



# **Posto de Carregamento de Veículos Eléctricos com Painel Fotovoltaico, Sistema de Armazenamento e Ligação à Rede Eléctrica**

**Diogo Alexandre Miranda Moreira**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

**Engenharia Electrotécnica e de Computadores**

**Júri**

Presidente: Prof<sup>a</sup>. Maria Eduarda de Sampaio Pinto de Almeida Pedro

Orientador: Prof<sup>a</sup>. Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto

Co-orientador: Prof. José Fernando Alves da Silva

Vogal: Prof. Duarte de Mesquita e Sousa

Vogal: Prof. João José Esteves Santana

**Outubro 2013**



# Agradecimentos

---

Durante os meses que passei a elaborar esta dissertação foram muitas as pessoas que contribuíram para que hoje, possa estar a homenageá-las com estas linhas que escrevo.

Quero, em particular, destacar e agradecer:

À Professora Sónia Pinto pelo seu trabalho de orientação, e especialmente pela sua disponibilidade, paciência e sabedoria, que foram preciosas no decorrer deste trabalho. Sem a sua ajuda e dedicação o trabalho não teria avançado de forma tão consistente.

Ao Professor Fernando Silva, pela disponibilidade e capacidade de inovação que muito ajudaram em determinados momentos.

Aos meus colegas e amigos que, sem exceção, apoiaram e acompanharam a elaboração desta tese e pelo companheirismo ao longo de todo o curso.

À minha família, em especial aos meus pais, Adriano Moreira e Margarida Moreira e irmão Gonçalo Moreira, pelo apoio incondicional e compreensão durante toda esta caminhada, e pelo suporte financeiro que me permitiu frequentar este curso.

À minha namorada, Patrícia Valentim, pelo apoio, paciência e compreensão durante todos estes anos, e pelas muitas vezes em que foi necessário abdicar da minha companhia, em especial durante a elaboração da dissertação.

A todos, muito obrigado.

# Resumo

---

Os veículos têm sido indispensáveis no crescimento da sociedade moderna, mas também muito têm contribuído para a degradação da qualidade do ar e para o aquecimento global. O paradigma da mobilidade está a mudar, num futuro próximo, prevê-se que o carro eléctrico assuma uma posição importante no dia-a-dia. Com a evolução das baterias em termos de capacidade e velocidade de carregamento, algumas empresas desenvolveram um carregador que permite carregamentos expressos garantindo a carga de 80% da capacidade em cerca de 15 a 30 minutos, o que certamente revolucionará o mercado do automóvel eléctrico. Portanto, faz todo o sentido pensar no abastecimento do veículo num posto de abastecimento, de forma relativamente rápida, à semelhança do que acontece com os veículos convencionais.

Esta dissertação tem como objectivo contribuir para que esta possibilidade se torne uma realidade sustentável. Propõe-se e simula-se um sistema de conversão multiporto, que permite a alimentação sustentada de um posto de carregamento rápido. A alimentação será fornecida pela rede, por um sistema auxiliar de armazenamento e por painéis fotovoltaicos, cujo objectivo será responder às exigentes necessidades de corrente do carregador, reduzindo a corrente pedida à rede.

Conclui-se que o sistema proposto permite o carregamento das baterias de um veículo eléctrico nas condições típicas de um carregamento rápido, sendo que a exigência em termos de potência pedida à rede é minimizada pelo auxílio das fontes auxiliares devidamente controladas, e portanto as distorções introduzidas na rede são minimizadas, assim como a saturação da capacidade das linhas de transporte de energia.

**Palavras Chave:** Conversor multiporto, painel fotovoltaico, sistema de armazenamento, baterias, carregador rápido, trânsito de potências.

# Abstract

---

The vehicles have been essential en the growth of the modern society, but they also have highly contributed to the degradation of air quality and global warming. The mobility paradigm is changing and in the near future, it is expected that electric vehicles play a importance role in everyday life. The batteries capacity and current rating has increased and some companies have developed rapid chargers ensuring the loading of 80% capacity in about 15-30 minutes. This kind of technology will surely revolutionize the electric car market. Therefore, it makes sense to thinking about electric vehicles supplying station in conventional gas station. The goal of this thesis is to contribute so that this possibility may become a sustainable reality.

In this work it is proposed and simulated a multiport system conversion allowing the sustained powering of a fast charging station. Power is supplied by the grid, an auxiliary stationary storage system and photovoltaic panels, which will guarantee the current demand of the charger, reducing the current supplied by the grid.

It is concluded that the proposed system allows charging of the batteries of electric vehicles batteries in fast charging conditions, minimizing the currents supplied by the grid and guaranteeing nearly unitary power factor in the connection to the grid.

**Keywords:** Multiport converter, photovoltaic system, storage system, quick charger, power flow.



# Índice

---

---

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1. OBJECTIVOS DO TRABALHO .....	3
1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO.....	4
<b>2. ESTADO DA ARTE.....</b>	<b>7</b>
2.1. CARREGADORES PARA VEÍCULOS ELÉCTRICOS .....	7
2.1.1. CARREGADOR NORMAL (ON-BOARD).....	7
2.1.2. CARREGADOR RÁPIDO (OFF-BOARD).....	9
2.1.3. TOPOLOGIAS DE CARREGADORES RÁPIDOS.....	11
2.2. PAINEL FOTOVOLTAICO (PV) .....	13
2.2.1. MODELO TEÓRICO.....	13
2.2.1.1. INFLUÊNCIA DOS FACTORES EXTERNOS.....	17
2.2.1.2. ALGORITMO MPPT.....	19
2.3. SISTEMA DE ARMAZENAMENTO .....	20
2.3.1. BATERIAS .....	23
2.3.1.1. PROCESSO DE CARGA.....	24
<b>3. SISTEMA DE CARREGAMENTO PROPOSTO.....</b>	<b>27</b>
3.1. INVERSOR DE SEIS BRAÇOS .....	29
3.1.1. COMANDO DO INVERSOR.....	29
3.1.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO INVERSOR.....	31
3.2. RECTIFICADOR DO CARREGADOR DA BATERIA.....	33
3.2.1. COMANDO DO RECTIFICADOR .....	33
3.2.2. DIMENSIONAMENTO DAS BOBINAS DE ENTRADA DO RECTIFICADOR .....	35
3.2.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RECTIFICADOR.....	36
3.3. SISTEMA DE CONVERSÃO CC-CA .....	38
3.3.1. CONVERSOR MATRICIAL (CICLOCONVERSOR) .....	39
3.3.1.1. COMANDO DO CONVERSOR MATRICIAL.....	40
3.3.1.2. DIMENSIONAMENTO DAS BOBINAS DE LIGAÇÃO DO CONVERSOR MATRICIAL À REDE.....	45
3.3.1.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR MATRICIAL.....	46
<b>4. GERAÇÃO FOTOVOLTAICA E ARMAZENAMENTO.....</b>	<b>49</b>
4.1. PAINEL FOTOVOLTAICO (PV) .....	49
4.1.1. LIGAÇÃO DO PAINEL SOLAR.....	50

4.1.2.	<i>MODELO DE SIMULAÇÃO</i> .....	53
4.2.	SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA (SAE) .....	60
4.2.1.	<i>LIGAÇÃO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO</i> .....	60
4.2.2.	<i>MODELO DE SIMULAÇÃO</i> .....	61
<b>5.</b>	<b>PROJECTO DOS CONTROLADORES</b> .....	<b>63</b>
5.1.	CONTROLO DO CARREGADOR.....	63
5.2.	CONTROLO DO CONVERSOR MATRICIAL.....	67
5.2.1.	<i>CONTROLO DAS CORRENTES NA REDE</i> .....	70
5.2.2.	<i>CONTROLO DA TENSÃO NO BARRAMENTO DC</i> .....	72
5.3.	CONTROLO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO .....	75
5.4.	SUPERVISOR .....	77
<b>6.</b>	<b>CENÁRIOS SIMULADOS</b> .....	<b>81</b>
6.1.	CENÁRIO 1 .....	81
6.2.	CENÁRIO 2 .....	84
6.3.	CENÁRIO 3 .....	86
6.4.	CENÁRIO 4 .....	87
<b>7.</b>	<b>CONCLUSÕES</b> .....	<b>89</b>
7.1.	PERSPECTIVAS DE TRABALHO FUTURO .....	90
	<b>BIBLIOGRAFIA</b> .....	<b>91</b>
	<b>ANEXOS</b> .....	<b>95</b>



# Lista de Figuras

---

Figura 1.1 - Esquema Geral do Sistema proposto.....	4
Figura 2.1 – Tomada de carregador rápido, norma CHAdeMO [13].....	10
Figura 2.2 – Diagrama típico dos procedimentos de carregamento [13]. .....	11
Figura 2.3– Circuito eléctrico simplificado equivalente de uma célula fotovoltaica .....	14
Figura 2.4 – Variação da curva I-V com a temperatura. [CREST] .....	18
Figura 2.5 – Variação da curva I-V com a temperatura. [CREST] .....	18
Figura 2.6 – Características dos vários SAE [47]. .....	22
Figura 2.7 – Características dos principais tipos de baterias [49].....	24
Figura 3.1 - Sistema global de carregamento .....	28
Figura 3.2 – Inversor monofásico em ponte completa .....	29
Figura 3.3 – Comutação dos semicondutores e tensão de saída do inversor para a modulação aplicada. ....	30
Figura 3.4 – Entrada e saídas do inversor trifásico de seis braços. ....	32
Figura 3.5 – Tensões nos secundários do banco de transformadores. ....	32
Figura 3.6 – Rectificador Trifásico de três braços.....	33
Figura 3.7 – Tensão no secundário do transformador, comutação dos semicondutores e tensão de saída do rectificador para o equivalente monofásico. ....	34
Figura 3.8 - Esquema monofásico das tensões aos terminais de cada bobina de ligação do rectificador. ....	35
Figura 3.9 – Diferença entre tensões compostas aos terminais da bobina $L_x$ . ....	37
Figura 3.10 – Corrente média e tensão aos terminais de saída do carregador.....	37
Figura 3.11 – Sistema de Inversão em AF – com Inversor, transformador de AF e cicloconversor [51]. ....	38
Figura 3.12 – Topologia de conversão CC- CA trifásico em AF [16]. ....	39
Figura 3.13 – Topologias de interruptores bidireccionais. ....	40
Figura 3.14 – Estrutura da fase a do conversor matricial .....	41
Figura 3.15 – Representação da tensão $V_{UG}$ [52]. ....	42
Figura 3.16 – Exemplo do potencial nos braços do conversor e tensão e corrente de saída para a modulação adoptada. ....	42
Figura 3.17 – Comutação dos interruptores e tensões de entrada e saída de uma fase do conversor matricial: a)para um intervalo do semi-ciclo positivo da modulante; b)para um intervalo do semi-ciclo negativo da modulante. ....	43
Figura 3.18 – Tensões de entrada da fase a, $V_{SA}$ e tensão de saída da fase U, $V_{UG}$ do conversor matricial para um intervalo do semi-ciclo positivo da modulante. ....	46
Figura 3.19 – $V_{UG}$ - Tensão na fase U de saída do conversor matricial, relativamente ao neutro do conversor. ....	47

Figura 3.20 – $V_{UO_{pwm}}$ - Tensão na fase U de saída do conversor matricial, relativa ao neutro da rede. ....	47
Figura 3.21 – Formas de onda das tensões filtradas nas três fases de saída do conversor matricial relativamente ao neutro da rede. ....	47
Figura 3.22 – Formas de onda das correntes trifásicas na saída do conversor matricial. ....	48
Figura 3.23 – Espectro harmónico da corrente na fase a (pedida à rede) até à harmónica de ordem 50. ....	48
Figura 4.1 – Pesquisa do MPP [53]. ....	49
Figura 4.2 – Perturbação e Observação: Algoritmo de procura do ponto MPP [54]. ....	50
Figura 4.3 – Ligação do painel Fotovoltaico, com conversor elevador destacado. ....	51
Figura 4.4 – Andamento da corrente e da potência, em função da tensão, nas condições STC. ....	55
Figura 4.5 – Sobreposição dos valores obtidos com o modelo de simulação (vermelho) com os obtidos no modelo teórico (azul). ....	56
Figura 4.6 – Influência da temperatura ambiente no andamento da corrente e da potência, mantendo a irradiância nas condições STC ( $G=1000W/m^2$ ). ....	56
Figura 4.7 - Influência da radiação incidente no andamento da corrente e da potência, mantendo a temperatura da célula constante nas condições STC ( $T_c = 25^\circ C$ ). ....	57
Figura 4.8 - Curva P-V do modelo de simulação ( $G=700W/m^2$ ; $T_c=45^\circ C$ ). ....	58
Figura 4.9 – Evolução da tensão e corrente à entrada do conversor elevador antes e depois de atingir o MPP ( $G=700W/m^2$ ; $T_c=45^\circ C$ ). ....	58
Figura 4.10 – Tremor da corrente $I_L$ . ....	58
Figura 4.11 – Zoom da tensão na bobine. ....	59
Figura 4.12– Evolução da tensão e corrente à saída antes e depois de atingir o MPP ( $G=700W/m^2$ ; $T_c=45^\circ C$ ). ....	59
Figura 5.2 – Diagrama de blocos do modelo linearizado. ....	64
Figura 5.3 – Compensador Proporcional Integral (PI). ....	65
Figura 5.4 – Erro do valor de corrente relativamente à referência. ....	66
Figura 5.5 – a) Valor médio da corrente fornecida à bateria, $i_{car}$ e referência pedida, $i_{car-ref}$ ; b) Ampliação na zona de transição correspondente à mudança de referência. ....	67
Figura 5.6 – Esquema geral do sistema de controlo do conversor matricial. ....	68
Figura 5.7 – Transformação de Clarke. ....	69
Figura 5.8 – Transformada de Park. ....	69
Figura 5.9 – Diagrama de blocos do modelo linearizado para o controlo de corrente. ....	70
Figura 5.10 - Diagrama de blocos simplificado do modelo linearizado para o controlo de corrente. ...	71
Figura 5.11 - Diagrama de blocos do modelo linearizado para o controlo da tensão. ....	73
Figura 5.12 – Formas de onda da: a) $U_{DC}$ - Tensão no barramento DC; b) $i_{dref}$ - Componente directa da corrente de referência; c) $i_d$ - Componente directa da corrente pedida/injectada na rede. ....	73
Figura 5.13 – Formas de onda das tensões simples e filtradas na fase a da rede ( $V_{aO_{rede}}$ ) e na fase u de saída do conversor matricial ( $V_{UO_{pwm}}$ ), relativas ao neutro da rede. ....	74

Figura 5.14 – Formas de onda da tensão da rede ( $V_{a_{rede}}$ ) e da corrente pedida ( $i_{a_{rede}}$ ) à rede na fase a.....	74
Figura 5.15 – Conversor elevador reversível que liga o SAE ao barramento DC. ....	75
Figura 5.16 – Controlador não linear da corrente $i_{SAE}$ .....	76
Figura 5.17 – Tensão e corrente no sistema de armazenamento. ....	77
Figura 5.18 – Representação da variação da tensão na bateria/SAE em função do SOC. ....	79
Figura 5.19 – Fluxograma do supervisor.....	79
Figura 6.1 – Corrente média de carga e SOC das baterias do veículo. ....	81
Figura 6.2 – Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.....	82
Figura 6.3 – Tensão e corrente no barramento CC. ....	82
Figura 6.4 – Espectro harmónico da corrente filtrada na fase a da rede (corrente pedida) .....	83
Figura 6.5 - Espectro harmónico da corrente filtrada na fase a da rede (corrente injectada) .....	83
Figura 6.6 – Corrente média de carga das baterias do veículo. ....	84
Figura 6.7 - Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.....	84
Figura 6.8 – SOC do sistema de armazenamento.....	84
Figura 6.9 – Tensão e corrente no barramento CC. ....	85
Figura 6.10 – a)Tensão da rede e corrente pedida/injectada na rede na fase a. b) Zona de transição, tensão e corrente deixam de estar em fase e passam a estar em oposição de fase.....	85
Figura 6.11 – Corrente média de carga das baterias do veículo. ....	86
Figura 6.12 - Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.....	86
Figura 6.13 - Tensão e corrente no barramento CC. ....	87
Figura 6.14 - Corrente média de carga das baterias do veículo. ....	87
Figura 6.15 - Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.....	88
Figura 6.16 - Tensão e corrente no barramento CC. ....	88

# Lista de tabelas

---

Tabela 2.1 - Tipo de Tomadas conforme norma IEC 62196 [9]. .....	8
Tabela 3.1 – Circuitos de ajuda na comutação do sistema de ligação à rede.....	31
Tabela 3.2 – Valores assumidos para os componentes do rectificador. ....	36
Tabela 3.3 – Circuitos de ajuda na comutação dos conversores matriciais de ligação à rede. ....	46
Tabela 4.1 - Características do módulo fotovoltaico BP 5170. ....	54
Tabela 4.2 – Características do Painel fotovoltaico equivalente.....	54

# Lista de Símbolos

---

PHEV	Veículo Híbrido Eléctrico Plug-In.
EV	Veículo Eléctrico
SOC	Estado de Carga
QEE	Qualidade da Energia Eléctrica
BT	Baixa Tensão
MT	Média Tensão
PV	Painel Fotovoltaico
MPPT	Algoritmo de procura do Ponto de Máxima Potência
P&O	Método de MPPT Perturba e Observa
MPP	Ponto de Máxima Potência
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
JEVS	Padrão Japonês para Veículos Eléctricos
CHAdeMO	"CHARge de MOve". Nome comercial de um método de carregamento rápido para EVs. E nome da associação que construiu o método.
$I_D$	Corrente que atravessa o díodo (modelo célula solar)
$V$	Tensão aos terminais da célula solar
$G$	Irradiância incidente na célula solar
$T_c$	Temperatura da célula solar
$I_s$	Corrente gerada na célula solar pela incidência da luz
$I_0$	Corrente Inversa de Saturação do díodo
$V_T$	Potencial Térmico
$K$	Constante de Boltzman
$q$	Carga do electrão
$I$	Corrente que circula para a carga aos terminais da célula solar
$I_{CC}$	Corrente de Curto-Circuito
$V_{CA}$	Tensão de circuito-Aberto

STC	Condições Padrão de Teste de PVs.
$P_{max}$	Potência nominal do PV
$V_{MP}$	Tensão do PV no ponto de máxima potência
$I_{MP}$	Corrente do PV no ponto de máxima potência
$N_s$	Número de células solares em série
$\varepsilon$	Hiato do semicondutor
$V_{painel}$	Tensão aos terminais do painel
$I_{painel}$	Corrente aos terminais do painel
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
UC	Ultracondensador / Supercondensador
SMES	Supercondutores integrados em bobines
FC	Célula de Combustível
AF	Alta frequência
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
$U_{DC}$	Tensão do barramento DC
$V_{Ti}$	Tensão de saída do inversor da fase $i$ , ( $i=A,B,C$ )
$V_{Si}$	Tensão de saída do secundário / terciário do transformador da fase $i$ , ( $i=A,B,C$ )
$V_{ZN}$	Tensão da fase $Z$ na entrada do retificador relativa ao neutro do transformador, ( $Z=X,Y,Z$ )
$i_{car}$	Corrente média de saída do retificador
$V_{bateria}$	Tensão aos terminais das baterias do EV
$f_p$	Frequência da portadora triangular
$T_p$	Período da portadora triangular
$f_m$	Frequência da modelante
$f_c$	Frequência de comutação dos semiondutores
PWM	Modulação sinusoidal por largura de impulso
$V_{Gj}$	Tensão de saída do conversor matricial aos terminais da fase $i$ relativa ao neutro do conversor, ( $j=S,T,U$ )
$V_{iOPWM}$	Tensão de saída do conversor matricial aos terminais da fase $i$ relativa ao neutro da rede, ( $i=A,B,C$ )

$a$	Modulante constante usada modulação do inversor
$b$	Modulante proveniente do controlo do conversor matricial
$b'$	Modulante $b$ rectificada usada na modulação do conversor matricial
$V_P$	Amplitude da portadora
$S_{Ai}$	Interruptor do braço $i$ do inversor
$S_{Bi}$	Interruptor do braço $i$ do conversor matricial
$S_{ci}$	Interruptor do braço $i$ do rectificador
$L$	Bobina de conversor elevador de ligação do PV
$C_0$	Condensador de saída de conversor elevador de ligação do PV
$I_L$	Corrente que atravessa a bobina $L$
$L_{reg}$	Bobina de conversor elevador de ligação do SAE
$C_{reg}$	Condensador de saída de conversor de ligação do SAE
$i_{SAE}$	Corrente de carga / descarga do SAE
$i_d$	Componente $d$ da corrente da rede (coordenadas $dq$ )
$i_q$	Componente $q$ da corrente da rede (coordenadas $dq$ )
$P_{inCA/CC}$	Potência de entrada no rectificador
$\alpha_i$	Ganho da corrente a amostrar pelos controladores
$\alpha_v$	Ganho da tensão a amostrar pelos controladores
PI	Compensador Proporcional Integral
PID	Compensador Proporcional Integral Derivativo
$\omega_n$	Frequência natural das oscilações dos controladores PI
$\xi$	Coeficiente de amortecimento
$K_D$	Ganho do modelo equivalente do rectificador
$T_d$	Atraso estatístico do modelo equivalente do rectificador
$T_z$	Zero do controlador da corrente de carga das baterias
$T_p$	Pólo do controlador da corrente de carga das baterias
$K_{picar}$	Ganho proporcional do controlador da corrente de carga das baterias
$K_{icar}$	Ganho integral do controlador da corrente de carga das baterias
$C_{icar(s)}$	Função de transferência do compensador do controlo de $i_{car}$
$K_{Di}$	Ganho do modelo equivalente do matricial

$T_{z2}$	Zero do controlador da corrente da rede
$T_{p2}$	Pólo do controlador da corrente da rede
$K_{pidq}$	Ganho proporcional do controlador da corrente da rede
$K_{iidq}$	Ganho integral do controlador da corrente da rede
$C_{idq(s)}$	Função de transferência do compensador do controlo de $i_{dq}$
$V_{rede}$	Tensão eficaz de uma fase da rede eléctrica
$K$	Ganho do controlador da tensão $U_{DC}$
$T_{p\_U_{DC}}$	Constante de tempo do sistema (inversor+conversor matricial)
$G(s)$	Inverso da função de transferência do sistema (inversor+conversor matricial)



# 1.Introdução

---

O veículo eléctrico tem uma história bastante longa, tendo surgido nos finais da primeira década do século XIX (1830-1840) em França e Inglaterra. Foi o escocês Robert Anderson quem inventou a primeira carruagem eléctrica. Em 1851, o veículo eléctrico alcançava uma velocidade de 19 mph, aproximadamente 30 km/h, uma marca de valor para a época. Em 1902, um dos modelos disponíveis no mercado custava cerca de 2000 USD (1 559 €), tinha autonomia para 29 km e atingia os 22 km/h [1]. Em 1912 quase 34.000 veículos eléctricos de passageiros estavam registados nos Estados Unidos.

No início do século XX deu-se um grande desenvolvimento da indústria automóvel, existia o motor a gasolina e a vapor sendo o automóvel eléctrico ainda o mais procurado na altura. O declínio na procura do carro eléctrico deu-se pelo grande desenvolvimento das estradas, que permitiam deslocações maiores. A fraca autonomia das baterias, o tempo de carregamento e o preço cerca de 3 vezes superior às tecnologias concorrentes, conduziram à quase extinção do carro eléctrico, por volta de 1930. Além disso, a descoberta do petróleo em grandes quantidades, que reduziu o preço da gasolina, e a invenção da ignição eléctrica, permitiram um forte crescimento dos veículos com motor de explosão [1].

Na década de 1970, com a crise do petróleo, surge a necessidade de encontrar alternativas ao uso da gasolina e, mais recentemente, as preocupações ambientais, na redução de gases de efeito de estufa, com a assinatura do protocolo de Quioto, têm conduzido a grandes evoluções na mobilidade eléctrica e na produção de energia eléctrica.

Progressivamente, surgiram também algumas variações que se tornaram mais populares, como é o caso dos veículos híbridos, muito populares actualmente nos Estados Unidos. O transporte alternativo urbano com motores eléctricos está dividido em três grandes grupos, diferenciados entre si pelas características que apresentam como [2]:

- Híbridos;
- Plug-in híbridos;
- Completamente eléctricos.

O veículo híbrido é um veículo de propulsão alternativa que combina dois tipos de motores de natureza distinta. Existe um motor alimentado por energia eléctrica e outro de combustão interna tipicamente a gasolina. Uma das maiores vantagens dos veículos híbridos é o aproveitamento de 30% da energia em comparação com os veículos convencionais de combustão interna com a mesma capacidade, que aproveitam somente 19% da energia disponibilizada pelo combustível. Essa diferença de eficiência deve-se principalmente ao reaproveitamento da energia cinética, que é transformada novamente em energia eléctrica devido à travagem regenerativa.

Os PHEV's, do inglês "Plug-In Hybrid Electric Vehicles", são veículos híbridos que têm a capacidade de recarregar as baterias por meio de tomadas eléctricas, além de recarregá-las através do gerador do motor de gasolina. Os PHEV's aumentam a capacidade da bateria e do motor eléctrico

em comparação com o veículo puramente híbrido, e diminuem a capacidade e tamanho do motor de combustão. Assim, é possível recarregar as baterias do veículo por meio de fontes externas de energia eléctrica. Devido a essa característica surgiu a designação “plug-in”, já que se pode eventualmente recorrer a uma tomada doméstica para recarregar as baterias.

Os veículos completamente eléctricos, mais conhecidos pela sigla em inglês “EV’s”, são movidos através de motores eléctricos, os quais podem ser do tipo rotativo, linear ou inercial. O motor dos EV’s deve ser alimentado por algum tipo de acumulador de energia, especificamente por bancos de baterias, que são instalados no veículo.

Actualmente, é na mobilidade eléctrica que reside a esperança de alcançar uma solução a curto e médio-prazo para os problemas da poluição associados à mobilidade. As baterias são o tipo de armazenamento de energia mais usado nos veículos eléctricos e constituem a grande barreira tecnológica, porém, as mais recentes tecnologias à base de Lítio apresentam características promissoras.

Ao nível da produção de energia eléctrica em Portugal, as fontes de energia renovável, assumem um lugar de destaque nas políticas nacionais para o sector energético. O papel das fontes renováveis é essencial para promover a diversificação do mix energético e contribuir para aumentar a sustentabilidade. Tem-se investido na instalação de aerogeradores, construção de novos aproveitamentos hidroeléctricos e, mais recentemente, incentivado a microgeração eléctrica para particulares e empresas. No caso da microgeração, com painéis solares, microturbinas eólicas ou outro tipo de tecnologia, a energia tem como destino ser vendida à rede de distribuição, através de um regime bonificado de remuneração [3], podendo ser também usada para o consumo doméstico/empresarial.

Portugal é um dos países da União Europeia com melhores condições de exposição solar, com cerca de 2200 horas/ano na zona Norte do país, e cerca de 3000 horas/ano na região Sul [4]. Os incentivos associados à aquisição destes equipamentos, bem como as tarifas especiais bonificadas de compra desta electricidade por parte da rede têm permitido o crescimento da produção descentralizada e o desenvolvimento da tecnologia solar. A microprodução descentralizada tem implicado uma nova forma de entender e controlar as redes eléctricas. O consumidor, que pode ser também um produtor, introduz mudanças no paradigma eléctrico, nomeadamente ao nível da estimativa da produção descentralizada e na adaptação da produção nos grandes centros produtores por forma a responder em tempo real às necessidades de consumo. A dinâmica das redes de energia é um novo conceito e uma realidade com a qual é necessário lidar. Além disso, o carro eléctrico introduz um novo factor de dinâmica nas redes eléctricas, a que os métodos de previsão de carga terão de se adaptar.

Com a melhoria sucessiva das tecnologias das baterias e com a descida dos preços dos veículos eléctricos, devido à produção em larga escala, estima-se que a sua utilização se massifique nos próximos anos. Existem diversos pontos de vista quanto à afectação da rede com a introdução massiva de veículos eléctricos.

Por um lado defende-se que a tendência natural, por via de incentivos tarifários, será a dos utilizadores fazerem carregamentos nocturnos das baterias dos veículos, durante as horas de vazio, o que permite uma uniformização do consumo de electricidade ao longo do dia, e um escoamento da energia produzida pela grande capacidade instalada de fontes renováveis, nomeadamente a energia eólica, que algumas vezes, nas horas de vazio, é superior ao consumo.

Por outro lado, para as necessidades diárias de mobilidade, a autonomia do veículo pode não ser suficiente. Actualmente é necessário prever o uso diário do veículo, em termos de distância a percorrer e verificar se o veículo possui autonomia suficiente. Caso contrário, se o estado de carga (SOC) das baterias chegar a um certo valor mínimo, num lugar remoto, sem fácil acesso à rede eléctrica, o veículo terá que ser rebocado ou será necessário transportar baterias carregadas ao local. Por forma a viabilizar a expansão do veículo eléctrico, é necessário o desenvolvimento de postos de carregamento rápido.

Surge também a preocupação com a imprevisibilidade destas cargas na rede, dados os requisitos de potência de um carregamento rápido e, portanto, a afectação que o carregamento terá na qualidade da energia eléctrica (QEE), uma vez que um elevado número de EV's ligados à rede pode produzir picos de potência, que são vistos como uma carga pulsante, podendo levar a oscilações na tensão da rede e conseqüente sobrecarga dos transformadores de distribuição [5].

Estudos acerca dos investimentos necessários nas redes de baixa tensão (BT) e média tensão (MT) para acomodar o crescente aumento da microgeração e dos veículos eléctricos em Portugal são referenciados em [6]. Um outro estudo refere-se à afectação no parque electroprodutor e no sistema eléctrico Português em geral pela introdução dos veículos híbridos eléctricos [7].

Estas limitações implicam o estudo de soluções tecnológicas de postos de carregamento expresso e da sua envolvimento, nomeadamente com a rede eléctrica, para que a sua utilização não constitua um problema. É neste contexto que surge a motivação para a realização desta dissertação.

## **1.1. Objectivos do trabalho**

Neste trabalho propõe-se um modelo de um sistema de carregamento rápido de veículos eléctricos com topologia multiporto que permite interligar um sistema de produção fotovoltaico (PV), um sistema de armazenamento (SAE) e a rede eléctrica a um posto de carregamento rápido.

Esta topologia de carregador requer correntes elevadas em intervalos de tempo curtos, portanto o conversor que gere o trânsito de potência entre a rede e o carregador tem de suportar correntes elevadas. A própria rede eléctrica, não está concebida para responder a elevados picos de corrente, daí a necessidade de haver um sistema extra de armazenamento de energia, para minimizar os picos pedidos à rede, e evitar a saturação da capacidade das linhas de distribuição de energia. Um dos objectivos do sistema proposto é minimizar a corrente pedida à rede recorrendo à utilização de outras fontes (PV e SAE), a fim de evitar a excessiva sobrecarga das linhas de distribuição existentes.

No entanto, também se pretende garantir uma interface com a rede que minimize as distorções que este tipo de sistemas pode causar.

Nesta dissertação, cria-se e simula-se todo o sistema, esquematizado na Figura 1.1, propondo e simulando o controlo de todas as potências transitadas no sistema, simula-se ainda um sistema de geração fotovoltaica que faz parte de um conjunto misto de fontes que alimentam o sistema. Usa-se o conversor matricial por forma a interligar a rede ao resto do sistema, que trabalha à frequência de 10 kHz, e permite o trânsito bidireccional de energia.

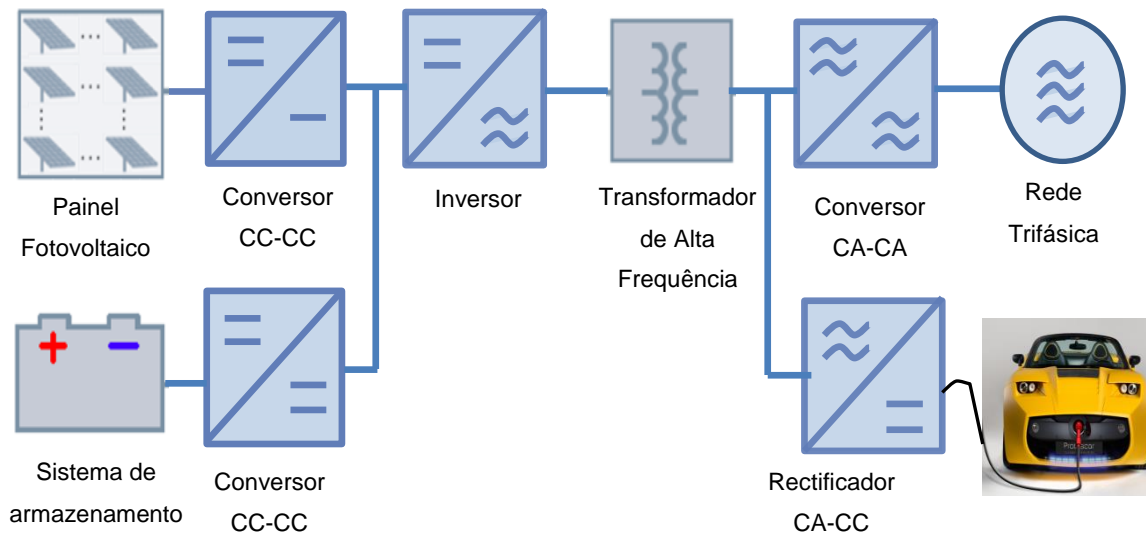


Figura 1.1 - Esquema Geral do Sistema proposto

## 1.2. Estrutura do Trabalho

A dissertação encontra-se dividida em 7 capítulos, os quais se descrevem resumidamente de seguida:

No primeiro capítulo faz-se a introdução, apresentam-se os objectivos, e estrutura do trabalho.

No segundo capítulo faz-se uma análise do estado da arte dos sistemas de carregamento de veículos eléctricos, dos painéis fotovoltaicos, onde se apresenta o modelo teórico a usar nas simulações, e ainda dos sistemas de armazenamento de energia eléctrica.

No terceiro capítulo apresenta-se o modelo proposto do sistema global de carregamento e estuda-se em detalhe todos os subsistemas constituintes, apresentam-se os conversores e a respectiva modulação, e para cada subsistema constrói-se o modelo de simulação e apresentam-se resultados.

No quarto capítulo dimensiona-se o sistema de geração fotovoltaica, apresenta-se o método de procura da máxima potência (MPPT) a usar e dimensiona-se a ligação do painel ao resto do sistema. Constrói-se um modelo de simulação para representação do painel. Ainda neste capítulo, é

abordado um dimensionamento genérico do sistema de armazenamento de energia, e dimensiona-se e simula-se o conversor de ligação ao resto do sistema.

No quinto capítulo estuda-se os mecanismos de controlo de todo o sistema, propõem-se os vários controladores que irão controlar individualmente cada subsistema e o controlador de supervisão que controla o trânsito de potências e fornece as referências aos outros controladores.

No sexto capítulo apresentam-se as simulações de todo o sistema montado e controlado.

No sétimo capítulo são apresentadas as conclusões gerais de toda a dissertação, e são sugeridos trabalhos futuros.



## 2. Estado da Arte

---

### 2.1. Carregadores para Veículos Eléctricos

Os carregadores de baterias de EV's incluem duas modalidades, ou seja, existem dois tipos de carregadores. São eles o carregador normal, que faz o carregamento das baterias em cerca de 8h e o carregador rápido, que permite carregar 80% da capacidade da bateria (24kWh) de um automóvel eléctrico entre 15 a 30 minutos, e que é o objecto de estudo nesta dissertação.

A normalização é essencial na estratégia para o desenvolvimento de um mercado associado aos veículos eléctricos (veículos, infra-estrutura de carregamento, serviços). Esta normalização é fundamental para facilitar a utilização do veículo eléctrico de forma competitiva, permitir o desenvolvimento das tecnologias dos vários construtores que levem à disseminação da mobilidade eléctrica e estimulem a criação de infra-estruturas de carregamento adequadas à evolução do parque de EV's em Portugal. Nesse sentido existem duas comissões técnicas, a CT 146 e a CTE 69, que acompanham as actividades normativas e preparam normas relacionadas com os sistemas eléctricos concebidos para veículos rodoviários.

Entre as normas trabalhadas na CTE 69 destacam-se a IEC 61851 e a IEC 62196, relativas à interface para carregamento do veículo entre a tomada da rede e a tomada do veículo. A primeira é relativa aos sistemas de carregamento, a segunda às tomadas e fichas utilizadas nesses sistemas [8].

#### ***2.1.1. CARREGADOR NORMAL (ON-BOARD)***

Os carregadores normais, ou também chamados "On-board charger" por se encontrarem incorporados no veículo, utilizam 3 soluções de carregamento especificados na norma IEC 61851, consoante a infra-estrutura utilizada.

- **Solução 1: Tomada comum**

Conexão do EV com a rede de alimentação em corrente alternada (CA) utilizando uma tomada comum no lado da alimentação. A conexão não pode exceder 16 A, para ligação monofásica e trifásica, e requer condutores de energia e de protecção. Utiliza a fase, neutro e terra, e é condicionada pela necessidade de existência de um diferencial para protecção de pessoas e equipamentos.

- **Solução 2: Tomada comum com dispositivos de protecção incorporados no cabo**

Conexão do EV com a rede de alimentação CA utilizando uma tomada comum no lado da alimentação. A conexão não pode exceder 32A, para ligação monofásica e trifásica, e

requer condutores de energia e de dados. O dispositivo incorporado no cabo tem as funções de piloto e controle.




- **Solução 3: Tomada dedicada com dispositivos de protecção integrados**

Conexão do EV com a rede de alimentação CA utilizando uma tomada comum no lado da alimentação. A conexão não pode exceder 63A, para ligação monofásica e trifásica, e requer condutores de energia e de dados. As funções de piloto e controle fazem parte da estação de carregamento.

A solução 1 foi a primeira a surgir, é utilizada em carregamentos domésticos. Posteriormente surgiram as soluções 2 e 3, sendo que a solução 3 é de uso público e comercial e requer uma estação fixa, com equipamento dedicado e um condutor de piloto de controlo entre o EV e o equipamento. Este condutor faz a verificação da correcta ligação da tomada antes da entrada em funcionamento, faz a verificação da continuidade de terra de protecção, permite a desconexão da tomada sem tensão e faz a comunicação de dados com o veículo.

A solução 3 necessita de uma tomada dedicada para interface com o veículo. Existem 3 tipos, conforme se pode verificar na Tabela 2.1, que descreve as tomadas conforme a norma IEC62196.

**Tabela 2.1 - Tipo de Tomadas conforme norma IEC 62196 [9].**

	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3
<b>Fase</b>	Monofásica	Monofásica/Trifásica	Monofásica/Trifásica
<b>Corrente</b>	Até 32 A	Até 70 A / 63 A/fase	Até 32 A/fase
<b>Tensão</b>	110 V – 230 V	110 V – 480 V	110 V – 400 V
<b>Potência máx.</b>	7,2 kW	43 kW	22 kW
<b>Protecção</b>	IPXXB (dedos)	IPXXB	IPXXD
<b>Nº pinos</b>	5	7	5 ou 7
<b>Origem</b>	Japão / USA	Alemanha	Itália
<b>Tomada</b>			

A tomada tipo 2 é a mais largamente utilizada uma vez que garante carregamento inteligente e seguro para pessoas e equipamentos.



### **2.1.2. CARREGADOR RÁPIDO (OFF-BOARD)**

Esta solução permite o carregamento rápido em corrente contínua (CC), utilizando um carregador externo. À semelhança do que acontece com as topologias de carregamento normal, para este tipo de carregador existe neste momento a norma da associação japonesa CHAdeMO para carregadores com potência até 62,5 kW [10]. A norma CHAdeMO é a mais amplamente aceite para carregamento rápido em CC, tendo sido já homologada por um grande número de fabricantes automóveis.

Os carregadores típicos com a norma CHAdeMO permitem carregar 80% da capacidade da bateria de um EV entre 15 a 30 minutos. Para isso, é utilizada uma tomada que fornece tipicamente 50 kW de potência, em CC e alta tensão, tipicamente até 500 V e 125 A. Isso significa que pode carregar uma bateria de 16 kWh a 80 por cento de capacidade em 20 minutos.

Até Fevereiro do corrente ano de 2013, existiam cerca de 70 mil EV's no mundo compatíveis com a norma CHAdeMO, mais de 80% de EV's são compatíveis com CHAdeMO, segundo a própria associação, entre os quais modelos como o Nissan Leaf, o Citroen C-ZERO, o Peugeot Partner Electric, o Mitsubishi i-MiEV e o Toyota iQ EV [11].

Existem em todo o mundo 39 empresas que fabricam carregadores rápidos, de entre as quais 3 empresas portuguesas, a Efacec, a Petrotec e a Magnum. Na grande maioria são sistemas com potência de saída de 50kW [12], mas todos estes fabricantes apresentam soluções individuais de rectificação, que recorrem unicamente à rede eléctrica como alimentação do carregador, com as desvantagens já evidenciadas na introdução desta dissertação.

A maior parte dos EV e PHEV's são equipados de um rectificador para transformar as grandezas alternadas da rede em grandezas contínuas adequadas para recarregar as baterias. Mas nos carregadores rápidos, por questões de custo e volume do conversor electrónico de elevada potência, e devido a problemas de aquecimento, que limitam a potência transferida, a opção passa pela criação de estações de carregamento externo.

A tomada que faz a ligação do carregador ao veículo, Figura 2.1, foi desenvolvida segundo a norma CHAdeMO e é especificada pelo JEVS (Japão Electric Vehicle Standard) e tem a designação JARI DC Nível III patenteada pela empresa TEPCO. A tomada além da alimentação de potência faz também a transmissão de dados usando o protocolo CAN-Bus, permitindo à estação o controlo do carregamento através de transmissão de parâmetros e medições da bateria e o cumprimento dos requisitos de segurança relativamente à colocação do carregador em tensão.

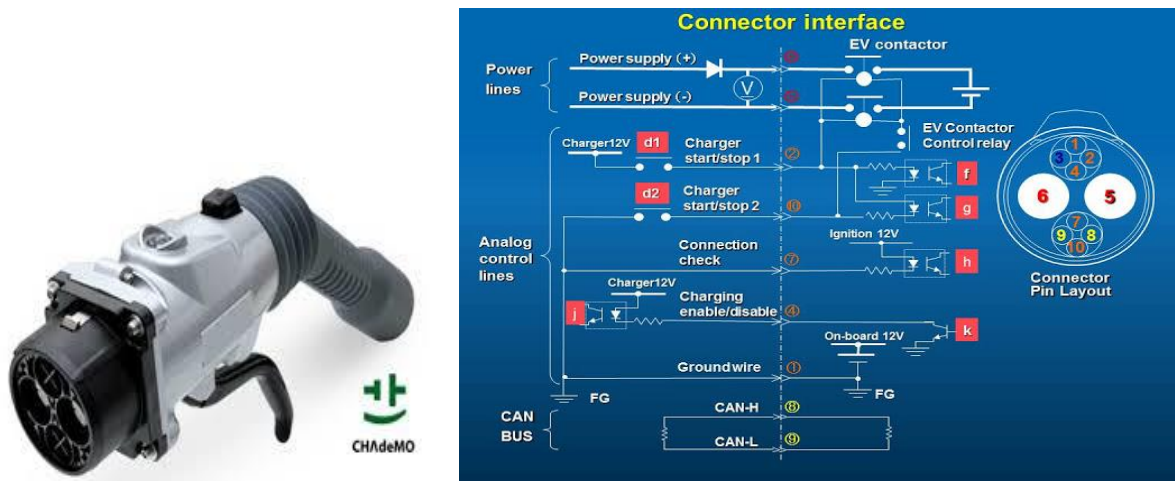


Figura 2.1 – Tomada de carregador rápido, norma CHAdeMO [13].

O protocolo CHAdeMO segue uma sequência de procedimentos num carregamento, Figura 2.2, que se podem sistematizar em 3 fases [10]:

- **Preparação para o carregamento:** É verificada a compatibilidade do veículo com o carregador através da informação transmitida ao veículo. Depois de verificada a compatibilidade a tomada é bloqueada e é aplicado um pulso de tensão para testar o circuito, por forma a verificar se não existem problemas como curto-circuitos ou falhas de terra.
- **Inicialização da fonte de alimentação:** O veículo calcula o valor de corrente máxima a que a bateria pode ser carregada, com base no desempenho e circunstâncias como temperatura, estado de carga, etc. Esta actualização é feita a tipicamente a cada 0,1 segundos. O carregador fornece o valor de corrente constante, que tendencialmente será o valor anteriormente calculado pelo veículo.
- **Fim de carregamento:** O veículo envia sinal de corrente nula, pelos canais de comunicação. O carregador pára o carregamento, e aguarda recepção de sinais de medição de corrente nula nas linhas de entrada do veículo e, por fim, permite a abertura da tomada.

É ainda possível fazer carregamentos rápidos que não efectuem a carga completa das baterias, sendo que é seleccionado à partida o nível de carga pretendido, e seguem-se os passos atrás descritos.

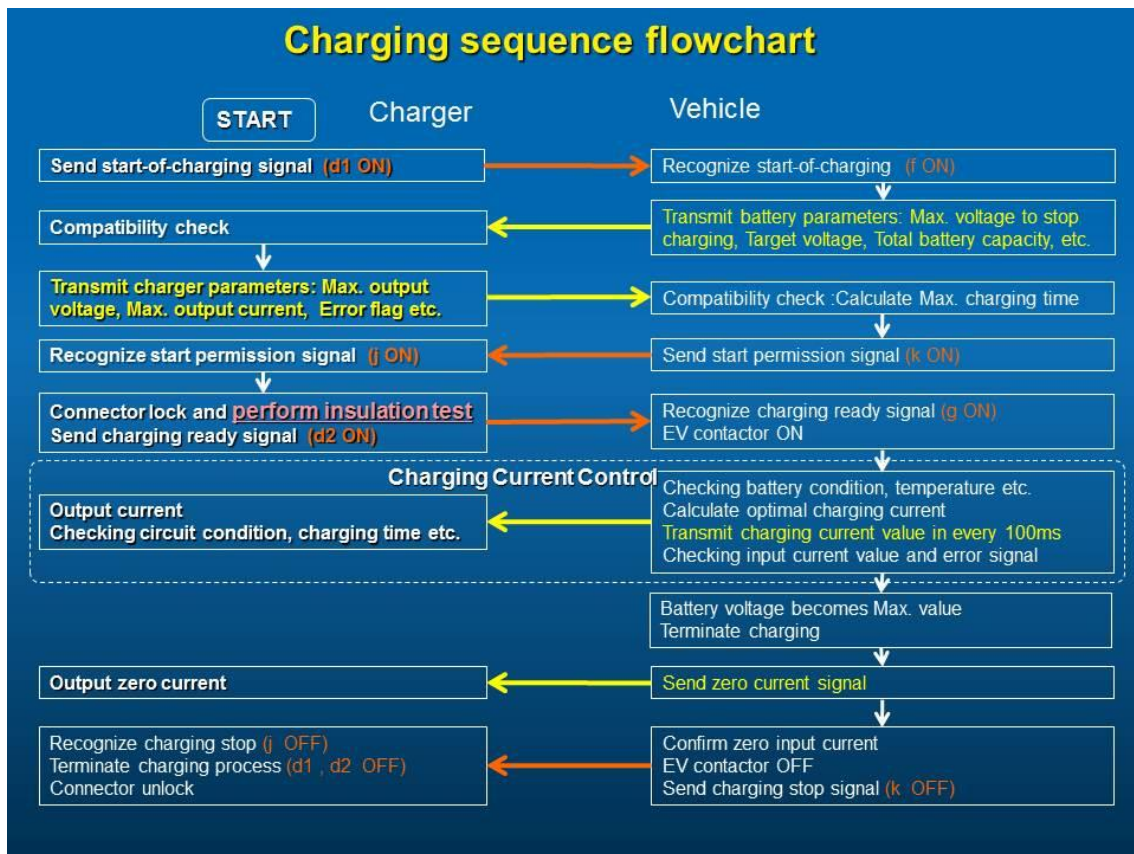


Figura 2.2 – Diagrama típico dos procedimentos de carregamento [13].

### 2.1.3. TOPOLOGIAS DE CARREGADORES RÁPIDOS

Existem algumas topologias de carregadores rápidos: desde sistemas simples como o apresentado em [14] ou [15] até propostas de topologias que integram sistemas multiporto com três ou mais subsistemas como em [16], [17], [18] ou [19]. Outros sistemas utilizam o isolamento galvânico a alta frequência, como em [20], [19] ou [21]. Dadas as vantagens do uso de transformadores de alta frequência, em [22] e [23] aborda-se o desenvolvimento e construção de um transformador usado numa topologia de conversão CC-CC.

Em [24] o sistema de armazenamento é usado para fornecer potência extra a uma rede de carregadores rápidos. Uma vez que o barramento de tensão contínua é alimentado pela rectificação da tensão da rede, através de um rectificador a díodos, apenas pode haver trânsito da rede para o sistema, não pode ser injectada potência na rede. Em [17] é proposto um sistema misto de alimentação do carregador expresso. Em [25] é apresentado um sistema conversor que contempla portos de produção e armazenamento local com ligação à rede através de um transformador de alta frequência, permitindo reduzir problemas com injeção instantânea e satisfazer picos de forma distribuída.

A análise dos vários tipos de baterias e das estratégias de carregamento é amplamente explorada em [26] e [27] e o aproveitamento solar como fonte de alimentação paralela à rede é apresentado em [28] e [29]. O controlo das potências transitadas entre os diversos portos do sistema de carregamento é abordado em [19] e [30].

Devido aos elevados valores de corrente consumidos pelos carregadores rápidos, a ligação destes sistemas à rede eléctrica é uma questão muito importante, e são várias as topologias de conversão que podem ser usadas. Por exemplo, em [31], é proposto um conversor elevador trifásico CA-CC com filtro de entrada LCL. Em [16] realça-se a relevância do conversor matricial para cumprir essa função, de ligação da rede a um bus CA, permitindo o trânsito bidireccional de energia. O controlo do conversor matricial é amplamente explorado em [32], [33] e [34].

Na topologia proposta em [16], [20] e [35] existe uma ligação de alta frequência com um inversor de seis braços, um transformador de alta frequência e um conversor matricial CA-CA que faz a adaptação da tensão de saída do transformador para a ligação à rede. É essa a solução adoptada neste trabalho.

Os vários métodos de controlo de conversores são estudados em [36], [37], [38] e [39].

Um dos aspectos de maior importância na ligação do sistema de carregamento à rede é o conteúdo harmónico das correntes.

Uma vez que, sendo a tensão da rede eléctrica quase sinusoidal, apenas a componente fundamental da corrente está associada ao trânsito de potência activa, a existência de harmónicas pode causar problemas variados nas instalações e redes eléctricas [40], nomeadamente:

- Aumento das perdas e um maior aquecimento dos condutores e transformadores no sistema eléctrico;
- Mau funcionamento dos sistemas de protecção (fusíveis e disjuntores);
- Possíveis ressonâncias com os bancos de condensadores e filtros passivos que possam existir, reduzindo a sua vida útil;
- Redução da vida útil dos equipamentos em geral, levando a maiores necessidades de manutenção;
- Aumento do ruído electromagnético nos sistemas de comunicação.

A questão da qualidade da energia, merece também atenção no contexto deste trabalho.

A correcta interacção do sistema com a rede eléctrica deve garantir que a corrente pedida/injectada tem uma forma de onda sinusoidal, com baixo conteúdo harmónico, em estado estacionário.

Para minimizar problemas com distorções nos sinais existem diversas topologias de filtros, cujo dimensionamento é abordado em [41] e [42].

## 2.2. Painel Fotovoltaico (PV)

O efeito fotovoltaico caracteriza-se pelo aparecimento de uma tensão eléctrica num material após a sua exposição à luz. Foi observado pela primeira vez por Alexandre-Edmond Becquerel em 1839. Os módulos são compostos por células solares de silício, e cada célula é composta por uma camada fina de material do tipo N (material com electrões livres) e outra com material do tipo P (material com cargas positivas livres, as lacunas), por isso, a célula, é tecnicamente chamada de junção P-N. Quando unidas, na região da junção gera-se um campo eléctrico. Os fótons da luz ao incidirem na célula chocam com os electrões, dão-lhes energia, e devido ao campo eléctrico, os electrões são orientadas da camada P para a camada N. Posteriormente esses electrões injectados na zona N tendem a inverter o sentido desse campo eléctrico, até que se atinja o equilíbrio entre o número de electrões que se desloca para a zona N, o qual é cada vez menor pois necessitam cada vez de mais energia.

Gera-se assim uma tensão aos terminais da célula, a qual se designa por tensão de circuito aberto. Ligando um receptor eléctrico aos terminais da célula quando esta tem o valor da tensão de circuito aberto entre a junção P-N, circula uma corrente, a qual se deve ao campo eléctrico da junção. Esta corrente faz com que o número de electrões injectados da zona P diminua, o que contribui para a inversão do campo eléctrico, razão pela qual a tensão aos terminais da célula diminui à medida que aumenta a corrente. A corrente eléctrica gerada está totalmente dependente da intensidade da luz incidente.

Os módulos fotovoltaicos comerciais são constituídos por associação de células em série e paralelo, permitindo aumentar o nível de tensão e de corrente. O rendimento da conversão fotovoltaica é ainda modesto, no máximo, cerca de 20% da energia incidente é convertida em energia eléctrica. Normalmente as células têm potências máximas que se situam entre 1 W e 3 W, Os painéis fotovoltaicos resultam da associação desses módulos em série e em paralelo, de modo a serem obtidas potências de geração ainda mais elevadas.

De referir também as formas de regulação da potência do painel, que permitem controlar o fluxo de energia entre o painel e a carga, nomeadamente os sistemas MPPT – Maximum Power Point Tracking, que foram desenvolvidos com o intuito de melhorar o desempenho do sistema constituído por uma fonte não linear e uma carga arbitrária. Estes sistemas aplicados aos PV's utilizam conversores electrónicos de potência para extrair sempre a máxima potência possível em cada instante. Os sistemas MPPT serão abordados na secção 2.1.2.2.

### 2.2.1. *MODELO TEÓRICO*

Existem diversos modelos que se adaptam na caracterização do fenómeno físico que é o efeito fotovoltaico. Os mais comuns, são os modelos de um díodo e cinco parâmetros, mais

detalhado, e o modelo de um díodo e três parâmetros, Figura 2.3, mais simples, e que será usado no estudo que se segue.

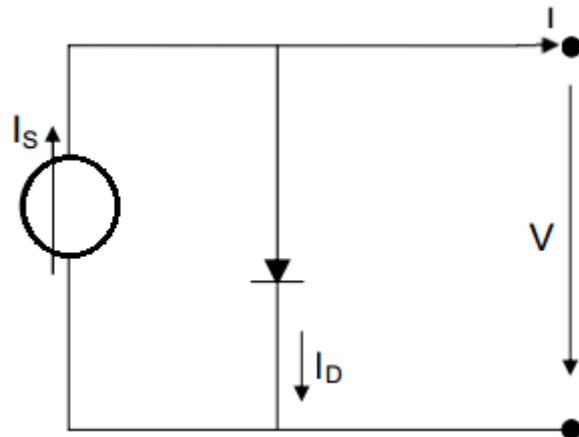


Figura 2.3– Circuito eléctrico simplificado equivalente de uma célula fotovoltaica

A corrente  $I_s$  representa a corrente gerada na célula pela incidência da luz na sua superfície. A intensidade de corrente gerada depende da irradiância,  $G$ .

A junção P-N funciona como um díodo que é atravessado por uma corrente interna unidireccional  $I_D$ , que depende da tensão  $V$  aos terminais da célula.

A corrente  $I_D$  é dada por:

$$I_D = I_0 \left( e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

Onde:

$I_0$  – Corrente inversa de saturação do díodo;

$V_T$  – Potencial térmico;

$m$  – Factor de idealidade ( $m=1$  -> díodo ideal;  $m>1$  -> díodo real)

Por sua vez o potencial térmico é dado por:

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.2)$$

Onde:

$K$  – Constante de Boltzman ( $K = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ );

$T_C$  – Temperatura absoluta da célula em K;

$q$  – Carga do electrão ( $q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ )

Os 3 parâmetros que caracterizam o modelo são  $m$ ,  $I_0$  e  $I_s$ . A corrente fornecida pela célula pode escrever-se:

$$I_S = I_D + I \quad (2.3)$$

A corrente  $I$  que circula pela carga é dada por:

$$I = I_S - I_D = I_S - I_0 \left( e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

Reescrevendo a equação em ordem à tensão aos terminais da célula, obtém-se:

$$V = m V_T \ln \left( \frac{I_S - I}{I_0} + 1 \right) \quad (2.5)$$

Importa conhecer alguns casos particulares de funcionamento, cujos valores são medidos e dados pelo fabricante e permitem calcular variáveis e parâmetros do modelo, nomeadamente o funcionamento em curto-circuito e circuito-aberto.

- Em curto-circuito ligam-se entre si os terminais da célula, nos quais surge a corrente de curto-circuito. Esta corrente é o valor máximo da corrente de carga e igual à corrente gerada pelo efeito fotovoltaico. A tensão aos terminais da célula será obviamente nula, bem como a corrente no díodo.
  - $V = 0$
  - $I_D = 0$
  - $I = I_S = I_{CC}$
- Em circuito-aberto a célula está em vazio. A corrente não se fecha pela carga, e a tensão aos terminais da célula estará no valor máximo.
  - $I = 0$
  - $V = V_{CA} = m V_T \ln \left( 1 + \frac{I_S}{I_0} \right)$

Os valores  $I_{CC}$  e  $V_{CA}$  são dados pelo fabricante, medidos em condições de referência normalizadas e aceites por todos os fabricantes.

Existem condições de referência STC (Standard Test Conditions) usadas para os fabricantes testarem os painéis, e é com base nesses valores que são medidos e apresentados os parâmetros característicos em catálogo. De seguida descrevem-se as condições de referência.

- Temperatura da célula,  $\theta^r = 25^\circ\text{C} \rightarrow T_c^r = 298,16 \text{ K}$
- Irradiância incidente na célula,  $G^r = 1000 \text{ W/m}^2$
- Efeito de absorção pelo ar de 1,5 (AM 1,5)

Os parâmetros dos módulos fotovoltaicos fornecidos pelos fabricantes, nas condições STC são:

- **Potência máxima ( $P_{\max}$ ):** representa a potência nominal do painel fotovoltaico.
- **Tensão no ponto de máxima potência ( $V_{MP}$ ):** corresponde à tensão no ponto de máxima potência.

- **Corrente no ponto de máxima potência ( $I_{MP}$ ):** corresponde à intensidade da corrente no ponto de máxima potência.
- **Corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ):** é o valor máximo de intensidade de corrente que atravessa a carga.
- **Tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ):** é o valor máximo da tensão nos terminais do módulo fotovoltaico, quando nenhuma carga está ligada a ele.
- **Factor de forma (FF):** é a relação entre a máxima potência que o módulo fotovoltaico realmente pode fornecer e o produto de  $I_{sc}$  com  $V_{oc}$ . Com esta característica tem-se uma ideia da qualidade do painel. Quanto mais próximo de 1 for o valor de FF, mais potência o painel pode fornecer. Valores típicos de FF variam entre 0,7 e 0,8.
- **Temperatura normal de operação (NOCT):** representa a temperatura normal de operação da célula (*Normal Operating Cell Temperature*), medida com  $800W/m^2$  de radiação solar incidente, temperatura ambiente de  $20^\circ C$  e com uma velocidade do vento de  $1m/s$ .

O modelo do painel pode ser desenvolvido usando o modelo da célula solar considerando associações em série e paralelo, sendo que as células em série aumentam de forma proporcional a corrente do conjunto e em paralelo aumentam a tensão também de forma proporcional.

A corrente inversa de saturação do díodo pode agora ser calculada, com base nos parâmetros dados pelo fabricante (cujo catálogo se encontra em anexo) por:

$$I_0 = \frac{I_{CC}}{e^{\frac{V}{mV_T}} - 1} \quad (2.6)$$

Pode-se obter o potencial térmico com base nas condições de referência (2.7), que resulta num valor constante e igual para qualquer painel.

$$V_T^r = \frac{K T_c^r}{q} = 0,0257 V \quad (2.7)$$

Para calcular os três parâmetros do modelo nas condições de referência, utilizam-se os valores de catálogo do fabricante onde são também fornecidos os valores de tensão e corrente, que conduzem à máxima potência,  $V_{MP}^r$  e  $I_{MP}^r$ , respectivamente, nas condições STC. Considera-se novamente as condições particulares de curto-circuito e circuito-aberto, obtendo-se:

$$\text{Circuito aberto: } 0 = I_S^r - I_0^r \left( e^{\frac{V_{CA}}{mV_T^r}} - 1 \right) \quad (2.8)$$

$$\text{Curto - circuito : } I_{CC}^r = I_S^r \quad (2.9)$$

Destas duas equações podemos retirar a corrente inversa de saturação do díodo nas condições de referência:



$$I_0^r = \frac{I_{CC}^r}{\frac{V_{CA}^r}{e^m v_T^r - 1}} \quad (2.10)$$

A corrente que leva à máxima potência, nas condições de referência, é dada por:

$$I_{MP}^r = I_{CC}^r - I_0^r \left( e^{\frac{V_{CA}^r}{m v_T^r}} - 1 \right) \quad (2.11)$$

A partir da equação (2.11) pode calcular-se o último parâmetro do modelo em função dos valores de catálogo, assim o factor de idealidade é dado por:

$$m = \frac{V_{MP}^r - V_{CA}^r}{v_T^r \ln \left( 1 - \left( \frac{I_{MP}^r}{I_{CC}^r} \right) \right)} \quad (2.12)$$

### **2.2.1.1. INFLUÊNCIA DOS FACTORES EXTERNOS**

Os valores das variáveis que fazem parte do modelo eléctrico da célula não são sempre constantes. De facto, existe uma forte dependência das condições externas de irradiância e temperatura, que determinam diferentes condições de funcionamento.

O estudo da influência dos parâmetros do modelo a factores externos tem de ser feito para permitir adaptar as equações atrás descritas, de modo a que os valores de potência calculados se aproximem da realidade. Pretende-se que as equações possam ser adaptadas consoante as condições meteorológicas médias de uma determinada região.

Nos catálogos dos fabricantes existem figuras típicas, que mostram a variação da curva I-V de um módulo fotovoltaico com a temperatura e com a irradiância [43].

Da análise das figuras (Figura 2.4 e Figura 2.5) podemos inferir que:

- A corrente de curto-circuito varia linearmente com a irradiância incidente e é praticamente insensível à variação da temperatura.
- A tensão de circuito-aberto varia pouco com a irradiância incidente e decresce proporcionalmente com o aumento da temperatura.

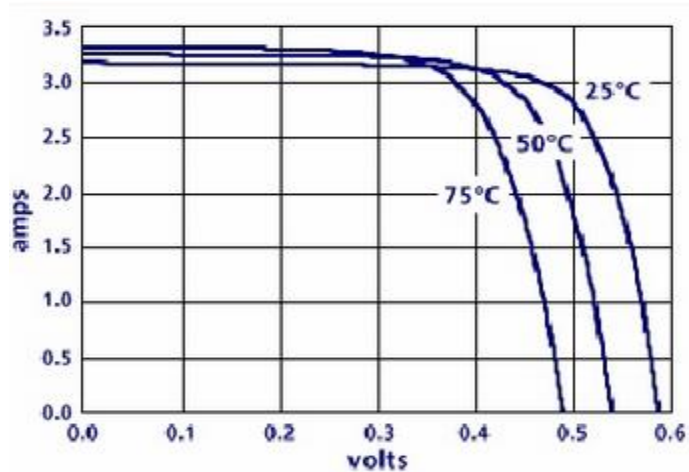


Figura 2.4 – Variação da curva I-V com a temperatura. [CREST]

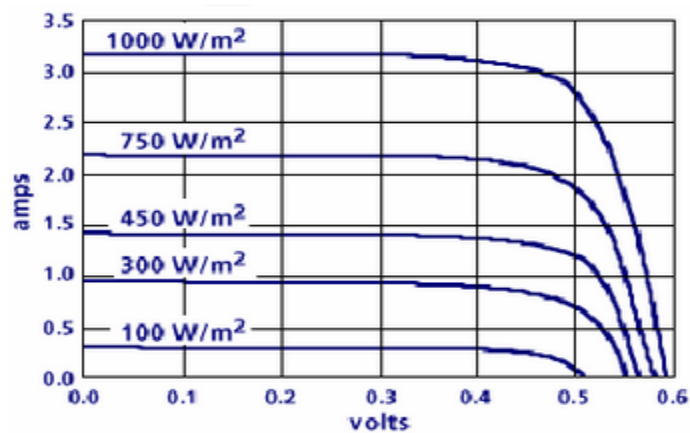


Figura 2.5 – Variação da curva I-V com a temperatura. [CREST]

A corrente inversa de saturação pode ser escrita em termos das características do material e da temperatura, através de:

$$I_0 = I_0^r \left( \frac{T_c}{T_c^r} \right)^3 e^{\frac{N_S \epsilon}{m} \left( \frac{1}{V_T} - \frac{1}{V_T^r} \right)} \quad (2.13)$$

Onde:

$N_S$  – Numero de células ligadas em série.

$\epsilon$  – Hiato do semiconductor ( $\epsilon = 1,12$  eV para o silício).

A corrente de curto-circuito contempla a variação da irradiância, e pode ser descrita segundo a equação:

$$I_{CC} = I_{CC}^r \frac{G}{G^r} \quad (2.14)$$

A temperatura de trabalho da célula (em °C) também será afectada pelas condições externas, e pode ser calculada conforme a equação (2.15), recorrendo a dados de temperatura e irradiação, e também à temperatura normal de funcionamento da célula (NOCT), fornecida no catálogo.

$$\theta_{célula} = \theta_{ambiente} + \left( \frac{G(NOCT-20)}{800} \right) \quad (2.15)$$

Conforme se verifica os valores de tensão e corrente fornecidos por uma célula são muito baixos, sendo que se associam células para formar módulos e painéis. De seguida deduzem-se as equações para módulos com  $N_s$  células em série e  $N_p$  células em paralelo e painéis com  $M_s$  módulos em série e  $M_p$  módulos em paralelo.

$$\begin{aligned} I_{módulo} &= N_p I_{célula} \\ V_{módulo} &= N_s V_{célula} \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} I_{painel} &= M_p I_{módulo} \\ V_{painel} &= M_s V_{módulo} \end{aligned} \quad (2.17)$$

### **2.2.1.2. ALGORITMO MPPT**

Experimentalmente, as células fotovoltaicas apresentam grandes variações de potência eléctrica em função das condições meteorológicas. Além disso, quando estão ligadas a uma carga, o ponto de funcionamento é determinado pela intersecção da característica eléctrica tensão-corrente da fonte, com a correspondente característica da carga e, sempre que haja uma alteração das características da fonte ou da carga, o ponto de funcionamento altera-se, o que leva a que a energia transferida para a carga raramente corresponda à energia máxima produzida pelo PV.

Nos próximos parágrafos analisa-se o funcionamento dos principais algoritmos para a procura do ponto de máxima potência. Para cada tipo de controlador MPPT é apresentada uma breve descrição teórica e referidos alguns dos algoritmos.

Os sistemas MPPT – Maximum Power Point Tracking, optimizam o ponto de funcionamento do painel fotovoltaico permitindo que este extraia, em cada instante, a potência máxima possível. Na base das várias técnicas está um seguidor que procura o ponto de funcionamento onde o produto da corrente pela tensão ( $P = I \cdot V$ ) tem o seu máximo.

Os algoritmos de programação dos controladores MPPT são relativamente simples e podem ser facilmente implementados em computador ou num microprocessador.

Existem vários tipos de controladores MPPT, cuja precisão e robustez dependem de um certo número de parâmetros [44].:

- Do rendimento global do sistema desejado pelo construtor;
- Do tipo de conversor de potência que faz a adaptação e a ligação à carga (CC-CC, CC-CA), ou à rede eléctrica;

- Da aplicação em vista (sistemas autónomos, ligados à rede);
- Das características do MPPT, em função da velocidade, qualidade;
- Do tipo de implementação escolhido (analógico, numérico, combinação dos dois).

Os vários tipos de controladores MPPT podem ser agrupados em três categorias:

- Algoritmos baseados em modelos;
- Algoritmos baseados na experiência;
- Algoritmos heurísticos.

Os algoritmos baseados em modelos dependem de um modelo matemático para o cálculo da tensão ou corrente do ponto de máxima potência, são contudo pouco usados.

Os algoritmos baseados na experiência são muito rápidos e precisos e requerem o uso de processadores digitais para implementar o algoritmo. A sua implementação não é fácil, mas dispensam o conhecimento detalhado do sistema fotovoltaico. Os algoritmos mais conhecidos são os baseados em lógica fuzzy.

Os algoritmos de MPPT heurísticos são os mais usados, e baseiam-se nas medidas da tensão e corrente do painel, e com base nisso tomam decisão quanto à variável de controlo. Estes algoritmos não necessitam de informações detalhadas do painel. Os mais simples e mais conhecidos são o método de Perturbação e Observação e o método da Condutância Incremental. No entanto existem outros mais complexos, como a técnica baseada no controlo da correlação da ondulação da comutação do conversor.

Em [45] e [46] foram elaborados estudos comparativos entre as principais técnicas e, os autores concordam em dizer que os algoritmos MPPT mais utilizados são: tensão constante (CV), corrente de curto-circuito (SC), Perturbação e Observação (P&O) e condutância incremental (IncCond).

## 2.3. Sistema de Armazenamento

Sistemas de Armazenamento de Energia (SAE) são, como o próprio nome indica, sistemas com capacidade para armazenar energia sob diversas formas podendo depois voltar a aceder-se à energia armazenada, através da conversão em energia eléctrica. Antes de referir os principais tipos de SAE, interessa introduzir alguns conceitos importantes.

A capacidade de um SAE define a sua capacidade energética, é a quantidade de carga eléctrica medida através da multiplicação da corrente de descarga pelo tempo de autonomia, e é expressa em ampere-hora (1 Ah = 3600 coulombs). Se um SAE debita um ampere (1 A) de corrente (fluxo) durante uma hora, tem uma capacidade de 1 Ah. A capacidade do SAE pode também ser definida como o número de ampere-hora a que o SAE é descarregado desde a sua capacidade máxima, até a tensão nos seus terminais descer abaixo da tensão designada de cut-off. Esta grandeza também pode ser expressa em Watt-hora (Wh) de acordo com a equação (2.18).

$$Wh = V Ah$$

(2.18)

Normalmente, a escolha dos SAE baseia-se na tensão nominal e capacidade nominal, mas existem outros factores importantes que devem ser considerados, tais como:

- Densidade de energia, que dá a relação de energia por unidade de volume, ou seja, a quantidade de energia em watt-hora (Wh) que o sistema consegue fornecer por litro do seu volume. Quanto maior o valor desta característica, mais pequeno é o seu tamanho;
- Energia específica, que se caracteriza como sendo a quantidade de energia total que o SAE consegue armazenar e dá a relação de energia por unidade de massa – kg;
- Ciclo de vida – é o número de vezes que o SAE pode ser descarregado e carregado durante a sua vida. O ciclo de vida de uma bateria é considerado terminado quando não consegue carregar acima dos 80% da sua capacidade.
- Custos de aquisição
- Impacto ambiental

Um parâmetro importante de um SAE é o estado de carga (SOC - State Of Charge), que é definido como o rácio entre a capacidade actual e a capacidade total do SAE (onde SOC = 100%).

De seguida faz-se uma descrição do estado da arte dos principais sistemas de armazenamento.

O armazenamento de energia tem sido alvo de intensa investigação no sentido de superar obstáculos relacionados com a autonomia (energia específica), potência específica, eficiência, necessidade de manutenção, custo, impacto ambiental (reciclável) e segurança.

Os sistemas de armazenamento podem ser:

- Mecânicos;
- Eléctricos;
- Electroquímicos.

Nos sistemas mecânicos evidenciam-se os volantes de inércia. De referir que, pela sua natureza, estes sistemas não permite a aplicação de alguns dos conceitos apresentados, nomeadamente, não é comum falar-se em SOC de sistemas mecânicos.

No armazenamento eléctrico destacam-se os supercondensadores ou ultracondensadores (UC) e os supercondutores integrados em bobines SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage), onde o armazenamento é efectuado de forma magnética. As relativamente baixas densidades de energia armazenadas e os custos destes sistemas tornam a sua utilização em sistemas autónomos inadequada.

O armazenamento electroquímico tem sido, ao longo dos anos, o mais utilizado na constituição de sistemas autónomos, devido aos relativos baixos custos envolvidos (além de ser uma tecnologia relativamente madura). Existem ainda as células de combustível (FC - fuel-cell).

As características, em termos de energia e potência específica, que diferenciam estas formas de armazenamento estão apresentadas na Figura 2.6. É possível verificar a alta energia específica das baterias e células de combustível, e por outro lado a alta potência específica dos ultracondensadores [47].

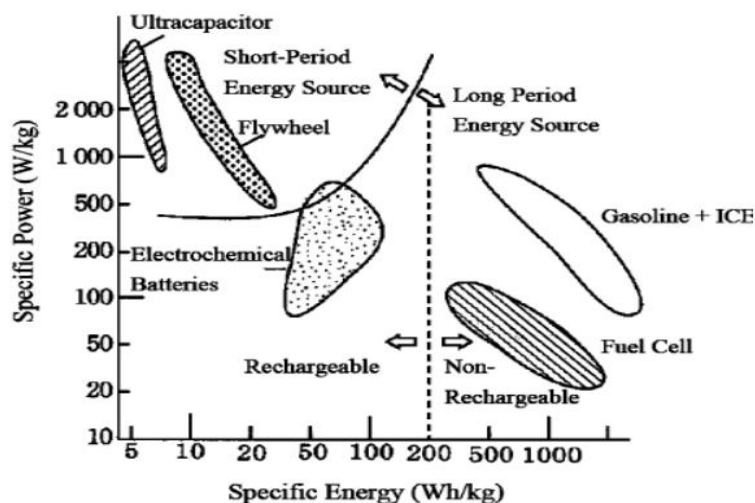


Figura 2.6 – Características dos vários SAE [47].

Ao combinar dois ou mais SAE com características complementares, um com elevada energia específica e outro com alta potência específica, pode ser construído um sistema de armazenamento que permita responder a diferentes solicitações das cargas, minimizando as desvantagens de utilizar cada um individualmente. No caso de se juntar as baterias aos UCs, a energia específica das baterias alia-se à potência específica dos UCs. Esta seria uma opção viável para a realização prática do SAE do sistema em análise nesta dissertação. Deste capítulo em diante, quando se fizer referência ao SAE e às grandezas a este associadas, considera-se como referência o uso de baterias.

A bateria é um dispositivo que converte energia química em energia eléctrica através de uma reacção electroquímica de oxidação-redução. No caso de se tratar de um sistema recarregável, a bateria é recarregada pelo processo oposto. Este tipo de reacção envolve a transferência de electrões de um material para outro por um circuito eléctrico [48]. São o sistema de armazenamento mais utilizado no mercado, dado o seu baixo preço, grande robustez e facilidade em transportar. A sua energia é acumulada na forma de energia química. Contudo, o objectivo de ter baterias com uma densidade específica de energia, capaz de substituir os combustíveis fósseis a um preço aceitável, ainda não foi atingido.

Os UC's armazenam energia por separação e acumulação física de cargas opostas. São fontes de elevada potência mas de baixa energia específica.

A célula de combustível (FC) é um dispositivo electroquímico que converte energia química directamente em energia eléctrica, de forma muito eficiente. As FC's são semelhantes às baterias, no entanto os materiais activos não fazem parte integral do dispositivo, necessitando de ser alimentada sempre que acabar o combustível [48]. Tem alta energia específica mas sofre, no entanto, de várias desvantagens. Esta tecnologia encontra-se ainda numa fase de desenvolvimento devido ao grande problema que é o manuseamento do hidrogénio, e a sua produção é ainda bastante cara.

Um volante de inércia armazena energia cinética que pode depois ser transformada em energia eléctrica. Este tipo de SAE consiste num disco que roda, e num motor/gerador que está acoplado ao disco para fazer a conversão de energia.

Como tecnologia de SAE as baterias electroquímicas são as mais antigas, contudo ainda hoje as mais utilizadas, e por isso merecem especial destaque, pelo que se faz uma exploração mais pormenorizada deste SAE.

### **2.3.1. BATERIAS**

Na indústria automóvel as principais tecnologias de baterias usadas actualmente reduzem-se a dois tipos: hidreto metálico de níquel (NiMH) e iões de lítio (Li-Ion).

O comportamento de uma bateria é não linear e varia pelas seguintes razões:

- Estado de carga (SOC)
- Capacidade de armazenamento da bateria
- Taxa de carga/descarga
- Temperatura
- Idade da bateria
- Reacções químicas secundárias que se dão internamente

Existe actualmente um largo conjunto de tecnologias de armazenamento electroquímico, entre as quais:

- Baterias de Chumbo Ácido
- Baterias de Níquel-Cádmio
- Baterias de Hidretos Metálicos de Níquel
- Baterias Redox de Vanádio
- Baterias de Coreto de Sódio-Níquel
- Baterias de Iões de Lítio

Relativamente à distinção entre baterias, basicamente, estas são distinguíveis pelos elementos químicos que as constituem e pelo objectivo final a que se propõem. Na Figura 2.7 pode

ver-se com mais detalhe a distinção entre os vários tipos de baterias, em termos da potência específica em função da energia específica.

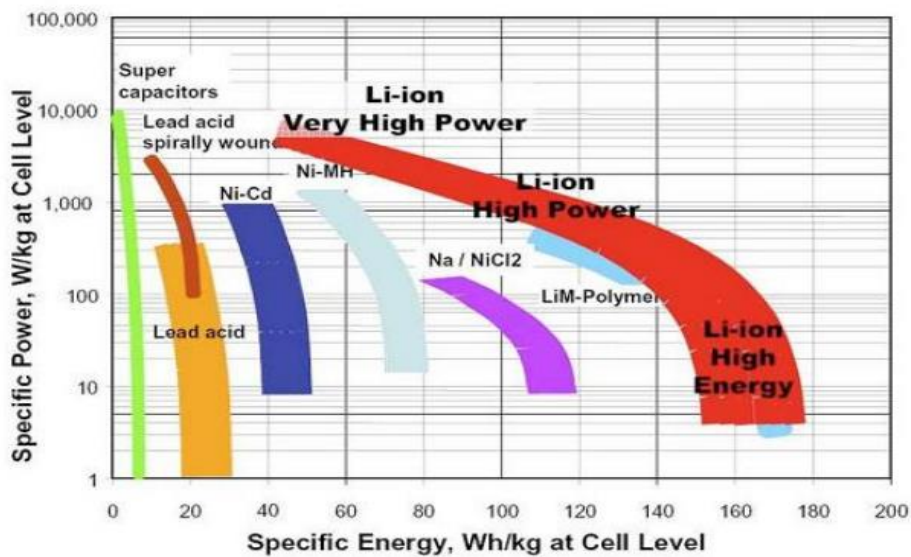


Figura 2.7 – Características dos principais tipos de baterias [49].

Pela análise da Figura 2.7 é fácil de compreender a tendência natural dos fabricantes de baterias para EV's para a utilização de baterias com tecnologia de íões de lítio, é a tecnologia que consegue reunir melhor compromisso entre a potência específica e energia específica.

Relativamente às características eléctricas das baterias, a capacidade de corrente eléctrica que a mesma pode fornecer durante um período de tempo, expressa em Ah, e a tensão que a mesma dispensa aos seus terminais, medida em V, são as mais relevantes. No entanto, a par destas, a temperatura a que a bateria está sujeita durante o carregamento, durante a descarga, e quando está sem uso, também são características relevantes, uma vez que influenciam o rendimento e a vida útil das mesmas, sendo por isso difícil fazer estimativas exactas quanto ao rendimento das baterias.

### 2.3.1.1. PROCESSO DE CARGA

Os SAE utilizados nos sistemas fotovoltaicos estão sujeitos a condições operacionais diversas. Desta forma os processos de carga para aplicações fotovoltaicas são de controlo complicado devido essencialmente à variação da intensidade da radiação solar. Os principais problemas passam por cargas e descargas irregulares, devido à variação da radiação solar, a descargas com corrente de baixa intensidade e cargas escassas, em virtude da ausência de sol por vários dias. É necessário um controlador de carga, que é o equipamento responsável pela monitorização do processo de carga e descarga da bateria, dentro de limites pré-estabelecidos pelos fabricantes. Este tipo de controlador garante a protecção da bateria, aumentando assim a sua vida útil.



Não sendo objectivo deste trabalho a análise detalhada e desenvolvimento do sistema de carregamento das baterias, é típico o carregamento das baterias do SAE, através do circuito MPPT, ser feito pelo método dos 3 estágios.

Numa primeira fase, estágio 1, quando a bateria se encontra descarregada esta atinge um valor limite de tensão. Nesta condição a bateria é carregada com uma corrente constante até se obter um certo valor máximo de tensão de sobrecarga, que depende das características das baterias.

No 2º estágio, carregar as baterias com um valor de tensão fixa, até que a corrente de carregamento atinja um certo valor. Este valor de corrente é reduzido e ronda o 1% da capacidade nominal da bateria

Finalmente, numa terceira fase, aplicar uma tensão constante, um pouco inferior à do estágio 2. Esta tensão deve aplicar-se durante um intervalo de tempo até se estabilizar as reacções químicas da bateria [50].



### 3. Sistema de carregamento proposto

---

O sistema global de carregamento proposto é um sistema multiporto, onde se interligam vários componentes, nomeadamente, a rede eléctrica, ligada através do conversor matricial; O PV em paralelo com o SAE, ligados com conversores elevadores, ao barramento DC, que por sua vez interage com o resto do sistema através de um inversor. Por fim, o carregador, que é um rectificador. Todos os portos estão devidamente isolados por um banco de transformadores isoladores a alta frequência, Figura 3.1.

O transformador de alta frequência é um componente estratégico do sistema de conversão, uma vez que garante o isolamento galvânico, entre todos os portos do sistema. Embora pouco usual para aplicações de elevada potência, o transformador de alta frequência tem vantagens evidentes sobre o transformador de baixa frequência, nomeadamente na redução do peso, volume e custo.

A função principal destes transformadores é garantir o isolamento galvânico e, portanto a relação de transformação usada quer nos secundários, quer nos terciários é unitária. O cálculo rigoroso de parâmetros do transformador de alta frequência exige um dimensionamento aprofundado, que não foi explorado no âmbito desta dissertação.

Ao longo deste texto refere-se a entrada e saída dos conversores considerando o sentido do trânsito de energia na direcção da rede. No entanto, esta é uma nomenclatura meramente indicativa, uma vez que praticamente toda a topologia é bidireccional, isto é, também permite o trânsito de energia da rede para o resto do sistema. As excepções são o rectificador do carregador e o conversor elevador do painel fotovoltaico.

Os subcapítulos que se seguem tratam detalhadamente cada componente constituinte do sistema global de carregamento.

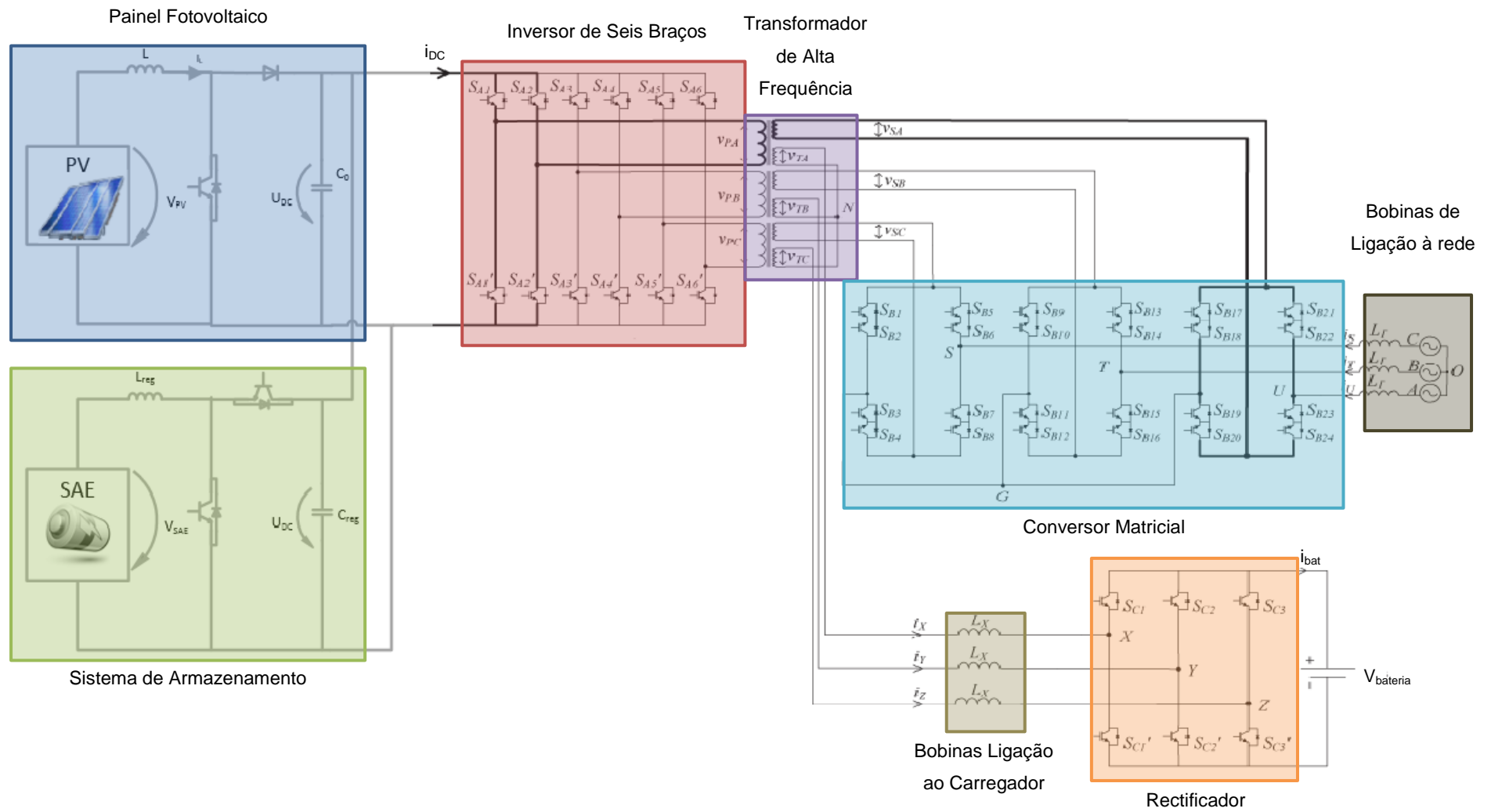


Figura 3.1 - Sistema global de carregamento

## 3.1. Inversor de Seis Braços

O inversor em ponte completa de seis braços é constituído por três inversores monofásicos em paralelo, um para cada fase do sistema trifásico. Neste inversor utiliza-se uma modulação linear síncrona de 3 níveis, proposta em [36].

Os semicondutores a usar nesta topologia serão transístores IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors), pois são os que melhor se adaptam para os níveis de tensão e corrente que lhes será aplicada, e que combinam uma rápida velocidade de comutação (frequências de dezenas de kHz) com perdas de comutação reduzidas, pois têm uma baixa queda de tensão no estado ligado. É ainda necessário o uso de díodos de recuperação rápida em paralelo com os IGBT's, para garantir bidireccionalidade dos interruptores.

### 3.1.1. COMANDO DO INVERSOR

O sistema é modular, portanto as tensões de saída do inversor, aplicadas à entrada de cada transformador do banco trifásico são iguais ao caso monofásico desfasadas de  $120^\circ$  entre fases, logo a estratégia de modulação pode ser desenvolvida para uma fase, representada na Figura 3.2, e depois fazer as devidas adaptações para o sistema trifásico.

A estratégia de modulação adoptada é designada por modulação de três níveis por largura de um impulso, ou ainda, modulação de três níveis por deslocamento de fase. Este processo é diferente da modulação PWM usual uma vez que aqui compara-se uma onda portadora triangular de alta frequência com uma modulante constante. Como resultado e, independentemente do valor da portadora, em cada período do sinal de saída, os semicondutores de cada braço estão em condução e ao corte durante intervalos de tempo iguais, correspondentes a um período da portadora. Este facto implica que a tensão,  $V_{PA}$ , e corrente de saída, aplicada ao transformador terá valor médio nulo, condição essencial para evitar a saturação do transformador.

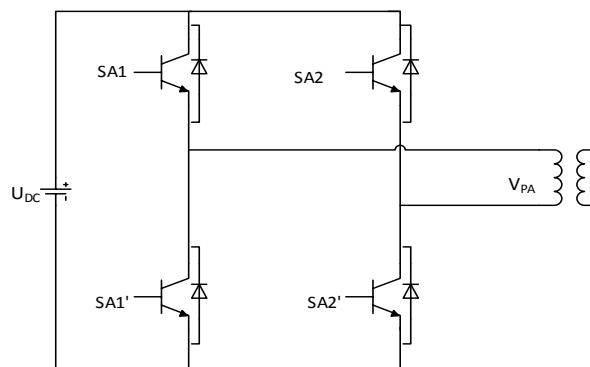


Figura 3.2 – Inversor monofásico em ponte completa

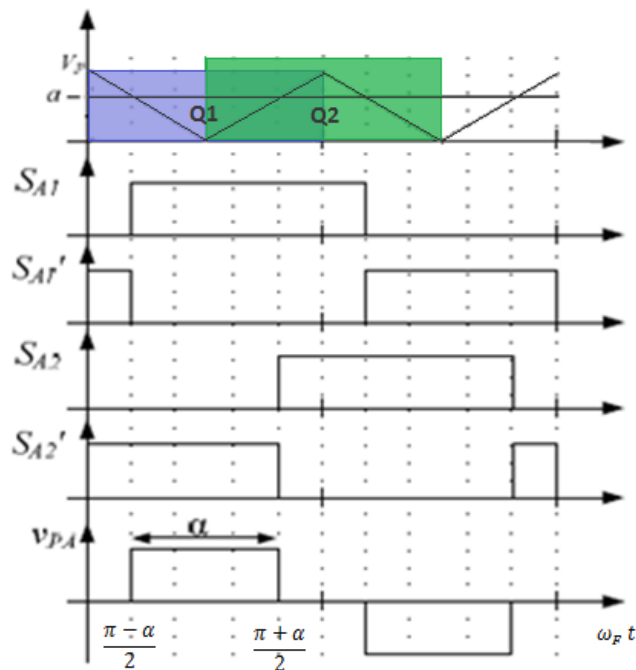
Os dispositivos semicondutores de potência são comutados à frequência fundamental  $\omega_F$ , e o período  $T_F$ , de comutação dos semicondutores, é o dobro do período da portadora,  $T_P$ . Em cada período  $T_F$  existem 4 subintervalos distintos, conforme a Figura 3.3.

$$\frac{\pi-\alpha}{2} < \omega_F t < \frac{\pi+\alpha}{2} \quad S_{A1}, S_{A2}' \text{ estão em condução e } S_{A2}, S_{A1}' \text{ estão ao corte. } V_{PA}(t) = U_{DC};$$

$$\frac{\pi+\alpha}{2} < \omega_F t < \frac{3\pi-\alpha}{2} \quad S_{A1}, S_{A2} \text{ estão em condução e } S_{A1}', S_{A2}' \text{ estão ao corte. } V_{PA}(t) = 0;$$

$$\frac{3\pi-\alpha}{2} < \omega_F t < \frac{3\pi+\alpha}{2} \quad S_{A1}', S_{A2} \text{ estão em condução e } S_{A1}, S_{A2}' \text{ estão ao corte. } V_{PA}(t) = -U_{DC};$$

$$\frac{3\pi+\alpha}{2} < \omega_F t < \frac{\pi-\alpha}{2} \quad S_{A1}', S_{A2}' \text{ estão em condução e } S_{A1}, S_{A2} \text{ estão ao corte. } V_{PA}(t) = 0;$$



**Figura 3.3 – Comutação dos semicondutores e tensão de saída do inversor para a modulação aplicada.**

Como se pode visualizar pela Figura 3.3, a comutação dos semicondutores  $S_{A1}$  e  $S_{A2}$  é feita pela comparação da portadora com a referência constante,  $a$ , e com a intersecção com as ondas quadradas, representadas a sombreado na Figura 3.3.

$S_{A1}$  é comandado à condução quando a referência,  $a$ , é superior à portadora e a onda quadrada Q1 está a 1 ou quando a referência,  $a$ , é inferior à portadora e a onda quadrada Q2 está a 1.

$S_{A2}$  é comandado à condução quando a referência,  $a$ , é inferior à portadora e a onda quadrada Q2 está a 1 ou quando a referência,  $a$ , é superior à portadora e a onda quadrada Q1 está a 0.

$S_{A1}'$  e  $S_{A2}'$  são comandados de forma complementar a  $S_{A1}$  e  $S_{A2}$ , respectivamente.

A tensão na saída de cada fase do inversor, ( $V_{Pi}$ ,  $i=A, B, C$ ), será uma tensão com 3 níveis ( $U_{DC};0;-U_{DC}$ ), sendo que o intervalo  $\alpha$ , em que esta tensão toma valores positivos, ou negativos, é controlado pela tensão de referência  $a$ , que define a defasagem entre  $S_{A1}$  e  $S_{A2}$  durante a primeira metade do período de comutação e a defasagem entre  $S'_{A1}$  e  $S'_{A2}$  na segunda metade do período de comutação.  $U_{DC}$  refere-se à tensão no barramento DC.

A tensão de saída de uma fase do inversor com modulação de largura de um impulso, conforme referido em [36], é deduzida em anexo, chegando-se à expressão:

$$V_{pa_{av}}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_{DC}}{n\pi} \text{sen}\left(n\frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \text{sen}(n\omega_F t) \quad (3.1)$$

O valor eficaz da tensão e da sua 1ª harmónica são dados por:

$$V_{pa_{ef}} = U_{DC} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \quad (3.2)$$

$$V_{pa_{1^a H_{ef}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{DC} \text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3.3)$$

No sistema trifásico segue-se a aplicação do raciocínio descrito nos últimos parágrafos em cada uma das fases, sendo que as portadoras são defasadas entre si de  $120^\circ$ . Consequentemente, na saída obtêm-se 3 ondas de tensão, como a representada na Figura 3.3 para a fase A,  $V_{PA}$ , também defasadas de  $120^\circ$ .

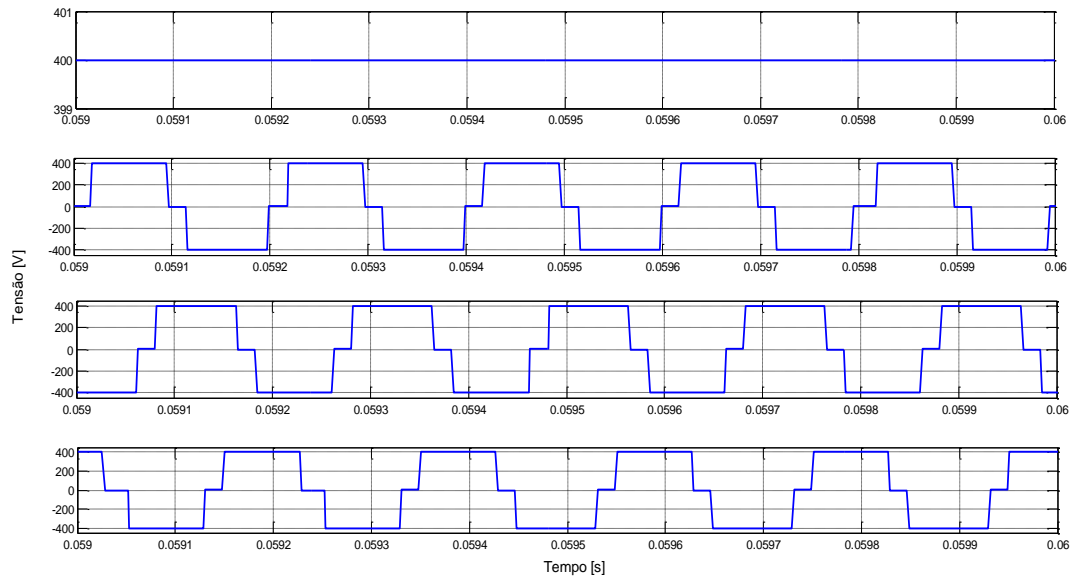
### 3.1.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO INVERSOR

Na realização do modelo de simulação do inversor considera-se que os interruptores do inversor de seis braços são transístores IGBT com díodos em antiparalelo, com as características apresentadas na Tabela 3.1.

**Tabela 3.1 – Circuitos de ajuda na comutação do sistema de ligação à rede.**

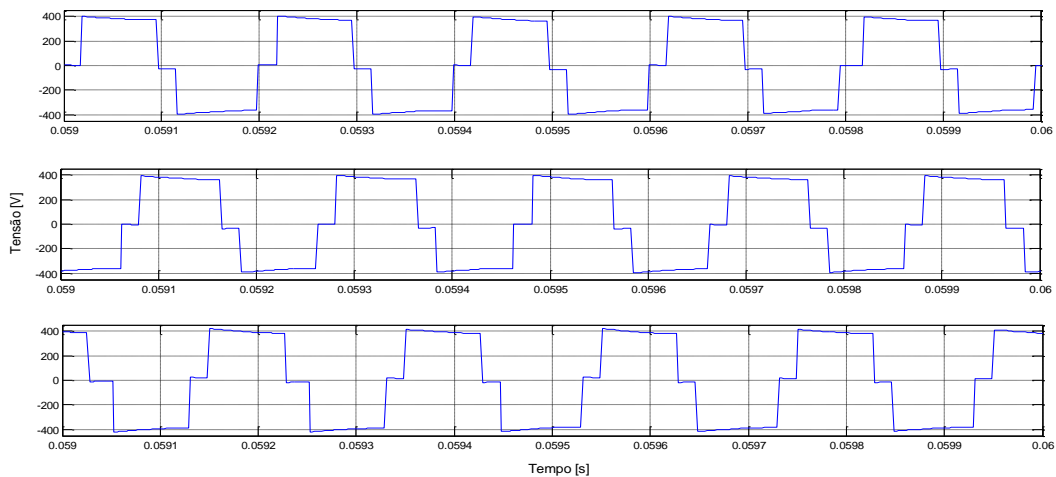
Semicondutores do Inversor	
Ron – Resistência do IGBT	Ron = $1 \times 10^{-3}$ [ $\Omega$ ]

De seguida apresentam-se as formas de onda das principais grandezas na entrada e na saída do inversor de seis braços, de forma a validar o raciocínio teórico apresentado e o processo de modulação adoptado.



**Figura 3.4 – Entrada e saídas do inversor trifásico de seis braços.**

Da Figura 3.4, podemos observar o correcto funcionamento do inversor trifásico implementado. Verifica-se que, na saída do inversor temos três ondas quadradas de três níveis, desfasadas de  $120^\circ$  entre si. Além disso, também se verifica que o valor médio destas tensões, que serão aplicadas ao transformador, é nulo, de modo a evitar a saturação do transformador.



**Figura 3.5 – Tensões nos secundários do banco de transformadores.**

As tensões de saída do inversor são aplicadas ao transformador de alta frequência, e conforme visível na Figura 3.5, obtém-se no secundário e terciário uma imagem dessa tensão com uma ligeira distorção. São estas as tensões que serão aplicadas ao carregador e ao cicloconversor, que efectuará a interligação entre o transformador de alta frequência e a rede eléctrica.



## 3.2. Rectificador do carregador da bateria

O carregador será ligado ao resto do sistema através do terciário do transformador de alta frequência. É um sistema de conversão que faz a rectificação da tensão e corrente que o transformador disponibiliza, de modo a obter-se na saída o valor de corrente nominal de funcionamento do carregador.

A topologia a usar deverá ser capaz de fornecer os elevados valores de corrente, tipicamente 125 A, pedidos durante o período de carregamento. Propõe-se um inversor de 3 braços a funcionar como rectificador, na sua habitual topologia, representado na Figura 3.6.

Os semicondutores a usar deverão ser IGBT's, uma vez que são os que melhor se adequam dados aos valores de corrente, tensão e frequência de comutação exigidos.

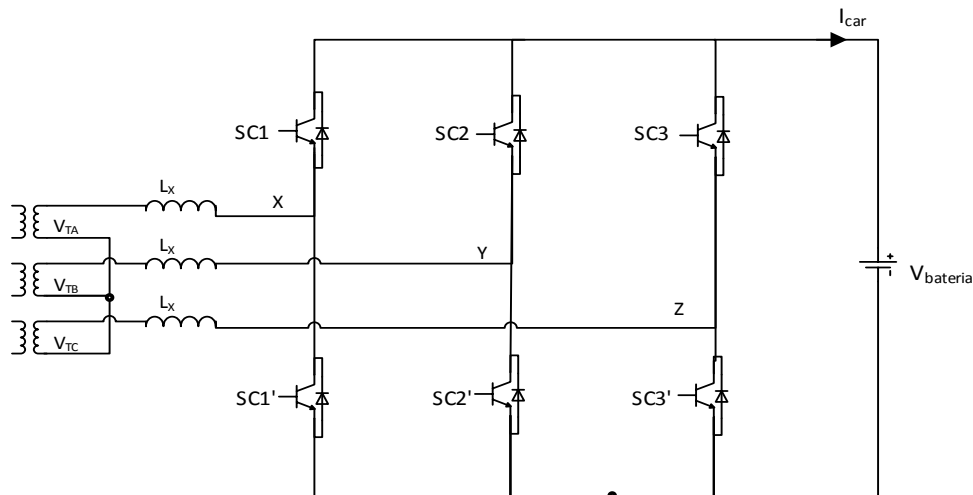


Figura 3.6 – Rectificador Trifásico de três braços.

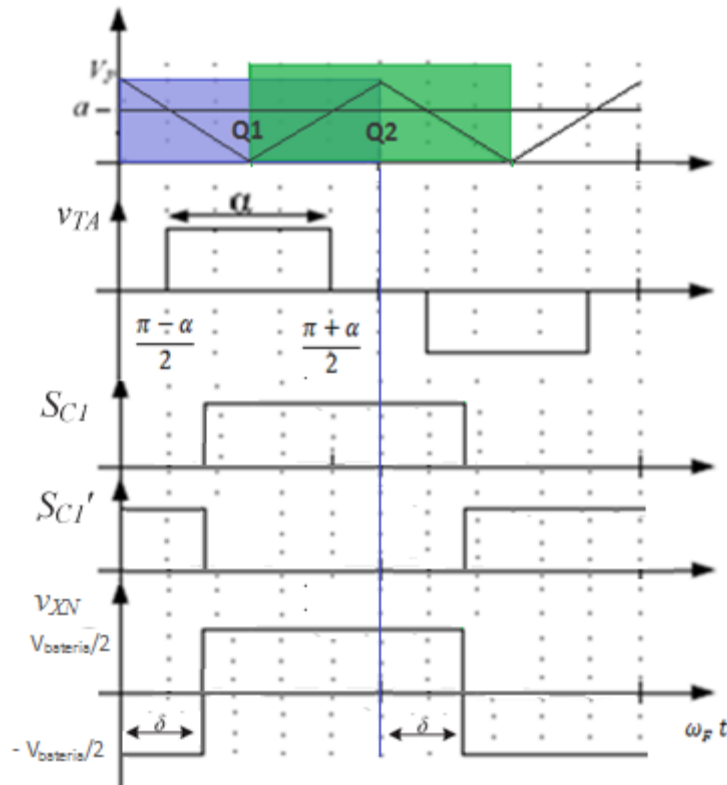
### 3.2.1. COMANDO DO RECTIFICADOR

O comando dos semicondutores do carregador é efectuado garantindo que em cada instante apenas um semicondutor de cada braço está comandado à condução (ON), para não haver curto-circuitos aos terminais do transformador.

O objectivo do comando será disponibilizar na saída, uma corrente,  $i_{car}$ , controlada, que carrega as baterias do veículo. Nesse sentido terá de haver um trânsito de energia, que é gerido pela defasagem entre as tensões aos terminais das bobines, representadas na Figura 3.6. Um controlador, que se abordará e dimensionará mais à frente nesta dissertação, será responsável por manter a corrente num valor de referência. O desvio da corrente relativamente à referência é convertido pelo compensador num sinal de comando ( $\sin(\delta)$ ), e posteriormente interpretado como um

atraso temporal, equivalente à defasagem  $\delta$ , a impor às tensões aos terminais das bobinas do lado do rectificador relativamente às tensões do lado do transformador.

Na Figura 3.7 representa-se o esquema de modulação usado para uma fase.



**Figura 3.7 – Tensão no secundário do transformador, comutação dos semicondutores e tensão de saída do rectificador para o equivalente monofásico.**

A tensão  $V_{TA}$  representa a tensão aos terminais de uma fase do rectificador, e é disponibilizada no terciário do transformador dessa fase. A forma de onda provém do inversor de seis braços, e é obtida pela comparação da portadora triangular de frequência 10 kHz, com a modulante constante,  $a$ , e com a ajuda dos quadrados auxiliares Q1 e Q2. Para a análise que aqui se faz interessa a sua forma de onda, para se poder comparar com a tensão à entrada do rectificador. De referir que, no caso trifásico teremos três tensões  $V_{Ti}$ , disponibilizadas no terciário de cada transformador, ligados em estrela.

No processo de modulação do rectificador o semiconductor SC1 é comutado à condução durante o intervalo de tempo em que o quadrado auxiliar Q1 está activo, mas com uma defasagem  $\delta$ .

Assim, considerando um equivalente monofásico do rectificador trifásico, com a modulação que se descreve, tem-se na entrada uma tensão,  $V_{XN}$ , com uma defasagem  $\delta$  relativamente à tensão  $V_{TA}$ , e com frequência 5 kHz.

Na realidade, como se trata de um rectificador trifásico, a tensão numa fase não é igual à que se obteria num rectificador monofásico, e portanto a forma de onda da tensão na sua entrada  $V_{XN}$ ,

proveniente da modulação aplicada, não será igual à representada na Figura 3.7. No entanto, como apenas interessa controlar a defasagem da componente fundamental da tensão de entrada do retificador relativamente à componente fundamental da tensão  $V_{TA}$ , uma vez que é com esta defasagem que se controla o trânsito de potência, e essa defasagem é igual no caso monofásico ou trifásico, a análise mantém-se válida.

### 3.2.2. DIMENSIONAMENTO DAS BOBINAS DE ENTRADA DO RECTIFICADOR

O retificador está ligado ao terciário do transformador através das bobinas  $L_X$ , que permitem limitar o trânsito de corrente que as atravessa e fazer a adaptação das formas de onda das tensões. O seu dimensionamento deverá ser feito tendo em conta os valores nominais de potência exigidos pelo carregador.

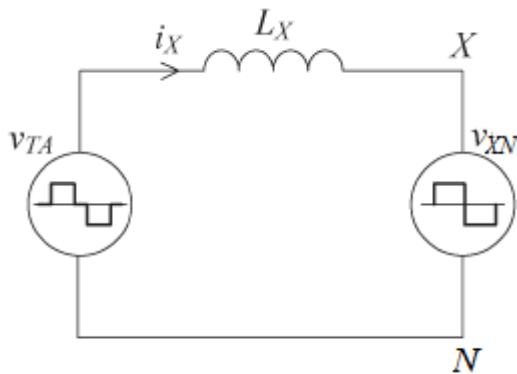


Figura 3.8 - Esquema monofásico das tensões aos terminais de cada bobina de ligação do rectificador.

Pela análise da Figura 3.8, e tendo em conta a equação (3.4), que traduz o trânsito de potência no lado CA, através da bobina  $L_X$ , e considerando a equação (3.5), que relaciona a potência no lado CC com a corrente de carga da bateria, assumindo desprezáveis as perdas do conversor, pode-se encontrar o valor da bobina que permite satisfazer as condições nominais de funcionamento do carregador.

$$P_{LX} = \frac{V_{TA\ 1^{\text{a}}H_{ef}} \cdot V_{XN\ 1^{\text{a}}H_{ef}}}{2\pi f_{sw} L_X} \text{sen } \delta \quad (3.4)$$

$$P_{DC} = V_{bateria} I_{car} \quad (3.5)$$

Pela equação (3.4) pode concluir-se que existem três graus de liberdade para controlar a potência que atravessa as bobinas. Nomeadamente: o valor eficaz da componente fundamental da tensão simples antes das bobinas,  $V_{TA\ 1^{\text{a}}H_{ef}}$ , que depende do nível de tensão no barramento DC; O valor das próprias indutâncias; E a defasagem,  $\delta$ , entre as tensões aos terminais da bobina. Fixou-se o nível de tensão no barramento DC em  $U_{DC} = 400\text{ V}$ , pelo que  $V_{TA\ 1^{\text{a}}H_{ef}}$  será constante. Portanto, pode calcular-se o valor fixo da indutância a usar, sendo que  $\delta$  é a variável que permite o controlo da corrente transitada para o carregador.

Assumindo perdas desprezáveis, é válida a aproximação  $P_{DC} = 3 \cdot P_{LX}$  e pode-se resolver a equação em ordem a  $L_X$ , (3.6).

$$L_X = 3 \frac{V_{TA1^aHef} V_{XN1^aHef} \text{sen } \delta}{2\pi f_{sw} V_{bateria} I_{car}} \quad (3.6)$$

O valor eficaz da componente fundamental da tensão  $V_{TA}$  pode ser calculado pela equação (3.3). Uma vez que o transformador tem relação de transformação unitária, sabendo que  $U_{DC} = 400 \text{ V}$  e assumindo que  $\alpha=160^\circ$  tem-se:

$$V_{TA1^aHef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{DC} \text{sen} \left( \frac{\alpha}{2} \right) \cong 355 \text{ V} \quad (3.7)$$

O valor eficaz da componente fundamental da tensão monofásica equivalente  $V_{XN}$  é dado por:

$$V_{XN1^aHef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V_{bateria}}{2} \cong 180 \text{ V} \quad (3.8)$$

Os valores máximos de corrente de carregamento são de  $I_{car} = 125 \text{ A}$ , e a tensão é imposta pelas baterias do veículo, deverá, em condições normais de funcionamento, rondar os 400 V, quando carregadas, por isso considera-se  $V_{bateria} = 400 \text{ V}$ . Considera-se, para efeitos de dimensionamento das bobinas, que  $\delta = 80^\circ$ . Nesse caso, o valor da bobina será:

$$L_X = 3 \frac{355 \cdot 180 \cdot \text{sen}(80)}{2\pi \cdot 5000 \cdot 400 \cdot 125} \cong 1,0 \times 10^{-4} \text{ H} \quad (3.9)$$

### 3.2.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RECTIFICADOR

Nesta secção faz-se a simulação do modelo do sistema de conversão que carrega as baterias do veículo. Utilizam-se IGBT's com díodos em antiparalelo, conforme as características referidas na Tabela 3.2. Para as simulação usou-se o programa matlab nomeadamente a toolbox simulink.

**Tabela 3.2 – Valores assumidos para os componentes do rectificador.**

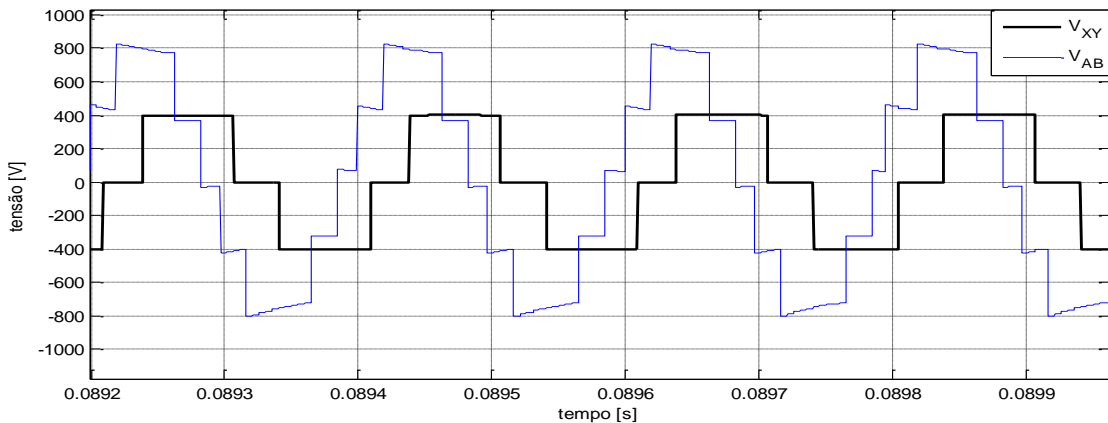
Semicondutores do Rectificador	
Ron – Resistência do IGBT	Ron = $1 \times 10^{-3} \text{ } [\Omega]$

O comportamento dinâmico de um sistema de baterias de um EV é complexo e os respectivos tempos de carga e de descarga reais são demasiado elevados para efeitos de simulação, por isso, considerou-se uma escala de tempo na ordem do segundo, utilizando um condensador equivalente para a representação das baterias do EV. Uma vez que apenas se pretende testar a capacidade do conversor fornecer a corrente necessária para o carregamento das baterias, e isso é perceptível usando um supercondensador, as baterias do EV são modeladas de forma simplificada através de um condensador  $C_V$  de grande capacidade, capaz de manter a tensão perto do valor nominal de 400V. Pela equação (3.10), chega-se ao valor de capacidade,  $C_V = 8,5 \text{ F}$ , recebendo a

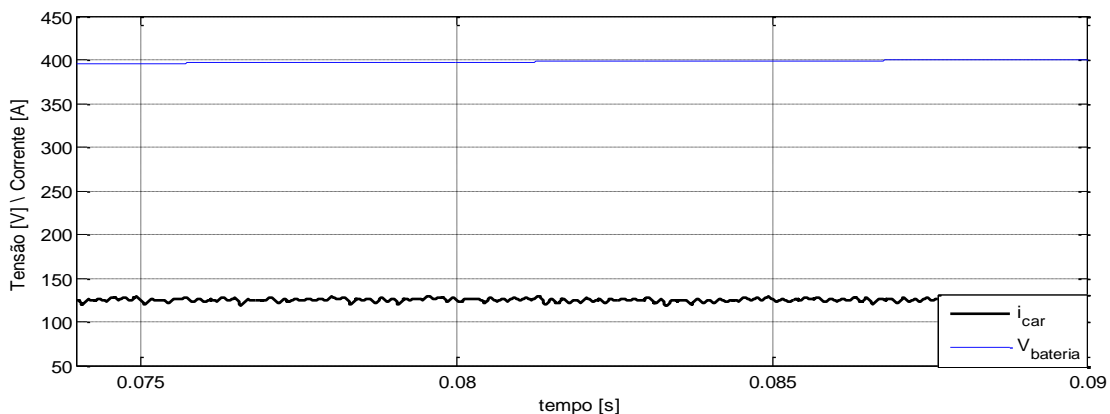
corrente nominal o condensador aumenta a sua tensão em 20 V durante cerca de 1,35 segundos, que corresponde à variação de 100% do SOC da bateria do EV.

$$C_V = \frac{2P_{bat}\Delta t}{V_{bat\ max}^2 - V_{bat\ min}^2} \quad (3.10)$$

De seguida apresentam-se os resultados das simulações das principais grandezas que permitem avaliar o funcionamento do conversor e verificar a conformidade com o comportamento teórico descrito.



**Figura 3.9 – Diferença entre tensões compostas aos terminais da bobina  $L_X$ .**



**Figura 3.10 – Corrente média e tensão aos terminais de saída do carregador.**

A Figura 3.9 mostra as tensões aos terminais da bobina, com a defasagem necessária para se obter a corrente nominal na saída. As formas de onda estão desfasadas de cerca de  $60^\circ$ , valor suficiente para garantir um trânsito de potência com um valor de corrente alternada associado suficientemente elevado para que o rectificador disponibilize no lado CC a corrente nominal de carga das baterias. A Figura 3.10 mostra o valor médio da corrente de carga das baterias, cerca de 125 A, e a tensão contínua, crescente e a tender para o valor nominal de 400V, que se especificou ser o valor nominal das baterias.

### 3.3. Sistema de conversão CC-CA

A ponte inversora, ou inversor de seis braços, descrito em 3.1. converte o sinal de tensão contínua da entrada, proveniente do sistema de armazenamento e do painel solar, numa tensão quadrada de 3 níveis em alta frequência.

O conversor matricial permite ter grandezas sinusoidais na sua saída, à frequência da rede, 50Hz, isoladas galvanicamente do sistema de armazenamento e do carregador através do transformador. É este conversor que permite a correcta interacção com a rede eléctrica.

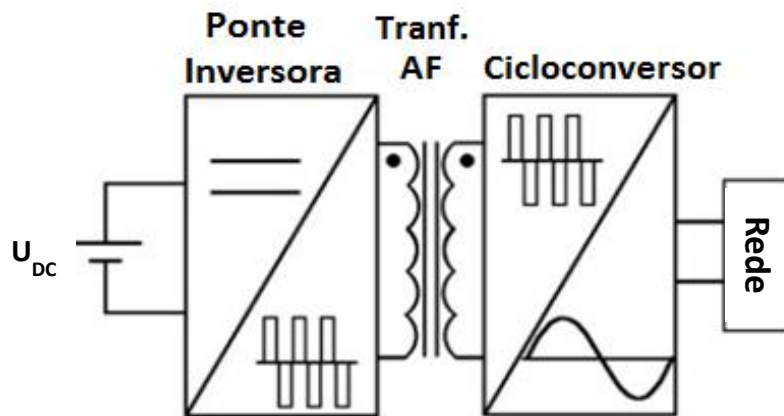


Figura 3.11 – Sistema de Inversão em AF – com Inversor, transformador de AF e cicloconversor [51].

O sistema trifásico proposto é obtido pela replicação de três sistemas monofásicos como o representado na Figura 3.11, o que mostra a modularidade do sistema.

Na Figura 3.12 representam-se os três transformadores monofásicos de alta frequência e o conversor matricial trifásico, que é constituído pela associação de três conversores matriciais monofásicos, com o neutro em comum. Na mesma figura estão realçados, a tom verde, os componentes de uma fase do sistema de conversão CC-CA trifásico de alta frequência. À saída do inversor de 6 braços, estão 3 tensões com a mesma forma mas desfasadas de 120° entre fases, apresentadas na secção 3.1.

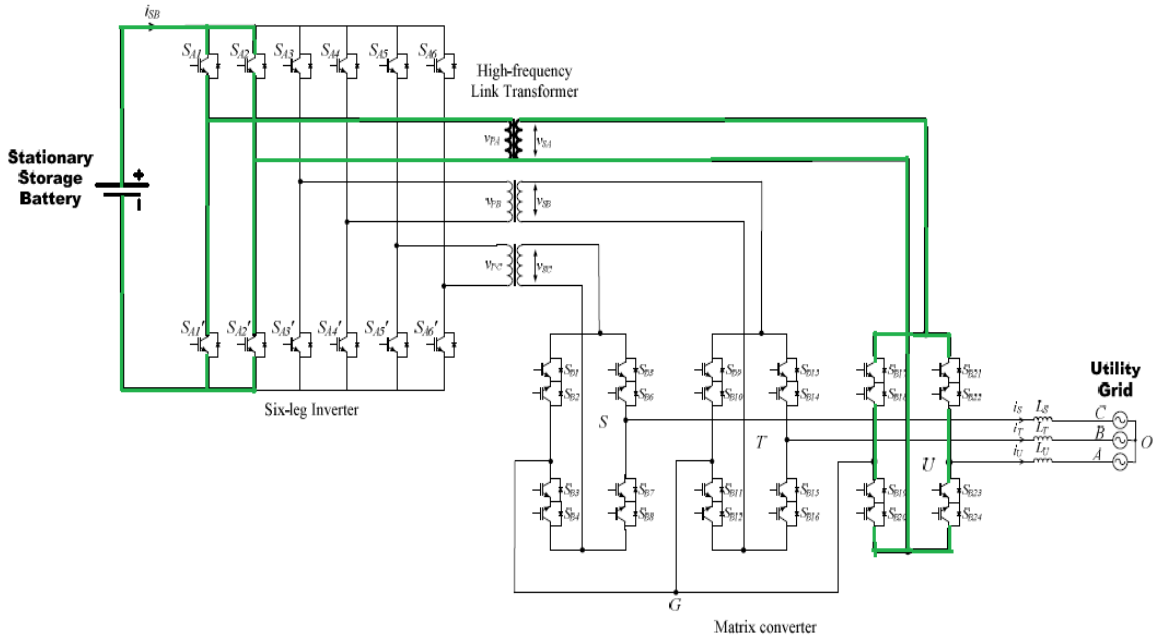


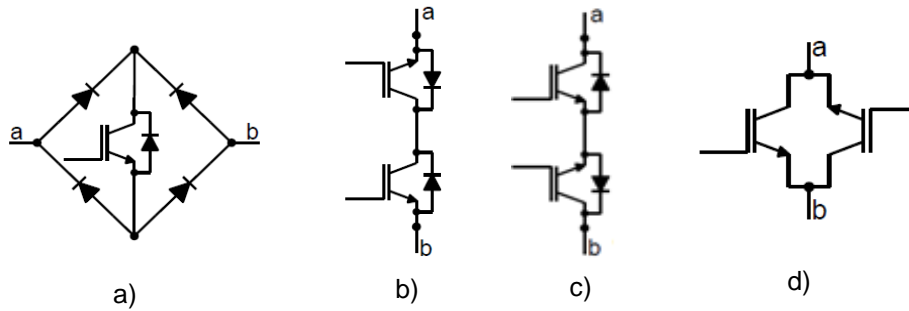
Figura 3.12 – Topologia de conversão CC- CA trifásico em AF [16].

De seguida faz-se um estudo mais detalhado do funcionamento do conversor matricial, apresentando-se o estudo e modulação para uma fase do conversor.

### 3.3.1. CONVERSOR MATRICIAL (CICLOCONVERSOR)

Os conversores matriciais CA-CA, conversores CA-CA directos ou ainda cicloconversores são conversores electrónicos de potência que permitem transferir energia de uma fonte polifásica para uma carga também polifásica, permitindo transformar a frequência e amplitude das tensões e correntes CA da fonte alternada em tensões de saída de diferente frequência e amplitude, de acordo com as necessidades do sistema, sem que seja necessário haver um andar CC de armazenamento intermédio. Por isso, este conversor pode garantir rendimentos de conversão mais elevados, menor peso e volume, uma vez que não necessita de condensadores de armazenamento de energia. No entanto, tem a desvantagem de ser mais sensível a perturbações das grandezas de entrada e de saída e de utilizar um grande número de semicondutores.

Os interruptores bidireccionais do conversor matricial devem ser capazes de conduzir corrente e suportar tensão com diferentes polaridades. Contudo ainda não é possível garantir essa funcionalidade num único dispositivo semiconductor, pelo que é necessário recorrer a uma associação de semicondutores. Existem tipicamente 4 topologias que podem ser usadas, Figura 3.13.



**Figura 3.13 – Topologias de interruptores bidireccionais.**

A topologia de IGBT com ponte de díodos, Figura 3.13 a), é capaz de conduzir corrente em ambos os sentidos, mas não é possível comandá-lo para conduzir apenas num sentido. Uma outra desvantagem é o facto de que, quando está em condução, a corrente percorre o IGBT e dois díodos, o que leva a maiores perdas de condução comparado com os outros interruptores.

As topologias de ligação de transístores em anti-série podem ser implementadas de duas maneiras: com colector comum ou emissor comum. O arranjo com colector comum designado de CC-IGBT (common collector IGBT), Figura 3.13 b), é composto por dois IGBTs com os colectores interligados.

A Figura 3.13 c) ilustra a topologia com emissor comum, conhecido como CE-IGBT (common emitter IGBT), em que os emissores são interligados num ponto comum.

Ambas as topologias de ligação de transístores em anti-série apresentam perdas de condução idênticas entre si e menores que a topologia de ponte de díodos com um IGBT. Nestas ligações em anti-série, independente do sentido, a corrente percorre um IGBT e apenas um díodo simultaneamente. O uso da técnica de comutação suave em quatro passos ou em dois passos é usual visto que é possível seleccionar o sentido da corrente.

Nas simulações deste conversor, considera-se um interruptor bidireccional ideal, com circuito de ajuda na comutação em paralelo.

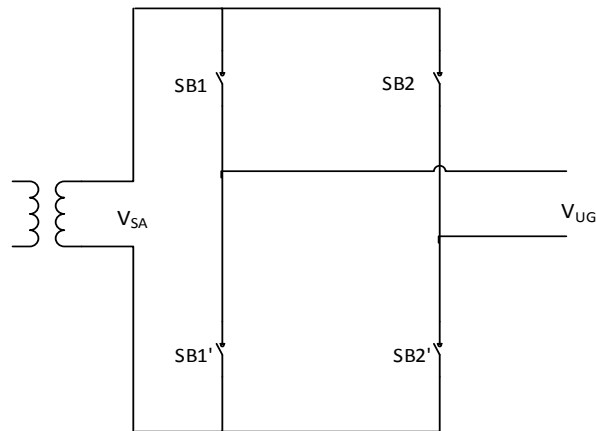
### **3.3.1.1. COMANDO DO CONVERSOR MATRICIAL**

Esta secção aborda a estratégia de modulação que será usada e que permitirá fazer o comando do sistema de conversão que interliga os portos do sistema de armazenamento e da rede eléctrica. A análise é desenvolvida considerando-se que todos os elementos são ideais e que o conversor opera em regime permanente.

A modulação aplicada ao conversor matricial deverá permitir que na sua saída, ou seja, no porto de ligação à rede, a tensão tenha uma componente fundamental sinusoidal, definida pela tensão de referência, a modulante, proveniente do controlador da corrente pedida ou injectada na rede.



Conforme visível na Figura 3.14, o conversor matricial possui uma topologia modular, sendo que cada fase terá uma estrutura com dois braços cada um com dois interruptores bidireccionais.



**Figura 3.14 – Estrutura da fase a do conversor matricial**

A estratégia de modulação adotada difere da normalmente usada para controlar este tipo de conversores, uma vez que a tensão à entrada do conversor não é uma senoide mas sim uma tensão quadrada, com 3 níveis ( $U_{DC};0;-U_{DC}$ ). Na saída do conversor pretende-se obter uma tensão modulada por largura de impulso (PWM), cuja componente fundamental seja síncrona com a tensão da rede. A componente fundamental dessa tensão deverá ser definida por um sinal modulante imposto pelo controlador das correntes injectadas ou consumidas da rede eléctrica.

O princípio da estratégia é novamente a comparação de uma portadora triangular de alta frequência com uma modulante,  $b'$ , que neste caso é variante no tempo e de baixa frequência. A portadora a usar é a mesma que se usou na modulação do inversor, descrita nesta secção, por forma a manter os conversores sincronizados. Trata-se portanto de uma modulação sinusoidal síncrona de três níveis, proposta em [36], sendo que a portadora tem uma pulsação múltipla da pulsação da onda de saída,  $V_{UG}$ .

A tensão na saída de cada fase do conversor matricial será a diferença entre as tensões de cada braço sendo o valor da saída condicionado pelo valor da entrada, neste caso a tensão de saída do inversor, isolada pelo transformador de alta frequência,  $V_{SA}$ .

Na Figura 3.15 representa-se, de forma qualitativa, a tensão de saída de uma fase do conversor matricial, onde é visível que esta será uma tensão comutada, de três níveis, com uma componente fundamental sinusoidal com o período da tensão da rede.

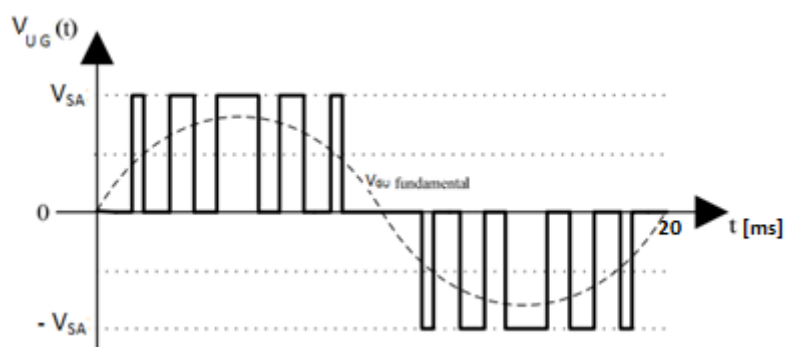


Figura 3.15 – Representação da tensão  $V_{UG}$  [52].

A estratégia de modulação adoptada utiliza a onda modelante sinusoidal rectificada,  $b'$ , representada na Figura 3.16, que será comparada com a portadora,  $X_p$ , que nas simulações terá uma frequência muito superior à modulante ( $f_p=10$  kHz e  $f_m=50$  Hz). Como resultado da comparação, é tomada a decisão de comutação dos interruptores, considerando o sinal da tensão modulante (não rectificada).

Na Figura 3.16 está representado o potencial em cada braço ( $P_1$  e  $P_2$ ), a tensão ( $V_{UG}$ ) e corrente ( $I_{rede}$ ) de saída, em função dos estados de condução dos semicondutores.

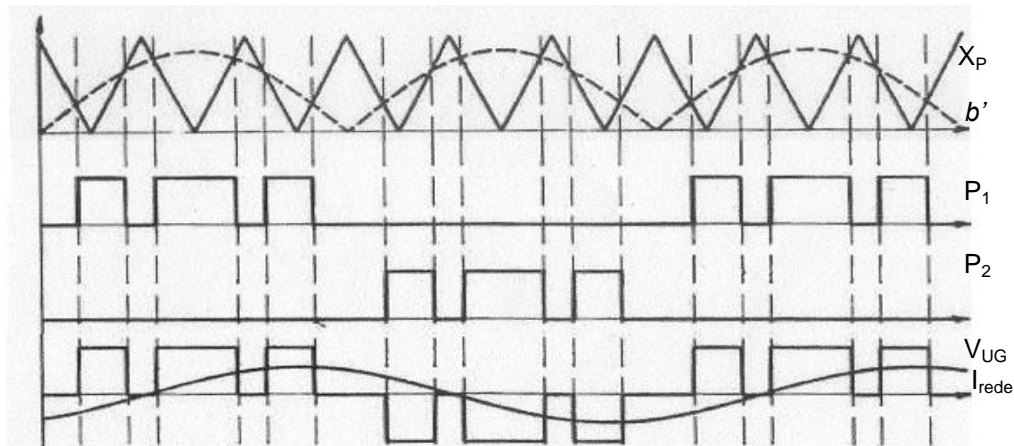


Figura 3.16 – Exemplo do potencial nos braços do conversor e tensão e corrente de saída para a modulação adoptada.

Na Figura 3.17 representam-se os sinais de disparo a aplicar aos interruptores  $S_{B1}$ ,  $S_{B1'}$ ,  $S_{B2}$ ,  $S_{B2'}$  de cada um dos braços do conversor e a tensão de saída da fase U do conversor matricial,  $V_{UG}$ , assumindo uma modulante rectificada  $b'$  e uma portadora  $X_p$  num período da tensão de entrada,  $V_{SA}$ , em dois momentos opostos do período da modulante.

Conforme referido, a frequência da onda modulante será muito inferior à da portadora, de tal forma que, se pode considerar que é praticamente constante num período de variação da portadora.

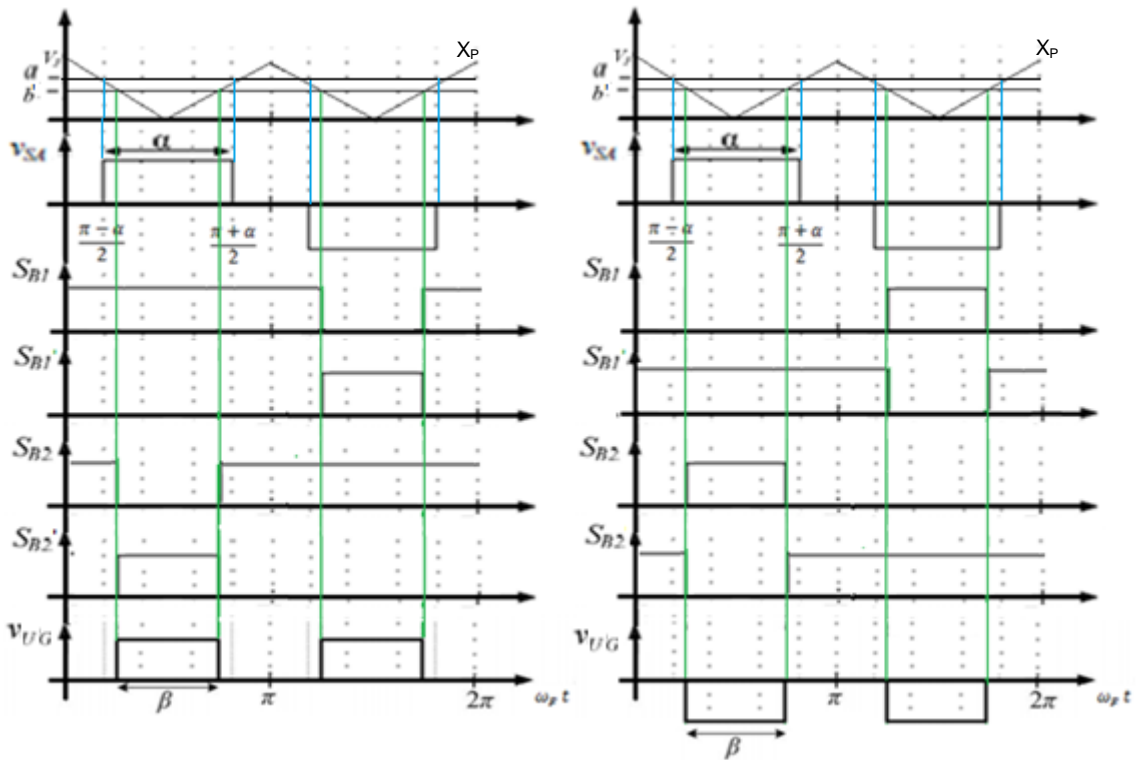


Figura 3.17 – Comutação dos interruptores e tensões de entrada e saída de uma fase do conversor matricial: a) para um intervalo do semi-ciclo positivo da modulante; b) para um intervalo do semi-ciclo negativo da modulante.

A estratégia de comutação aplicada pode dividir-se em duas zonas, cada uma correspondente a meio período da modulante.

Na primeira zona, correspondente ao semi-ciclo positivo da modulante, tem-se:

- Quando a portadora é superior à modulante rectificada e a tensão de entrada  $V_{SA}$  é positiva, os interruptores bidireccionais  $S_{B1}$  e  $S_{B2'}$  deverão ser comandados à condução (ON), e os interruptores  $S_{B1'}$  e  $S_{B2}$  deverão ser comandados ao corte (OFF). Neste caso a tensão de saída será igual à tensão de entrada ( $V_{UG}=V_{SA}$ ).
- Quando a portadora é superior à modulante rectificada e a tensão de entrada  $V_{SA}$  é negativa, os interruptores bidireccionais  $S_{B1'}$  e  $S_{B2}$  deverão ser comandados à condução (ON), e os interruptores  $S_{B1}$  e  $S_{B2'}$  deverão ser comandados ao corte (OFF). Neste caso a tensão de saída será inversa da tensão de entrada ( $V_{UG}=-V_{SA}$ ).
- Quando a tensão de entrada  $V_{SA}$  é nula ou quando a portadora é inferior à modulante, os interruptores bidireccionais  $S_{B1}$  e  $S_{B2}$  deverão ser comandados à condução (ON) e os interruptores  $S_{B1'}$  e  $S_{B2'}$  deverão ser comandados ao corte (OFF). A tensão de saída será nula ( $V_{UG}=0$ ).

Na segunda zona, correspondente ao semi-ciclo negativo da modulante, tem-se:

- Quando a portadora é superior à modulante rectificada e a tensão de entrada  $V_{SA}$  é positiva, os interruptores  $S_{B1'}$  e  $S_{B2}$  deverão ser comandados à condução (ON) e os

interruptores  $S_{B1}$  e  $S_{B2'}$  deverão ser comandados ao corte (OFF). A tensão de saída será o inverso da tensão de entrada ( $V_{UG} = -V_{SA}$ ).

- Quando a portadora é inferior à modulante rectificada e a tensão de entrada  $V_{SA}$  é negativa, os interruptores bidireccionais  $S_{B1}$  e  $S_{B2'}$  deverão ser comandados à condução (ON), e os interruptores  $S_{B1'}$  e  $S_{B2}$  deverão ser comandados ao corte (OFF). A tensão de saída será igual à tensão de entrada ( $V_{UG} = V_{SA}$ ).
- Quando a tensão de entrada  $V_{SA}$  é nula ou quando a portadora é inferior à modulante, os interruptores bidireccionais  $S_{B1'}$  e  $S_{B2'}$  deverão ser comandados à condução (ON) e os interruptores  $S_{B1}$  e  $S_{B2}$  deverão ser comandados ao corte (OFF). A tensão de saída será nula ( $V_{UG} = 0$ ).

De referir que, numa implementação laboratorial deste conversor, os interruptores bidireccionais têm uma forma de comando mais complexa, uma vez que cada interruptor é constituído por dois semicondutores que têm de ser comandados de forma independente.

Verifica-se que, aumentando ou diminuindo  $\beta$ , é possível alterar a tensão de saída  $V_{UG}$ . Depois de definido  $\beta$ , que deve estar compreendido entre 0 e  $\alpha$ , os sinais de disparo a aplicar aos interruptores estão determinados.

A modulante, ou tensão de referência,  $b$ , será a variável que permitirá fazer o controlo da tensão de saída de cada fase do conversor, de modo a controlar a potência entregue ou pedida à rede em cada instante. A potência transitada depende da defasagem entre a componente fundamental da tensão de saída do conversor matricial e a componente fundamental da tensão na rede. Por isso, é importante conhecer a relação entre a referência, e a tensão de saída.

Por observação da representação da tensão de saída do conversor matricial na Figura 3.17 a), num período de comutação pode-se deduzir a expressão para o valor médio da tensão,  $\langle V_{UG} \rangle$  (3.10), onde  $U_{DC}$  é a tensão contínua à entrada do inversor:

$$\langle V_{GU} \rangle = \frac{\beta}{\pi} U_{DC} \quad (3.11)$$

Tendo em conta que a frequência de variação da tensão de referência,  $b$ , será igual à da rede, e portanto muito inferior à frequência da portadora, considera-se que  $b$  é constante num período de variação da portadora. Portanto, pode deduzir-se uma expressão para a tensão de referência.

O troço de portadora triangular  $r(t)$  entre  $0 < t < \frac{\pi}{2}$  será dado por:

$$r(t) = V_p \left( \frac{\frac{\pi}{2} - \omega_F t}{\frac{\pi}{2}} \right) \quad (3.12)$$

Quando  $\omega_F t = \frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}$  a portadora é igual à referência  $b$ . Assim a tensão de referência,  $b$ , é dada por (3.13), onde  $V_p$  é amplitude da portadora triangular, que ao longo desta análise se considerará unitária:

$$b = r(\omega_F t = \frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}) = \frac{V_P}{\pi} \beta \quad (3.13)$$

De (3.13) retira-se  $\beta$ , que substituindo em (3.11) que permite relacionar a tensão média de saída com a modulante.

$$\langle V_{UG} \rangle = \frac{b}{V_P} U_{DC} \quad (3.14)$$

Admitindo  $V_P = 1$ , a equação (3.14) simplifica-se para:

$$\langle V_{UG} \rangle = b U_{DC} \quad (3.15)$$

De (3.15) pode-se retirar  $b$  em função de  $\langle V_{UG} \rangle$ .

$$b = \frac{\langle V_{UG} \rangle}{U_{DC}} \quad (3.16)$$

O valor médio da tensão de saída de cada fase do conversor matricial deverá ser sinusoidal, e é condicionado pelo valor da modulante  $b$ , segundo a equação (3.16).

### **3.3.1.2. DIMENSIONAMENTO DAS BOBINAS DE LIGAÇÃO DO CONVERSOR MATRICIAL À REDE**

A ligação do cicloconversor à rede é feita através de bobinas de filtragem que permitem fazer a adequação dos níveis de tensões e limitam o tremor das correntes injectadas e consumidas da rede, funcionam como filtros passivos, para limitar a taxa de distorção harmónica (THD) da corrente. O seu dimensionamento deve obedecer à equação:

$$L_r = \frac{U_{DC}}{f_c \Delta i_L} \quad (3.17)$$

Assume-se que o tremor da corrente não deverá ser superior a 5% do valor de corrente que atravessa a bobina, que no pior caso, se considera ser de 100 A. Nessas condições de operação, considerando que a tensão no andar DC é  $U_{DC} = 400$  V e a frequência de comutação é  $f_c = 5$  kHz, o valor das bobinas de ligação à rede é  $L_r = 2,70$  mH.

Considera-se ainda que existe uma resistência de perdas associada à bobina, onde se assume a dissipação de 0.5% da potência transitada.

$$R_L = 0.005 \frac{V_{rede_{ef}} i_L}{i_L^2} = 0.005 \frac{230 \cdot 100}{100^2} = 0.01 \Omega \quad (3.18)$$

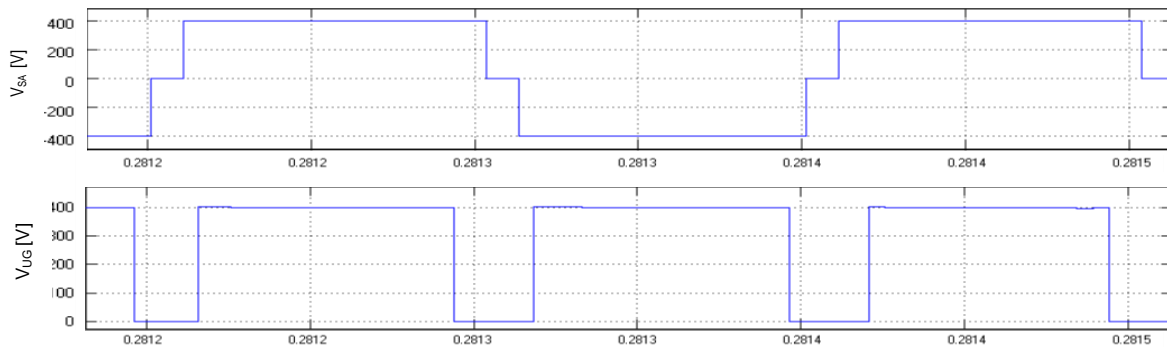
### 3.3.1.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR MATRICIAL

Nesta secção faz-se a simulação do sistema de conversão que interliga todo o sistema de carregamento à rede. Consideram-se os interruptores do inversor em ponte de seis braços conforme a sua realização prática, IGBT's com díodos em antiparalelo e com circuito de ajuda na comutação em paralelo, conforme as características referidas na Tabela 3.3. Considera-se os interruptores bidireccionais do conversor matricial como ideais, com as características referidas na Tabela 3.3. Para as simulações usou-se o programa matlab/simulink.

**Tabela 3.3 – Circuitos de ajuda na comutação dos conversores matriciais de ligação à rede.**

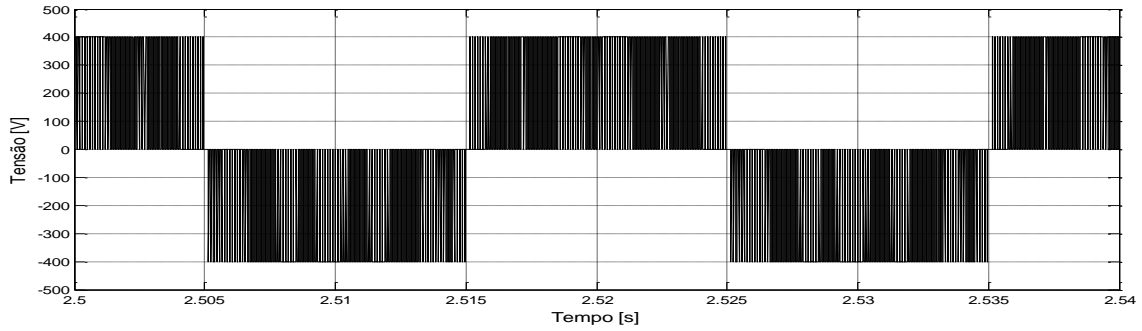
Semicondutores do Conversor Matricial	
Ron <sub>m</sub> – Resistência do interruptor	Ron <sub>m</sub> = 1 × 10 <sup>-3</sup> [Ω]

As tensões de saída do transformador (Figura 3.5) são aplicadas ao cicloconversor. Utilizando o processo de modulação representado na Figura 3.17, o conversor funciona conforme o esperado, Figura 3.18, obtém-se, a cada meio período da onda de entrada, uma onda de saída quadrada com valor eficaz inferior à da entrada.

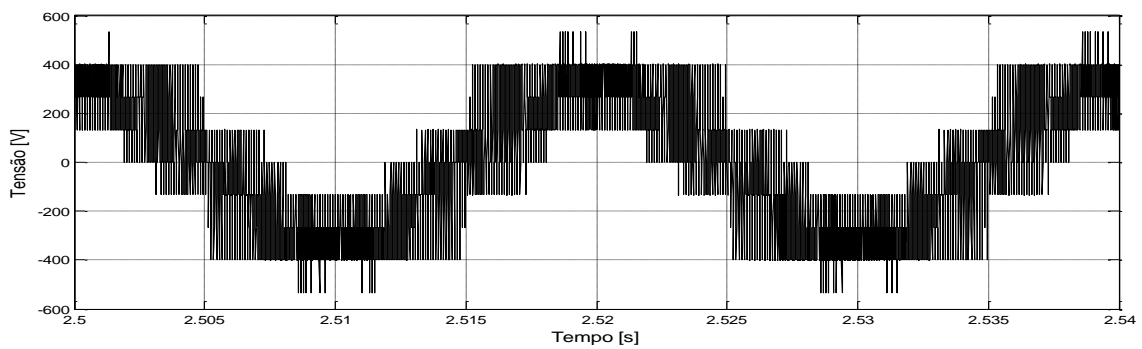


**Figura 3.18 – Tensões de entrada da fase a, V<sub>SA</sub> e tensão de saída da fase U, V<sub>UG</sub> do conversor matricial para um intervalo do semi-ciclo positivo da modulante.**

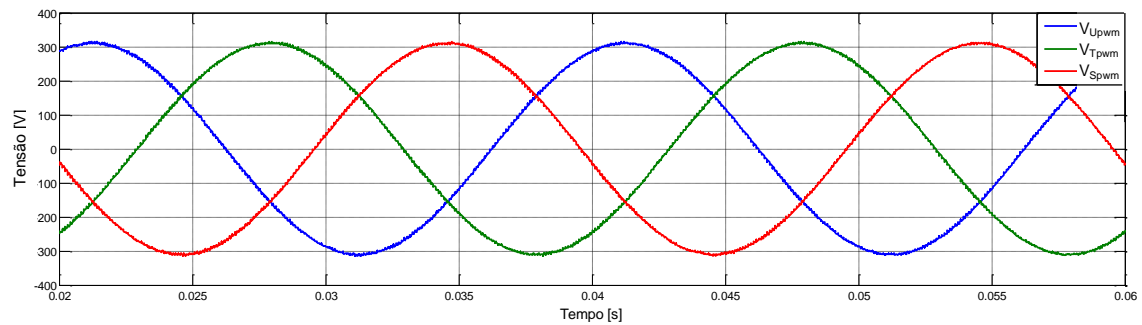
Em dois períodos da rede, a tensão de saída da fase a do conversor matricial é representada na Figura 3.19.



**Figura 3.19 –  $V_{UG}$  - Tensão na fase U de saída do conversor matricial, relativamente ao neutro do conversor.**

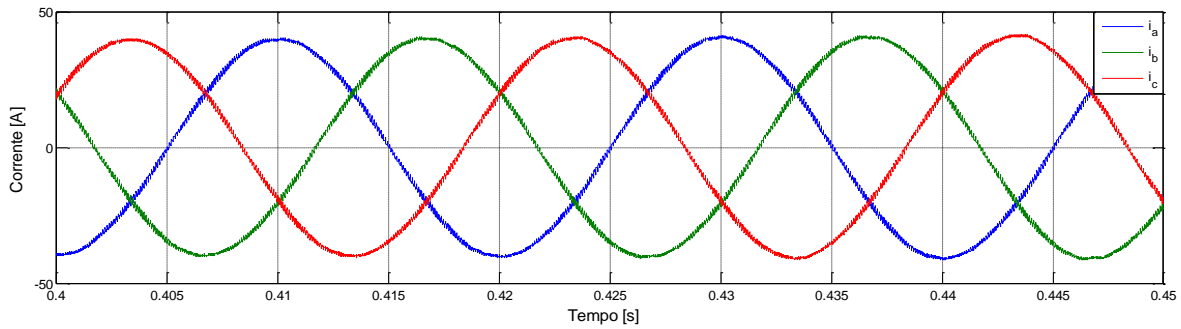


**Figura 3.20 –  $V_{UOpwm}$  - Tensão na fase U de saída do conversor matricial, relativa ao neutro da rede.**

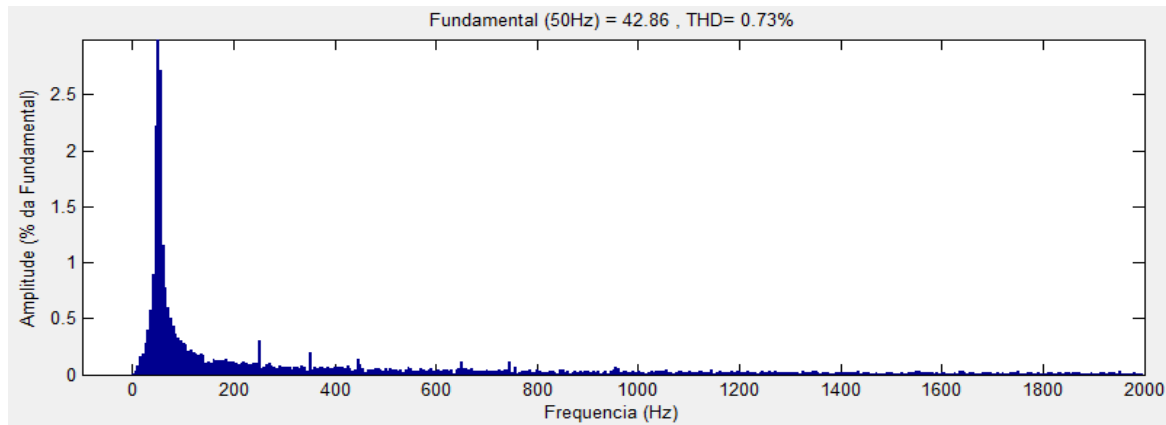


**Figura 3.21 – Formas de onda das tensões filtradas nas três fases de saída do conversor matricial relativamente ao neutro da rede.**

Os resultados das simulações, apresentados nas Figuras 3.20 e 3.21 permitem analisar a função do cicloconversor na adaptação da tensão à saída do transformador de isolamento para uma correcta interacção com a rede eléctrica. Verifica-se que as tensões filtradas nas várias fases têm um andamento sinusoidal com frequência fundamental de 50 HZ.



**Figura 3.22 – Formas de onda das correntes trifásicas na saída do conversor matricial.**



**Figura 3.23 – Espectro harmónico da corrente na fase a (pedida à rede) até à harmónica de ordem 50.**

A Figura 3.22 mostra as correntes nas três fases que estão a ser pedidas à rede, o seu andamento sinusoidal e a simetria do andamento permitem concluir que o conversor matricial cumpre o seu objectivo de adaptação do sistema à rede, outra prova disso está representada na Figura 3.23, onde pela análise do espectro da corrente na fase a se conclui que a distorção harmónica (THD = 0,73%) é baixa e portanto o sistema não introduz distorções significativas na rede, em regime permanente de funcionamento.



## 4. Geração Fotovoltaica e Armazenamento

### 4.1. Painel Fotovoltaico (PV)

O modelo teórico referente ao painel fotovoltaico foi devidamente apresentado e explorado no capítulo 2, estado da arte. Nas simulações que se apresentam implementa-se esse mesmo modelo, de um díodo e três parâmetros, como base da representação da célula solar. Dimensiona-se a área a ocupar pelos painéis solares, e com base nisso desenvolve-se o modelo do painel equivalente, assumindo como referência para o desenvolvimento e dimensionamento o módulo fotovoltaico comercial BP 5170, de silício monocristalino, cujas especificações se encontram em anexo.

Relativamente ao método de MPPT usado, nesta dissertação, por questões de simplificação de implementação e eficiência, usa-se o método da Perturbação e Observação (P&O), que se descreve em seguida.

O método da Perturbação e Observação (P&O), também conhecido por método de Hill-Climbing, é um dos métodos de seguimento de potência máxima mais comuns e mais simples de implementar. O seu funcionamento consiste em periodicamente perturbar (aumentar ou diminuir) a tensão  $V_{\text{painel}}$  (ou corrente  $I_{\text{painel}}$ ) de saída do painel PV, (através do conversor). Sempre que se dá uma perturbação calcula-se o novo valor de potência  $P_{\text{painel}}(k)$  e este é comparado com o valor anteriormente existente  $P_{\text{painel}}(k-1)$ . Se o valor da tensão mudar e existir um aumento na potência produzida, o controlador move o ponto de MPP nesta direcção, sendo a próxima perturbação nesse mesmo sentido. Caso  $P_{\text{painel}}$  diminua, no próximo ciclo a perturbação efectua-se no sentido inverso. De forma simples, se  $\frac{dP}{dV}$  for positivo, então o algoritmo aumenta o valor de tensão até  $\frac{dP}{dV}$  ser negativo, de seguida diminui até  $\frac{dP}{dV}$  ser positivo, e oscila assim em torno do ponto de potência máxima (MPP- Maximum Power Point).

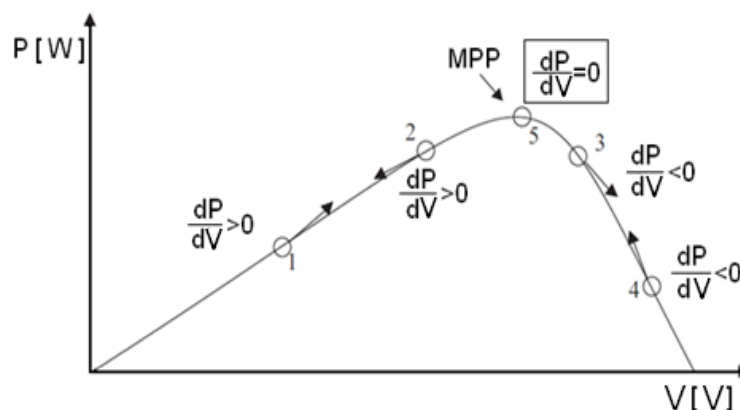


Figura 4.1 – Pesquisa do MPP [53].

As perturbações introduzidas provocam uma oscilação em torno MPP, ou seja, a tensão  $V_{\text{painel}}$  está sempre a variar o que implica pequenas perdas na potência produzida. Esta situação tem maior importância quando as condições de irradiação variam muito lentamente (caso de um dia normal de Verão).

A amplitude da perturbação ( $\Delta V$ ) aplicada à tensão de saída do módulo fotovoltaico é um parâmetro importante nesta técnica de controlo MPPT. As oscilações referidas anteriormente relativas ao MPP podem ser minimizadas reduzindo o tamanho da perturbação. Contudo, perturbações muito pequenas tornam este método lento na busca do MPP [26]. No algoritmo aplicado nas simulações a decisão de aumentar ou diminuir o valor da tensão de saída do painel é tomada de cada vez que se amostram os valores de tensão e corrente, portanto a frequência de comutação do semiconductor é variável até atingir o MPP, sendo depois igual à frequência de amostragem dos valores de tensão e corrente.

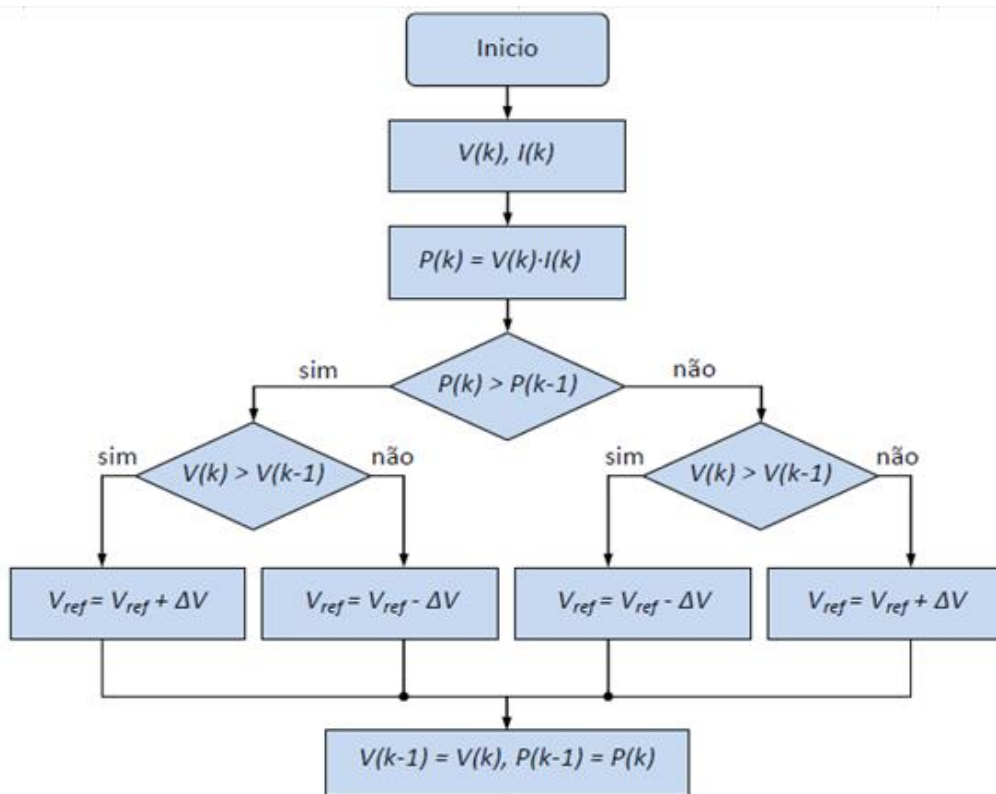


Figura 4.2 – Perturbação e Observação: Algoritmo de procura do ponto MPP [54].

#### 4.1.1. LIGAÇÃO DO PAINEL SOLAR

O Painel fotovoltaico será ligado ao resto do sistema através de um conversor CC-CC elevador (“boost converter” ou “step-up converter”), para que a tensão de saída seja a que se pretende. Neste caso, pretende-se um nível de tensão de 400V, daí a necessidade de um conversor

elevador, para elevar a tensão à saída do PV (de cerca de 358V quando  $G=700W/m^2$ , nas condições de máxima potência).

Os semicondutores S1 e S2 são comutados alternadamente através do sistema MPPT, conforme as necessidades de aumentar ou diminuir a tensão de saída do painel.

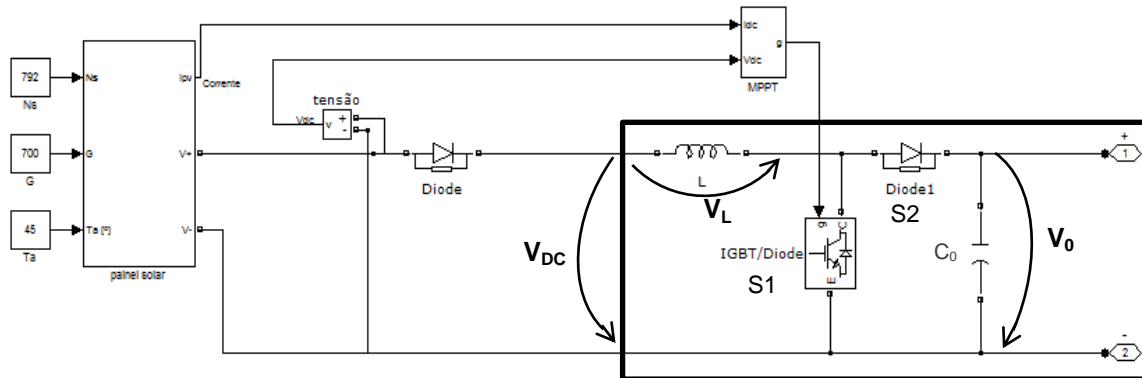


Figura 4.3 – Ligação do painel Fotovoltaico, com conversor elevador destacado.

Quando o IGBT (semicondutor S1) está em condução e o díodo (semicondutor S2) ao corte, dá-se a transferência de energia do painel para a bobine L, a corrente na bobina,  $I_L$ , cresce uma vez que a tensão de saída do painel está aplicada aos terminais da bobine,  $V_L = V_{DC}$ . Quando S1 é comandado ao corte, S2 entra em condução, garantindo a continuidade da energia magnética em L, a energia da bobina L é transferida para a carga e para o condensador de saída. A corrente aos terminais da bobine decresce uma vez que a tensão aplicada é negativa,  $V_L = V_{DC} - V_0 < 0$ .

Fazendo uma análise do funcionamento do conversor em regime permanente, quando o ponto de funcionamento do painel está em torno do MPP, assumindo como referência as condições de irradiância  $G=700W/m^2$  e temperatura da célula  $Tc=45^\circ C$ , podemos fazer um dimensionamento dos componentes do conversor.

Não considerando as perdas, os semicondutores comportam-se como interruptores ideais e apresentam então dois estados de funcionamento: condução e corte. Considerando  $\gamma$  a variável que representa o estado dos semicondutores.

$$\gamma = \begin{cases} 0 \rightarrow S1 \text{ conduz e } S2 \text{ ao corte } (0 < t < \delta T) \\ 1 \rightarrow S1 \text{ ao corte e } S2 \text{ conduz } (\delta T < t < T) \end{cases} \quad (4.1)$$

A evolução da tensão aos terminais da bobine L vem:

$$V_L(t) = \begin{cases} V_{DC}, & \text{Se } \gamma = 0 \\ V_{DC} - V_0, & \text{Se } \gamma = 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

A relação entre tensões de entrada e de saída do conversor pode ser facilmente obtida sabendo que em regime permanente o valor médio da tensão aos terminais da bobine é nula:

$$V_L(t) = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\delta T} (V_{DC}) dt + \int_{\delta T}^T (V_{DC} - V_0) dt \right] = 0 \Leftrightarrow \delta = 1 - \frac{V_{DC}}{V_0} \Leftrightarrow \frac{V_0}{V_{DC}} = \frac{1}{1-\delta} \quad (4.3)$$

De seguida faz-se o dimensionamento dos componentes do conversor elevador.

#### Especificações do Conversor:

- **Potência de entrada**

Considera-se como referência a potência máxima extraída do painel nas condições assumidas para o dimensionamento ( $G=700 \text{ W/m}^2$ ,  $T_c=45^\circ\text{C}$ ).

$$P_{PV}^{max} = 21,823 \text{ KW} \quad (4.4)$$

- **Potência de saída**

Considerando um rendimento teórico do conversor de  $\eta = 95\%$ , temos que:

$$P_0 = \eta \cdot P_{PV}^{max} = 0,95 \cdot 21,823 \times 10^3 = 20,73 \text{ KW} \quad (4.5)$$

- **Tensão de entrada**

A tensão de entrada será aquela que leva o painel ao MPP.

$$V_{in} = V_{MP} = 358,7 \text{ V} \quad (4.6)$$

- **Tensão de saída**

Para obter uma tensão de 230 V eficazes na saída sistema de inversão (Inversor+Matricial) a tensão de entrada terá de obedecer à equação:

$$V_0 \geq \sqrt{2} \cdot 230 \cong 325 \text{ V} \quad (4.7)$$

Por isso assume-se o valor de  $V_0 = 400 \text{ V}$ .

Assume-se que:

- **Frequência de comutação**

Os semicondutores comutam a uma frequência variável. Mas para o dimensionamento da bobine assume-se, assume-se:

$$f_c = 20 \text{ KHz} \quad (4.8)$$

- **Ondulação de  $I_L$**

A ondulação da corrente a considerar para o dimensionamento da bobina não deverá ser demasiado reduzido, para evitar o sobredimensionamento da bobina. Assim assume-se uma variação de 5%.

$$\Delta I_L = 5\% \cdot I_L = 0,05 \cdot 60 = 3 \text{ A} \quad (4.9)$$

- **Varição de  $V_0$**

Assume-se que a tensão aos terminais do condensador de saída pode variar em 10% sobre o valor de  $V_0$ .

$$\Delta V_0 = 10\% V_0 = 40 \text{ V} \quad (4.10)$$

Assim a tensão de saída varia entre:

$$V_{0 \text{ MAX}} = V_0 + \frac{\Delta V_0}{2} = 420 \text{ V} \quad (4.11)$$

$$V_{0 \text{ MIN}} = V_0 - \frac{\Delta V_0}{2} = 380 \text{ V} \quad (4.12)$$

- **Razão cíclica máxima**

$$\delta = 1 - \frac{V_{in}}{V_0} = 0,1025 \quad (4.13)$$

#### Dimensionamento dos componentes:

- **Bobine L**

O coeficiente de auto-indução da bobine que garante o tremor assumido para a corrente  $I_L$  é dado por:

$$L = \frac{\delta V_{DC}}{f_c \Delta I_L} = 6,133 \times 10^{-4} = 0,6133 \text{ mH} \quad (4.14)$$

- **Condensador C**

O condensador é dimensionado para fornecer a corrente que o inversor irá impor.

$$C_0 = \frac{2 P_0 \Delta t}{V_{0 \text{ max}}^2 - V_{0 \text{ min}}^2} \cong 7,50 \times 10^{-4} = 7,50 \text{ mF} \quad (4.15)$$

Onde  $\Delta t$  é o período durante o qual o condensador recebendo uma potência  $P_0$  admite uma variação na tensão entre  $V_{0 \text{ min}}$  e  $V_{0 \text{ max}}$ . Assume-se  $\Delta t = \frac{1}{170} \text{ s}$ .

#### 4.1.2. MODELO DE SIMULAÇÃO

Nesta secção faz-se a simulação do modelo teórico descrito no capítulo 2, onde se consideram desprezáveis as resistências internas, representando a célula como ideal, conforme o

modelo de um díodo e três parâmetros. Faz-se a representação gráfica das grandezas de maior interesse para o estudo, segundo as equações apresentadas no capítulo 2. Para as simulações usou-se o programa matlab/simulink.

A área disponível a considerar para a instalação dos painéis fotovoltaicos é variável e depende da área da estação de combustível em análise. Nesta dissertação, considerou-se que, em média, uma estação típica tem uma área coberta de 500 m<sup>2</sup>, por isso dimensiona-se a instalação de painéis numa área de 250 m<sup>2</sup>.

Os dados, do painel comercial BP 5170, assumidos como referência, são apresentados na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1 - Características do módulo fotovoltaico BP 5170.**

<b>Módulo BP 5170</b>		
Potência-pico	$P_{max}$	170 W
Tensão de máxima potência	$V_{MP}$	36 V
Corrente de máxima potência	$I_{MP}$	4,72 A
Corrente de curto-circuito	$I_{CC}$	5 A
Tensão de circuito-aberto	$V_{CA}$	44,2 V
Temperatura normal de funcionamento	NOCT	47 °C
Número de células em série	$N_s$	72
Comprimento	C	1,58 m
Largura	L	0,783 m

Para cobrir a área disponível de cerca de 250 m<sup>2</sup> é necessário a instalação de 11 módulos em série e 19 em paralelo. Assim sendo, tendo em conta que os módulos em paralelo aumentam a corrente disponível, e os módulos em série aumentam a tensão disponível, e admitindo que o comportamento dos módulos ligados em série e paralelo é igual ao comportamento de um módulo isolado, representa-se na Tabela 4.2 os valores correspondentes ao painel fotovoltaico equivalente.

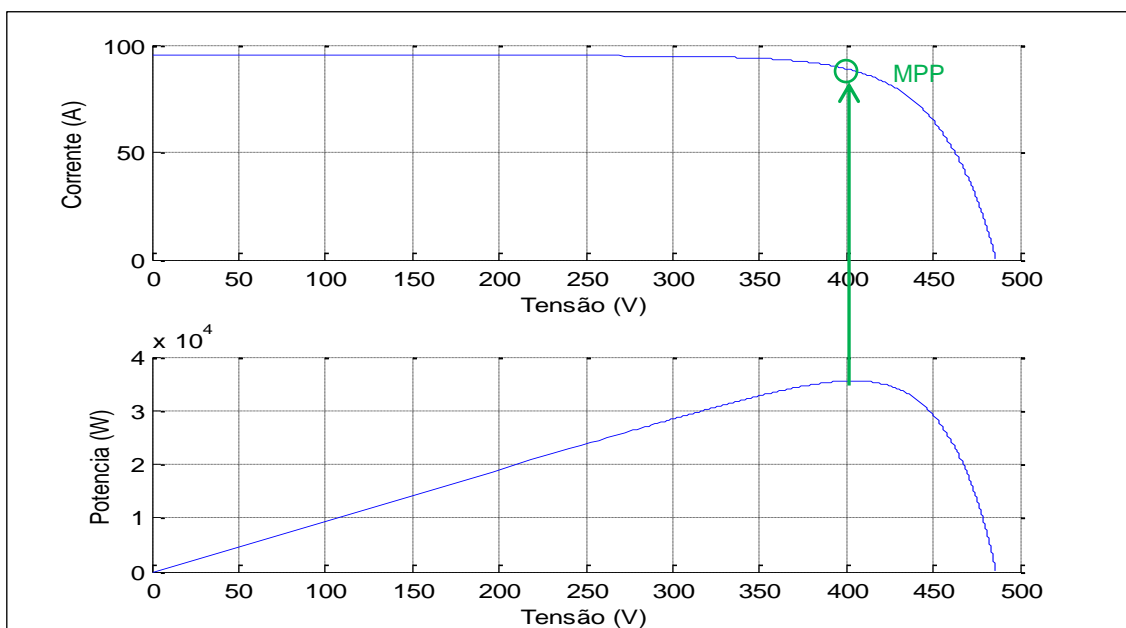
**Tabela 4.2 – Características do Painel fotovoltaico equivalente**

<b>Painel fotovoltaico</b>		
Potência-pico	$P_{max}$	38741 W
Tensão de máxima potência	$V_{MP}$	396 V
Corrente de máxima potência	$I_{MP}$	89,68 A
Corrente de curto-circuito	$I_{CC}$	95 A
Tensão de circuito-aberto	$V_{CA}$	486.2 V
Temperatura normal de funcionamento	NOCT	47 °C
Número de células em série	$N_s$	792
Comprimento	C	17,380 m
Largura	L	14,887 m

De notar o facto da potência de pico do painel, dimensionado para a área coberta tipicamente disponível, ( $P_{\text{pico}} = 38,741 \text{ kW}$ ) corresponder a uma parcela considerável da potência nominal consumida pelo carregador ( $P_{\text{car}} = 50 \text{ kW}$ ).

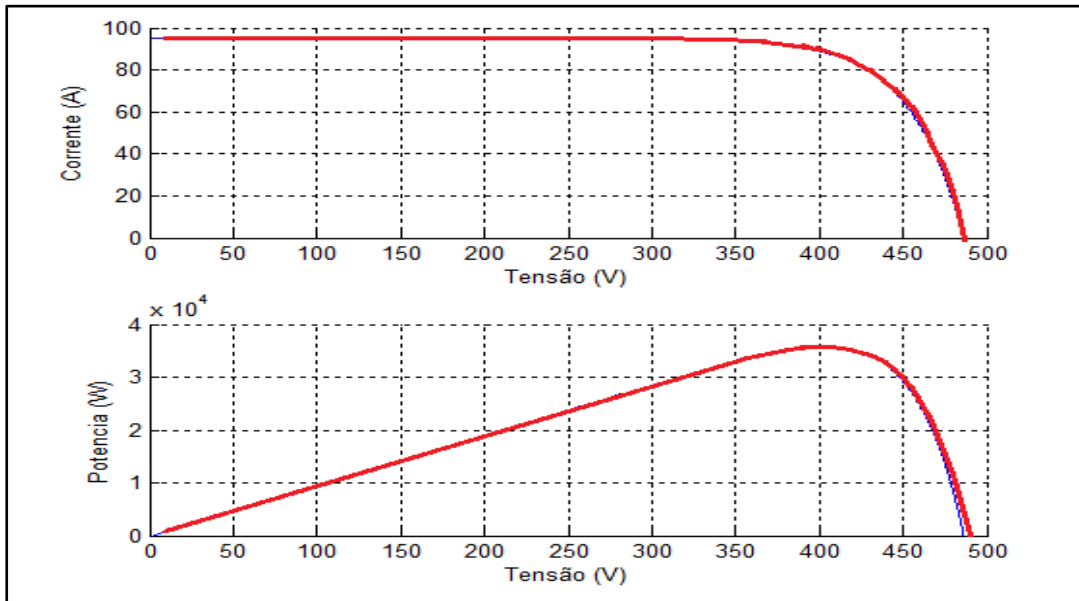
Usando as equações apresentadas na secção anterior e o modelo de simulação construído, e representado em anexo, simula-se o sistema e representa-se a variação da corrente e da potência do painel fotovoltaico em função da tensão aos seus terminais.

Existe um único ponto na curva característica I-V no qual o módulo produz a potência máxima. O MPP, conforme já se referiu, e está ilustrado na Figura 4.4, para as condições de referência. O melhor ponto de funcionamento ocorre quando os valores da tensão e da corrente são,  $V=V_{\text{MP}}$  e  $I=I_{\text{MP}}$ .



**Figura 4.4 – Andamento da corrente e da potência, em função da tensão, nas condições STC.**

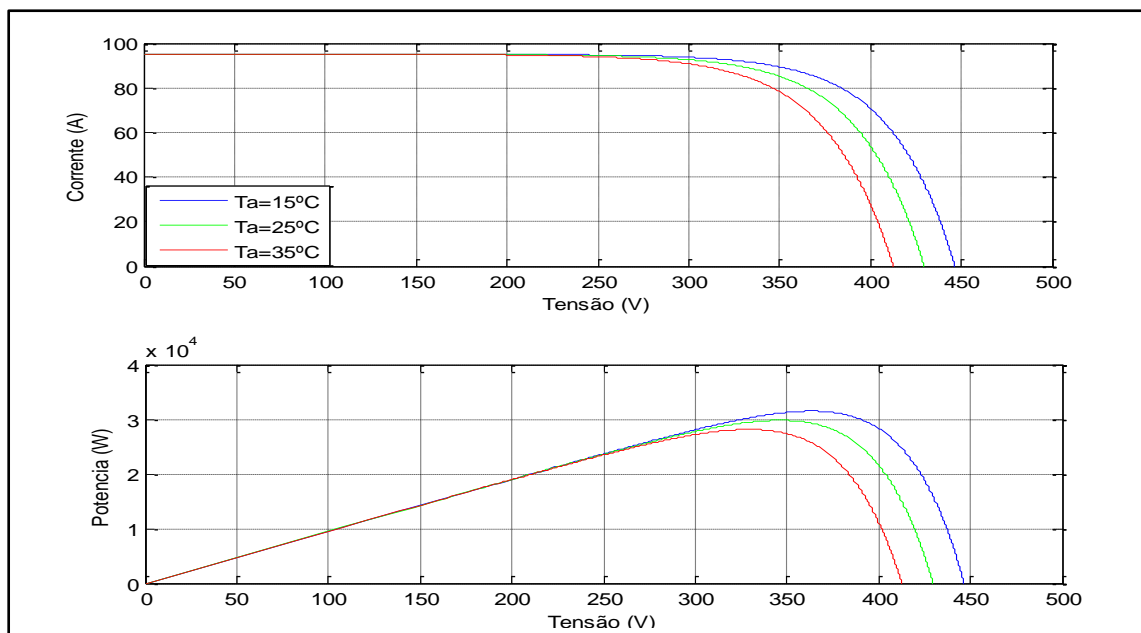
Outra curva interessante para analisar o comportamento dos módulos fotovoltaicos é mostrada também na Figura 4.4. A curva P-V ilustra a potência do módulo em função da tensão. Tal como a curva característica I-V, também esta revela como é importante um sistema fotovoltaico operar com o módulo no ponto de funcionamento MPP, em virtude de explorar a potência máxima do mesmo.



**Figura 4.5 – Sobreposição dos valores obtidos com o modelo de simulação (vermelho) com os obtidos no modelo teórico (azul).**

Pela observação da Figura 4.5 pode concluir-se que o modelo de simulação desenvolvido, descreve de forma fiel o comportamento teórico do painel descrito sob forma de equações na secção 2.2.1.

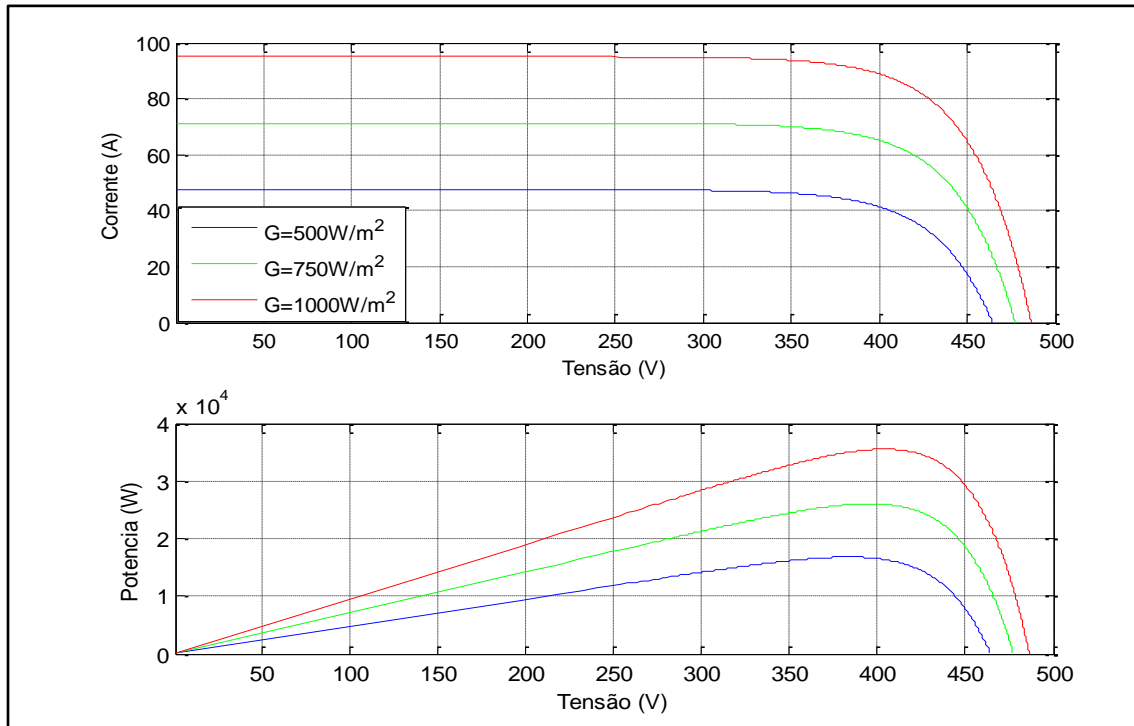
Na secção 2.2.1.1. fala-se da influência dos factores externos, nomeadamente a temperatura e a irradiação incidente, no funcionamento do painel, de seguida apresentam-se curvas I-V, que permitem avaliar essa influência na potência produzida.



**Figura 4.6 – Influência da temperatura ambiente no andamento da corrente e da potência, mantendo a irradiação nas condições STC ( $G=1000W/m^2$ ).**



Conforme visível na Figura 4.6, um aumento na temperatura ambiente, traduz-se num aumento da temperatura da célula, segundo a equação (2.15), e provoca um decréscimo no rendimento da conversão fotovoltaica. O MPP ocorre em condições onde a tensão é cada vez menor. De facto, para temperaturas mais baixas, mantendo a intensidade de radiação incidente, a potência extraível é maior.



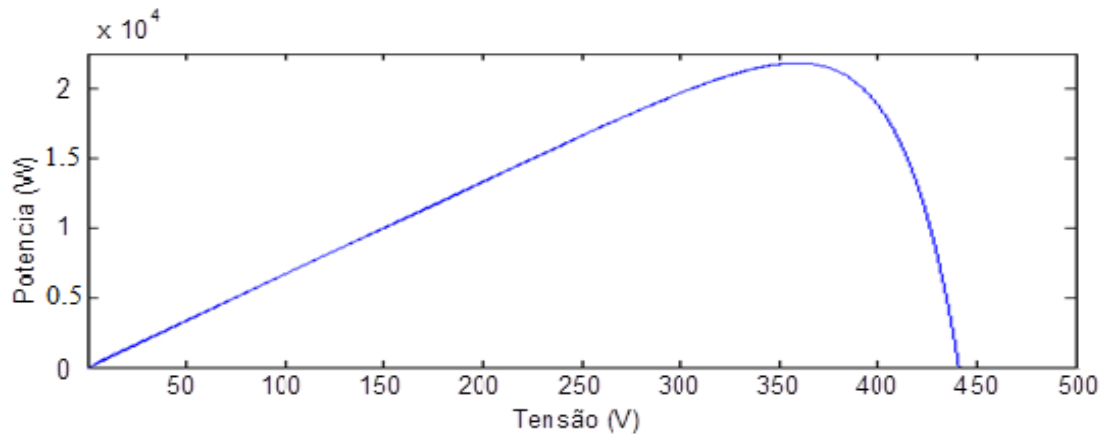
**Figura 4.7 - Influência da radiação incidente no andamento da corrente e da potência, mantendo a temperatura da célula constante nas condições STC ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ ).**

Na Figura 4.7, pode ver-se a influência da irradiância na potência extraída do painel. Tem influência na corrente criada pelo efeito fotovoltaico, e como consequência na potência total. A variação na potência extraída é aproximadamente proporcional à variação na irradiância. Esta evidência realça a importância de um correto ajustamento na posição de instalação dos painéis, de modo a maximizar a exposição directa à luz solar.

A radiação incidente é inconstante e raramente se situa no valor referido nas condições STC, de forma a aproximar da realidade os valores de potência produzidos pelo painel, nas simulações do sistema total ligado, assume-se que o painel funciona com uma irradiância incidente variável que no máximo pode ser de  $700 \text{ W/m}^2$ , e com temperatura exterior de  $22^\circ\text{C}$ , que corresponde a uma temperatura de trabalho da célula de  $45^\circ\text{C}$ . Nestas condições, consegue-se extrair a seguinte potência:

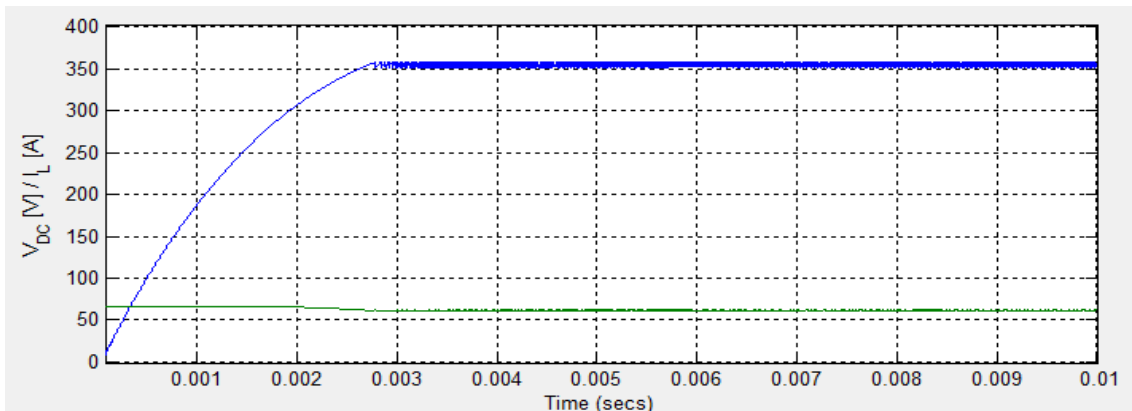
$$P_{FV}^{m\acute{a}x} = V_{MP} I_{MP} = 358.7 \times 60.84 = 21.823 \text{ KW} \quad (4.16)$$

A Figura 4.8 foi obtida com o modelo de simulação do painel fotovoltaico e permite, mais uma vez, validar o modelo, dado que se verifica concordância com os valores obtidos das equações.

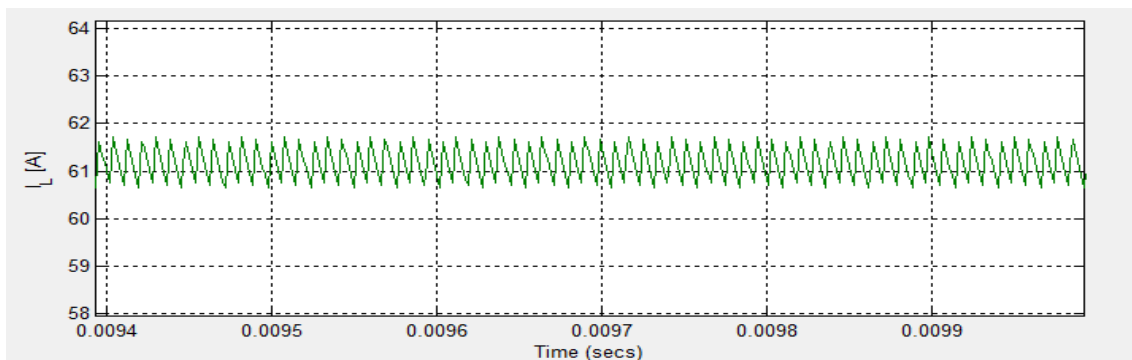


**Figura 4.8 - Curva P-V do modelo de simulação ( $G=700W/m^2$ ;  $T_c=45^\circ C$ ).**

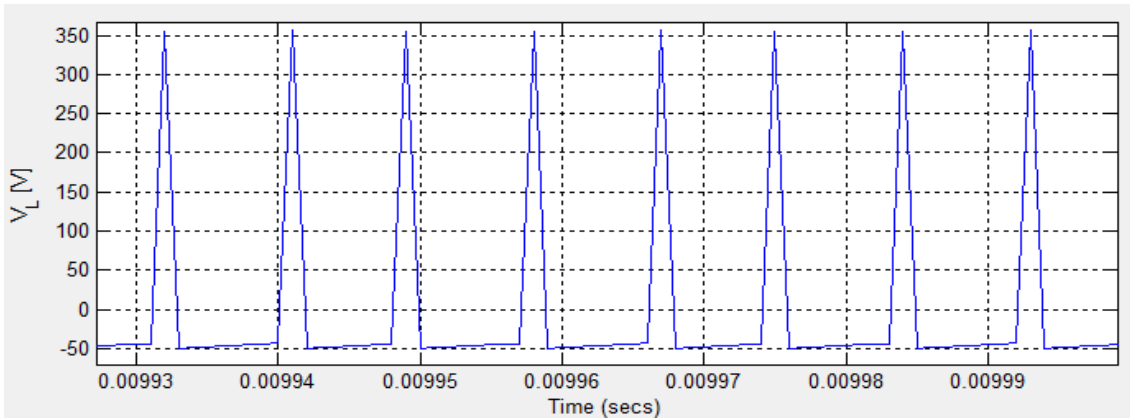
De seguida apresentam-se as figuras que representam o funcionamento do conversor CC-CC elevador que faz a ligação do painel ao resto do sistema, e permite a exploração do painel em condições próximas do MPP.



**Figura 4.9 – Evolução da tensão e corrente à entrada do conversor elevador antes e depois de atingir o MPP ( $G=700W/m^2$ ;  $T_c=45^\circ C$ ).**

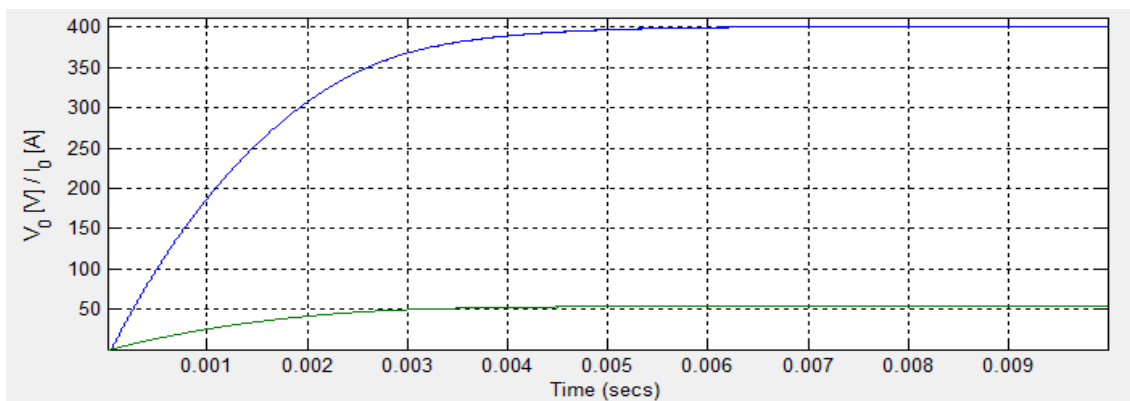


**Figura 4.10 – Tremor da corrente  $I_L$ .**



**Figura 4.11 – Zoom da tensão na bobine.**

A Figura 4.11 permite ver o comportamento descrito anteriormente. Em regime permanente, uma vez atingido o MPP, quando o IGBT está a conduzir a tensão na bobine aproxima-se do valor de tensão aos terminais do painel,  $V_{DC}$ . Quando o diodo está a conduzir e o IGBT ao corte, a tensão aplicada aos terminais da bobine é  $V_L = V_{DC} - V_0 \approx -42 \text{ V}$ .



**Figura 4.12– Evolução da tensão e corrente à saída antes e depois de atingir o MPP ( $G=700\text{W/m}^2$ ;  $T_c=45^\circ\text{C}$ ).**

Pela análise da Figura 4.9 e Figura 4.12 pode-se verificar o correcto funcionamento do conversor. Na entrada, consegue visualizar-se o tremor na tensão, resultante do algoritmo MPPT, e na Figura 4.10 mostra-se o tremor na corrente  $I_L$ , dentro do valor limite admitido no dimensionamento. Na saída, a tensão do conversor estabiliza no valor pretendido,  $V_0 = 400 \text{ V}$ .

## 4.2. Sistema de Armazenamento de Energia (SAE)

O armazenamento de energia eléctrica é uma componente importante do sistema proposto. Conforme foi referido na introdução do trabalho, os sistemas de carregamento expresso exigem elevados valores de tensão e corrente, pelo que a disseminação destes sistemas implicará uma grande capacidade da rede. Mesmo considerando apenas os carregamentos normais, que são muito menos exigentes em termos de potência são necessários reforços nos cabos e linhas de BT e MT [6]. Nesse sentido, o sistema de armazenamento que aqui se trata, tentará minimizar os elevados valores de potência pedida pelo sistema de carregamento rápido à rede, evitando uma grande alteração nos níveis de potência pedida e transitada nas infra-estruturas de transporte de energia, com a disseminação dos veículos eléctricos e dos sistemas de carregamento rápido.

Não existe somente um tipo de armazenamento que seja universalmente aplicado em todos os sistemas, sendo que cada situação tem de ser avaliada para que seja utilizado o que mais se adequa. Uma vasta gama de tecnologias com suporte mecânico, electroquímico e eléctrico, estão disponíveis para armazenar energia eléctrica, fornecendo um largo espectro de capacidades para diferentes aplicações, conforme se abordou no capítulo 2. Nesta dissertação não se faz um estudo do benefício económico de uma solução face a outras alternativas, faz-se apenas o dimensionamento da solução adoptada. Essa solução passa pelo uso de um condensador, com capacidade equivalente dimensionada para corresponder a uma pequena fracção da capacidade real das baterias do veículo, permitindo simular a carga e descarga do mesmo em intervalos da ordem de alguns segundos.

### 4.2.1. LIGAÇÃO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO

A ligação do sistema SAE ao barramento CC será feita através de um conversor elevador, à semelhança da ligação do painel fotovoltaico ao mesmo barramento. Mas neste caso o conversor deve permitir o trânsito bidireccional de corrente, portanto é elevador de tensão no sentido do barramento CC e redutor no sentido do SAE.

Uma vez que a metodologia de dimensionamento do conversor é a mesma, não se repetem os passos detalhados seguidos para dimensionamento dos componentes do conversor.

#### Dimensionamento dos componentes:

- **Bobine L**

O coeficiente de auto-indução da bobine que garante um tremor assumido de 10% para a corrente  $I_{SAE}$ , proveniente do SAE, cujo valor médio se considera 50 A, é dado por:

$$L_{reg} = \frac{\delta V_{SAE}}{f_c \Delta I_{SAE}} \quad (4.17)$$

Onde, o factor de ciclo é dado por  $\delta = 1 - \frac{V_{SAE}}{U_{DC}} = 0,5$ , considerando que o valor de tensão nominal do SAE é de  $V_{SAE} = 200 V$ .

O valor da bobina será  $L_{reg} = 1,0 \times 10^{-3} = 1,0 mH$

- **Condensador C**

O condensador é dimensionado para fornecer os pulsos de corrente que o inversor irá impor, e manter a tensão no barramento CC no valor especificado de  $V_{DC}=400 V$ .

$$C_{reg} = \frac{2P_0 \Delta t}{V_{0max}^2 - V_{0min}^2} \quad (4.18)$$

Onde  $P_0$  é a potência de saída do conversor elevador que se assume  $P_0 = 0,95.20000 = 19 KW$ . A tensão de saída  $V_0$  será a tensão do barramento DC, e considera-se que esta pode variar cerca de 10% do valor de  $V_0$ .

$\Delta t$  é o período durante o qual o condensador recebendo uma potência  $P_0$  admite uma variação na tensão entre  $V_{0min}$  e  $V_{0max}$ , assume-se  $\Delta t = \frac{1}{170} s$ ,

O valor do condensador será:  $C_{reg} = 3,50 \times 10^{-3} F = 3,50 mF$

#### 4.2.2. MODELO DE SIMULAÇÃO

Os SAE têm um comportamento não linear e são influenciados por diversos factores já referidos. Por isso, os modelos eléctricos e matemáticos que descrevam o comportamento dinâmico dos SAE não são fáceis de desenvolver com precisão e ficam fora do âmbito deste trabalho. Assim, para a simulação do SAE é utilizado um condensador, dimensionado de modo a haver variação no seu estado de carga durante os curtos intervalos de simulação. Para o objectivo que se pretende, de demonstração da utilidade destes sistemas de armazenamento no contexto do trabalho, apenas interessa o fluxo de corrente fornecido ou consumido pelo SAE, daí o uso de um condensador de grande capacidade devidamente controlado.

##### Dimensionamento do condensador:

Conforme se tem vindo a referir o SAE é simulado por um condensador de grande capacidade, cujo valor pode, por exemplo, ser dimensionado de forma a garantir o fornecimento de cerca de 40% da corrente total pedida pelo carregador durante o intervalo de carregamento, nesse caso, será dimensionado para fornecer 100 A, que correspondem a 50 A no barramento CC, ou seja, fornecer 20 kW de potência, durante 1,35 segundos. Utilizando a equação (4.19), assumindo variação da tensão entre  $V_{SAE min} = 180 V$  e  $V_{SAE max} = 200 V$ , chega-se ao valor de  $C_{SAE} = 7,10 F$ .

$$C_{SAE} = \frac{2 \cdot P_{SAE} \cdot \Delta t}{V_{SAE max}^2 - V_{SAE min}^2} \quad (4.19)$$



## 5. Projecto dos Controladores

---

Neste capítulo fala-se detalhada e individualmente de cada controlador, fazendo o seu dimensionamento. Na última secção do capítulo constrói-se o supervisor geral, que faz a monitorização do sistema global e fornece as referências que os vários controladores devem seguir em função do estado do sistema.

### 5.1. Controlo do Carregador

O conversor que faz o carregamento das baterias do veículo deverá ser controlado em corrente, o sistema de supervisão encarregar-se-á de fornecer a referência de corrente, baseada nas condições da bateria, nomeadamente, a tensão aos seus terminais.

A saída do controlador será convertida num desfasamento entre as tensões aos terminais da bobina de cada fase à entrada do rectificador, garantindo o trânsito necessário de energia, que permita carregar a bateria com o valor pretendido.

O controlador a usar será um controlador linear, que permite o controlo da corrente de saída do conversor comutado em regime de condução contínua, representado na Figura 5.1, pelo seu modelo equivalente, um ganho  $K_D$  e um atraso  $T_d$ .

Considerando desprezáveis as perdas no rectificador, considera-se válida a igualdade:

$$P_{inAC|CC} = P_{outAC|CC} \quad (5.1)$$

E estas potências são já conhecidas e foram apresentadas no capítulo 3.

$$P_{inAC|CC} = 3P_{LX} = 3 \frac{V_{TA1^3Hef} \cdot V_{XN1^3Hef}}{2\pi f_{sw} L_X} \text{sen } \delta \text{ e } P_{outAC|CC} = P_{DC} = V_{bateria} I_{car}$$

Pode então escrever-se:

$$3 \frac{V_{TA1^3Hef} \cdot V_{XN1^3Hef}}{2\pi f_{sw} L_X} \text{sen } \delta = V_{bateria} I_{car} \Leftrightarrow I_{car} = 3 \frac{V_{TA1^3Hef} \cdot V_{XN1^3Hef}}{2\pi f_{sw} L_X V_{bateria}} \text{sen } \delta \quad (5.2)$$

Assume-se que o compensador será dimensionado para ter na sua saída  $\text{sen } \delta$ , podemos assim calcular o ganho do sistema  $K_D$ :

$$K_D = 3 \frac{V_{TA1^3Hef} \cdot V_{XN1^3Hef}}{2\pi f_{sw} L_X V_{bateria}} \quad (5.3)$$

Substituindo valores na equação (5.3), chega-se ao valor do ganho  $K_D \cong 130$

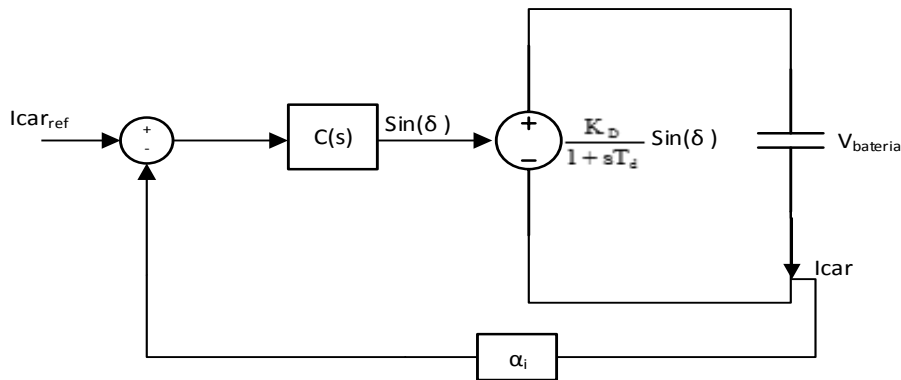


Figura 5.1 - Esquema equivalente do retificador controlado.

A partir do esquema equivalente do sistema pode facilmente obter-se o diagrama de blocos, Figura 5.2.

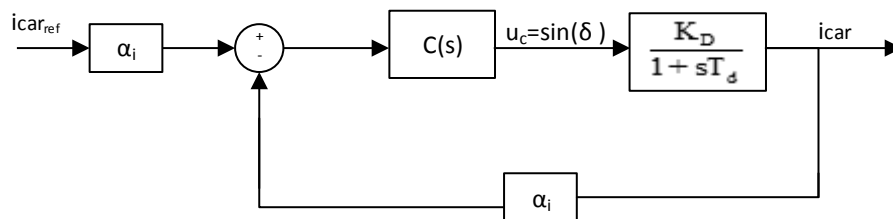


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do modelo linearizado.

O compensador  $C(s)$  é escolhido tendo em conta que se trata de um sistema de 1ª ordem em cadeia aberta, com um pólo real em  $-1/T_d$ . Um compensador só com ganho proporcional (P) não garante erro estático nulo, uma vez que existem perturbações associadas à bateria que não se estão a considerar quando esta é representada por um condensador. O ganho do compensador proporcional não podem ser demasiado elevados para não originar instabilidade do sistema.

Um sistema só com ganho integral originaria um sistema lento. E um compensador com acção derivativa (PID) poderá fazer com que a hipótese de desprezar os polos de alta frequência do conversor não seja válida [55].

Por isso, usa-se um compensador Proporcional Integral (PI), que assegura uma dinâmica de 2º ordem em cadeia fechada, Figura 5.3.

$$C_{i_{car}}(s) = \frac{u_c(s)}{i_{car_{ref}}(s) - i_{car}(s)} = \frac{1+sT_z}{sT_p} \quad (5.4)$$



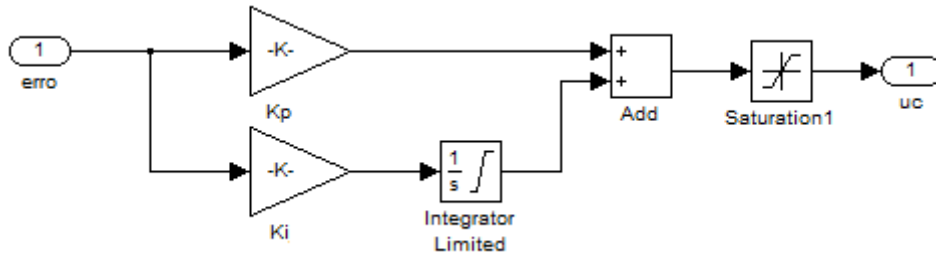


Figura 5.3 – Compensador Proporcional Integral (PI).

A função de transferência em cadeia fechada do sistema a controlar é:

$$\frac{i_{car}(s)}{i_{car_{ref}}(s)} = \frac{\alpha_i \frac{1+sT_z}{sT_p} \frac{K_D}{1+sT_d}}{1+\alpha_i \frac{1+sT_z}{sT_p} \frac{K_D}{1+sT_d}} = \frac{\frac{K_D \alpha_i T_z}{T_d T_p} s + \frac{K_D \alpha_i}{T_p T_d}}{s^2 + s \left( \frac{1}{T_d} + \frac{K_D \alpha_i T_z}{T_p T_d} \right) + \frac{K_D \alpha_i}{T_p T_d}} \quad (5.5)$$

Pelo teorema do valor final, verifica-se que o erro estático é nulo, cumprindo o objectivo de controlo ( $i_{car}(s) = i_{car_{ref}}(s)$ ):

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{i_{car}(s)}{i_{car_{ref}}(s)} = 1$$

Para calcular os parâmetros do controlador, compara-se a função de transferência do sistema em cadeia fechada com a equação canónica de um sistema de 2ª ordem:

$$G_{2^a}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\zeta s}{\omega_n} + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.6)$$

Da comparação resulta:

$$2\zeta\omega_n = \frac{1}{T_d} + \frac{K_D \alpha_i T_z}{T_p T_d} \quad (5.7)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_D \alpha_i}{T_p T_d} \quad (5.8)$$

Os ganhos proporcional e integral do compensador são:

$$K_{pi_{car}} = \frac{T_z}{T_p} \quad (5.9)$$

$$K_{ii_{car}} = \frac{1}{T_p} \quad (5.10)$$

Substituindo em (5.7) e (5.8) obtém-se os parâmetros do controlador em função das restantes variáveis:

$$K_{p_{icar}} = \frac{2 \zeta \omega_n T_d + 1}{K_D \alpha_i} \quad (5.11)$$

$$K_{i_{icar}} = \frac{\omega_n^2 T_d}{K_D \alpha_i} \quad (5.12)$$

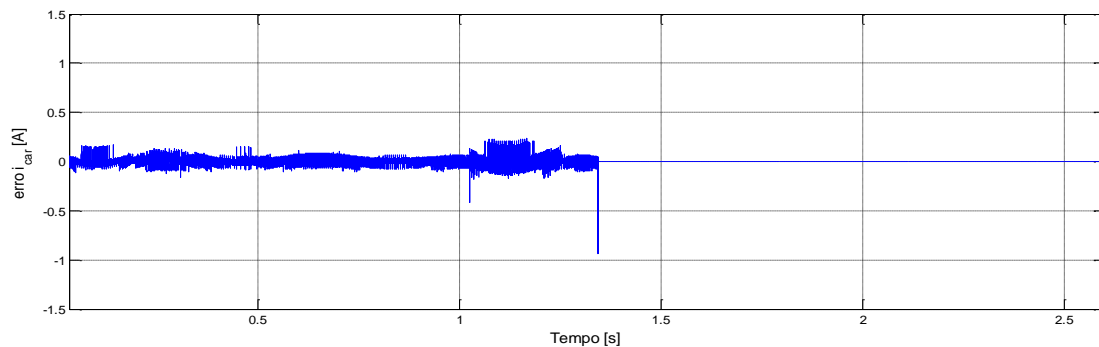
Onde, a frequência natural é dado por  $\omega_n = 2\pi f_c/10$ , e  $T_d$  é o atraso estatístico do conversor, dado por  $T_d = T_c/2$ . É impõe-se o coeficiente de amortecimento, podendo usar-se o critério ITAE, o que implica  $\zeta = \sqrt{2}/2$ , que normalmente representa o melhor compromisso entre velocidade de resposta e sobrelevação.

Finalmente tem-se os seguintes valores para os ganhos do compensador PI:

$$K_{p_{icar}} = 1,43$$

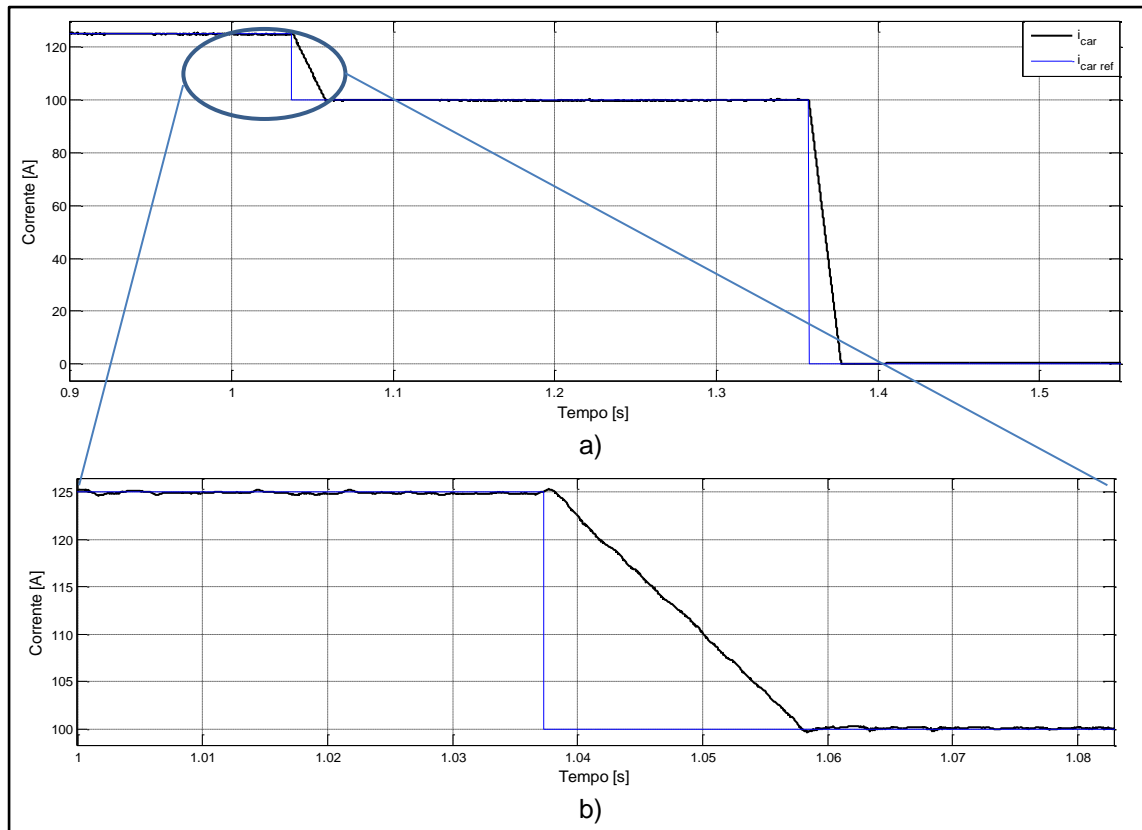
$$K_{i_{icar}} = 759,2$$

A Figura 5.4 permite concluir que o controlador da corrente do carregador está bem dimensionado e actua correctamente, mantendo o erro sempre próximo de zero. A partir do instante  $t=1,35s$  a carga das baterias chegou ao fim e o carregador é desligado, portanto o erro será obviamente nulo.



**Figura 5.4 – Erro do valor de corrente relativamente à referência.**

Na Figura 5.5 apresenta-se a forma de onda resultante do controlo aplicado, onde é possível ver que o valor médio da corrente de carga das baterias do veículo segue o valor imposto pela referência.



**Figura 5.5 – a) Valor médio da corrente fornecida à bateria,  $i_{car}$  e referência pedida,  $i_{car-ref}$ ; b) Ampliação na zona de transição correspondente à mudança de referência.**

## 5.2. Controlo do Conversor Matricial

O conversor matricial é controlado de modo a pedir ou fornecer à rede a potência restante para alimentar o sistema, que não é fornecida pelo painel fotovoltaico nem pelo SAE. Conforme referido no capítulo 3, a modulante usada na estratégia de comutação é originada pelo controlador que aqui se dimensiona.

Mas é também através da potência pedida à rede que se faz o controlo da tensão no barramento DC, garantindo que a tensão se encontra no valor dimensionado de  $U_{DC} = 400$  V. Para isso existe uma malha, exterior ao controlo de corrente  $i_{d,q}$ , que garante o controlo da tensão  $U_{DC}$ , esta malha terá uma dinâmica mais lenta e, por isso, fornece o valor de referência à malha de controlo das correntes, Figura 5.6.

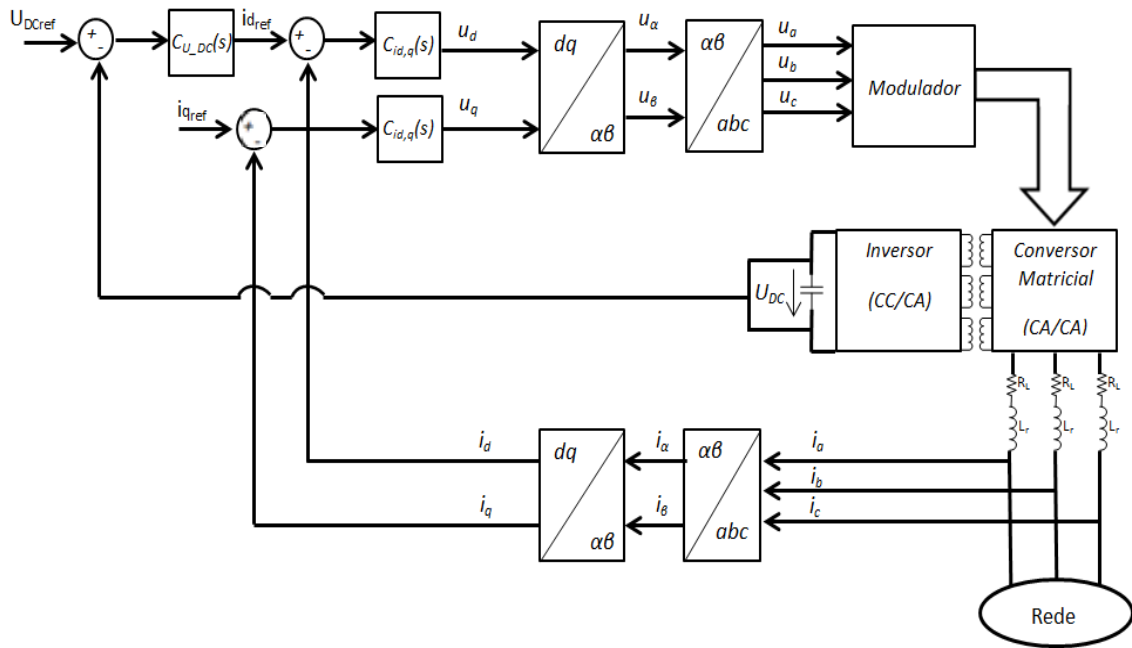


Figura 5.6 – Esquema geral do sistema de controle do conversor matricial.

De modo a garantir a independência linear das variáveis a controlar, nos sistemas trifásicos é habitual utilizar-se transformações de variáveis.

A transformação de Clarke consiste em representar um sistema trifásico de tensões e correntes num referencial  $\alpha \beta$  O.

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Como as grandezas são tipicamente trifásicas e equilibradas a transformada de Clarke converte os vectores de um sistema de ordem três (sistema trifásico) para um sistema de ordem dois (sistema  $\alpha\beta$ ).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

A conversão do sistema bifásico para o sistema trifásico é possível através da transformação inversa de Clarke. Assumindo que a componente homopolar é nula, ela é dada pela equação matricial:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

A Figura 5.7 ilustra a transformação de Clarke.

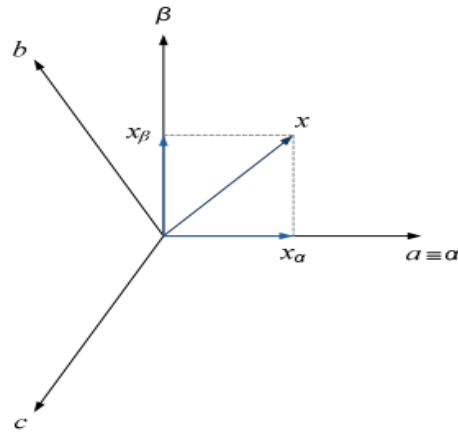


Figura 5.7 – Transformação de Clarke.

A transformação de Park consegue converter o sistema  $\alpha\beta$  num segundo sistema de duas dimensões,  $dq$ , girante e síncrono com a rede, que em regime permanente, tomam valores contínuos e não sinusoidais o que simplifica a representação do sistema.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

A transformação inversa de Park permite a conversão do sistema bifásico  $dq$  para o sistema bifásico  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

O referencial roda com uma velocidade angular  $\omega$ , e portanto estabelece o ângulo  $\theta$  como eixo  $\alpha$ . Este referencial girante é apresentado na Figura 5.8, onde o eixo  $d$  representa a componente directa das tensões ou correntes e o eixo  $q$  representa a componente em quadratura das grandezas transformadas.

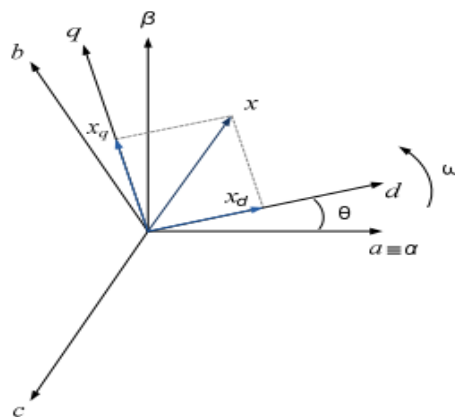


Figura 5.8 – Transformada de Park.

### 5.2.1. CONTROLO DAS CORRENTES NA REDE

O controlo das correntes trifásicas injectadas/consumidas na rede é realizado utilizando as transformações de variáveis anteriormente descritas.

Pelas mesmas razões referidas na secção 5.1, utilizam-se compensadores do tipo Proporcional Integral (PI), que de seguida se dimensionam.

$$C_{id,q}(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} = \frac{1+sT_{z2}}{sT_{p2}} \quad (5.18)$$

A partir do esquema equivalente do sistema obtém-se o diagrama de blocos,

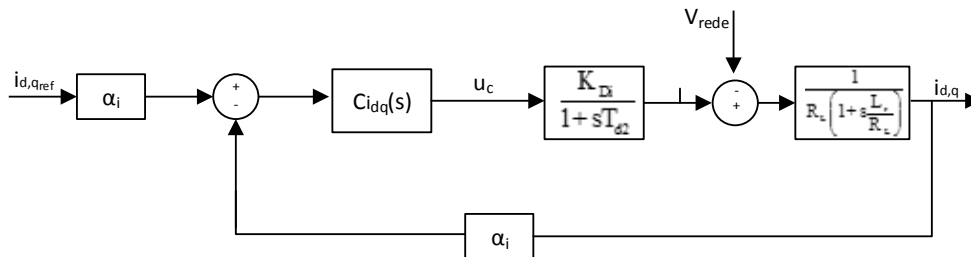


Figura 5.9 – Diagrama de blocos do modelo linearizado para o controlo de corrente.

A função de transferência em cadeia fechada do sistema a controlar é:

$$\frac{i_{d,q}(s)}{i_{d,q,ref}(s)} = \frac{\alpha_i \frac{1+sT_{z2}}{sT_{p2}} \frac{K_D i}{1+sT_{d2}} \frac{1}{R_L(1+s\frac{L_r}{R_L})}}{1+\alpha_i \frac{1+sT_{z2}}{sT_{p2}} \frac{K_D i}{1+sT_{d2}} \frac{1}{R_L(1+s\frac{L_r}{R_L})}} \quad (5.19)$$

Pela análise do diagrama de blocos do sistema e da função de transferência, pode concluir-se que o sistema tem um pólo dominante de baixa frequência em  $-\frac{R_L}{L_r}$ , e um pólo de alta frequência em  $-\frac{1}{T_{d2}}$ , sendo a constante  $\frac{L_r}{R_L}$  muito superior ao atraso estatístico do sistema,  $T_{d2}$ . É habitual fazer-se o cancelamento do pólo dominante com o zero do compensador, de forma a maximizar a largura de banda e minimizar o tempo de resposta do sistema. Então:

$$T_{z2} = \frac{L_r}{R_L} \quad (5.20)$$

Assim sendo, pode construir-se um novo diagrama de blocos, simplificado, e considerando perturbações nulas.

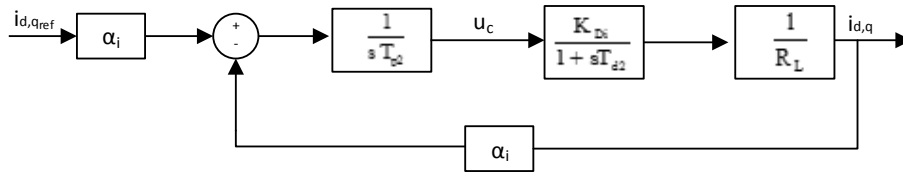


Figura 5.10 - Diagrama de blocos simplificado do modelo linearizado para o controle de corrente.

A função de transferência do modelo linearizado em cadeia fechada do sistema a controlar é:

$$\frac{i_{d,q}(s)}{i_{d,q,ref}(s)} = \frac{\alpha_i \frac{1}{s T_{p2}} \frac{K_{Di}}{1+s T_{d2}} \frac{1}{R_L}}{1 + \alpha_i \frac{1}{s T_{p2}} \frac{K_{Di}}{1+s T_{d2}} \frac{1}{R_L}} = \frac{\frac{K_{Di} \alpha_i}{T_{p2} T_{d2} R_L}}{s^2 + s \frac{1}{T_{d2}} + \frac{K_{Di} \alpha_i}{T_{p2} T_{d2} R_L}} \quad (5.21)$$

Pelo teorema do valor final, verifica-se que o erro estático é nulo, cumprindo o objectivo de controlo ( $i_{d,q}(s) = i_{d,q,ref}(s)$ ):

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{i_{d,q}(s)}{i_{d,q,ref}(s)} = 1 \quad (5.22)$$

Compara-se a função de transferência do sistema em cadeia fechada com a equação de um sistema de 2ª ordem, na forma canónica (5.14).

Da comparação de (5.6) com (5.21) resulta:

$$2 \zeta \omega_n = \frac{1}{T_{d2}} \quad (5.23)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_{Di} \alpha_i}{T_{p2} T_{d2} R_L} \quad (5.24)$$

Os ganhos proporcional e integral do compensador são:

$$K_{pi_{dq}} = \frac{T_{d2}}{T_{p2}} \quad (5.25)$$

$$K_{ii_{dq}} = \frac{1}{T_{p2}} \quad (5.26)$$

Substituindo em (5.23) e (5.24), obtém-se os parâmetros do controlador em função das restantes variáveis:

$$\omega_n = \frac{1}{2 \zeta T_{d2}} \quad (5.27)$$

$$K_{ii_{dq}} = \frac{1}{K_{Di} \alpha_i} R_L \quad (5.28)$$

Onde,  $\omega_n$  é a frequência natural das oscilações, e  $T_{d2}$  é o atraso estatístico do conversor, dado por  $T_{d2} = T_c/2$ . Impõe-se o coeficiente de amortecimento, podendo usar-se o critério ITAE, o que implica  $\zeta = \sqrt{2}/2$ , que normalmente representa o melhor compromisso entre velocidade de resposta e sobrelevação [55]. O ganho do conversor é  $K_{Di} = 400$ .

Finalmente tem-se os seguintes valores para os ganhos do compensador PI:

$$K_{i_{d,q}} = 14,375$$

$$K_{p_{d,q}} = 3,333$$

### 5.2.2. CONTROLO DA TENSÃO NO BARRAMENTO DC

A malha de controlo de tensão permite fazer o controlo da tensão aos terminais do condensador do barramento CC. Esse controlo é feito em conjunto com a malha interna de controlo da corrente, uma vez que a saída do controlador de tensão será a componente directa da corrente de referência para o controlador de corrente.

Além do controlo da potência activa, é também objectivo deste sistema o controlo da potência reactiva de saída do conversor matricial. Desta forma, a componente segundo o eixo d da corrente do referencial girante difásico controla a potência activa entregue ou pedida à rede, enquanto a componente segundo o eixo q controla a potência reactiva.

Considerando que o sentido positivo do trânsito de corrente será do sistema para a rede, as equações que traduzem as potências activa e reactiva são:

$$P = V_{rede\_d} \dot{i}_d \quad (5.29)$$

$$Q = -V_{rede\_q} \dot{i}_q \quad (5.30)$$

De forma a maximizar o factor de potência, impõe-se que a potência reactiva deve ser nula. Isso significa que, de acordo com (5.30), a componente q da corrente deverá ser nula, fica assim definida a referência  $\dot{i}_{q\ ref} = 0$ .

Para obter  $\dot{i}_{d\ ref}$  considera-se que a tensão no condensador é afectada pela corrente pedida/injectada na rede segundo a expressão  $U_{DC} = G(s) \cdot \dot{i}_{d\ ref}$ , onde  $G(s)$  é o inverso da função de transferência do sistema de inversão linearizado (inversor + matricial). Dimensiona-se um sistema de primeira ordem, consideravelmente lento, com uma constante de tempo  $T_{p\_U_{DC}}$ .

Assim sendo, pode construir-se um diagrama de blocos do sistema linearizado.



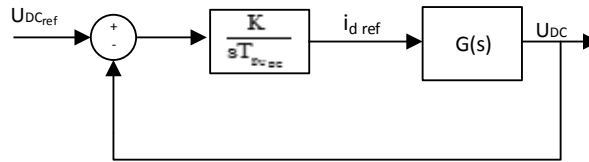


Figura 5.11 - Diagrama de blocos do modelo linearizado para o controlo da tensão.

A função de transferência do modelo linearizado em cadeia fechada do sistema a controlar é:

$$\frac{U_{DC}(s)}{U_{DC\ ref}(s)} = \frac{\frac{K G(s)}{s T_{p_{U_{DC}}}}}{1 + \frac{K G(s)}{s T_{p_{U_{DC}}}}} = \frac{1}{1 + s T_{p_{U_{DC}}}} \quad (5.31)$$

Portanto a referência da corrente virá dada por:

$$U_{DC}(s) = \frac{U_{DC\ ref}(s) - U_{DC}(s)}{s T_{p_{U_{DC}}}} \Rightarrow i_{d\ ref} = \frac{G^{-1}(s)}{s T_{p_{U_{DC}}}} (U_{DC\ ref}(s) - U_{DC}(s)) \quad (5.32)$$

O ganho K, obedece a  $K \cdot G(s) = 1 \Rightarrow K = G^{-1}(s)$ , e é obtido experimentalmente através do quociente da variação imposta na corrente pela variação obtida na tensão.

$$K = \frac{\Delta i_d}{\Delta U_{DC}} \quad (5.33)$$

Chega-se ao valor  $K = 20/300$ . A imprecisão no cálculo deste ganho é desvalorizada, uma vez que  $i_{d\ ref}$  deve variar lentamente e a realimentação do sistema garante alguma insensibilidade ao ganho. A constante de tempo  $T_{p_{U_{DC}}}$  será de 20 ms.

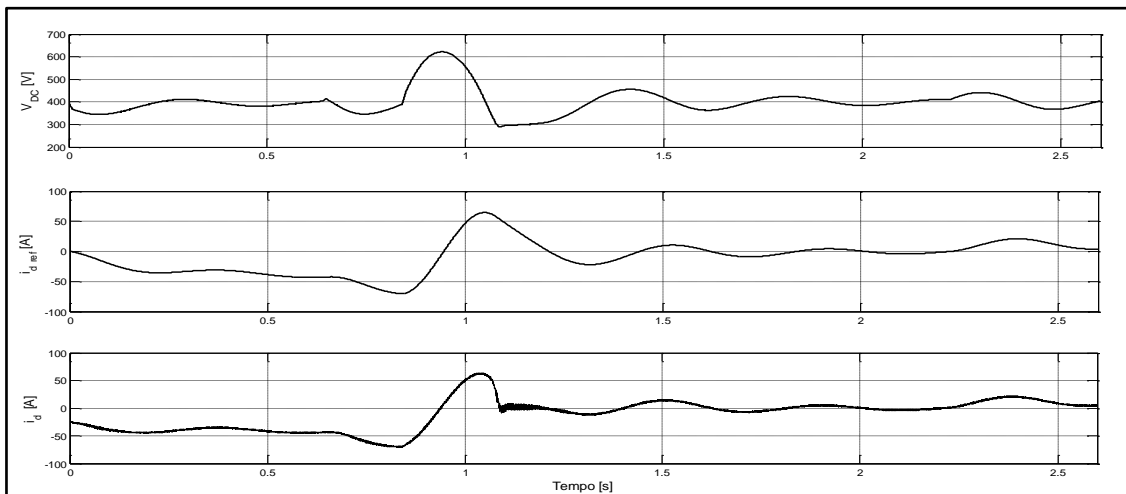
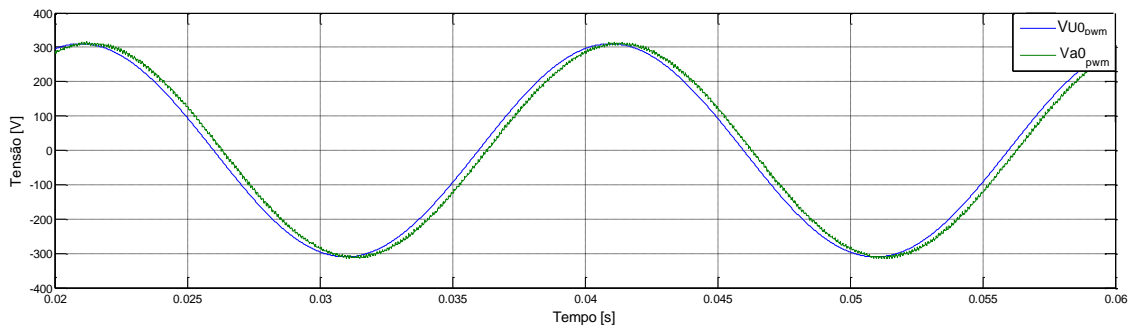


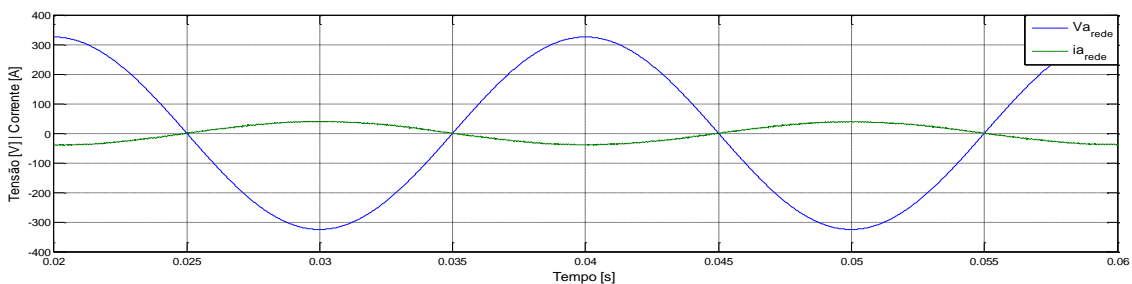
Figura 5.12 – Formas de onda da: a)  $U_{DC}$  - Tensão no barramento DC; b)  $i_{d\ ref}$  - Componente directa da corrente de referência; c)  $i_d$  - Componente directa da corrente pedida/injectada na rede.

A Figura 5.12 ilustra o comportamento dos controladores da corrente da rede e da tensão no barramento CC, conforme foi referido, a tensão  $U_{DC}$  é controlada através da corrente pedida ou injectada na rede, e permite fazer o balanço das potências do sistema. Portanto é o controlador da tensão  $U_{DC}$  que impõe a referência de corrente  $i_{d\text{ref}}$ . Na Figura 5.12 é visível que após os transitórios que provocam a alteração significativa da tensão  $U_{DC}$ , o controlador actua no sentido de controlar a tensão, impondo a referência da corrente, com um atraso que deve corresponder a um período da rede, conforme foi dimensionado. A corrente  $i_d$  responde ao controlador seguindo a referência.



**Figura 5.13 – Formas de onda das tensões simples e filtradas na fase a da rede ( $V_{a\text{rede}}$ ) e na fase u de saída do conversor matricial ( $V_{U0\text{pwm}}$ ), relativas ao neutro da rede.**

Na Figura 5.13, pretende-se realçar a necessidade de haver uma desfasagem entre a tensão na saída do cicloconversor e a tensão da rede, para que haja trânsito de potência. Neste caso a tensão  $V_{U0\text{pwm}}$  está em atraso relativamente à tensão  $V_{a\text{rede}}$ , o que implica que se está a consumir potência da rede, ou seja a corrente circula da rede para o resto do sistema.



**Figura 5.14 – Formas de onda da tensão da rede ( $V_{a\text{rede}}$ ) e da corrente pedida ( $i_{a\text{rede}}$ ) à rede na fase a.**

Uma questão importante nestes sistemas é o consumo de potência reactiva, que se pretende que seja nulo ou muito pequeno, de forma a garantir factor de potência unitário, situação que é garantida se as correntes pedidas à rede estiverem em oposição de fase com a respectiva fase da tensão, ou, no caso de se estar a injectar corrente na rede, estas devem estar em fase com a tensão. Na Figura 5.14, tem-se a corrente da fase a em oposição de fase com a tensão, o que significa que há um trânsito de potência activa da rede para o sistema, e a potência reactiva será nula.

### 5.3. Controlo do Sistema de Armazenamento

O SAE, representado por um condensador de grande capacidade, é controlado por um controlador não linear que garante que a corrente de carga/descarga,  $i_{SAE}$ , segue uma referência.

Para melhor perceber o dimensionamento que se irá fazer reproduz-se na Figura 5.15 o conversor bidireccional, elevador de tensão no sentido do SAE para o barramento CC, que faz a adaptação das grandezas de saída do SAE para o barramento CC.

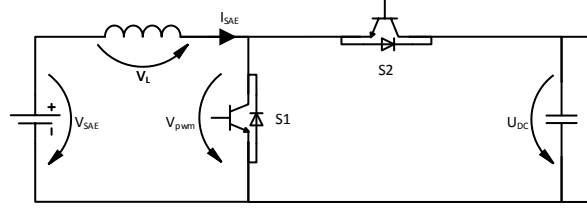


Figura 5.15 – Conversor elevador reversível que liga o SAE ao barramento DC.

A tensão  $V_{pwm}$  pode escrever-se:

$$V_{pwm} = \gamma U_{DC} \quad (5.34)$$

Onde,

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \text{sse } S2 \text{ ON e } S1 \text{ OFF} \\ 0 & \text{sse } S1 \text{ ON e } S2 \text{ OFF} \end{cases} \quad (5.35)$$

A dinâmica da corrente  $i_{SAE}$ , que queremos controlar, pode ser descrita por:

$$L \frac{di_{SAE}}{dt} = V_{SAE} - V_{pwm} = V_{SAE} - \gamma U_{DC} \quad (5.36)$$

Pode definir-se o objectivo do controlo por:

$$i_{SAE} = i_{SAE_{ref}} \quad (5.37)$$

O erro do controlo será dado por:

$$e_{i_{SAE}} = i_{SAE_{ref}} - i_{SAE} \quad (5.38)$$

O controlo faz-se analisando o sinal do erro. Como o sistema é comutado com frequência finita, em valores instantâneos, o erro  $e_{i_{SAE}}$  não será nulo e terá uma componente de tremor associada. Assumindo um valor  $\mathcal{E}$  para esse erro, pode deduzir-se a acção de comando:

$$\text{Se } e_{i_{SAE}} > \varepsilon \Rightarrow i_{SAE_{ref}} > i_{SAE} \Rightarrow i_{SAE} \uparrow (\text{tem de aumentar}) \Rightarrow \frac{di_{SAE}}{dt} > 0 \Rightarrow \gamma = 0 \quad (5.39)$$

$$\text{Se } e_{i_{SAE}} < -\varepsilon \Rightarrow i_{SAE_{ref}} < i_{SAE} \Rightarrow i_{SAE} \downarrow (\text{tem de diminuir}) \Rightarrow \frac{di_{SAE}}{dt} < 0 \Rightarrow \gamma = 1$$

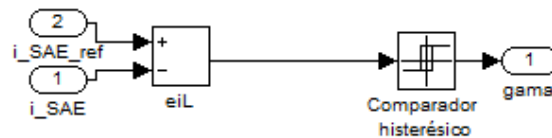
Tomando estas acções de comando temos as seguintes consequências:

$$\text{Se } \gamma = 0 \Rightarrow S1 \text{ ON e } S2 \text{ OFF} \Rightarrow V_L = V_{SAE} > 0 \Rightarrow \frac{di_{SAE}}{dt} > 0 \Rightarrow i_{SAE} \uparrow (i_{SAE} \text{ aumenta}) \quad (5.40)$$

$$\text{Se } \gamma = 1 \Rightarrow S1 \text{ OFF e } S2 \text{ ON} \Rightarrow V_L = V_{SAE} - U_{DC} < 0 \Rightarrow \frac{di_{SAE}}{dt} < 0 \Rightarrow i_{SAE} \downarrow (i_{SAE} \text{ diminui})$$

Para conseguir o comando  $\gamma$  utiliza-se um modulador PWM com realimentação de corrente, que inclui um comparador de histerese, representado na Figura 5.16.

O modulador compara a corrente de saída do SAE com o valor de referência decidindo assim qual o interruptor a colocar em condução.



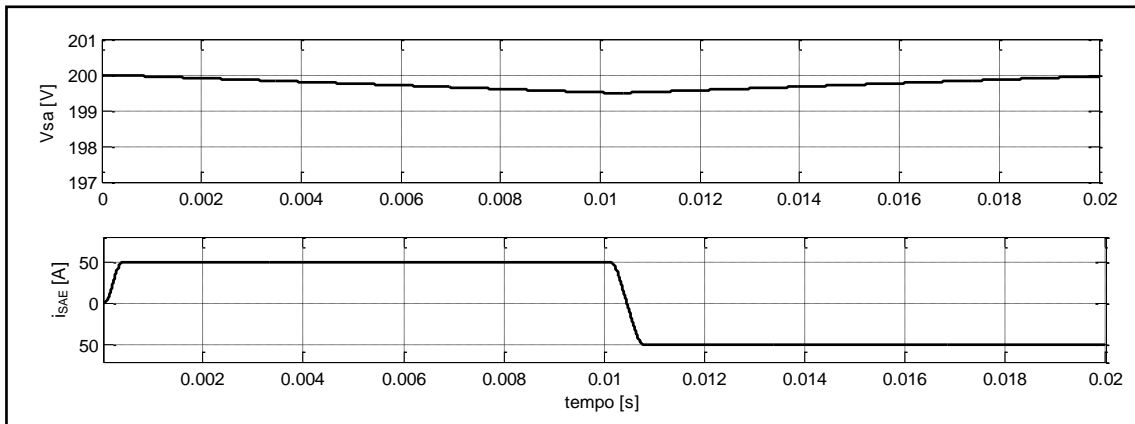
**Figura 5.16 – Controlador não linear da corrente  $i_{SAE}$ .**

Este tipo de controlo implica uma frequência de comutação variável, que neste caso terá um valor máximo dado por:

$$f_{max} = \frac{U_{DC}}{4 L \varepsilon} \quad (5.41)$$

Como neste caso  $L = 1,0 \text{ mH}$  e o erro permitido é de 1% da corrente máxima,  $\varepsilon = 1$ , a frequência máxima será:  $f_{max} = 100 \text{ kHz}$ .

De seguida apresenta-se o resultado da simulação do controlo da corrente do SAE, onde se comprova o correcto funcionamento do controlador.



**Figura 5.17 – Tensão e corrente no sistema de armazenamento.**

É possível verificar pela Figura 5.17 que, impondo a referência contante de  $i_{SAE_{ref}} = 50 \text{ A}$ , durante 0,01 segundos e  $i_{SAE_{ref}} = -50 \text{ A}$  durante o restante tempo de simulação, a corrente  $i_{SAE}$  segue a referência havendo apenas um atraso quando a referência muda devido à dinâmica do sistema. Conforme seria de esperar, a tensão no SAE varia de forma lenta, dada a sua dimensão, sendo que está a descarregar enquanto a corrente  $i_{SAE}$  é positiva, uma vez que a corrente está a ser fornecida ao resto do sistema. E está a carregar enquanto a corrente  $i_{SAE}$  é negativa, uma vez que a corrente está a ser entrar no SAE vinda do resto do sistema.

## 5.4. Supervisor

O supervisor é um sistema de decisão, com uma vista geral de todo o sistema que, baseado em determinadas condições, toma decisões que permitem um controlo automático do sistema. Ao longo deste capítulo tem-se vindo a desenvolver os vários controladores, que individualmente permitem controlar cada subsistema do sistema proposto, tipicamente esses controladores actuam de modo a que a variável de controlo siga uma referência, cujo valor não se tem dado importância. O supervisor será o responsável por decidir qual a referência que cada controlador deve seguir em cada instante, nomeadamente a corrente de carga e descarga do SAE,  $i_{SAE_{ref}}$  e a corrente de carga das baterias do EV,  $i_{car_{ref}}$ , para isso tem acesso a quatro variáveis,  $P_{painei}$ ,  $i_{car}$ ,  $SOC_{SAE}$  e  $SOC_{bat}$ .

A tomada de decisão baseia-se nas seguintes condições, Figura 5.19:

- Se existe veículo a carregar e  $SOC_{SAE} > 20\%$ ,  $\rightarrow i_{SAE_{ref}} = i_{descarga}$ .
- Se existe veículo a carregar e  $SOC_{SAE} < 20\%$ ,  $\rightarrow i_{SAE_{ref}} = 0$ .
- Se não existe veículo a carregar e  $P_{painei} \geq 45\%$  de  $P_{painei_{max}}$  e  $SOC_{SAE} < 100\%$ ,  $\rightarrow i_{SAE_{ref}} = -i_{max\_carga}$

- Se não existe veículo a carregar e ( $15\%$  de  $P_{\text{painel\_max}} \leq P_{\text{painel}} < 45\%$  de  $P_{\text{painel\_max}}$ ) e  $\text{SOC}_{\text{SAE}} < 100\%$ ,  $\rightarrow i_{\text{SAE\_ref}} = -i_{\text{painel}}$
- Se não existe veículo a carregar e  $P_{\text{painel}} < 15\%$  de  $P_{\text{painel\_max}}$  e  $\text{SOC}_{\text{SAE}} < 100\%$ ,  $\rightarrow i_{\text{SAE\_ref}} = -40\% \cdot i_{\text{max\_carga}}$
- Se  $\text{SOC}_{\text{bat}} \leq 80\%$   $\rightarrow i_{\text{car\_ref}} = 125 \text{ A}$ .
- Se ( $80\% < \text{SOC}_{\text{bat}} < 100\%$ )  $\rightarrow i_{\text{car\_ref}} = 100 \text{ A}$ .
- Se  $\text{SOC}_{\text{bat}} = 100\%$   $\rightarrow i_{\text{car\_ref}} = 0 \text{ A}$ .

A corrente máxima de carga do SAE,  $i_{\text{max\_carga}}$  assume-se ser 50 A, valor adequado para se conseguir observar resultados nos intervalos simulados. A corrente de descarga,  $i_{\text{descarga}}$  considera-se de 100 A, que corresponde a 50 A no barramento CC, ou seja 40% da corrente de carga das baterias.

O cálculo do estado de carga do SAE e da bateria do veículo são determinados assumindo que a tensão varia linearmente durante a carga e descarga.

Assim, no caso do SAE, pode dizer-se que a carga/descarga é traduzida por uma recta com declive  $m = \frac{\Delta \text{SOC}_{\text{SAE}}}{\Delta V_{\text{SAE}}}$ .

Assumindo que, quando o estado de carga varia dos 0% aos 100%, a tensão varia linearmente dos 180V aos 200 V, portanto o declive vem dado por  $m = \frac{100}{20} = 5$ , Figura 5.18.

A equação que descreve o SOC do SAE será dada por:

$$\text{SOC}_{\text{SAE}} [\%] = 5 \cdot V_{\text{SAE}} - 900 \quad (5.42)$$

Seguindo o mesmo raciocínio para a bateria, assumindo que quando o estado de carga varia dos 0% aos 100%, a tensão nas baterias varia linearmente dos 380V aos 400 V, chega-se à equação:

$$\text{SOC}_{\text{bat}} [\%] = 5 \cdot V_{\text{bat}} - 1900 \quad (5.43)$$

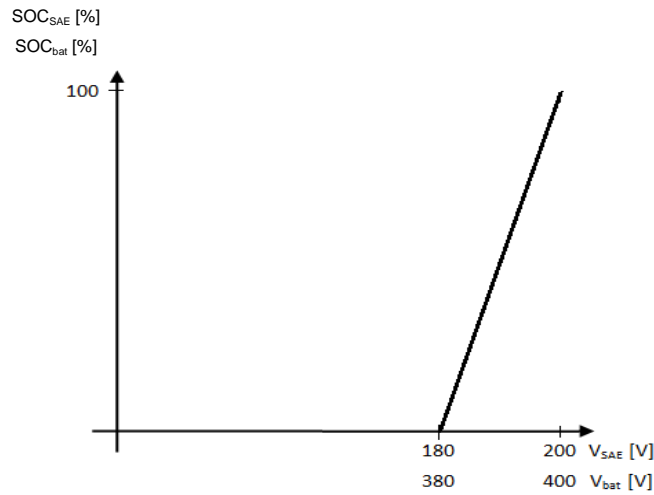


Figura 5.18 – Representação da variação da tensão na bateria/SAE em função do SOC.

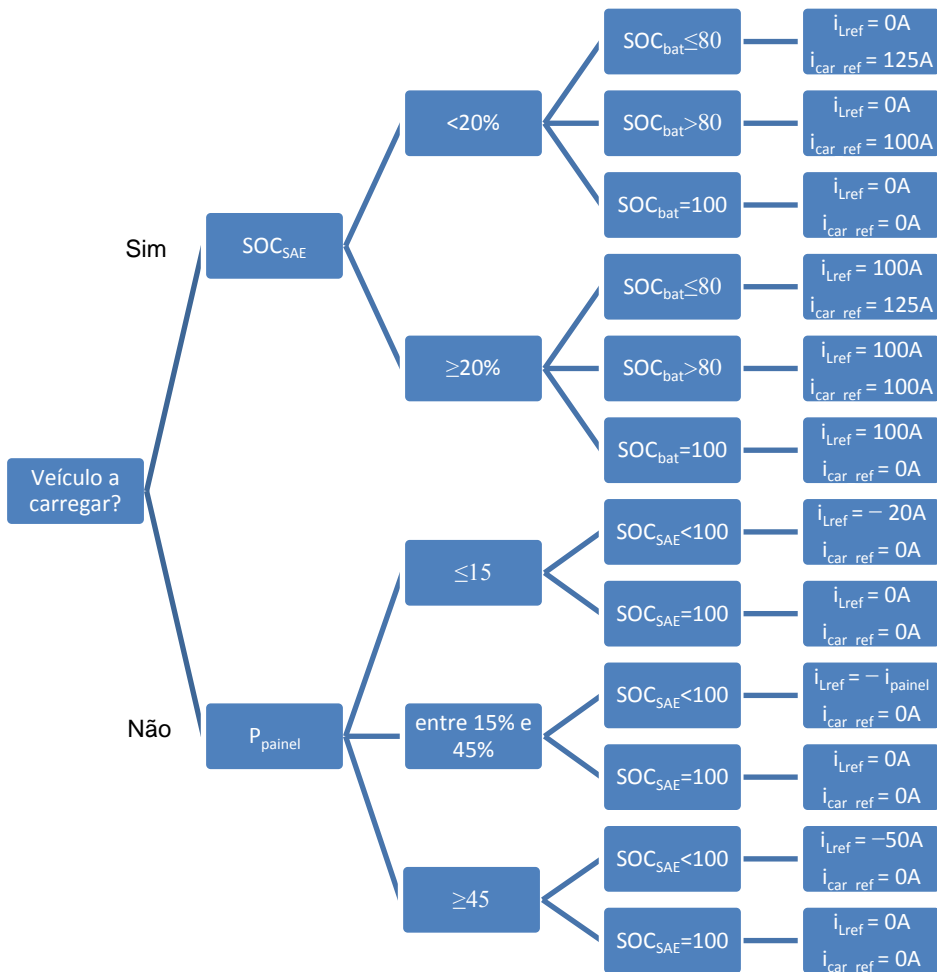


Figura 5.19 – Fluxograma do supervisor.





## 6. Cenários Simulados

Ao longo desta dissertação apresentou-se o desenvolvimento de cada componente do sistema multiporto proposto e, a par desse desenvolvimento foram-se apresentando os modelos de simulação usados, e os correspondentes resultados das simulações de cada subsistema individualmente.

Neste capítulo pretende-se evidenciar o funcionamento do sistema de forma global, controlado automaticamente pelo supervisor. Para isso, apresentam-se resultados das simulações do sistema, em diversas situações de funcionamento, nomeadamente, quando há variação do contributo das várias fontes de alimentação do sistema (rede, PV, SAE) e quando há alteração no estado de carga da bateria do veículo. De referir que, os tempos simulados são uma fracção dos tempos reais, uma vez que se usam capacidades equivalentes para representar o SAE e as baterias do EV. Pretende-se assim verificar o funcionamento e a capacidade de resposta dos vários conversores.

### 6.1. Cenário 1

Neste cenário considera-se que:

- A carga das baterias do veículo é efectuada com o PV a fornecer potência constante correspondente a  $G=700 \text{ W/m}^2$
- O SAE com capacidade suficiente para fornecer sempre potência ao longo de todo o carregamento das baterias.

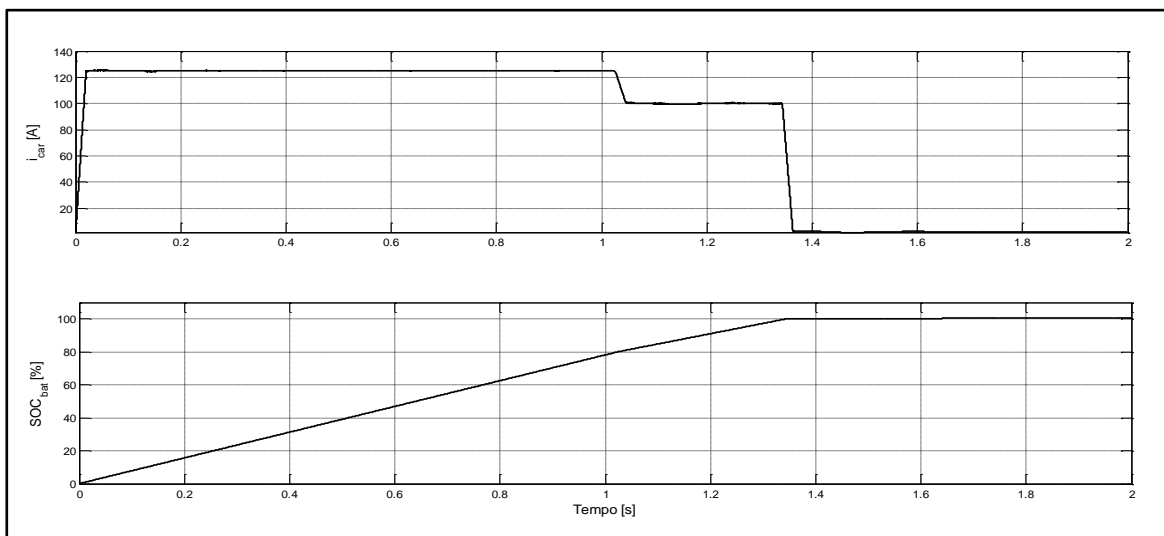


Figura 6.1 – Corrente média de carga e SOC das baterias do veículo.

Neste primeiro caso de estudo, pode concluir-se que a carga do veículo ocorreu da forma esperada, Figura 6.1. A corrente média fornecida pelo carregador manteve-se no valor nominal de

125 A, para o qual está controlado até que o SOC da bateria atingir os 80%,  $t=1,1s$ . A partir daí, a corrente média de carga diminui para os 100 A, conforme se especificou no sistema supervisor, até que a carga esteja completa,  $t=1,3s$ , passando depois a não haver corrente no carregador, uma vez que este está desconectado.

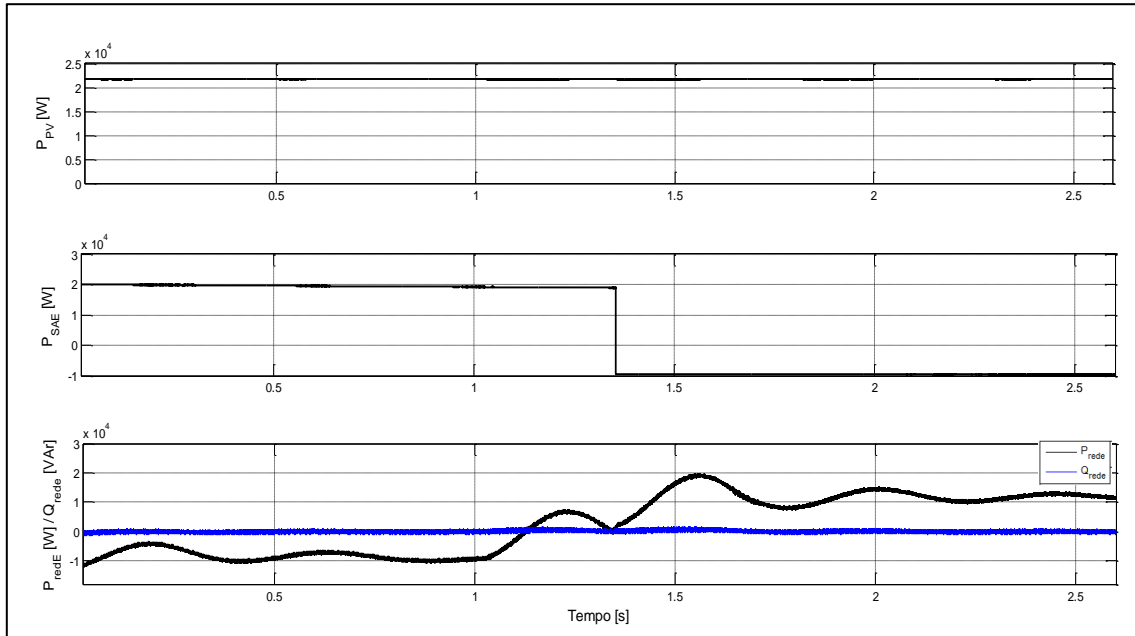


Figura 6.2 – Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.

A alimentação do sistema é feita por três fontes que se complementam de forma a garantir a corrente pedida pelo carregador, Figura 6.2.

Até  $t=1,35s$ , intervalo em que as baterias do veículo estão a carregar, o SAE fornece potência.

Após  $t=1,35s$ , a carga das baterias está completa, o SAE começa a carregar, consumindo uma potência de cerca de 10 kW, que será fornecida pelo PV.

O PV está a fornecer de forma constante e ininterrupta uma potência de cerca de 21,7 kW, que corresponde ao ponto MPP nas condições referidas. Essa potência é consumida pelo carregador durante a carga das baterias, até  $t = 1,35s$ , depois é consumida em parte pelo SAE e o restante é injectado na rede.

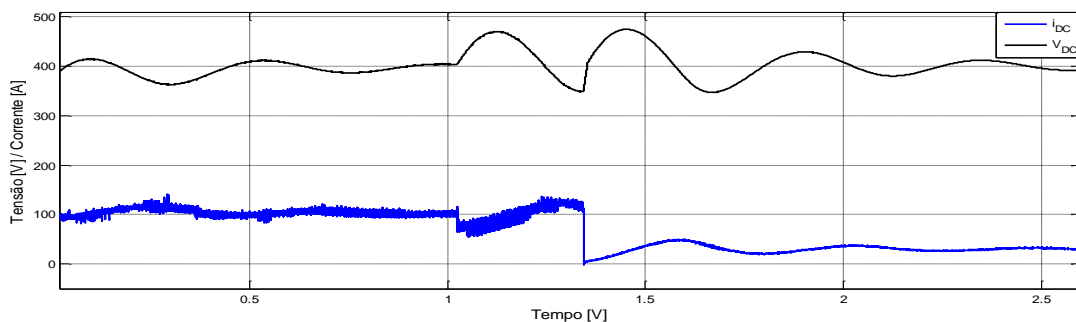
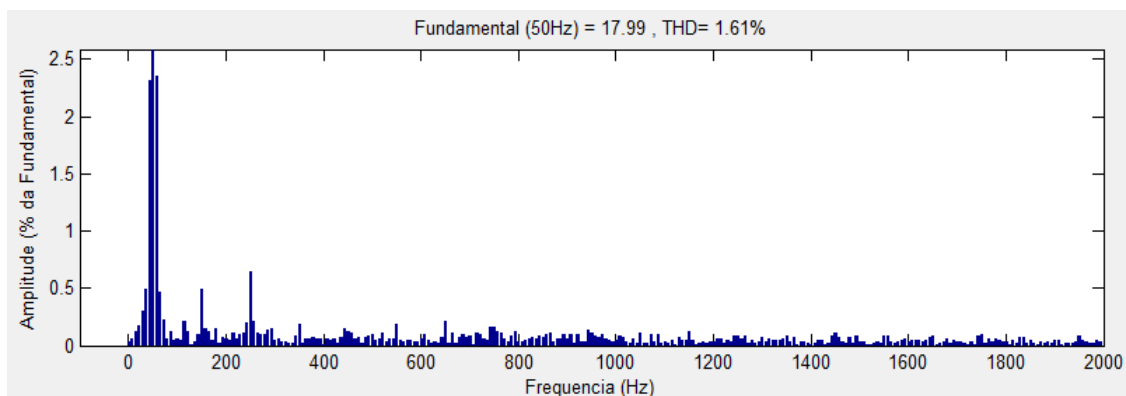
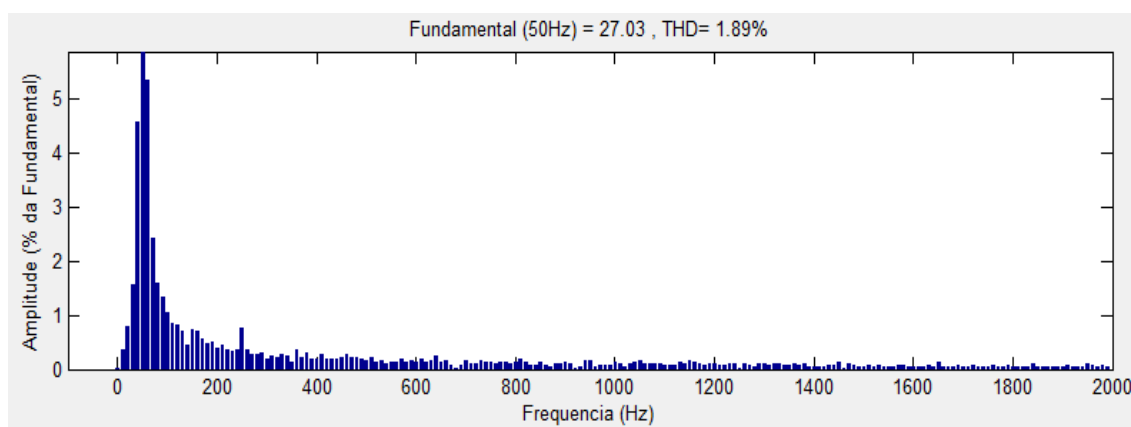


Figura 6.3 – Tensão e corrente no barramento CC.

Atendendo a que o carregador, em condições nominais, consome 125 A, que corresponde a uma potência de 50 kW, o balanço das potências é garantido pelo sistema supervisor, que interage com a rede, pedindo ou injectando potência, de modo a garantir que a tensão no barramento CC se mantenha nos 400 V, em regime estacionário, Figura 6.3 e garantindo sempre potência reactiva nula na ligação à rede.



**Figura 6.4 – Espectro harmónico da corrente filtrada na fase a da rede (corrente pedida)**



**Figura 6.5 - Espectro harmónico da corrente filtrada na fase a da rede (corrente injectada)**

A correcta interacção do sistema com a rede eléctrica garante que a corrente pedida/injectada tem uma forma de onda sinusoidal, com baixo conteúdo harmónico, o que se verifica pela Figura 6.4 e pela Figura 6.5. Aplicou-se um filtro passa-baixo, que corta harmónicas de ordem superior a 50 à corrente da fase a e obtém-se uma taxa de distorção harmónica total (THD) inferior a 2%, em estado quase estacionário. Estes baixos valores de THD são possíveis devido aos elementos de filtragem usados, aos conversores (Matricial+Inversor) nos conversores e às estratégias de modulação usadas.

## 6.2. Cenário 2

Neste cenário considera-se que:

- O PV a fornecer potência constante correspondente a  $G=700 \text{ W/m}^2$ .
- O SAE tem capacidade limitada e insuficiente para fornecer energia durante todo o carregamento das baterias.

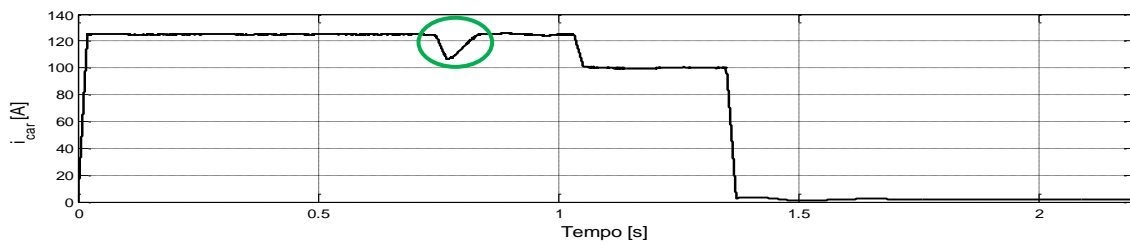


Figura 6.6 – Corrente média de carga das baterias do veículo.

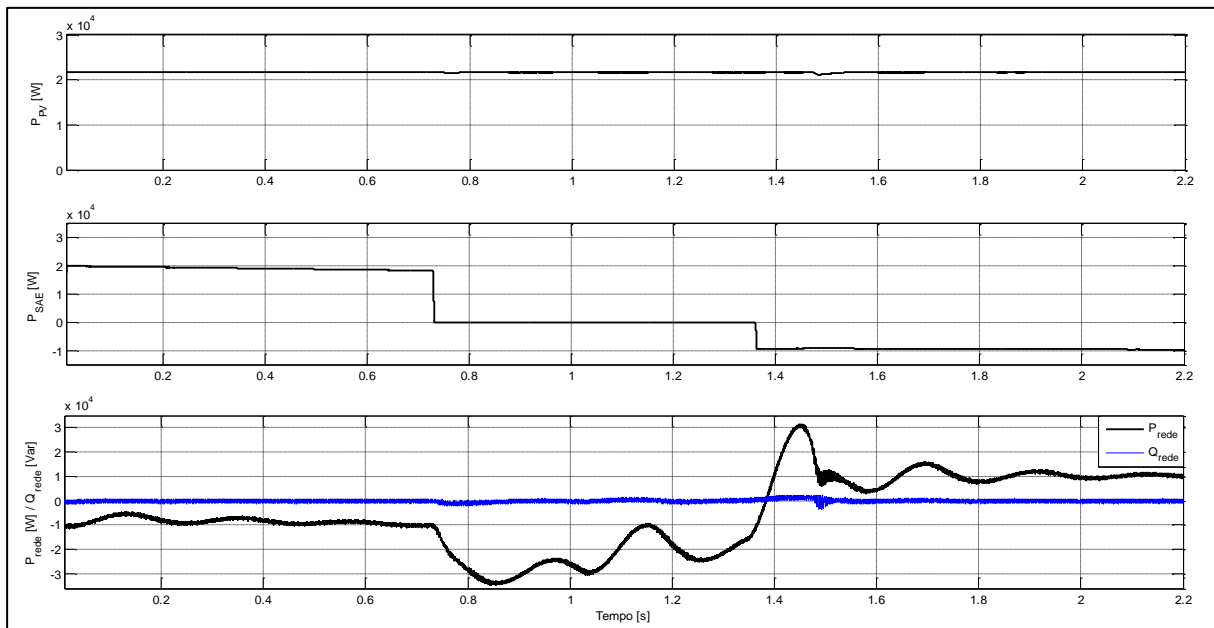


Figura 6.7 - Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.

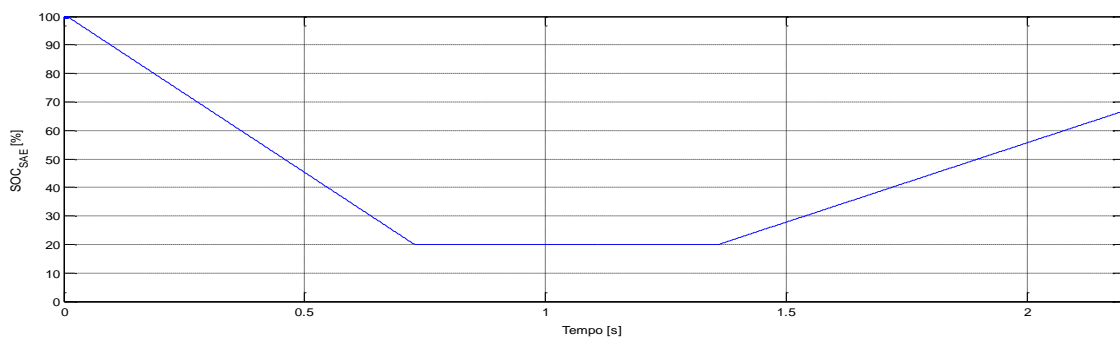


Figura 6.8 – SOC do sistema de armazenamento.

Este cenário difere do anterior, no sentido em que o SAE não tem capacidade para garantir uma alimentação contínua de corrente ao longo de todo o período de carregamento das baterias do veículo, Figura 6.8.

Em  $t=0,75s$ , quando o SOC do SAE atinge os 20%, este é desligado, sendo que a rede deverá compensar a potência que o SAE deixou de fornecer. A dinâmica do sistema e o facto do controlador da tensão no barramento DC, que faz o balanço das potências, ser lento, provocam um transitório, visível à escala de tempo simulada, na potência pedida à rede, Figura 6.7 e na corrente de carga das baterias, Figura 6.6.

Em  $t=1,35s$ , após o carregador terminar a sua operação de carregamento, o SAE começa a carregar-se e, à semelhança do que acontece no cenário 1, a corrente restante, proveniente do PV é injectada na rede.

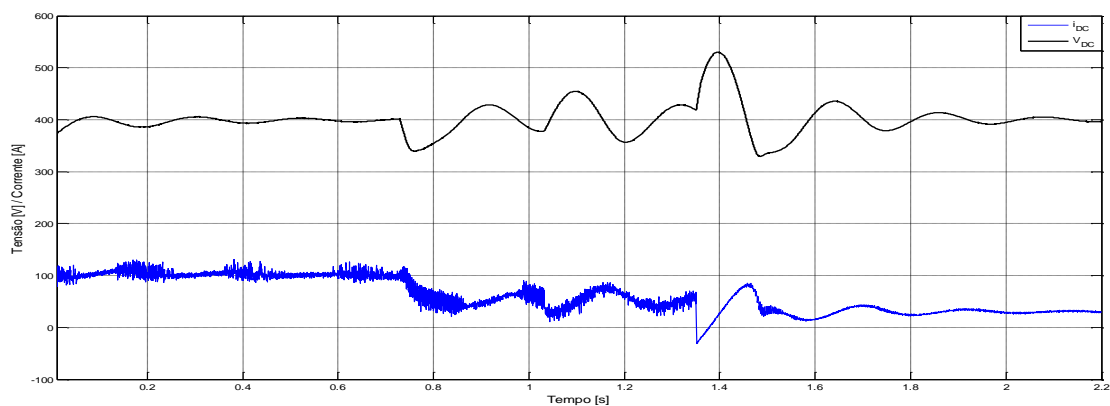


Figura 6.9 – Tensão e corrente no barramento CC.

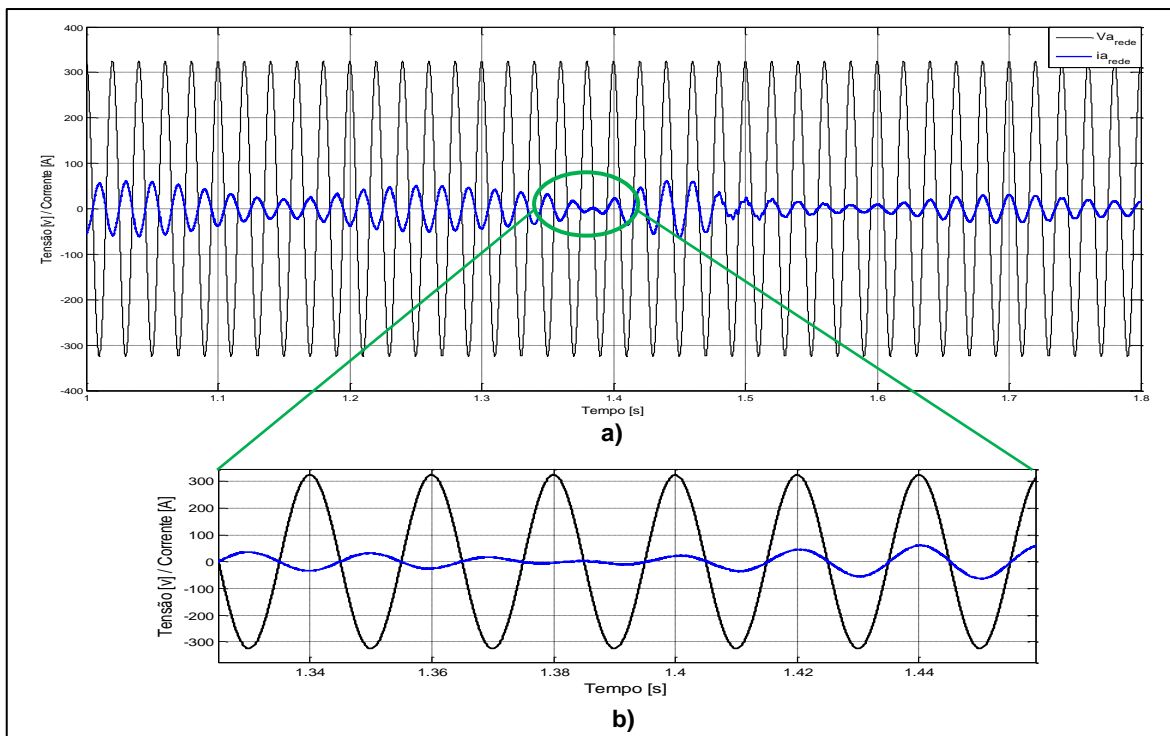


Figura 6.10 – a) Tensão da rede e corrente pedida/injectada na rede na fase a. b) Zona de transição, tensão e corrente deixam de estar em fase e passam a estar em oposição de fase.

Para garantir que a potência reactiva seja tendencialmente nula, em cada fase, a corrente pedida ou injectada na rede deverá estar em oposição de fase ou em fase, respectivamente, com a tensão da rede. A Figura 6.10 permite verificar que esta condição se verifica para a fase a, e tem assinalada a zona de transição, a partir da qual a corrente deixa de transitar no sentido da carga e passa a circular no sentido da rede, ou seja, a rede passa a absorver essa corrente excedentária, proveniente do PV.

### 6.3. Cenário 3

Neste cenário considera-se que:

- O PV fornece potência variável;
- O SAE tem capacidade limitada e insuficiente para fornecer durante todo o carregamento das baterias;
- O SOC<sub>bat</sub> é inicialmente de 50%.

Nesta situação analisa-se o comportamento do SAE e da rede quando o PV fornece uma potência variável, por isso, simula-se um carregamento mais curto das baterias, de modo a que o transitório provocado pelas variações na corrente pedida pelo carregador não afecte as ocorrências se pretendem analisar.

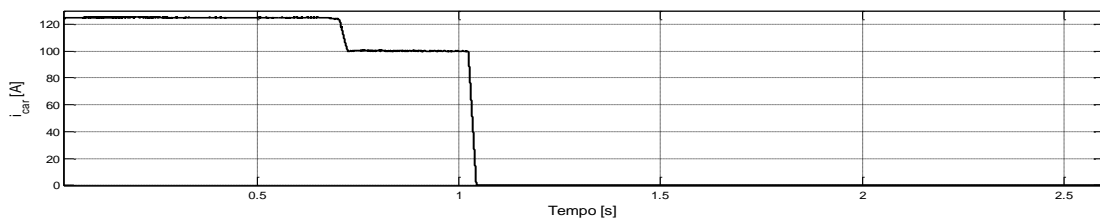


Figura 6.11 – Corrente média de carga das baterias do veículo.

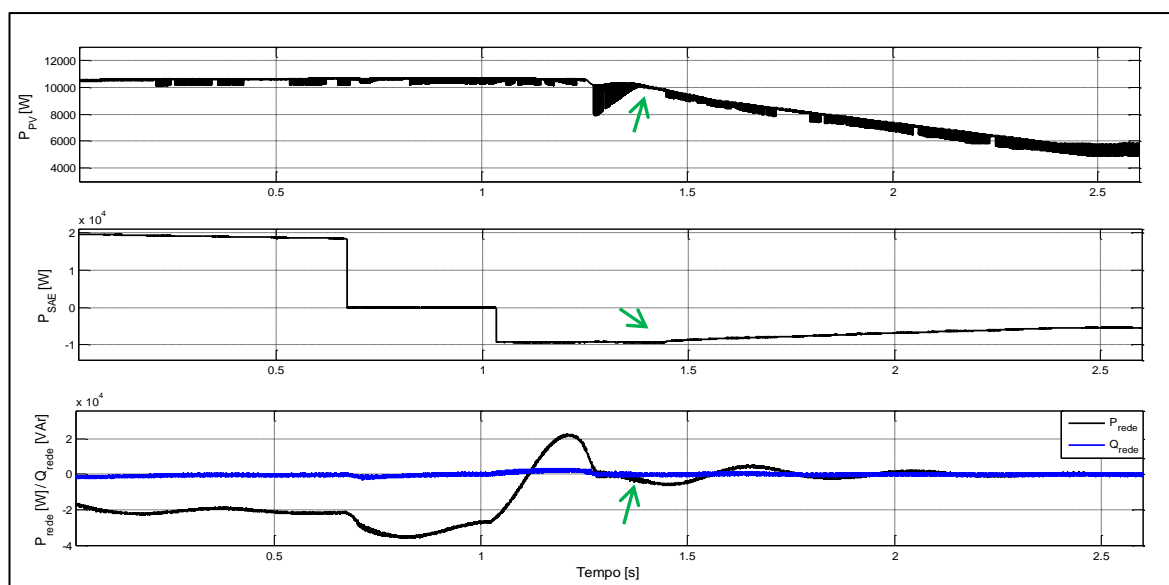
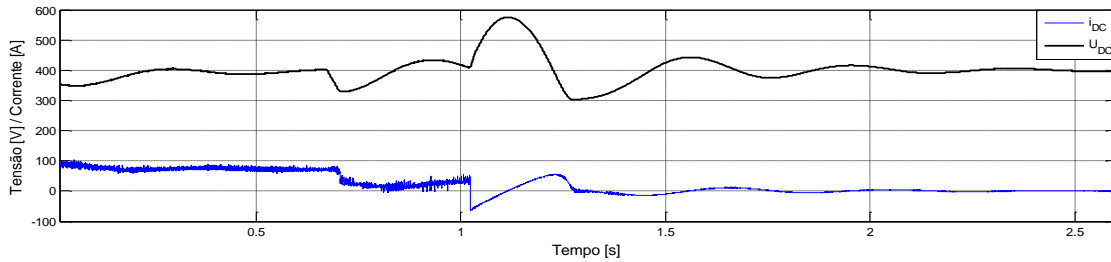


Figura 6.12 - Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.



**Figura 6.13 - Tensão e corrente no barramento CC.**

As figuras demonstram o correcto comportamento do sistema.

Até  $t=0,65$ , o SAE fornece potência ao carregador, a partir desse instante o  $SOC_{SAE}$  atinge 20% e deixa de fornecer.

Em  $t=1,1$ s, após o carregamento das baterias, o SAE começa a recarregar-se com a corrente máxima de carga (50 A que equivale a cerca de 25 A no barramento CC, devido ao conversor elevador de tensão), a restante corrente fornecida pelo PV será injectada na rede.

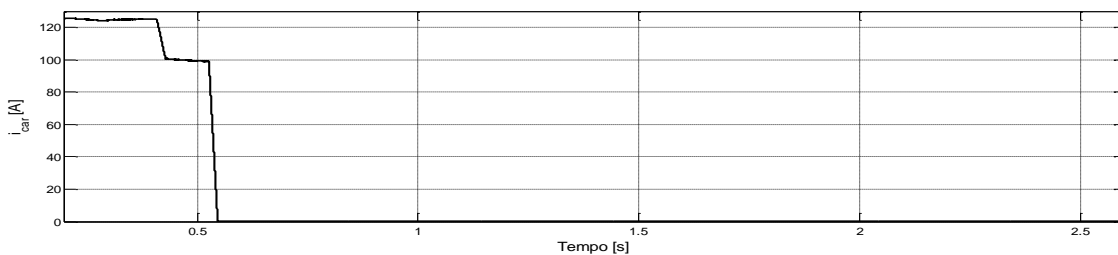
Em de  $t=1,4$ s, devido à redução da irradiância, a potência fornecida pelo PV é menor e, neste instante, atinge 45% da potência máxima do painel nas condições assumidas ( $G=700 \text{ W/m}^2$ ,  $T_c=45^\circ\text{C}$ ), assinalado na Figura 6.12. A partir deste instante o SAE passa a ser carregado com a corrente, cada vez menor, proveniente do PV, por esse motivo não haverá trânsito de corrente no sentido da rede e a corrente no barramento DC à entrada do inversor é nula, Figura 6.13.

## 6.4. Cenário 4

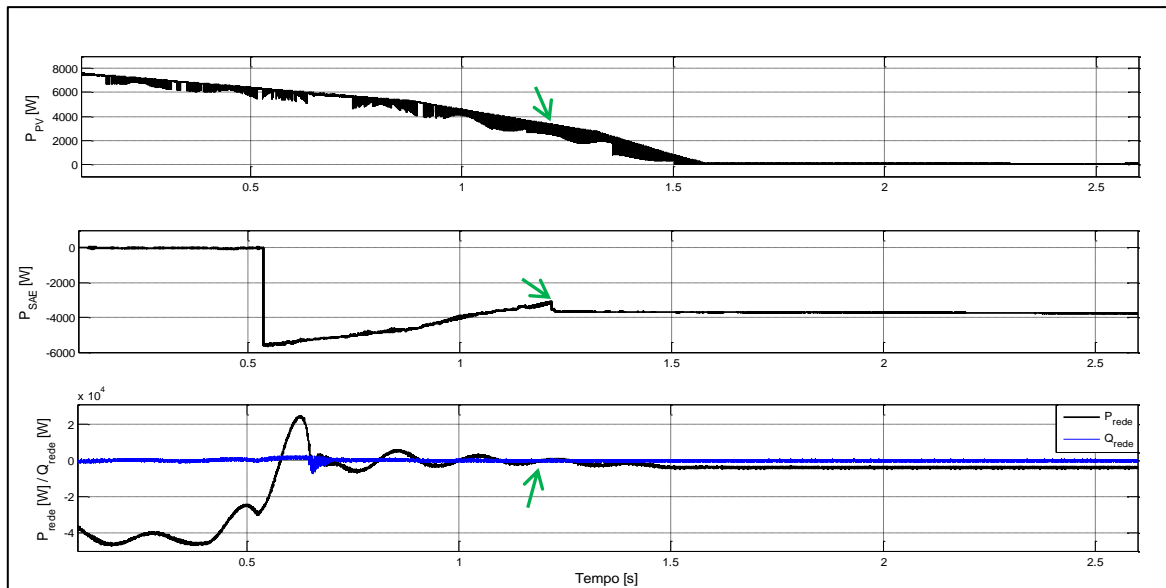
Neste cenário considera-se que:

- O PV fornece potência variável decrescente até sair de funcionamento;
- O SAE está inicialmente descarregado ( $SOC_{SAE} \leq 20\%$ );
- O  $SOC_{bat}$  é inicialmente de 75%.

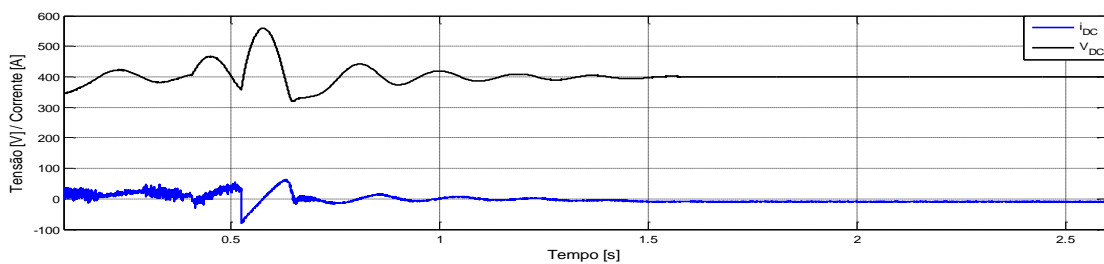
Este caso de estudo pretende evidenciar a possibilidade de carregamento do veículo quase exclusivamente a partir da rede eléctrica. Pretende-se ainda demonstrar a bidireccionalidade de todo o sistema, através do carregamento do SAE a partir da rede e com o PV a fornecer uma potência residual.



**Figura 6.14 - Corrente média de carga das baterias do veículo.**



**Figura 6.15 - Potências das várias fontes de alimentação do sistema. a) Potência fornecida pelo painel; b) Potência fornecida/pedida pelo sistema de armazenamento ; c) Potência fornecida/pedida à rede.**



**Figura 6.16 - Tensão e corrente no barramento CC.**

A Figura 6.14 evidencia o carregamento parcial das baterias do EV, com uma duração inferior à das outras situações, uma vez que já estavam parcialmente carregadas.

Na Figura 6.15 é visível o controlo efectuado pelo supervisor. Até  $t=0,55s$  a bateria está a carregar, com a pouca potência proveniente do painel e o restante proveniente da rede.

Até  $t=1,2s$ , o PV fornece uma potência cada vez menor até praticamente se anular, portanto o supervisor determinou que após a carga da bateria, o SAE se carregasse com a potência disponibilizada pelo painel.

Em  $t=1,2s$ , assinalado na figura 6.14 pelas setas, a potência do painel atinge 15% da potência máxima (com  $G=700 \text{ W/m}^2$ ). A partir daí, o SAE carrega com um valor de corrente constante, de cerca de 20 A, definido pelo supervisor, que corresponde a 10 A no barramento CC, fornecida em parte pelo painel, e o restante pela rede, conforme visível na Figura 6.15 e na Figura 6.16.

Esta é uma situação que pode acontecer numa implementação real deste projecto, por exemplo durante a noite, quando não há sol o SAE pode carregar-se a partir da rede aproveitando as horas de vazio, e fornecer essa potência num carregamento durante o dia em horas de maior consumo, exigindo menos potência da rede.



## 7. Conclusões

---

O principal objectivo deste trabalho foi propor um carregador rápido de veículos eléctricos com múltiplas fontes de alimentação. A concepção do sistema foi feita a pensar que no futuro, uma estação de combustível comum possa oferecer postos de carregamento rápido para EV's. Como se referiu ao longo da dissertação este tipo de carregador exige elevados valores de potência e a sua disseminação pode comprometer a qualidade da energia e a capacidade das actuais infra-estruturas de distribuição de energia. Nesse sentido, nesta dissertação propôs-se um sistema que minimiza a necessidade de alimentação proveniente da rede eléctrica, aproveitando o espaço físico disponibilizado pelas coberturas das estações para instalar painéis solares e ainda utilizando sistemas de armazenamento que interligados por um supervisor facilitam a integração destes sistemas com a rede.

O sistema global é um conjunto de subsistemas constituídos por conversores electrónicos de potência que interligados formam aquilo a que podemos chamar um sistema de conversão multiporto. Como fontes de alimentação do carregador rápido tem-se a rede eléctrica, os painéis solares e o sistema de armazenamento de energia.

Construiu-se um simulador de um painel fotovoltaico adaptado às dimensões típicas das estações de combustível, ligado por um conversor elevador ao barramento de corrente contínua do sistema, que permite explorar o painel nas condições de máxima potência. Simulou-se também um sistema de armazenamento de energia, ligado em paralelo com o painel ao barramento CC, através dum conversor elevador reversível. O barramento CC interage com o painel, o sistema de armazenamento, o carregador e a rede, através de um sistema de conversão CC-CA, constituído por um inversor, um transformador de isolamento e um conversor matricial (CA-CA), que permite uma correcta ligação à rede, garantindo potência reactiva nula e baixo conteúdo harmónico. O carregador é constituído por um rectificador que disponibiliza valores de corrente até 125 A nos terminais da bateria.

Ao longo dos vários capítulos apresentaram-se as topologias propostas, fez-se o dimensionamento dos componentes de filtragem, desenvolveram-se processos de modulação adequados, apresentaram-se os respectivos modelos de simulação e alguns resultados de simulação. No capítulo 6, apresentaram-se as simulações do sistema global em diversos cenários que permitiram explorar o comportamento global do sistema.

Este é um sistema complexo, com um elevado número de conversores, todos a trabalhar em sincronismo, por isso, exigiu um grande esforço na escolha das estratégias de comutação e de controlo dos vários conversores electrónicos.

Da observação dos resultados obtidos conclui-se que o sistema responde de acordo com o esperado em todos os cenários estudados. Existem transitórios, provocados por variações bruscas dos valores de referência dos controladores, que numa implementação real são desprezáveis face aos tempos típicos de carregamento rápido das baterias. Em regime estacionário verifica-se que todo o sistema funciona correctamente e o trânsito das potências ocorre conforme previsto. É garantida

uma correcta interacção com a rede através do conversor matricial, com taxas de distorção harmónica das correntes relativamente baixas (<2%) e factor de potência quase unitário. Conclui-se portanto que o objectivo de minimizar a participação da rede de forma sustentada na alimentação do carregador rápido é cumprido por este sistema.

## **7.1. Perspectivas de trabalho futuro**

Como trabalho futuro, seria interessante o estudo económico do sistema proposto e a construção de um protótipo experimental, de forma a estudar a mais-valia prática e comparar com os actuais carregadores rápidos em mercado.

Seria também interessante o desenvolvimento de um sistema supervisor, mais avançado que o proposto, utilizando lógica fuzzy, que permita uma melhor adaptação ao contexto de funcionamento, avaliando diversas condições que não são tidas em conta nesta dissertação, como por exemplo o consumo instantâneo da rede.

E ainda, a optimização do filtro de ligação à rede, por exemplo através de um filtro LCL, de terceira ordem, que permita minimizar ou anular a distorção harmónica das correntes.

# Bibliografia

---

- [1] M. Gago, "AutoClassico - O Portal do Antigomobilismo," AutoClassico, [Online]. Available: <http://www.autoclassico.com.br/autoclassico2/?p=10668#>. [Acedido em 20 Fevereiro 2013].
- [2] C. O. Lafuente, "Carregador de Baterias Monofásico para Aplicação em Veículos Eléctricos - Programa de Pós-graduação em Engenharia Eléctrica," Fortaleza, 2011.
- [3] Enerwise, "Enerwise – Energia Sustentável," Enerwise, 31 12 2012. [Online]. Available: <http://blog.enerwise.pt/2012/12/31/publicadas-novas-tarifas-minigeracao-e-microgeracao-para-2013/>. [Acedido em 21 Fevereiro 2013].
- [4] Portal das Energias Renováveis, "Portal das Energias Renováveis," [Online]. Available: <http://www.energiasrenovaveis.com>. [Acedido em Abril 2013].
- [5] Y. K., H. Z. De La Parra e M. Reza, "Distribution grid impact of plug-in electric vehicles charging at fast charging stations using stochasticcharging model," em *in Proc. Eur. Conf. EPE*, Birmingham, U.K, 2011.
- [6] R. Prata, P. M. S. Carvalho, C. A. Santos e L. M. Da Silva, "Portuguese LV expected investment needs until 2020 associated with the electrical vehicle and microgeneration integration," em *CIREC Workshop*, Lisboa, 2012.
- [7] C. Camus, M. C. Silva, T. Farias e J. Esteves, "Impact of Plug-in Hybrid Electric Vehicles in the Portuguese Electric Utility System," em *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG '09. International Conference on*, 2009.
- [8] Associação Portuguesa do Veículo Eléctrico, "APVE," 2003. [Online]. Available: <http://www.apve.pt/content01.asp?treelD=06/00&categoriaID=104>. [Acedido em 29 Abril 2013].
- [9] GE Energy Management Industrial Solutions, "Soluções para Carregamento de Veículos Eléctricos (DuraStation™ - Catálogo de Produtos)," [Online]. Available: [https://www.geindustrial.com.br/download/catalogs/GE\\_DuraStation.pdf](https://www.geindustrial.com.br/download/catalogs/GE_DuraStation.pdf). [Acedido em 29 Abril 2013].
- [10] A. L. Lenz, "Veículos Automotivos Movidos a Eletricidade," ebah, Abril 2012. [Online]. Available: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAfOLEAI/veiculos-automotivos-movidos-a-eletricidade?part=7>. [Acedido em 12 Março 2013].
- [11] E-move, "Portal e-move," Absolutauge Produções Lda, 02 Fevereiro 2013. [Online]. Available: <http://e-move.tv/noticias/carregadores-chademo-duplicaram-se>. [Acedido em 29 Abril 2013].
- [12] CHAdeMO, "CHAdeMO," [Online]. Available: [http://www.chademo.com/wp/wp-content/uploads/2012/12/09.25\\_CHAdeMO\\_Fast\\_Charger\\_v2.pdf](http://www.chademo.com/wp/wp-content/uploads/2012/12/09.25_CHAdeMO_Fast_Charger_v2.pdf). [Acedido em 30 Abril 2013].
- [13] A. L. Lenz, "Veículos Eléctricos - Os Carros Verdes - Emissão "Zero" de Carbono - Tecnologias e Empreendimentos," 3 Julho 2012. [Online]. Available: <http://automoveiseletricos.blogspot.pt/2012/07/o-protocolo-chademo-e-as-estacoes-de.html>.

[Acedido em 29 Abril 2013].

- [14] A. S. Yilmaz, M. Badawi, Y. Sozer e I. Husain, "A fast battery charger topology for charging of electric vehicles," em *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, 2012.
- [15] S. Dusmez, A. Cook e A. Khaligh, "Comprehensive analysis of high quality power converters for level 3 off-board chargers," em *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE*, 2011.
- [16] G. Waltrich, J. L. Duarte e M. Hendrix, "Multiport Converter for Fast Charging of Electrical Vehicle Battery: Focus on DC/AC Converter," em *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011.
- [17] G. Joos, M. de Freige e M. Dubois, "Design and Simulation of a Fast Charging Station for PHEV/EV batteries," em *Electric Power and Energy Conference (EPEC), IEEE*, 2010.
- [18] B. Sanzhong, Y. Du e S. Lukic, "Optimum design of an EV/PHEV charging station with DC bus and storage system," em *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, 2010.
- [19] Z. Chuanhong , S. D. Round e J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," *IEEE Transactions on*, vol. 23, n.º Power Electronics, pp. 2443-2453 , 2008.
- [20] G. Waltrich, J. L. Duarte e M. Hendrix, "Multiport Converters for Fast Chargers of Electrical Vehicles - Focus on High-frequency Coaxial Transformers," em *International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010.
- [21] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya-De La Parra, A. Coccia, N. Butcher e O. Apeldoorn, "Ultra-Fast DC-Charge Infrastructures for EV-mobility and future smart grids," em *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES*, 2010.
- [22] J. F. Silva, *Transformer Design*, Lisboa: Instituto Superior Técnico - Texto Complementar da disciplina SAA, 2012.
- [23] C. Po-Tai, Y. Siang-Yu, G. Yeh e W. Shinn-Shyong, "Design and Implementation of Coaxial Winding Transformers for Isolated DC-DC Converters," em *Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007.
- [24] W. D. Buchanan, J. F. Mohos e W. E. Rippel, "Battery Charging System and Method," *U.S. Patent Number 7,256,516*, 14 Agosto 2007.
- [25] J. A. Carr e J. C. Balda, "A grid interface for distributed energy resources with integrated energy storage using a high frequency AC link," em *Power Electronics Specialists Conference, IEEE*, 2008.
- [26] P. M. Conceição , *Sinalização Rodoviária com LEDs de Alto Brilho Alimentada por Sistema Fotovoltaico*, Universidade do Minho - Dissertação de Mestrado, 2011.
- [27] S. G. Abelho, "Armazenamento de Energia Eléctrica: Cenários para o Sistema Eléctrico Português," FCT - Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Energias Renováveis – Conversão Eléctrica e Utilização Sustentável, Lisboa, 2011.
- [28] J. Traube, L. Fenglong e D. Maksimovic, "Electric vehicle DC charger integrated within a

- photovoltaic power system,” em *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012.
- [29] F. Locment, M. Sechilariu e C. Forgez, “Electric vehicle charging system with PV Grid-connected configuration,” em *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE*, 2010.
- [30] G. G. Oggier, L. P. Botalla e G. O. Garcia, “Soft-switching analysis for three-port bidirectional DC-DC converters,” em *Industry Applications (INDUSCON), IEEE/IAS International Conference on*, 2010.
- [31] J. H. Lee, J. S. Moon, Y. S. Lee, Y. R. Kim e C. Y. Wom, “Fast charging technique for EV battery charger using three-phase AC-DC boost converter,” em *This paper appears in.*, 2011.
- [32] J. Monteiro, J. F. Silva, S. Pinto e J. Palma, “Matrix converter-based unified power-flow controllers: Advanced direct power control method,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, pp. 420-430, 2011.
- [33] S. Pinto e J. F. Silva, “Sliding mode direct control of matrix converters,” *IET Electric Power Applications*, vol. 1, pp. 439-448, 2007.
- [34] S. Pinto e J. F. Silva, “Direct control method for matrix converters with input power factor regulation,” em *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Alemanha, 2004.
- [35] G. Waltrich, J. L. Duarte e M. Hendrix, “Multiport Converter for Fast Charging of Electrical Vehicle Battery,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, pp. 2129-2139, 2012.
- [36] F. Labrique e J. Santana, *Electrónica de Potência*, Lisboa: Fundação Caloust Gulbenkian (2nd edição), 1991.
- [37] J. Silva, *Electrónica Industrial*, 2ª edição série Manuais Universitários ed., Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [38] F. A. Silva e S. Pinto, “Control methods for switching power converters,” em *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2011, pp. 935-998.
- [39] J. Silva, V. F. Pires, S. Pinto e J. Barros, “Advanced control methods for power electronics systems,” em *Mathematics and computers in simulation*, Elsevier, 2003, pp. 281-295.
- [40] J. S. Sbjack e J. S. McQuilkin, “Harmonics - Causes, Effects, Measurements and Analysis,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, pp. 1034-1042, 1990.
- [41] S. F. Pinto e J. F. Silva, “Input filter design for sliding mode controlled matrix converters,” em *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, Canada, 2001.
- [42] J. F. Silva, *Input filter design for power converters*, Lisboa: Instituto Superior Técnico - Texto Complementar da disciplina SAA, 2012.
- [43] R. Castro, *Uma Introdução às Energias Renováveis: Eólica, Fotovoltaica e Mini-hídrica*, Lisboa: IST Press, 2011.
- [44] M. J. R. Sophie Labrique, “e-LEE,” [Online]. Available: <http://e-lee.ist.utl.pt/realisations/EnergiesRenouvelables/FiliereSolaire/MPPT/MPPT/Situation.htm>. [Acedido em Abril 2013].

- [45] R. Faranda, S. Leva e V. Maugeri, "MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison," em *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008.
- [46] T. Esum e P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Transactions on*, vol. 22, n.º Energy Conversion, pp. 439 - 449, 2007.
- [47] C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proceedings of IEEE*, pp. 55-96, 2007.
- [48] D. Linden e T. Reddy, "Handbook of Batteries (3rd Edition)," McGraw-Hill, 2002.
- [49] International Energy Agency, "Technology Roadmaps: Electric and Plug-in Hybrid Electric Vehicles," p. 12, 2009.
- [50] J. Seguel, "Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital," Universidade Federal de Minas Gerais (Escola de Engenharia) - Dissertação de Mestrado, Minas Gerais, Brasil, 2009.
- [51] Z. Salam, N. C. Lim e S. M. Ayob, "Analysis and Design of a Bidirectional Cycloconverter-Type High Frequency Link Inverter with Natural Commutated Phase Angle Control," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, pp. 667-687, 2011.
- [52] F. J. M. Seixas, D. P. Jr. e M. J. A. F. Jr., *Impacto da utilização de inversores em sistemas de geração distribuída sobre equipamentos rurais*, UNESP - Universidade Estadual Paulista - DEE - Departamento de Engenharia Elétrica: Grupo de Pesquisa em Fontes Alternativas e Aproveitamento de Energia.
- [53] M. A. Cardador, "Dissertação de mestrado Seguidor de Potência Máxima para Sistema Fotovoltaico com Conversor Matricial," Lisboa Instituto Superior Técnico - Dissertação de Mestrado, 2011.
- [54] N. Moçambique, "Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e controladores lineares e /ou Fuzzy para regulação de tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos," Dissertação mestrado, 2012.
- [55] J. F. Silva, "Controlo Não Linear de Conversores Comutados," em *Electrónica de Regulação e Comando - Texto de Apoio*, Lisboa, Secção de folhas IST, 2010, pp. 455 - 467.

# Anexos

---

## Anexo 1 – Dedução da equação da tensão de saída do inversor.

A tensão de saída do inversor com modulação de largura de um impulso, conforme referido em [36], é dada por:

$$V_{pa}(t) = V_{0av} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{sen}(n\omega_F t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{cos}(n\omega_F t) + \sum_{n=1}^{\infty} V_{0n} \text{sen}(n\omega_F t + \Psi_n), \quad (1)$$

Onde:

$$V_{pa_{av}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{pa} d\omega_F t \quad (2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{pa} \text{sen}(n\omega_F t) d\omega_F t \quad (3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{pa} \text{cos}(n\omega_F t) d\omega_F t \quad (4)$$

$$V_{0n} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (5)$$

$$\Psi_n = \text{artg} \frac{b_n}{a_n} \quad (6)$$

Uma vez que é uma função periódica ímpar com simetria de meia onda, a série de Fourier tem valor médio nulo e só contém os termos em seno e harmónicas ímpares.

$$V_{pa_{av}}(\omega_F t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \text{sen}(n\omega_F t), \quad (7)$$

Onde:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{pa} \text{sen}(n\omega_F t) d\omega_F t = \\ \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi-\alpha}{2}}^{\frac{\pi+\alpha}{2}} U_{DC} \text{sen}(n\omega_F t) d\omega_F t + \int_{\frac{\pi+\pi-\alpha}{2}}^{2\pi-\frac{\pi-\alpha}{2}} (-U_{DC}) \text{sen}(n\omega_F t) d\omega_F t \right] &= \frac{2U_{DC}}{\pi} \int_{\frac{\pi-\alpha}{2}}^{\frac{\pi+\alpha}{2}} \text{sen}(n\omega_F t) d\omega_F t = \\ \frac{2U_{DC}}{\pi} \left[ -\frac{\text{cos}(n\omega_F t)}{n} \right]_{\frac{\pi-\alpha}{2}}^{\frac{\pi+\alpha}{2}} &= \frac{2U_{DC}}{n\pi} \left[ -\text{cos}\left(n\frac{\pi+\alpha}{2}\right) + \text{cos}\left(n\frac{\pi-\alpha}{2}\right) \right] = \\ \frac{2U_{DC}}{n\pi} \left[ -2\text{sen}\left(n\left(\frac{\pi-\alpha}{4} + \frac{\pi+\alpha}{4}\right)\right) \text{sen}\left(n\left(\frac{\pi-\alpha}{4} - \frac{\pi+\alpha}{4}\right)\right) \right] &= -\frac{4U_{DC}}{n\pi} \text{sen}\left(n\frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(-n\frac{\alpha}{2}\right) \quad (8) \end{aligned}$$

A tensão à saída da ponte inversora monofásica será dada por:

$$V_{pa_{av}}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_{DC}}{n\pi} \text{sen}\left(n\frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \text{sen}(n\omega_F t) \quad (9)$$





## BP 5170S

170-Watt High-Efficiency  
Monocrystalline Photovoltaic Modules

The BP 5170S PV module uses proprietary processes which produce the most efficient volume-manufactured photovoltaics in the world. Its high efficiency suits it particularly for applications which need maximum PV generation from a limited array area, and for climates with poor insolation. Its frame is the strongest in the industry, and its polarized MultiContact® connectors allow fast system installation.

With 170 watts of nominal maximum power and 24 volts nominal output, the BP 5170S is the largest of BP Solar's high-efficiency monocrystalline modules, and is typically used in large arrays. Applications include utility grid-connected building facades and roof systems, distributed generation systems, telecommunication systems, and other large arrays requiring high energy density.

### Proven Materials and Construction

BP Solar's quarter-century of field experience shows in every aspect of these modules' construction and materials:

- Frame strength exceeds requirements of certifying agencies;
- Laser patterning and processing minimizes cell front shading, maximizes efficiency;
- 72 high-efficiency monocrystalline cells laminated between sheets of ethylene vinyl acetate (EVA) and high-transmissivity low-iron 3 mm tempered glass;
- Integral bypass diodes;
- MultiContact® plug-and-socket connectors provide reliable low-resistance connections and eliminate wiring errors.

### Limited Warranties

- Power output for 20 years;
- Freedom from defects in materials and workmanship for 1 year.

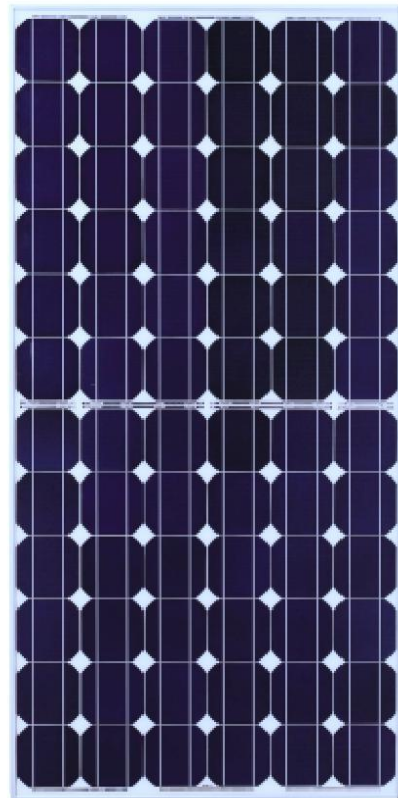
See our website or your local representative for full terms of these warranties.



Clear Anodized  
Universal Frame

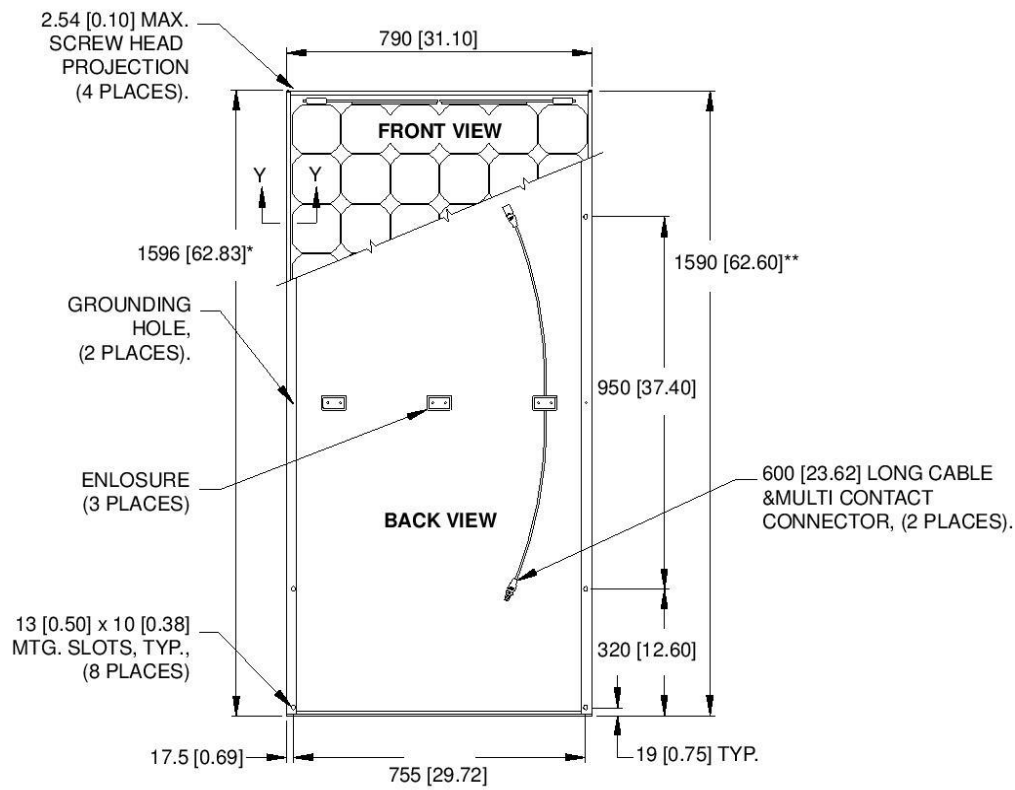
### Quality and Safety

- Manufactured in ISO 9001-certified factories;
- Listed by Underwriter's Laboratories for electrical and fire safety (Class C fire rating);
- Certified by TÜV Rheinland as Class II equipment for use in systems with voltage up to 1000VDC;
- Compliant with the requirements of IEC 61215, including:
  - repetitive cycling between -40°C and 85°C at 85% relative humidity;
  - simulated impact of 25 mm (one-inch) hail at terminal velocity;
  - a "damp heat" test, consisting of 1000 hours of exposure to 85°C and 85% relative humidity;
  - a "hot-spot" test, which determines a module's ability to tolerate localized shadowing (which can cause reverse-biased operation and localized heating);
- static loading, front and back, of 2400 pascals (50 psf); front loading (e.g. snow) of 5400 pascals (113 psf).



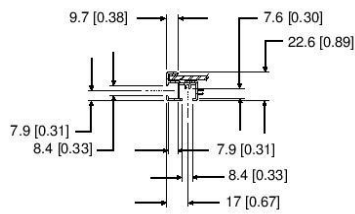
BP 5170S



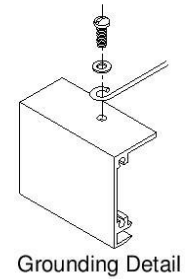


BP 5170S

\* INCLUDES SCREW HEAD PROJECTION ON EACH END.  
 \*\* DOES NOT INCLUDE SCREW HEAD PROJECTION.



Section Y-Y



### Mechanical Characteristics

Weight  
 BP 5170S 15.4 kg (34 pounds)

### Dimensions

Unbracketed dimensions are in millimeters. Bracketed dimensions are in inches.  
 Overall tolerances  $\pm 3\text{mm}$  (1/8")

Typical Electrical Characteristics <sup>(1)</sup>	BP 5160S	BP 5170S
Maximum Power ( $P_{max}$ ) <sup>2</sup>	160W	170W
Voltage at $P_{max}$ ( $V_{mp}$ )	36.0V	36.0V
Current at $P_{max}$ ( $I_{mp}$ )	4.44A	4.72A
Warranted minimum $P_{max}$	150W	160W
Short-circuit current ( $I_{sc}$ )	4.7A	5.0A
Open-circuit voltage ( $V_{oc}$ )	44.0V	44.2V
Temperature coefficient of $I_{sc}$	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of $V_{oc}$	-(160±10)mV/°C	
Temperature coefficient of Power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT <sup>3</sup>	47±2°C	
Maximum System Voltage <sup>2</sup>	600V	

### Notes

- These data represent the performance of typical BP 5160S and BP 5170S modules as measured at their output terminals. The data are based on measurements made in accordance with ASTM E1036-85 corrected to SRC (Standard Reporting Conditions, also known as STC or Standard Test Conditions), which are:
  - illumination of 1 kW/m<sup>2</sup> (1 sun) at spectral distribution of AM 1.5 (ASTM E892-87 global spectral irradiance);
  - cell temperature of 25°C.
- U.S. NEC rating.
- The cells in an illuminated module operate hotter than the ambient temperature. NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) is an indicator of this temperature differential, and is the cell temperature under Standard Operating Conditions: ambient temperature of 20°C, solar irradiation of 0.8 kW/m<sup>2</sup>, and wind speed of 1 m/s.
- During the stabilization process which occurs during the first few months of deployment, module power may decrease approximately 3% from typical  $P_{max}$ .

### BP 5170S I-V Curves

