enrolamento de Baixa Tensão do transformador MT/BT

Os valores dos parâmetros dimensionados nos capítulos 2 e 3 utilizados nas simulações encontram-se representados na tabela 4.2. Faz-se referência aos valores eficazes das componentes de 3ª e 5ª harmónica e aos parâmetros usados na modulação PWM. Os valores da potência do transformador, dos componentes de filtragem e dos parâmetros dos controladores dos conversores série e paralelo, que são os de maior importância, encontram-se igualmente representados.

Tabela 4.2 – Parâmetros do MICER utilizados nas simulações

Rede eléctrica		Modulação PWM		CONVERSOR SÉRIE		CONVERSOR PARALELO	
U_{rede}	230 V	$u_{c\ max}$	10 V	S_{transf}	2,13 kVA		
f_{rede}	50 Hz	f_{com}	10 kHz				
$U_{3\ rede}$	6,9 V	T_d	50 μ s				
$U_{5\ rede}$	9,2 V	K_d	46				
Sistema FV/SAE		Componentes de filtragem		Controladores de corrente			
P_{FV}^{MAX}	7,1 kW	C	10 mF	R_0	2,24 Ω	R_0	7,45 Ω
I_{FV}^{MAX}	15,54 A	L_f	10 mH	T_z	4,3 ms	T_z	1,3 ms
V_{DC}	460 V	C_0	6,25 μ F	T_p	20 μ s	T_p	6 μ s
$I_{DC\ ref}$	10A	f_{corte}	636,6 Hz	Controladores de tensão			
				K_p	0,04	K_p	0,35
				K_i	116,6	K_i	2,33

O esquema do MICER utilizado em Simulink para obtenção dos resultados de simulação encontra-se representado no ANEXO D. Na figura D.1 representa-se o esquema geral, na figura D.2 representa-se o esquema do andar que representa o Sistema fotovoltaico com o SAE em paralelo e na figura D.2.1 representa-se o esquema do SAE com o regulador de carga controlado em corrente. O sistema fotovoltaico é representado por uma fonte de corrente controlada de acordo com (3.4).

4.3.1. Funcionamento do MICER em regime nominal

O módulo proposto é testado com uma carga mista (50% linear, 50% não-linear) de 5kVA, com potência máxima de saída do sistema fotovoltaico de 7,1kW.

Na figura 4.4 a) e b) encontram-se representadas as formas de onda da tensão e corrente na carga em regime permanente e os respectivos espectros harmónicos com as THD_i e THD_v.

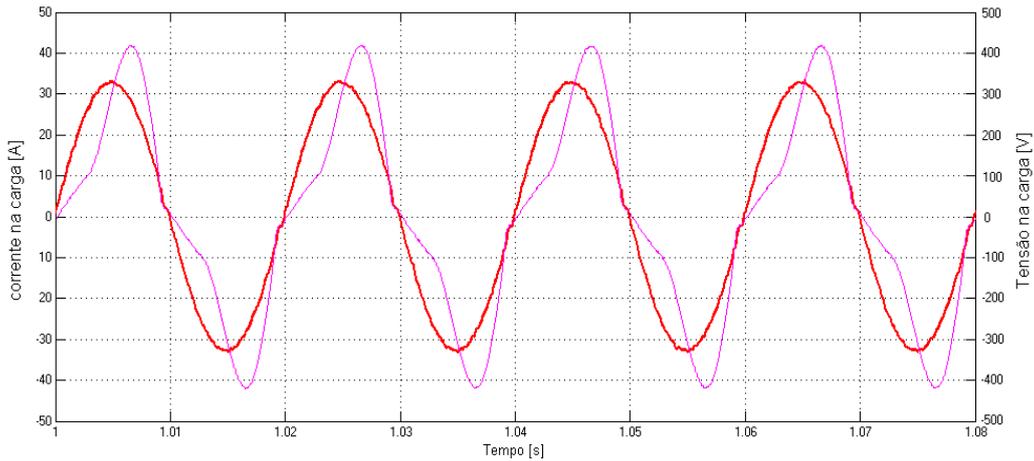


Figura 4.4 a) – Forma de onda da corrente e tensão na carga

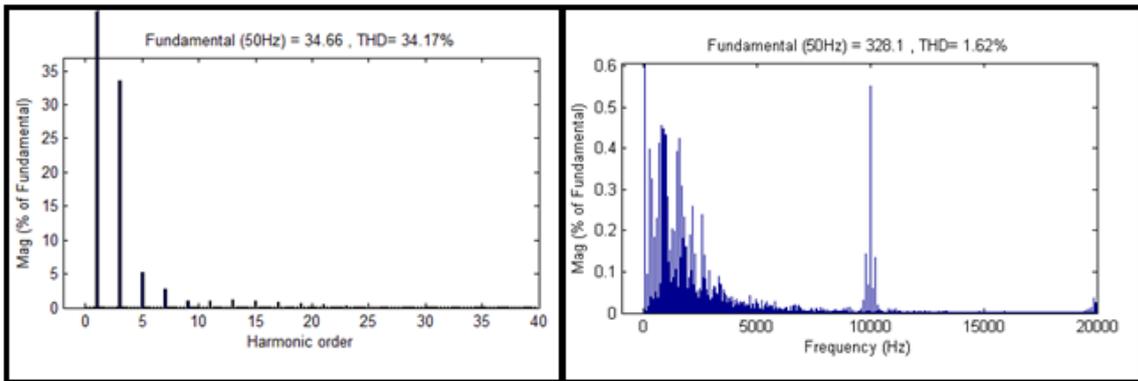


Figura 4.4 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão na carga

A elevada THD_i da corrente na carga deve-se à sua elevada componente não-linear. Harmónicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem são visíveis no gráfico com amplitudes de cerca de 34%, 5% e 3% da componente fundamental. O valor de THD_v para a tensão na carga é de apenas 1,62% e é bastante inferior à THD_v da tensão da RESP (4,95%) devido ao efeito de filtragem de harmónicas dos conversores série e paralelo. No espectro harmónico – figura 4.4 b) – observa-se conteúdo harmónico de alta frequência devido aos processos de modulação PWM de ambos os conversores. Verifica-se em particular a componente harmónica na frequência de comutação de 10kHz dos semicondutores.

Na figura 4.5 a) e b) encontram-se representadas as formas de onda da tensão e corrente na rede em regime permanente e os respectivos espectros harmónicos com as THD_i e THD_v .

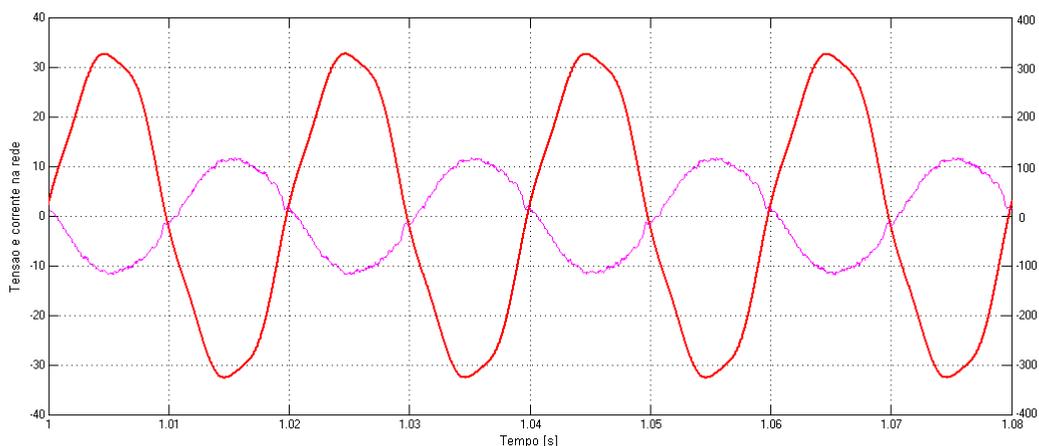


Figura 4.5 a) – Forma de onda da corrente e tensão na rede

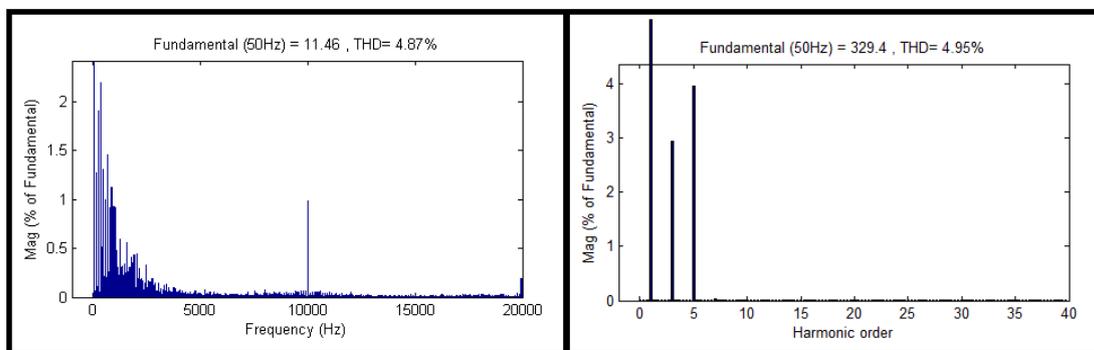


Figura 4.5 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão na rede

Na tabela encontram-se representados os valores dos parâmetros da QEE avaliados no ponto de ligação do MICER à rede eléctrica.

Tabela 4.3 – Parâmetros da QEE no ponto de ligação do MICER à rede

U_{ef} (V)	ΔU_{ef} (%)	I_{ef} (A)	THD_i (%)	THD_v (%)	FP
233	1,3	7,5A	4,87	4,95	-0,99

A corrente encontra-se em oposição de fase com a tensão por haver injeção de potência na rede. O factor de potência obtido na simulação foi de **-0,99**, cujo valor absoluto é muito próximo de 1. O valor eficaz da tensão na rede é de 233 V o que corresponde a uma variação de **1,3%** em torno do valor nominal. A THD_i é de 4,87% cujo valor é bastante reduzido quando comparado com aquele obtido para a corrente na carga (34,17%). Verifica-se conteúdo harmónico de alta frequência em particular na frequência de comutação. O baixo valor da THD_i da corrente na rede reflecte-se na forma de onda da tensão na rede, que apresenta THD_v de **4,95%** cujo valor se encontra dentro dos limites impostos pela norma EN50160.

Para testar a resposta da tensão V_{DC} no andar DC face a perturbações da corrente injectada pelo sistema fotovoltaico simulou-se uma descida instantânea do seu valor máximo I_{FV}^{MAX} para 70% desse valor. Na figura encontra-se representado o andamento da tensão V_{DC} .

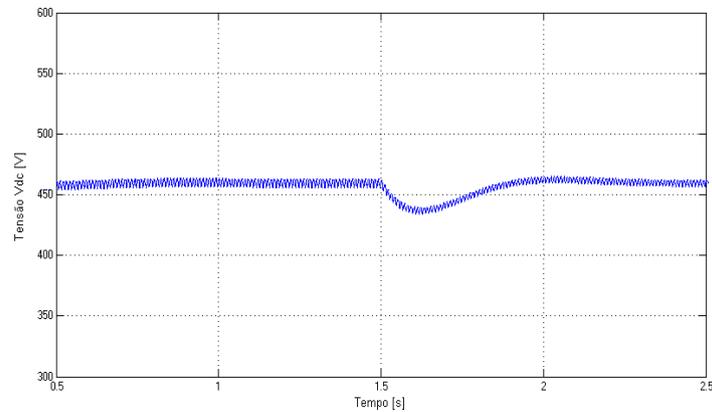


Figura 4.6 – Influência da variação da corrente I_{FV} na tensão V_{DC} do andar DC

Observa-se que a tensão V_{DC} encontra-se controlada antes da variação da corrente do sistema fotovoltaico. Em $t = 1,5$ s, quando se impõe a descida da corrente, verifica-se a existência de um transitório com 0,5 segundos de duração durante o qual a tensão desce temporariamente até se restabelecer o seu valor de referência de 460V. O valor da tensão desce devido à descida da corrente à saída do sistema fotovoltaico.

Para testar a resposta da tensão V_{DC} durante um processo de fim de carga do banco de baterias simulou-se a carga da bateria equivalente com uma corrente de referência $I_{DCref} = 10A$. Na figura 4.7 encontra-se representado o andamento da tensão V_{DC} para esta situação.

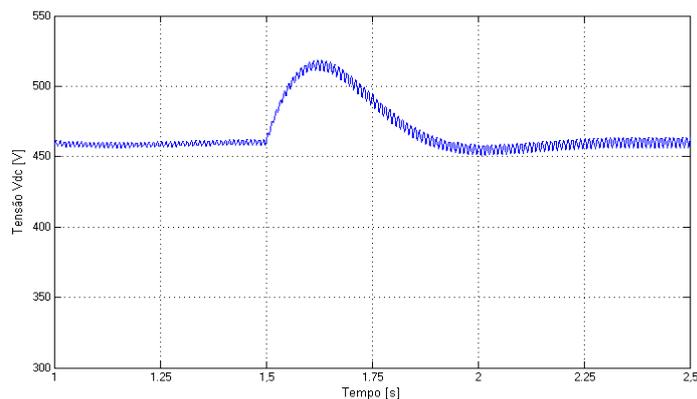


Figura 4.7 - Influência da variação da carga das baterias na tensão V_{DC} do andar DC

Verifica-se, tal como no caso anterior, que a tensão é controlada. No instante $t = 1,5$ s o processo de carga das baterias termina, anulando-se a corrente de referência do regulador de carga, e o valor da tensão

V_{DC} volta ao seu valor de referência. Como a corrente I_{FV} à saída do sistema fotovoltaico deixa de ser parcialmente usada para o regulador de carga, o tremor devido aos processos de carga e descarga no condensador C é mais visível.

Na figura 4.8 representa-se a forma de onda da corrente na rede eléctrica antes e depois do processo de carga das baterias.

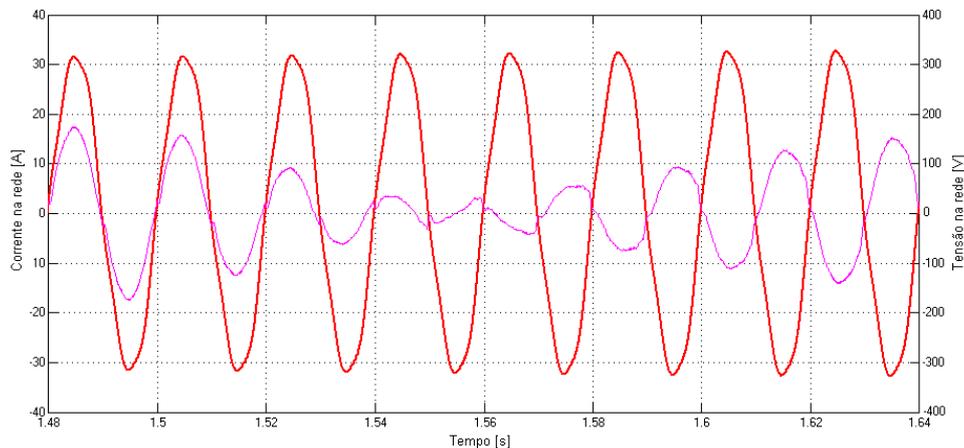


Figura 4.8 – Influência da variação da carga das baterias nas formas de onda da corrente e tensão na rede

Verifica-se que quando termina o processo de carga a corrente na rede eléctrica inverte de sentido passando a haver injeção de potência em vez de consumo. Esta situação verifica-se porque quando as baterias estão a ser carregadas o sistema fotovoltaico não é capaz de corresponder com as necessidades de consumo da carga, havendo consumo de energia da rede, e terminado o processo de carga das baterias, a potência gerada pelo sistema fotovoltaico passa a ser superior à da carga, passando a haver injeção de potência na rede.

4.3.2. Funcionamento em situação de cava

A ocorrência de uma cava apenas numa carga ligada à RESP com o MICER incorporado ou em toda a Micro-rede não provoca diferenças na tensão da carga nem nos parâmetros da QEE. Por esta razão não se faz referência a cavas de tensão na Micro-rede mas sim apenas numa carga com MICER. Contudo, refere-se que quer na situação de apenas uma carga, quer na Micro-rede a cava traduz-se sempre num aumento da amplitude da corrente. O esquema utilizado para simulação da cava encontra-se representado no ANEXO E.

Na figura 4.9 a) encontram-se representadas as formas de onda da tensão da rede simulada com componentes de 3ª e 5ª harmónica, tal como nas simulações anteriores, mas com a ocorrência de uma cava

com 30% de profundidade e 100 ms de duração. Encontra-se igualmente representada a corrente na rede que se encontra em oposição de fase com a tensão pelas razões já referidas na simulação anterior.

A forma de onda da tensão na carga (Fig. 4.9 b) permite verificar que não há qualquer alteração na tensão aplicada à carga durante a ocorrência da cava.

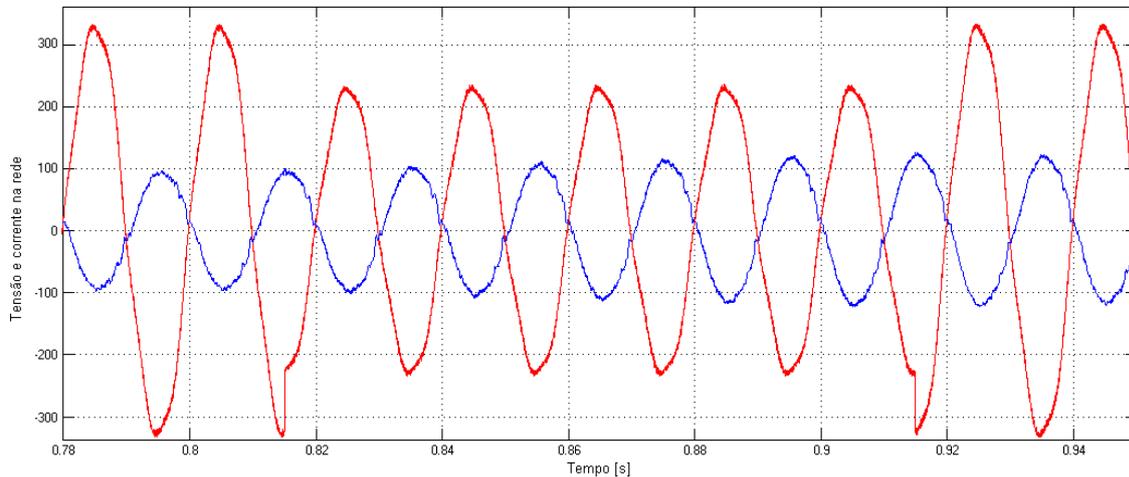


Figura 4.9 a) – Formas de onda da corrente e tensão na rede durante a ocorrência de uma cava

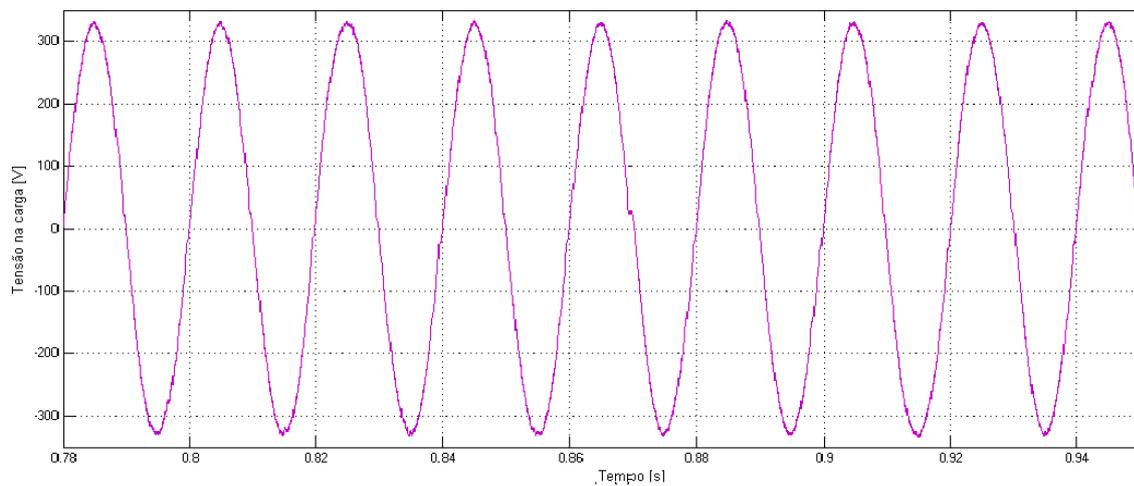


Figura 4.9 b) – Forma de onda da tensão na carga durante a ocorrência de uma cava

O aumento da corrente durante a existência da cava é observável em $t = 0,86s$. Depois da reposição do valor normal da onda de tensão a corrente volta gradualmente à sua amplitude normal até estabilizar.

Na figura 4.10 encontra-se representada a forma de onda da tensão aos terminais do primário (lado da rede) do transformador série durante a ocorrência da cava.

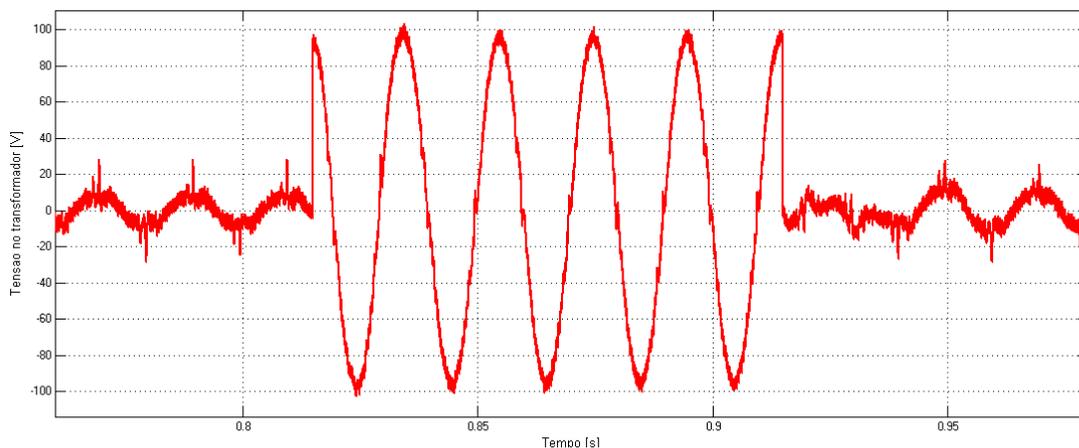


Figura 4.10 – Tensão no primário do transformador série durante a ocorrência de uma cava

Durante a ocorrência da cava o transformador série suporta a diferença de tensão entre a tensão da rede e a tensão da carga (2.1). Por observação da figura 4.10, verifica-se o comportamento esperado para a amplitude da tensão no transformador durante a existência da cava de tensão, cujo valor é dado por (4.7).

$$\sqrt{2}U_{transf} = \sqrt{2}(0,3 \cdot U_{rede}) \quad (4.7)$$

A distorção da forma de onda da tensão durante e fora da cava bem como o comportamento oscilatório fora da cava deve-se à compensação de harmônicas de tensão realizada pelo conversor série.

4.4. Resultados obtidos com a Micro-rede

Para a obtenção dos resultados de simulação com a Micro-rede impõe-se, tal como foi feito nas simulações para um MICER, a tensão da RESP com componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem com os mesmos valores. Os parâmetros de cada MICER usado como interface entre as várias cargas da Micro-rede são os mesmos considerando-se, no entanto, diferentes potências na produção de energia por parte do sistema fotovoltaico.

Os resultados apresentados referem-se aos parâmetros da QEE, sendo mostradas algumas formas de onda da tensão e corrente no ponto de ligação de certos MICER com a Micro-rede bem como no ponto de ligação da Micro-rede com o enrolamento de BT da RESP.

4.4.1. Micro-Rede sem MICER incorporado

Para comparação de resultados, apresenta-se a simulação da Micro-rede proposta sem a inclusão dos MICER. É erróneo, porém, chamar-se Micro-rede à rede em questão uma vez que não são utilizados MICER: trata-se sim de uma pequena rede de baixa tensão.

Os gráficos dos andamentos da corrente e tensão – Figura 4.11 a) – e os respectivos espectros harmónicos – Figura 4.11 b) – mostram uma elevada THD (4.8) no ponto de ligação com a RESP (nó B1 da figura 4.1).

$$\begin{cases} THD_i = 32,25\% \\ THD_v = 5,11\% \end{cases} \quad (4.8)$$

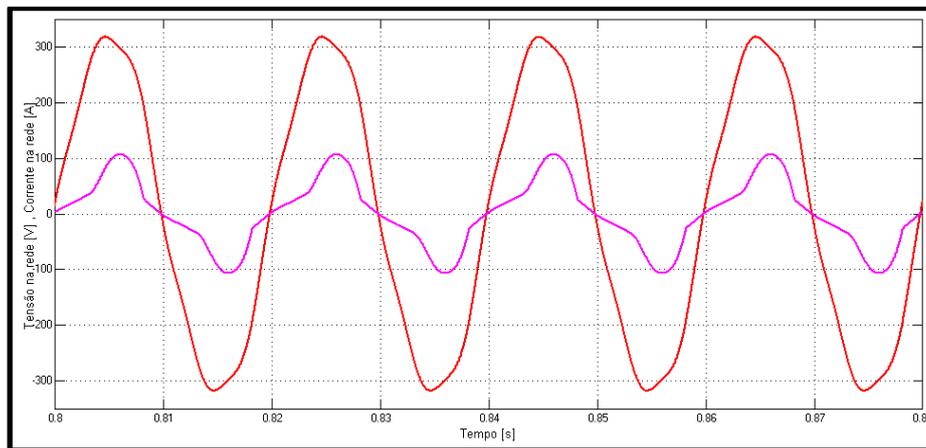


Figura 4.11 a) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação à RESP (transformador MT/BT)

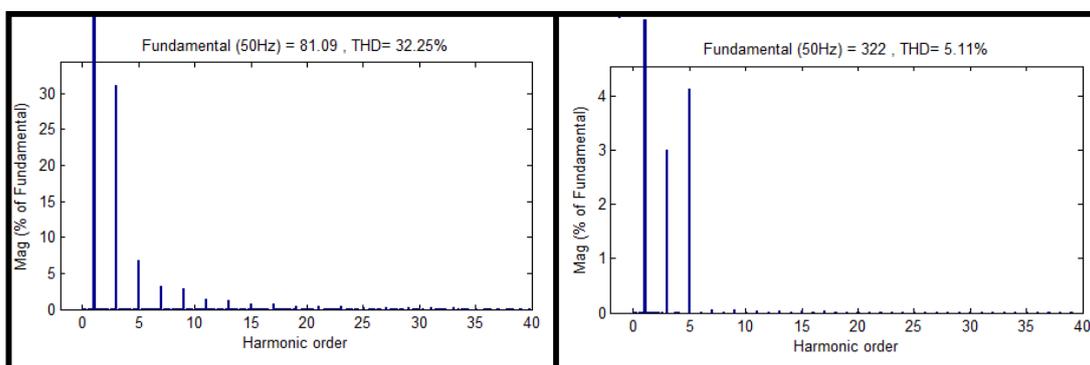


Figura 4.11 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão no ponto de ligação à RESP (transformador MT/BT)

Analogamente ao caso de uma só carga, a corrente na rede corresponde simplesmente à soma das correntes em cada uma das 6 cargas, sendo natural o elevado valor da THD_i. O elevado conteúdo harmónico da corrente na rede cria um aumento da amplitude das componentes de 3ª e 5ª harmónica da tensão da rede, o que justifica o elevado valor de THD_v.

Naturalmente, pelo facto de não haver incorporação do MICER a corrente encontra-se em fase com a tensão, havendo trânsito de energia da rede para a carga. O valor obtido para o factor de potência foi de 0,989 e o valor eficaz da tensão 228,1 V o que corresponde a uma variação de 0,83% em torno do valor nominal.

4.4.2. Micro-rede em funcionamento normal

Para simulação da Micro-rede no seu funcionamento normal, para efeitos de potência considera-se para os sistemas fotovoltaicos dos MICER das cargas 1, 2 e 3 a potência máxima (4.9). Admite-se que a distância entre as cargas 4, 5 e 6 e as restantes é suficiente para que as condições meteorológicas nos respectivos locais seja diferente, pelo que se considera uma descida de cerca de 30% dos níveis de radiação solar, o que implica (4.10) para efeitos de potência gerada e corrente de saída do sistema fotovoltaico.

$$\begin{cases} P_{FV} = P_{FV}^{MAX} \cong 7kW \\ I_{FV} = I_{FV}^{MAX} = 15,54A \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\begin{cases} P_{FV} = 0,7 P_{FV}^{MAX} = 5kW \\ I_{FV} = 0,7 I_{FV}^{MAX} = 10,9A \end{cases} \quad (4.10)$$

Neste ensaio considera-se que todas as baterias dos SAE dos MICERs se encontram carregadas, pelo que o trânsito de energia verifica-se apenas entre os sistemas fotovoltaicos, as respectivas cargas e a Micro-rede.

No ponto de ligação da Micro-rede com o transformador da RESP (nó B1 da figura 4.1), o andamento da tensão e da corrente é aquele representado no gráfico da figura 4.12 a) e o espectro harmónico representado na figura 4.12 b). A tensão e corrente encontram-se em oposição de fase devido à injeção de potência na rede, o que seria de esperar uma vez que apenas duas das cargas da Micro-rede apresentam valores de potência de consumo superiores à potência gerada pelos respectivos sistemas fotovoltaicos.

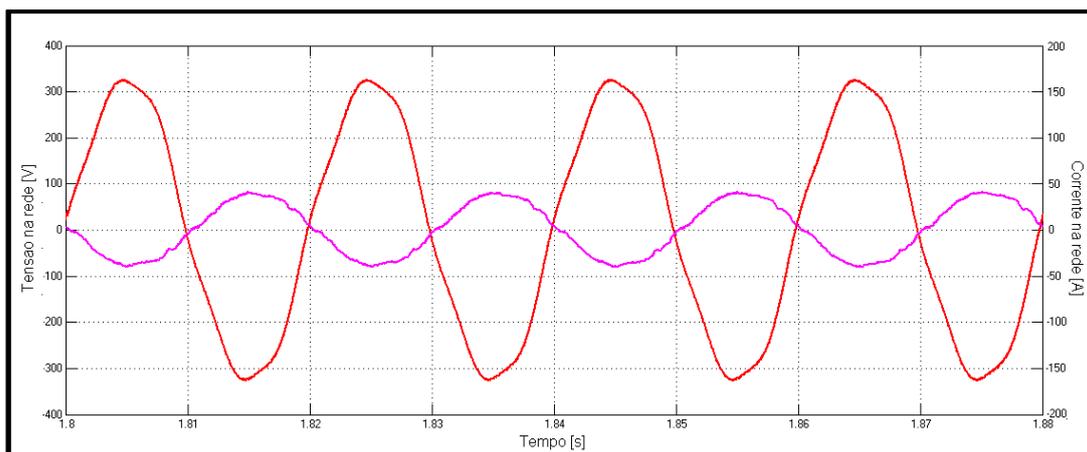


Figura 4.12 a) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação da Micro-rede à RESP (transformador MT/BT)

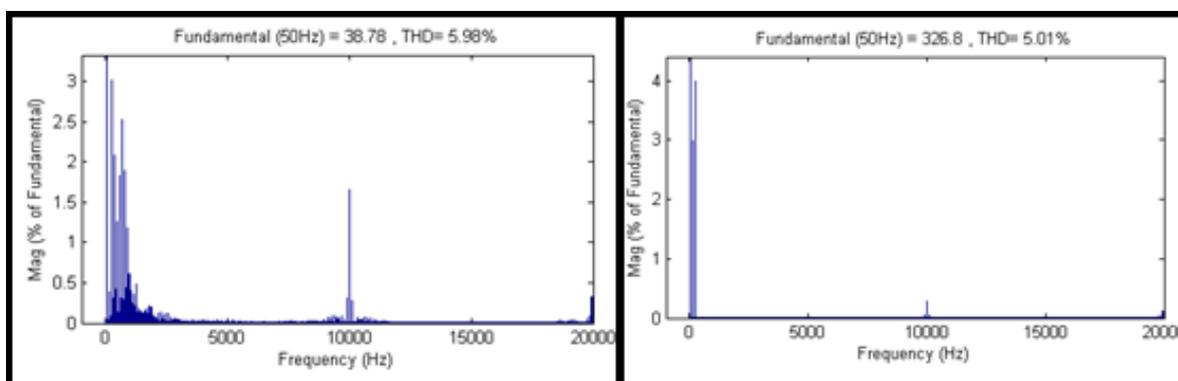


Figura 4.12 b) – Espectro harmónico e THD da corrente e tensão no ponto de ligação da Micro-rede à RESP (transformador MT/BT)

Na tabela 4.4 apresentam-se os resultados obtidos dos parâmetros de QEE no ponto de ligação da Micro-rede com a RESP.

Tabela 4.4 – Parâmetros da QEE no ponto de ligação da Micro-rede à RESP

U_{ef} (V)	ΔU_{ef} (%)	I_{ef} (A)	THD_i (%)	THD_v (%)	FP
231,4	0,6	27,5	5,98	5,01	-0,936

O valor de THD_i é muito inferior àquele que se verificou no ensaio anterior sem incorporação dos módulos de controlo devido aos respectivos processos de filtragem. O valor de THD_v é também inferior ao do ensaio anterior, devido à diminuição do conteúdo harmónico da corrente injectada na rede.

A variação do valor eficaz é praticamente nula pois existe um equilíbrio nas variações dos valores eficazes à saída do MICER de cada carga.

Na tabela 4.5 apresentam-se os resultados obtidos dos parâmetros de QEE para cada carga da Micro-rede e à saída dos respectivos MICER.

Tabela 4.5 – Parâmetros da QEE na carga e no ponto de ligação de cada MICER à Micro-rede

	Parâmetros	Carga 1	Carga 2	Carga 3	Carga 4	Carga 5	Carga 6
CARGA	U_{ef} (V)	233,0	234,2	233,0	230,1	234,0	230,1
	ΔU_{ef} (%)	1,3	1,8	1,3	0,04	1,7	0,04
	I_{ef} (A)	23,8	8,95	19,5	35,9	10,3	37,5
	THD_i (%)	35,28	48,00	38,69	38,25	48,02	43,06
	THD_v (%)	1,38	1,34	1,59	2,33	1,66	2,39
	FP	0,933	0,950	0,908	0,932	0,954	0,923
SAÍDA DO MICER	U_{ef} (V)	234,0	238,2	251,9	221,9	231,0	219,8
	ΔU_{ef} (%)	1,7	3,6	9,5	3,5	0,4	4,4
	I_{ef} (A)	8,74	19,0	11,7	12,1	11,4	13,1
	THD_i (%)	4,77	2,13	3,93	4,68	3,41	4,61
	THD_v (%)	4,96	4,85	4,7	5,43	5,16	5,52
	FP	-0,978	-0,996	-0,988	0,994	-0,993	0,995

As tensões aplicadas a cada uma das cargas através dos conversores série dos MICER apresentam características muito próximas do ideal, com o valor máximo de 2,39% para a THD_v na carga 6 e uma variação máxima do valor eficaz de 1,8% para a carga 2. O factor de potência, apesar do grande carácter não-linear das cargas apresenta sempre valor superior a 0,95.

As tensões à saída de cada MICER apresentam características de THD e ΔU_{ef} bastante aceitáveis tendo em conta as quedas de tensão em questão da Micro-rede.

Apenas para as cargas 4, 5 e 6 a THD_v sobe ligeiramente acima dos 5% devido ao elevado valor da indutância da linha.

Quanto à variação máxima do valor eficaz, é de 9,5% e ocorre para a carga 3 (Tabela 4.5). Essa variação deve-se à injeção de potência e à elevada impedância da linha. Para a carga 4 e 6 o valor eficaz da tensão à saída dos respectivos MICER é, ao contrário do que se passa com as restantes cargas, inferior ao valor eficaz de 230V desejado uma vez que não há injeção de potência na Micro-rede (factor de potência positivo).

Na figura 4.13 encontram-se representadas as formas de onda da tensão e corrente à saída do MICER da carga 3 onde se verifica maior desvio do valor eficaz.

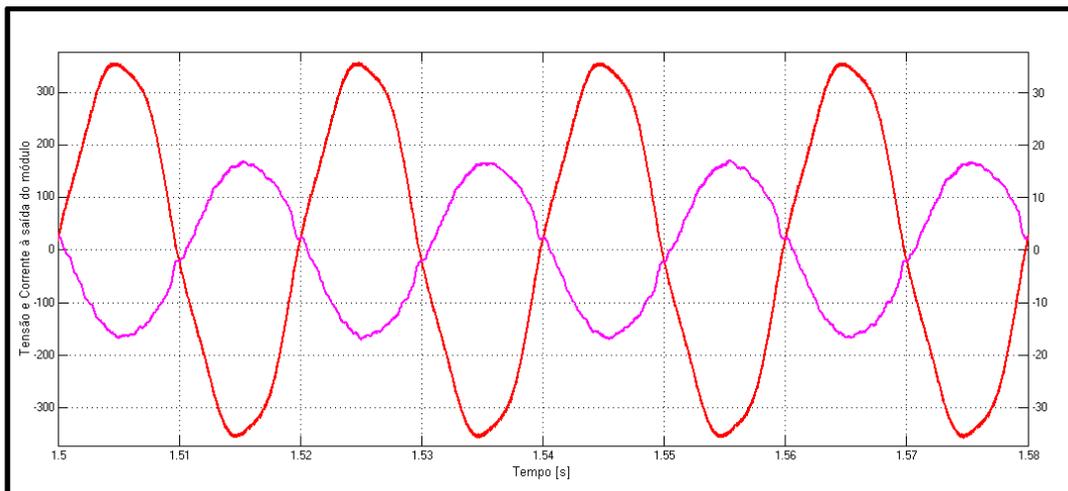


Figura 4.13 – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação do MICER 3 com a Micro-rede

Existindo injeção de potência no ponto 3, a onda de corrente encontra-se em oposição de fase (factor de potência negativo). O valor eficaz da corrente é de 11,7A (tabela 4.5) o que se observa estar de acordo com a figura 4.13.

Na figura 4.14 a) e b) representam-se as formas de onda de tensão e corrente à saída dos MICER para as cargas 4 e 5. Em ambos os casos é observável o maior tremor de alta frequência para a tensão, comparativamente ao caso do ponto 3, o que se traduz num valor alto da THD_v (Tabela). Este facto deve-se à sua elevada distância em relação ao transformador MT/BT da RESP, o que resulta num elevado valor de indutância total da linha de distribuição.

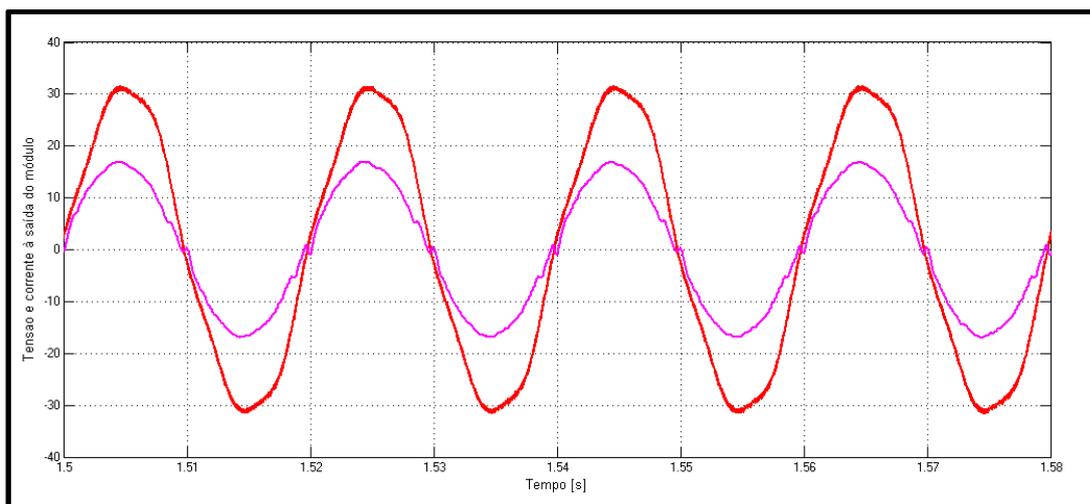


Figura 4.14 a) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação do MICER 4 com a Micro-rede

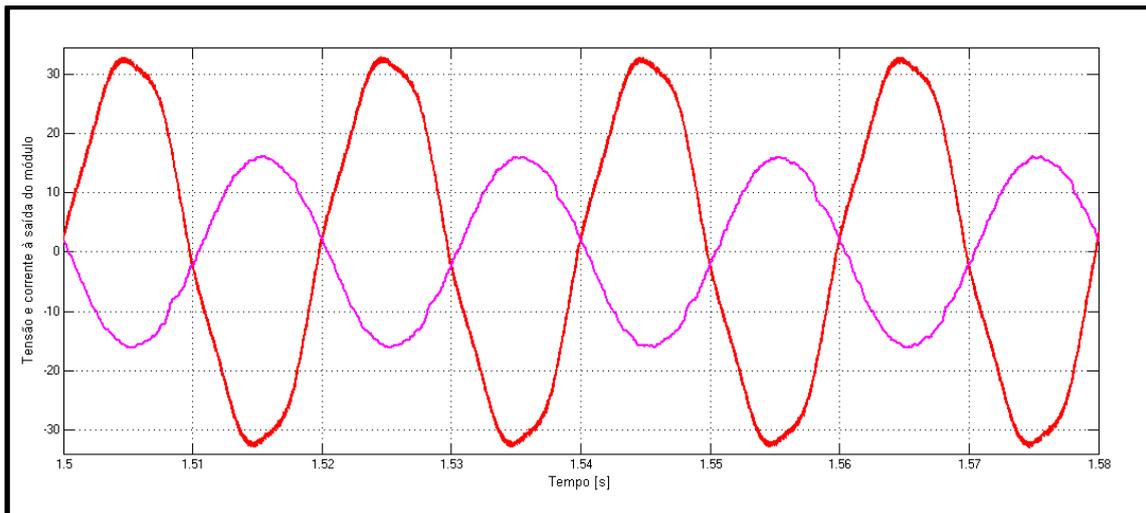


Figura 4.14 b) – Forma de onda da corrente e tensão no ponto de ligação do MICER 5 com a Micro-rede

Na figura 4.14 a) dado que a carga 4 consome mais potência do que aquela que é gerada pelos painéis, não há injeção de potência na RESP mas sim consumo. Por este facto a corrente de saída do MICER encontra-se em fase com a tensão (FP positivo). Por outro lado, o valor eficaz da tensão é inferior a 230V devido ao baixo valor da resistência dos cabos entre a carga e o transformador MT/BT.

Na figura 4.14 b) o baixo valor de consumo da carga 5 justifica a injeção de potência apesar do valor de potência gerada ser 30% inferior ao caso das cargas 1, 2 e 3. O facto de haver injeção de potência aliado ao baixo valor de resistência dos cabos tal como no caso do ponto 4 justificam o valor eficaz da tensão que se verifica ser apenas ligeiramente superior a 230V.

5. Conclusões

O trabalho realizado para esta dissertação teve como objectivo principal estudar técnicas de controlo específicas para uma montagem semelhante à de um UPQC, possibilitando a integração de sistemas de energia renovável com SAE. Um cenário do tipo Micro-rede de produção de energia fotovoltaica foi simulado para averiguar as potencialidades do módulo para este tipo de aplicação. Os resultados obtidos permitiram concluir que o sistema modular é de facto dotado de alguma inteligência, no sentido em que consegue realizar as compensações pretendidas no que toca à QEE, correspondendo com diversas necessidades de consumo. De entre os resultados obtidos destacam-se os seguintes:

❖ A ocorrência de uma cava na rede eléctrica não afecta de todo a carga, devido ao controlo da tensão na carga realizado pelo conversor série e ao controlo da tensão no andar DC realizado pelo conversor paralelo, sem que haja variações instantâneas da onda de tensão na carga. O primário do transformador série dimensionado neste trabalho, que liga o conversor série à rede eléctrica, compensa a diferença de potencial entre a rede e a carga. Além disso, devido à compensação de harmónicas de tensão, realizada pelo conversor série, as componentes harmónicas de 3ª e 5ª ordem provenientes da tensão da rede com THD relativamente elevada (cerca de 5%) são praticamente eliminadas contribuindo com a redução da THD_v na tensão da carga para mais de metade do valor.

❖ O controlo da tensão no andar DC com controlo interno da corrente AC do conversor paralelo garante a transferência da potência máxima do sistema fotovoltaico realizando a mitigação das harmónicas de corrente provenientes das cargas não-lineares. Os resultados obtidos por simulação mostram a grande redução da THD_i da corrente que transita na rede, o que contribui naturalmente para a redução da THD_v proveniente da rede. A mitigação de harmónicas de corrente realizada por parte do conversor paralelo em simultâneo com a mitigação de harmónicas de tensão através do conversor série resulta numa redução muito significativa das THD_i e THD_v no ponto de ligação do módulo à rede eléctrica.

❖ Os conversores funcionam como filtros activos de potência, e com apenas filtros de 1ª ou 2ª ordem realizados com o uso de apenas dois condensadores e duas bobinas de filtragem, obtêm-se reduções muito significativas de conteúdo harmónico de alta frequência.

❖ Constata-se através da simulação com a Micro-rede proposta que, independentemente de haver injeção ou consumo de potência, à saída do MICER de cada carga o valor absoluto do factor de potência é quase unitário, sendo no pior caso 0,978. Naturalmente, devido ao elevado valor das indutâncias das linhas de distribuição consideradas na Micro-rede o factor de potência global no ponto de ligação da Micro-rede com o transformador MT/BT da RESP agrava-se ligeiramente ($FP = -0,936$).

Também no ponto de ligação da Micro-rede com a RESP, o valor de THD da tensão quase não se altera subindo apenas ligeiramente para 5,01%. A comparação dos resultados dos parâmetros da QEE no ponto de ligação da Micro-rede com a RESP, com e sem o uso do MICER, particularmente da THD_v , é a prova de que o sistema modular é apto para instalação em aplicações como Micro-Redes de produção de Energia Renovável.

❖ A tensão no andar DC é controlada de forma eficaz sendo insensível às perturbações mencionadas: variação da corrente do sistema fotovoltaico e variação da corrente de carga do regulador de carga do SAE.

5.1. Sugestões de trabalhos futuros

Apesar do trabalho realizado permitir obter conclusões positivas relativamente aos resultados obtidos para o módulo e à sua capacidade de integração de sistemas de energia renovável, esses mesmos resultados não deixam de ter sido obtidos em ambiente de simulação. Deixa-se como primeira sugestão a montagem do módulo inteligente e a realização de testes em laboratório com um painel fotovoltaico e um conversor MPPT e uma carga de baixa potência.

O sistema de armazenamento de energia foi simulado como uma bateria equivalente pelo que se propõe a simulação do andar de conversão DC/AC/DC que permite adaptar o nível de tensão do banco de baterias ao nível de tensão no andar DC do módulo. O projecto dos conversores deverá ter em conta o regulador de carga que deverá possuir um sistema de decisão para alternar entre o controlo de corrente e o controlo de tensão como métodos de carga e descarga das baterias.

No que diz respeito ao regulador da carga do SAE, propõe-se que seja desenvolvido um sistema de supervisão inteligente que seja possível integrar no módulo proposto. O objectivo do sistema de supervisão é decidir em que alturas o SAE deverá ser carregado em função das necessidades de consumo da carga ao longo do tempo.

Propõe-se o estudo do módulo com filtros de ordem superior para averiguar se estes contribuem com uma mais-valia significativa ou se não se impõe essa necessidade.

Referências bibliográficas

- [1] Xinghuo Yu et al., *The New Frontier of Smart Grids*, IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 5, No. 3, pag. 49 – 63, Setembro 2011.
- [2] Fei Wang et al., *Grid-Interfacing Converter Systems with Enhanced Voltage Quality*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 12, pag. 3501 – 3513, Dezembro 2011.
- [3] Vinod Khadkikar, *Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 5, pag. 2284 – 2297, Maio 2012.
- [4] Saraiva Costa, B., *Compensador de Cavas de Tensão*, Tese de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, 2007.
- [5] Sonia Pinto et al., *Design of a Virtual Lab to Evaluate and Mitigate Power Quality Problems Introduced by Microgeneration*, in Electrical Generation and Distribution Systems and Power Quality Disturbances, Intech, Chapter 8, pag. 185 – 206, 2011.
- [6] Sucena Paiva, J.P., *Redes de Energia Eléctrica, Uma Análise Sistémica*, IST Press, 2005 Lisboa.
- [7] Borges, B., *Apontamentos Teóricos de Electrónica de Potência*, MEEC, Instituto Superior Técnico, 2003.
- [8] Silva, José Fernando Alves, *Textos de Apoio de Sistemas de Alimentação Autónomos*, DEEC, Instituto Superior Técnico, 2011.
- [9] Castro, R., *Introdução à Energia Fotovoltaica, Energias Renováveis e Produção Descentralizada*, 2ª Edição, Instituto Superior Técnico, 2008.
- [10] Sergio Vazquez et al., *Energy Storage Systems for Transport and Grid applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 12, pag. 3881 – 3895, Dezembro 2010.
- [11] Frederick Ishengoma et al., *Design and implementation of a digitally controlled stand-alone photovoltaic power supply*, Department of Electrical Power Engineering, Norwegian Univeristy of Science and Technology, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Agosto 2002.

- [12] Berker Bilgin et al., *Universal Input Battery Charger circuit for PHEV Applications with Simplified Controller*, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Forth Worth Texas, USA, Março 2011.
- [13] Marques da Silva, F., *Impacto da Microgeração na Forma de Onda da Tensão da Rede de Distribuição*, Tese de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, 2009.
- [14] Silva, J. F. A., *Qualidade da Energia Eléctrica*, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Lisboa, 2008.
- [15] EN 50160, *Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Networks*, European Standard EN 50160, 2011.
- [16] LDK Solar – *Polycrystalline Silicon Module Series Datasheet*, Fevereiro 2012.
<http://www.ldksolar.com/uploadfiles/down/LDK_215P_250P_20_EN_V1_12_120229.pdf>
- [17] <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php#>
- [18] DETA – *Baterias solares, Sistemas isolados*, Fevereiro 2010.
<<http://www.luxmagna.pt/catalog/sistemas-isolados-baterias-solares-deta-12v-250ah-p-370.html?osCsid=9b608ace7960b0f7d5bb100da177cb6d>>
- [19] SolarMax – *SolarMax MT Serie*, Specifications.
<<http://www.solarmax.com/en/products/string-inverters/mt-serie/?tab=specifications>>
- [20] GRUPO CABELTE – *Catálogo Baixa Tensão, Cabos de Baixa Tensão 0,6/1 kV XAV, X1AV*.
<<http://www.cabelte.pt/Compet%C3%A2ncias/CabosdeEnergia/CabosdeBaixaTens%C3%A3o/tabid/93/langua ge/pt-PT/Default.aspx>>



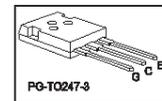
IKW40N120H3

High speed switching series third generation

High speed DuoPack: IGBT in Trench and Fieldstop technology with soft, fast recovery anti-parallel diode

Features:

- TRENCHSTOP™ technology offering
- very low V_{CEsat}
- low EMI
- Very soft, fast recovery anti-parallel diode
- maximum junction temperature 175°C
- qualified according to JEDEC for target applications
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- complete product spectrum and PSpice Models:
<http://www.infineon.com/igbt/>



Applications:

- uninterruptible power supplies
- welding converters
- converters with high switching frequency

Type	V_{CE}	I_C	$V_{CEsat}, T_{vj}=25^\circ\text{C}$	T_{vjmax}	Marking	Package
IKW40N120H3	1200V	40A	2.05V	175°C	K40H1203	PG-TO247-3

Maximum ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	1200	V
DC collector current, limited by T_{vjmax} $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$	I_C	80.0 40.0	A
Pulsed collector current, t_p limited by T_{vjmax}	I_{Cpuls}	160.0	A
Turn off safe operating area $V_{CE} \leq 1200\text{V}, T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$	-	160.0	A
Diode forward current, limited by T_{vjmax} $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$	I_F	40.0 20.0	A
Diode pulsed current, t_p limited by T_{vjmax}	I_{Fpuls}	160.0	A
Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20	V
Short circuit withstand time $V_{GE} = 15.0\text{V}, V_{CC} \leq 600\text{V}, T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$ Allowed number of short circuits < 1000 Time between short circuits: $\geq 1.0\text{s}$	t_{SC}	10	μs
Power dissipation $T_C = 25^\circ\text{C}$ Power dissipation $T_C = 100^\circ\text{C}$	P_{tot}	483.0 220.0	W
Operating junction temperature	T_{vj}	-40...+175	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55...+150	$^\circ\text{C}$
Soldering temperature, wavesoldering 1.6 mm (0.063 in.) from case for 10s		260	$^\circ\text{C}$
Mounting torque, M3 screw Maximum of mounting processes: 3	M	0.6	Nm

ANEXO B

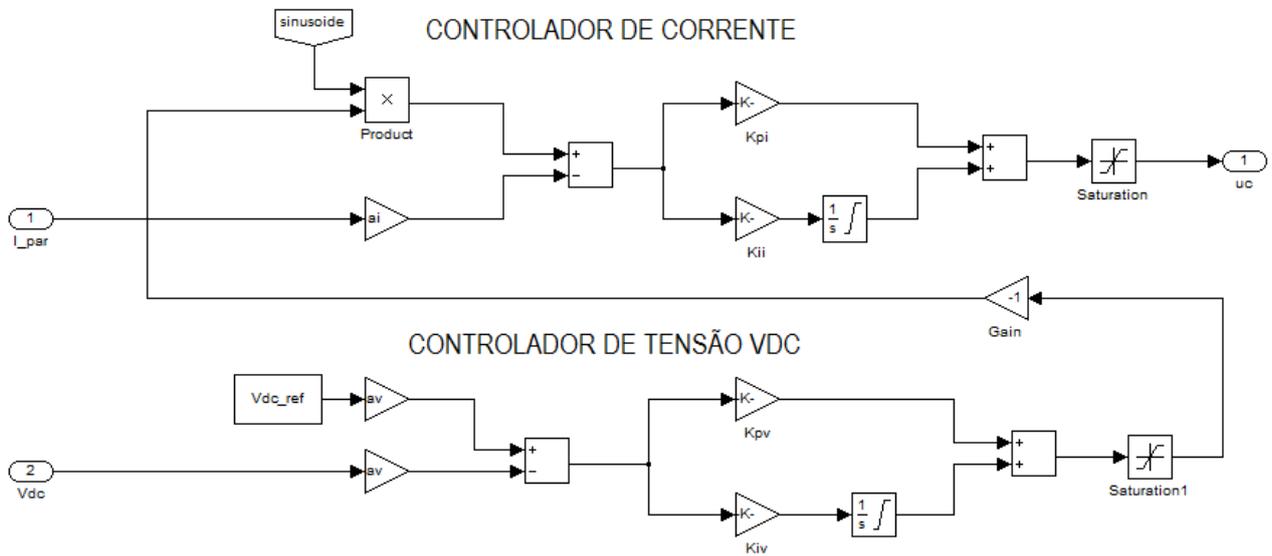


Figura B.1 – Esquema de simulação dos controladores do Conversor Paralelo

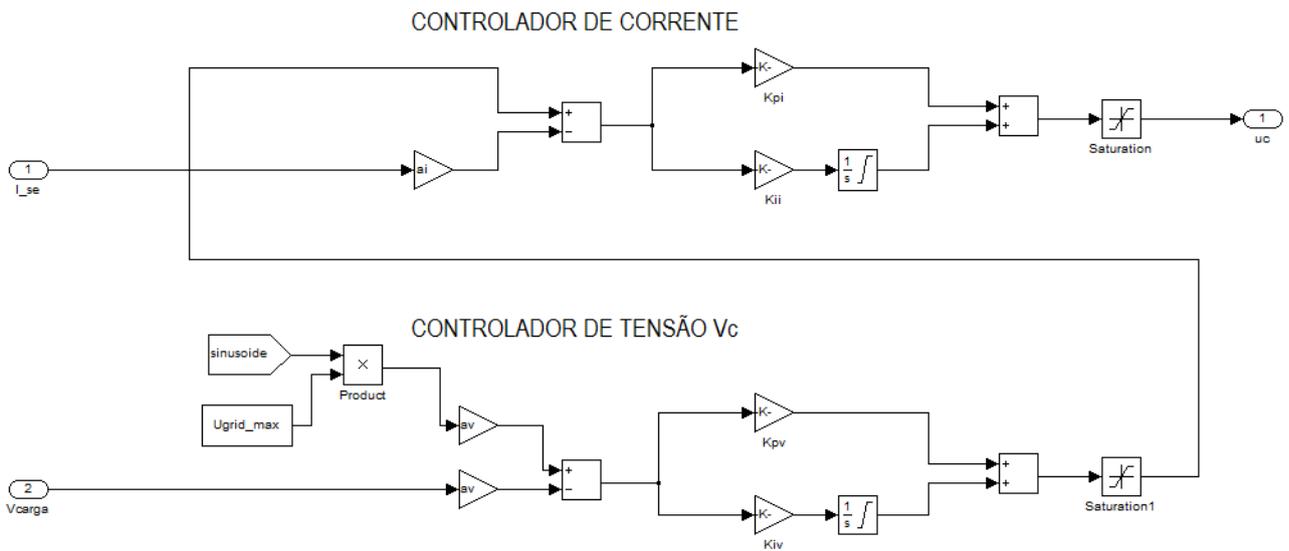


Figura B.2 – Esquema de simulação dos controladores do Conversor Série

ANEXO C

C.1 Cargas tipo R

$$R_{carga} = \frac{U_{rede}^2}{P_{carga}}$$

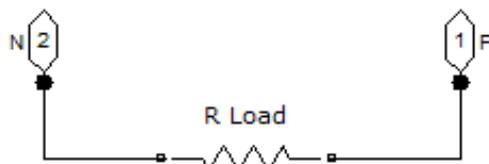


Figura C.1.1 – Representação de uma carga do tipo R

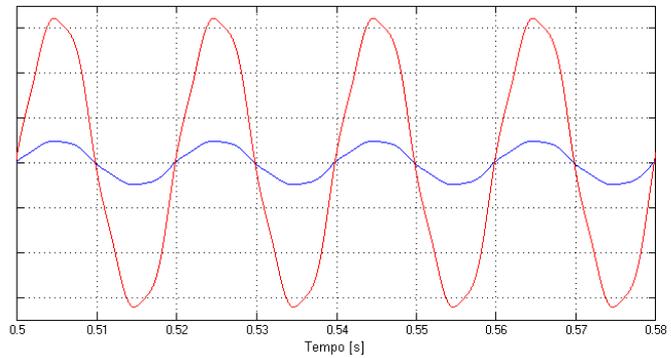


Figura C.1.2 – Formas de onda da corrente e tensão numa carga do tipo R

C.2 Cargas tipo RL

$$P_{carga} = S_{carga} \cdot FP$$

$$Q_{carga} = \sqrt{S_{carga}^2 - P_{carga}^2}$$

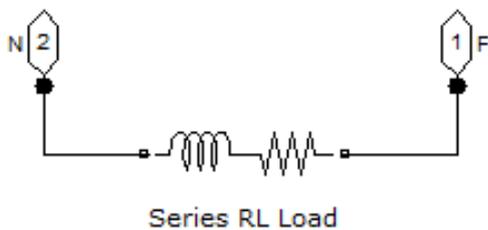


Figura C.2.1 – Representação de uma carga do tipo RL

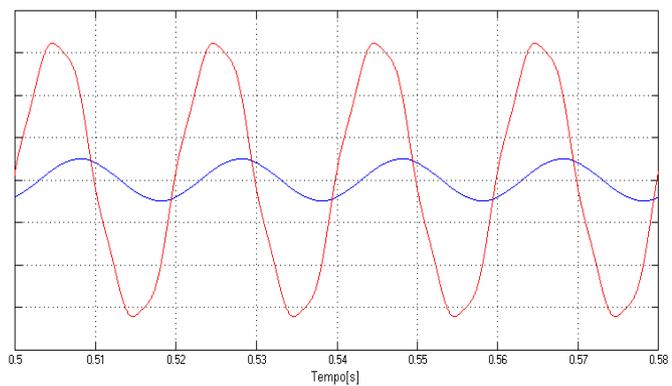


Figura C.2.2 – Formas de onda da corrente e tensão numa carga do tipo RL

C.3 Cargas não-lineares

Para o cálculo do condensador considera-se $\Delta U = 50 V$. A bobine é considerada como uma percentagem da impedância da carga. Para equipamentos de baixa potência como aparelhos electrónicos considera-se $k = 0,03$ enquanto para equipamentos como máquinas de lavar considera-se $k = 0,1$.

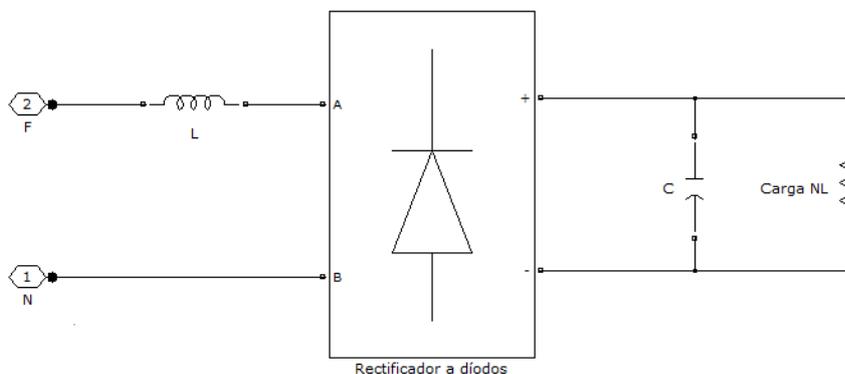


Figura C.3.1 – Representação simplificada de uma carga não-linear

$$R_{carga} = \frac{U_{rede}^2}{P_{carga}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{carga} = \frac{U_{rede}}{2R_{carga}f_{rede}\Delta U} \\ L_{carga} = \frac{kR_{carga}}{2\pi f} \end{array} \right.$$

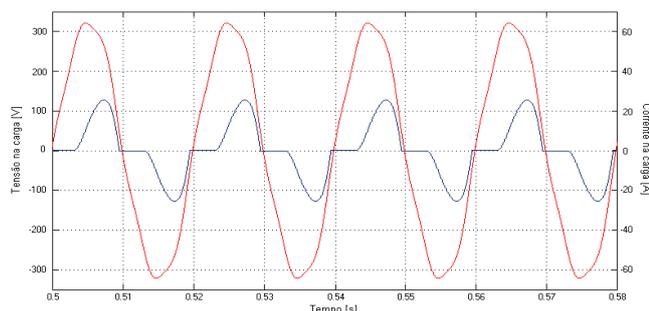


Figura C.3.2 – Formas de onda da corrente e tensão numa carga não linear

Tabela C.1 – Distribuição de cargas da Micro-rede

Nº da carga	Cargas Lineares			Cargas não-lineares			TOTAL
	Tipo R	Tipo RL	Percent.	Tipo electrónico	Tipo maq. lavar	Percent.	
1	1500 W	200 VA	32,2%	683	2896	67,8%	5279VA
2	500 W	200 VA	36,9%	1195	0	63,1%	1895VA
3	800 W	200 VA	23,6%	342	2896	76,4%	4238VA
4	2000 W	200 VA	27,8%	1365	4335	72,2%	7900VA
5	600 W	200 VA	37,0%	1365	0	63,0%	2165VA
6	1500 W	200 VA	21,0%	2044	4335	79,0%	8079VA

ANEXO D

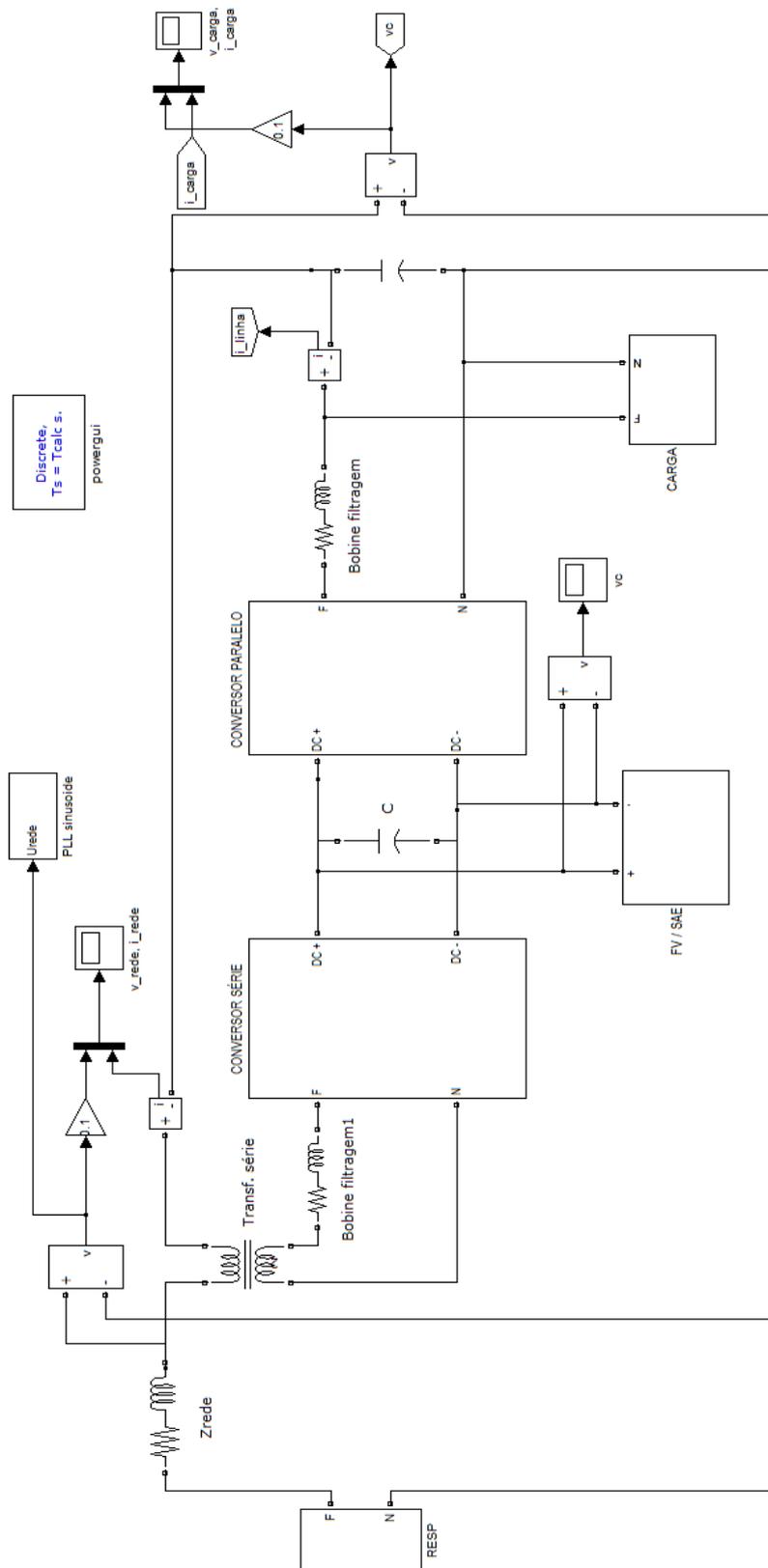


Figura D.1 – Esquema geral em Simulink representativo do MICER

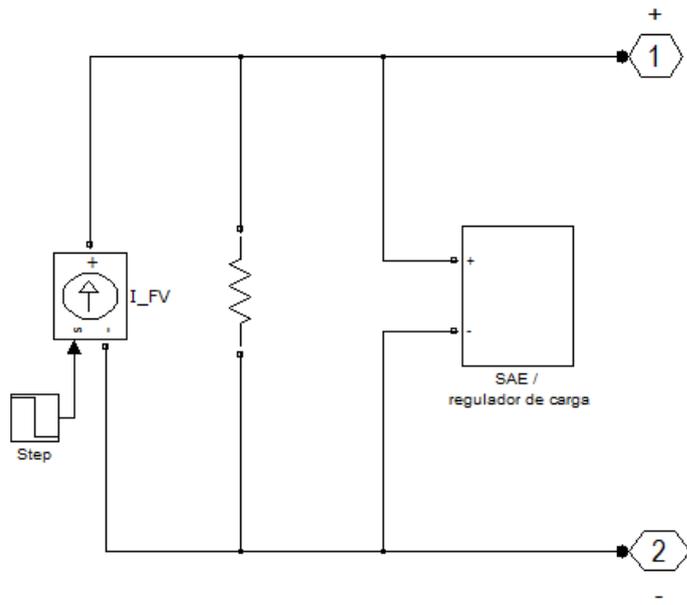


Figura D.2 – Esquema em Simulink representativo do andar FV/SAE

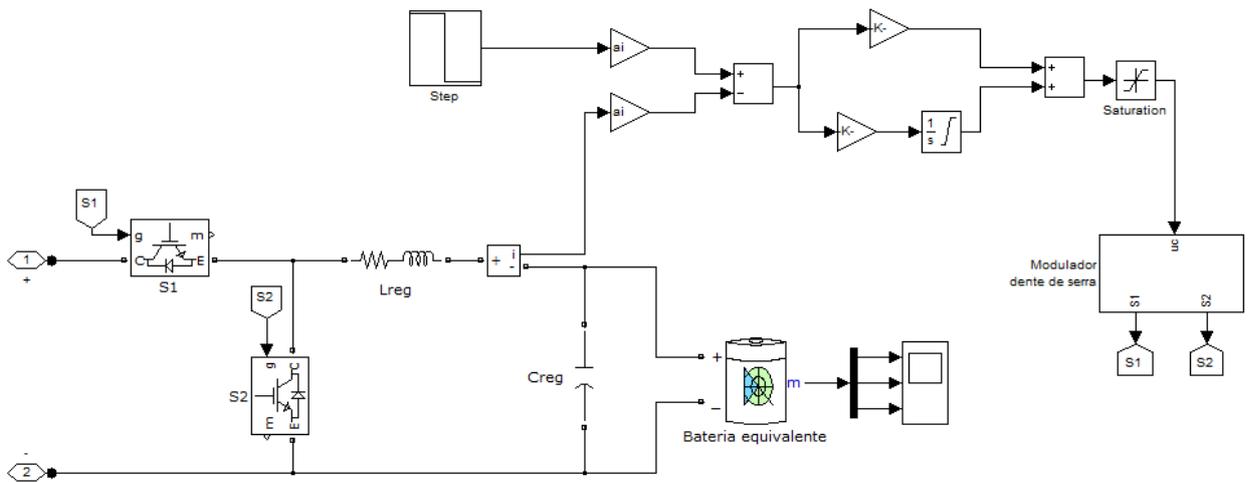


Figura D.2.1 – Esquema em Simulink representativo do SAE com regulador de carga a corrente constante

ANEXO E

Esquema de simulação de Cavas de Tensão da rede

