



Faculdade de Ciências e Tecnologia

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Rui Alberto Pacheco Gonçalves Faria Neto

# CONVERSOR DE POTÊNCIA MULTINÍVEL BIDIRECIONAL SEM FIOS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores — Ramo Energia orientada por Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Universidade de Coimbra

Setembro de 2013



UNIVERSIDADE DE COIMBRA





**Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra**

**Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

# **Conversor de Potência Multinível Bidirecional Sem Fios para Veículos Elétricos**

Rui Alberto Pacheco Gonçalves Faria Neto

Júri:

Professor Doutor Henrique José Almeida Silva (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Gabriel Falcão Paiva Fernandes (Vogal)

**Coimbra 2013**



# Agradecimentos

Gostaria de deixar uma palavra de apreço a todas as pessoas que me apoiaram no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao meu orientador, o Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, pela disponibilidade demonstrada, por toda a motivação e conhecimento transmitido ao longo da realização desta dissertação.

Gostaria também de agradecer a todos os meus amigos e colegas, pela força para seguir em frente nos momentos mais difíceis. Um obrigado especial ao meu colega e amigo João Amaro pela ajuda, pelo companheirismo e pela amizade demonstrada ao longo do curso.

Agradeço à minha família o apoio prestado na minha formação e principalmente aos meus pais, que me acompanharam e apoiaram em tudo ao longo da minha vida.

À minha namorada, Sara, todo amor, compreensão, pela força e por todos os incentivos que me deu ao longo de toda a dissertação.



# Resumo

Com a crise económica a acentuar-se e com o aumento do preço dos combustíveis fósseis, os veículos elétricos surgem como uma viável alternativa aos veículos de combustão interna, devido à emissão reduzida de poluição e ao facto do motor elétrico apresentar valores superiores de eficiência. No entanto, existem desvantagens que podem influenciar o potencial dos veículos elétricos, como o seu valor comercial elevado e a reduzida autonomia que as baterias apresentam. Este último problema pode levar a que o veículo tenha que recorrer a um sistema de carregamento com mais frequência, levando a que o investimento nos sistemas de carregamento dos veículos elétricos seja maior.

O objetivo deste trabalho passa por desenvolver e analisar o funcionamento de um sistema de carregamento bidirecional sem fios para veículos elétricos. Este sistema de carregamento, além de permitir carregar as baterias a partir da rede, deve ser capaz de enviar a energia em excesso para a rede. Esta última característica pode traduzir-se em vantagens para os proprietários dos veículos elétricos, uma vez que estes podem carregar as baterias numa altura em que o preço da eletricidade é baixo, nomeadamente nas horas do vazio, e vender energia nas horas de pico, altura em que o preço da eletricidade é mais alto. Assim, os proprietários dos veículos, pela diferença de preços, poderão compensar o investimento feito na compra do veículo elétrico.

O sistema estudado baseia-se numa topologia multinível trifásica. Os sistemas trifásicos comparativamente aos monofásicos, apresentam a vantagem de conseguir enviar para as baterias níveis superiores de energia, diminuindo assim o tempo de carregamento. A topologia multinível comparativamente com as outras apresenta como principal vantagem a diminuição da distorção harmónica.

Numa primeira fase irão ser apresentados os componentes do sistema de carregamento, realçando a característica de cada um. Em seguida é apresentado o controlo do conversor multinível implementado. Este controlo além de permitir regular a potência que o sistema de carregamento envia para as baterias, permite efetuar uma carga mesmo em condições de *state of charge* (estado de carga) diferentes.

**Palavras-chave:** Multinível, Veículo para a Rede, Carregamento de baterias, transferência de energia por indução.





# Abstract

With the crisis growing and with the increasing price of fuel oil, electric vehicles appear as a good alternative to vehicles with internal combustion engine because of low pollution emission and high efficiency values provided by the electric motor. However, there are some disadvantages which can influence the potential of electric vehicles, like the high initial investment and the low autonomy that current batteries offer. This last problem can lead to vehicles have to resort to a charging system with more frequency, leading to an increase in the investment over the electric vehicle charging system.

The objective of this work is to develop and analyze the operation of a contactless bidirectional charging system for electric vehicles. This charging system, besides allowing charging the batteries from the network, must also be able to transmit the exceeding energy to the network. This last feature brings advantages to the electric vehicle owners, since they can charge the batteries when the energy tariff is lower, namely off-peak hours, and sell energy when the price is higher, during peak hours. Therefore, due to this price change, vehicle owners are able to compensate the investment made for the acquisition of the electric vehicle.

The study system is based on a three phase multilevel topology. The three phase systems comparatively to one phase systems have the advantage of being able to transfer higher power levels, decreasing the charging time. The multilevel topology, when compared to other topologies, has the advantage of having low harmonic distortion.

In a first step the components of electric charging system and their characteristics will be presented. Then, the control of multilevel converter used in the simulation is described. This control, besides regulating the power that is sent to the batteries, also allows them to be charged so that, in the event of different states of charge, they will converge on an equal level load. In a final step the results of the simulation in different conditions are shown.

**Keywords: Multilevel, Vehicle to Grid, Battery charging, Inductive Power Transfer.**



# Índice

Lista de Figuras .....	iii
Lista de Tabelas .....	vii
Lista de Acrónimos.....	viii
Lista de Símbolos .....	x
Capítulo 1 .....	1
Introdução .....	1
1.1. Sistema de carregamento .....	2
1.1.1. Sistemas <i>on-board</i> e <i>off-board</i> .....	2
1.1.2 Carregamento por indução e condução .....	3
1.2 Eletrónica de potência .....	5
1.2.1 Conversores multinível.....	7
Capítulo 2 .....	9
2.1 Constituintes do Sistema de Carregamento .....	9
2.2 Conversor multinível em Cascata.....	10
2.3 Estratégias de Modulação .....	11
2.4 Fonte de Alta Frequência.....	13
2.5 Retificador Monofásico .....	14
2.6 Baterias .....	15
Capítulo 3 .....	18
3.1. Controlo do conversor multinível em cascata.....	18
3.2. Controlo da Potência.....	18
3.3. Controlo de equilíbrio do <i>SOC</i> .....	22
3.4. Controlo de equilíbrio de grupo .....	22
3.5. Controlo de balanceamento individual .....	23
Capitulo 4 .....	25
Resultados de Simulação .....	25

4.1	Funcionamento com as baterias equilibradas .....	27
4.2	Funcionamento com uma bateria desequilibrada .....	36
4.3	Funcionamento com uma fase desequilibrada.....	38
4.4	Funcionamento do conversor multinível bidirecional .....	40
Capítulo 5	.....	45
5.1	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros .....	45
5.1.1	Conclusão .....	45
5.1.2	Sugestões para trabalhos futuros .....	46
Referências	.....	47
Anexos.....	.....	49
Anexo 1	Modelo do sistema <i>Matlab/Simulink</i> .....	49
Anexo 2.	Parâmetros Usados na Simulação .....	58

# Lista de Figuras

Figura 1.1 - Sistema <i>On-board</i> (a) e <i>Off-board</i> (b).....	2
Figura 1.2 - Sistema de carregamento estacionário típico e o carregador do EV1 da General Motors.....	4
Figura 1.3 - Sistema de carregamento Roadbed [1]. .....	4
Figura 1.4 - Sistemas de carregamento Online [9]. .....	5
Figura 1.5 - Conversor meia ponte (a) e de ponte completa (b).....	6
Figura 1.6 - Um braço de conversor com (a) 2 níveis, (b) 3 níveis e (c) n níveis [12]. .....	7
Figura 2.1 Esquema do acionamento e sistema de carregamento de um veículo elétrico. ....	10
Figura 2.2 - Célula H (a) $V_{FG}=+V_{dc}$ (b) $V_{FG}=-V_{dc}$ (c). .....	10
Figura 2.3 – Topologia CHB de 4 níveis e a sua forma de onda característica.....	11
Figura 2.4 – Classificação das estratégias de Modulação Multinível [11].....	12
Figura 2.5 – Técnica de modulação PS-PWM. ....	13
Figura 2.6 – Inversor ligado a circuito ressonante. ....	13
Figura 2.7 – Retificador monofásico de diodos.....	15
Figura 2.8 – Curva de descarga de uma bateria Nickel-metal hydride.[16].....	16
Figura 2.9 – Esquema simples de uma bateria .....	16
Figura 3.1 – Controlo do conversor multinível em cascata.....	18
Figura 3.2 – Controlo da potência. ....	19
Figura 3.3 – Vetor espacial da tensão no eixo $dq0$ .....	20
Figura 3.4 – Controlo de equilíbrio de grupo. ....	23

Figura 3.5 – Controlo de balanceamento individual. ....	24
Figura 4.1 – Diagrama de blocos implementado em código Matlab/Simulink.....	25
Figura 4.2 – Indicação dos locais de aquisição de tensões, correntes e potências no conversor e na rede.....	26
Figura 4.3 – Indicação dos locais de aquisição de tensões e correntes na fonte de alta frequência.....	27
Figura 4.4 – Aquisição de valores na bateria. ....	27
Figura 4.5 – Tensão e Corrente de alimentação com as cargas equilibradas (fase A). ....	28
Figura 4.6 – FFT da tensão de linha de alimentação com as cargas equilibradas (fase A) .....	29
Figura 4.7 – FFT da corrente de linha de alimentação com as cargas equilibradas (fase A). .....	29
Figura 4.8 – Tensão nos terminais van.....	30
Figura 4.9 – Tensão de saída de cada célula da fase A do conversor multinível. ....	30
Figura 4.10 – Tensão à saída da célula 1 da fase A.....	30
Figura 4.11 – Tensão num inversor.....	31
Figura 4.12 – Tensão e corrente no secundário de um Sistema IPT. ....	31
Figura 4.13 – Tensão da bateria da fase A da célula número 1.....	32
Figura 4.14 – Corrente da bateria da fase A da célula número 1. ....	32
Figura 4.15 – SOC de todas as baterias.....	32
Figura 4.16 – Potência ao longo do Sistema de Carregamento.....	34
Figura 4.17 – Variações da potência ao longo do Sistema de Carregamento. ....	34
Figura 4.18- Corrente de alimentação do sistema de carregamento.....	35

Figura 4.19- Tensão aos terminais dos barramentos DC da fase A.....	35
Figura 4.20 – SOC das baterias de todo o sistema ao longo de três segundos.....	35
Figura 4.21 – Convergência das SOCs da fase A.....	36
Figura 4.22- Diferença entre <i>SOCa1</i> e <i>SOCa2</i> . ....	37
Figura 4.23- Diferença entre <i>SOCa1</i> e <i>SOCa3</i> . ....	37
Figura 4.24- Potência nas baterias da Fase A.....	37
Figura 4.25- Potências nas baterias da Fase B. ....	38
Figura 4.26- Potências nas baterias da Fase C. ....	38
Figura 4.27 Convergência das médias do SOCs de todas as baterias. ....	39
Figura 4.28- Diferença entre <i>SOCma</i> e <i>SOCmb</i> . ....	39
Figura 4.29 Diferença entre <i>SOCmae</i> <i>SOCmc</i> .....	39
Figura 4.30- Potência nas baterias da Fase A.....	40
Figura 4.31- Potência nas baterias da Fase B. ....	40
Figura 4.32- Potência nas baterias da Fase C. ....	40
Figura 4.33- Diagrama de blocos implementado em código Matlab/Simulink.....	41
Figura 4.34- Variações da potência ao longo do Sistema de Carregamento. ....	41
Figura 4.35- Tensão e Corrente de alimentação quando a rede fornece energia (fase A). 42	
Figura 4.36- Tensão e Corrente de alimentação quando a rede recebe energia (fase A). 42	
Figura 4.37-Corrente nas baterias da Fase A.....	43
Figura 4.38- Tensão nas baterias da Fase A. ....	43
Figura A1.1- Diagrama de blocos implementado em código Matlab/Simulink.....	49

Figura A1.2- Bloco do Controlo e do PWM. ....	49
Figura A1.3- Bloco PWM da fase A .....	50
Figura A1.4- Diagrama de blocos do Controlo. ....	50
Figura A1.5- Diagrama de blocos do controlo da Potência.....	51
Figura A1.6- Diagrama da transformada de Park.....	51
Figura A1.7- Diagrama de blocos da transformada inversa de Park.....	51
Figura A1.8- Diagrama do controlo de equilíbrio de grupo.....	52
Figura A1.9- Diagrama de blocos do controlo individual das três fases.....	52
Figura A1.10- Diagrama de blocos do controlo individual da fase A.....	53
Figura A1.11- Diagrama de blocos do controlo individual da fase B.....	53
Figura A1.12- Diagrama de blocos do controlo individual da fase C.....	54
Figura A1.13- Diagrama de blocos da Rede. ....	54
Figura A1.14- Diagrama de blocos do conversor multinível cascata.....	55
Figura A1.15- Diagrama de blocos do conversor multinível cascata da fase A.....	55
Figura A1.16- Diagrama de blocos do conversor multinível cascata da fase A.....	56
Figura A1.17- Diagrama de blocos da fonte de alta frequência. ....	56
Figura A1.18- Diagrama de blocos implementado no secundário do sistema IPT. ....	56
Figura A1.19- Diagrama de bloco da bateria. ....	57



## Lista de Tabelas

Tabela 1.1-Níveis de Potência [2, 5] .....	3
Tabela A2.1-Parâmetros da fonte de alimentação .....	58
Tabela A2.2 – Parâmetros das indutâncias de choque e dos condensadores à saída do multinível .....	58
Tabela A2.3 – Parâmetros do controlo do conversor multinivel.....	58
Tabela A2.4 – Parâmetros das baterias.....	59
Tabela A2.5 – Parâmetros dos sistemas IPT .....	59

## Lista de Acrónimos

AC	Alternate Current -Corrente Alternada
AK	Coeficiente de acoplamento magnético K
APOD	Alternative Phase opposition disposition-Disposição por Oposição da Fase de Forma Alternada
BMS	Battery management system- Sistema de control da Bateria
CHB	Cascaded H-bridge- Pontes em H ligadas em cascata
D	Semicondutor não controlado
DC	Direct current – Corrente Continua
FC	Flying Capacitors – Condensadores Flutuantes
FFT	<i>Fast Fourier Transform – Transformada rápida de Fourier</i>
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPT	inductive power transfer- transferência de energia por indução
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
N	Neutro da ligação estrela do conversor multinível
NPC	Neutral Point Clamped
P	Controlador Proporcional
PI	Controlador Proporcional-Integral
PD	Phase Disposition – Disposição por Fase
PLL	<i>Phase-Lock-Loop – Malha de controlo de Fase</i>
POD	Phase Opposition disposition – Disposição por Oposição de Fase

PWM	Pulse With Modulation – Modulação por Largura de Pulso
PS-PWM	Phase Shifted PWM – Modulação por Largura de Pulso com troca de Fase
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulso Sinusoidal
SAE	Society of Automotive Engineers
S	Semicondutor controlado
<i>SOC</i>	State of Charge – Estado da Carga da bateria
THD	Total Harmonic Distortion – Distorção Harmónica Total

## Lista de Símbolos

$C_p$	Condensador do lado primário do sistema IPT
$C_s$	Condensador do lado secundário do sistema IPT
$f_{por}$	Frequência da onda portadora do PWM
$h$	Número de níveis da tensão simples à entrada do conversor multinível
$i_d, i_q$	Componentes $d$ e $q$ instantâneas do vetor espacial da corrente (A)
$i_d^*, i_q^*$	Componentes $d$ e $q$ instantâneas do vetor espacial da corrente de referência (A)
$i_x$	Valor instantâneo da corrente de linha na fase $x$ ( $x=a,b,c$ )
$i_{inv\_xU}$	Corrente instantânea à saída do inversor número $U$ da fase $x$ ( $x=a,b,c$ ) ( $U=1,2,3$ )
$i_{bat\_xU}$	Corrente instantânea da bateria número $U$ da fase $x$ ( $x=a,b,c$ ) ( $U=1,2,3$ )
$I_{bat\_mxU}$	Valor medio da Corrente eficaz da bateria número $U$ da fase $x$ ( $x=a,b,c$ ) ( $U=1,2,3$ )
$L_{AC}$	Valor de indutância das indutâncias de choque, por fase (H)
$L_m$	Indutância mútua do sistema IPT
$L_p$	Indutância do primário do sistema IPT
$L_s$	Indutância do secundário do sistema IPT
$m$	Número de células H por fase
$p^*$	Potência ativa de referência (W)
$prede$	Potência total enviada pela rede
$Prede$	Potência eficaz total enviada pela rede
$prede_x$	Potência instantânea enviada pela fase $x$ ( $x=a,b,c$ )

$P_{bat\_xU}$	Potência instantânea recebida pela bateria número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3)
$P_{bat\_xU}$	Potência eficaz recebida pela bateria número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3)
$P_{bat}$	Potência instantânea total recebida por todas as baterias
$P_o$	Potência instantânea total enviada pelo conversor multinível
$P_{oxU}$	Potência instantânea enviada pela célula número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3)
$q^*$	Potência reativa de referência (VAr)
$R_{bat}$	Resistência interna da bateria
$SOC_{mx}$	SOC medio das baterias da Fase x (x=a,b,c)
$SOC_t$	SOC medio de todas as baterias do sistema de carregamento
$SOC_{xU}$	SOC das baterias numero U da Fase x (x=a,b,c) e (U=1,2,3)
$\vec{v}$	Vetor espacial da tensão de alimentação
$v_{dc}$	Valor instantâneo da tensão no barramento DC (V)
$v_{E\_xU}$	Tensão da bateria em vazio número U da fase x (x=a,b,c) e (U=1,2,3)
$v_{inv\_xU}$	Tensão instantânea à saída do inversor número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3)
$v_{oxU}$	Tensão instantânea em cada barramento DC da célula número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3) do conversor multinível
$v_{res\_xU}$	Tensão instantânea no secundário do sistema IPT número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3)
$V_S$	Valor eficaz da tensão da rede
$vsd, vsq$	Componentes $d$ e $q$ do vetor espacial da tensão de alimentação (V)

$v_{x0}$	Valor instantâneo da tensão simples de alimentação na fase x (x=a,b,c) (V)
$v_{yn}$	Valor instantâneo da tensão simples à entrada do conversor multinível na fase y (y=A,B,C) (V)
$v_{xr}^*$	Valor de referência da tensão gerados pelo controlo da Potência
$v_{Bx}^*$	Sinal enviado pelo equilíbrio de grupo (x=a,b,c) e (U=1,2,3)
$v_{BxU}^*$	Sinal enviado pelo equilíbrio individual (x=a,b,c) e (U=1,2,3)
$v_{bat\_xU}$	Tensão instantânea à entrada da bateria número U da fase x (x=a,b,c) (U=1,2,3)
$V_{bat\_mxU}$	Valor medio da Tensão eficaz à entrada da bateria número U da fase x (x=a,b,c) e (U=1,2,3)
$\omega_0$	Frequência angular de ressonância
$\theta_e$	Posição angular
$\omega_e$	Velocidade angular
$\eta$	Rendimento do sistema de carregamento

# Capítulo 1

## Introdução

Com o aumento do preço dos combustíveis fósseis nos últimos anos, existe a necessidade de criar uma alternativa viável aos veículos com motor de combustão interna. O facto do veículo elétrico ter um motor de alta eficiência, não necessitar de uma manutenção dispendiosa e ter emissões de poluição reduzidas, faz com que este seja uma opção credível.

O alto custo e as complicações de carregamento têm sido consideradas como barreiras para que o veículo elétrico seja aceite pela sociedade, mas a sua maior desvantagem é o seu sistema de armazenamento de energia elétrica. As baterias além de terem um ciclo de vida reduzido têm pouca capacidade de armazenamento de energia elétrica, o que leva a que os utilizadores tenham necessidade de efetuar carregamentos com maior frequência. Neste ponto, o sistema de carregamento representa um papel importante e é desejável que existam postos de abastecimento públicos, que estes tenham um tempo de carregamento reduzido e que exista um número suficiente que consiga abastecer a necessidade da sociedade.

Os sistemas de carregamento de veículos elétricos podem ser monofásicos ou trifásicos. A maioria destes sistemas são monofásicos e são constituídos por conversores comuns, conversores de dois níveis, tendo a vantagem de serem mais baratos e simples mas possuem a desvantagem do tempo de carregamento ser muito prolongado devido à quantidade de energia que conseguem enviar. Os sistemas de carregamento trifásico são os mais indicados nos carregamentos de curta duração. Outra desvantagem deste sistema é a elevada distorção harmónica que gera na tensão, com consequências graves tanto no sistema de energia elétrica como nas cargas elétricas.

A ligação convencional dos veículos elétricos à rede é feita por contacto metálico ou através de um cabo que liga o conector do veículo à entrada do sistema de carregamento. Este método tem o problema das marcas de veículos elétricos terem um conector próprio o que dificulta, assim, a possibilidade de conexão. Uma solução existente é a possibilidade do sistema de carregamento através da transferência de energia por indução. Assim, o sistema fica abrangente para as várias marcas e cómodo para o consumidor.

## 1.1. Sistema de carregamento

### 1.1.1. Sistemas *on-board* e *off-board*

Os sistemas de carregamento de baterias têm um papel crítico no desenvolvimento dos veículos elétricos. As topologias modernas de carregamento devem ser eficientes, com densidade de potência elevada, baixo custo, e com volume e peso reduzidos [1-3].

Estes sistemas podem ser classificados como *on-board* (Figura 1.1(a)) ou como *off-board* (Figura 1.1(b)), com fluxo de potência uni ou bidirecional [1]. Num sistema *on-board* o sistema de carregamento encontra-se inserido no veículo, tipicamente limitado ao nível de potência por razões de peso, espaço e custos [4]. No caso do sistema *off-board* o sistema de carregamento encontra-se fora do veículo estando, por isso, menos constrangido no que diz respeito a limitações de tamanho e peso.

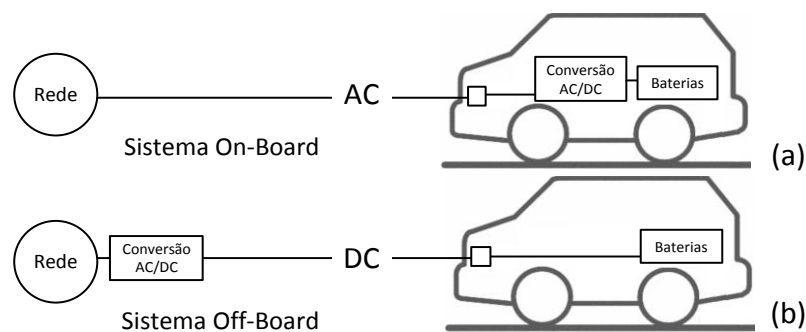


Figura 1.1 - Sistema *On-board* (a) e *Off-board* (b).

Outra maneira de classificar os sistemas de carregamento é pela norma IEC61851 imposta pela *International Electrotechnical Commission* (IEC) que classifica os sistemas de carregamento em três níveis de potência [1-3, 5]. Estes níveis de potência refletem a energia necessária, o tempo de carregamento, localização, custo, equipamento e o efeito na rede. O Nível 1 classifica os sistemas de menor potência, sendo indicado para habitações domésticas e é caracterizado por ser o sistema mais lento dos três níveis a carregar. Tipicamente os sistemas *on-board* estão limitados a este nível por causa do espaço, peso e custo. O Nível 2 é caracterizado por ter um tempo de carregamento menor que o Nível 1, e pode ser implementado tanto em estabelecimentos privados como públicos. O último nível, o Nível 3, é definido como um sistema rápido, conseguindo carregar em menos de uma hora e é focado para ser instalado em estabelecimentos comerciais e públicos. Geralmente, comparativamente com os outros dois, este



tipo de carregamento custa pelo menos dez vezes mais. Na tabela 1 está indicada, para os três níveis de potência, a localização do carregador, o nível de potência deste e o tempo de carregamento.

**Tabela 1.1 -Níveis de Potência [2, 5]**

Níveis de Potência	Localização do carregador	Nível de Potência esperada	Tempo de carregamento
Nível 1 230 $V_{ac}$	<i>On-Board</i> Monofásico	Superior a 2KW	4-11 Horas
Nível 2 230V/400 $V_{ac}$	<i>On-Board</i> Monofásico ou Trifásico	4-20KW	1-4 Horas
Nível 3 480-600 $V_{ac}$ ou $V_{dc}$	<i>Off- Board</i> Trifásico	50-100KW	0.4-1 Horas

### 1.1.2 Carregamento por indução e condução

Os sistemas de carregamento de baterias podem ser por condução ou por indução. O carregamento por condução aplica o convencional contacto metálico entre o conector do veículo elétrico e a entrada do carregador. Contudo existem algumas desvantagens, sendo a maior destas, as tomadas domésticas não terem a capacidade de transmissão de potência que os cabos e os conectores têm, aumentando assim o risco de electrocução em ambientes húmidos e hostis [6]. Os sistemas de carregamento por indução são uma boa alternativa baseando-se no princípio da transferência de energia por indução (IPT). Este sistema de carregamento utiliza um campo magnético para transferir energia através de um entreferro para a o interior do veículo sem qualquer contacto físico, apresentando as vantagens de ter isolamento galvânico, ser robusto e facilitar o processo de carregamento do utilizador. Como desvantagem o sistema IPT apresenta baixa densidade de potência e fabrico caro [1, 2]. Os princípios básicos deste sistema são similares aos dos transformadores de energia, possuindo um enrolamento primário e outro secundário, no entanto, apresentam um acoplamento magnético reduzido e valores elevados de fluxos de fugas. O enrolamento primário do sistema IPT está conectado ao sistema de carregamento, e o enrolamento secundário está conectado com o veículo elétrico. O primário de um sistema IPT pode ser estacionário (*Stationary Inductive Charging*) ou móvel (*Roadbead*

*Charging*) [1]. Os sistemas de carregamentos estacionários e móveis típicos estão representados na Figura 1.2 e na Figura 1.3, respetivamente. O sistema estacionário utiliza na mesma um cabo elétrico para a conexão, com a diferença de que na extremidade em vez de ter um conector que transfere a energia por contacto metálico é feito através da indução. No caso do carro elétrico EV1, criado pela *General Motors*[7], o primário é um conector que é inserido no veículo, onde é formado um circuito magnético e a potência é transferida em alta frequência. Comparativamente ao sistema *Roadbead*, o sistema estacionário tem um fator de acoplamento e eficiência superiores[2].

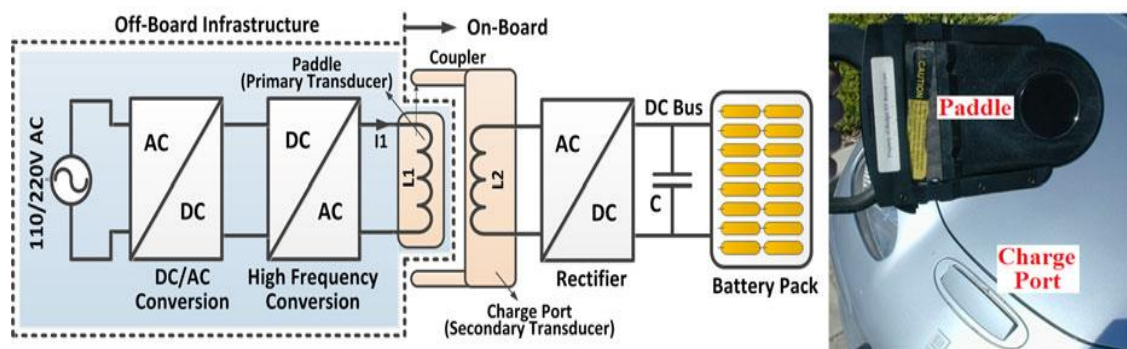


Figura 1.2 - Sistema de carregamento estacionário típico e o carregador do EV1 da General Motors

[1].

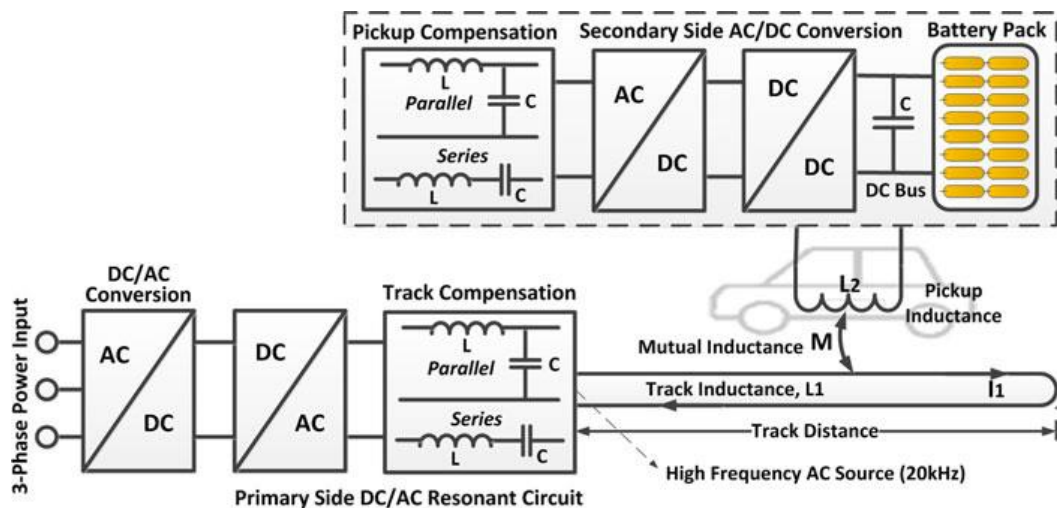


Figura 1.3 - Sistema de carregamento Roadbed [1].

O sistema *Roadbead charging* é o mais antigo e não necessita do cabo que os outros métodos utilizam. Este tipo de carregador pode carregar o veículo em movimento ou parado [1, 8]. Para o veículo elétrico receber energia enquanto está em movimento os enrolamentos do lado do primário do sistema IPT devem estar colocados ao longo de um percurso para que haja distribuição de energia em vários pontos. Na Figura 1.4 estão representados sistemas com

enrolamentos distribuídos. Este conceito pode ser designado por sistema distribuído ou por carregamento *online*[9].

O conceito de carregamento *offline* é atribuído quando a transferência de energia é realizada quando o veículo elétrico está parado.

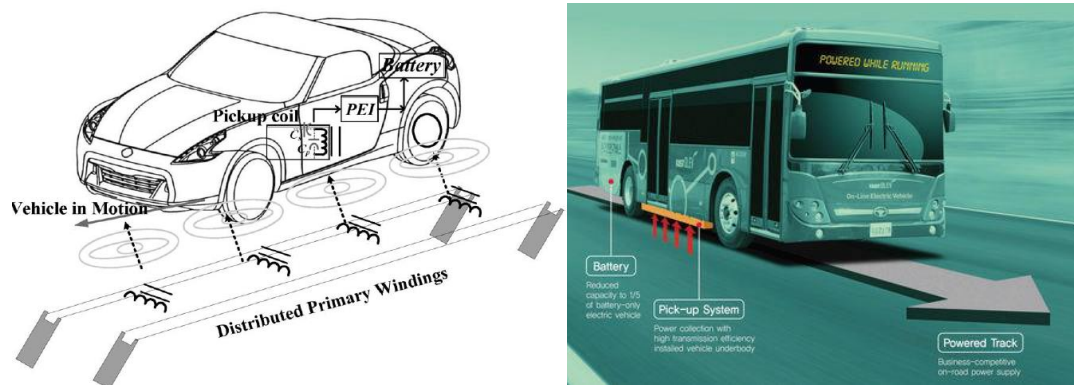


Figura 1.4 - Sistemas de carregamento Online [9].

## 1.2 Eletrônica de potência

Os sistemas de carregamento de baterias representam um papel importante no desenvolvimento dos veículos elétricos. Os tempos de carregamento e de vida de uma bateria estão ligados às características do sistema de carregamento. O carregador do veículo elétrico deve garantir que a corrente absorvida ou enviada pelo carregador tenha distorção elétrica reduzida para minimizar os impactos negativos na qualidade da energia elétrica e deve garantir um fator de potência elevado. Foram impostas normas como IEEE-1547, a SAE-J2894, IEC1000-32-2 que limitam o conteúdo harmônico e a corrente contínua que é injetada para a rede[1].

Os sistemas de carregamento de baterias necessitam de diferentes tipos de conversores de eletrônica de potência, necessários à transformação da energia elétrica que recebem e/ou enviam.

Nos conversores de eletrônica de potência, os retificadores são responsáveis pela conversão da tensão alternada em tensão contínua. A robustez, o fator potência, a eficiência, a complexidade do controlo, o custo e a distorção harmônica são fatores fundamentais que influenciam a escolha do tipo de retificador. Os retificadores podem conduzir um fluxo de energia unidirecional ou bidirecional. Os sistemas de carregamento convencionais são unidirecionais e são constituídos por retificadores a díodos. Estes retificadores são mais utilizados porque, comparativamente a outro tipo de retificadores, são mais baratos, mais leves,

têm volume e perdas reduzidas, apresentando como desvantagem a alta distorção harmónica que provoca e não têm a possibilidade de serem controlados. Os retificadores a diodos necessitam de conversores de tensão contínua para permitir que haja regulação da tensão e corrente adequada à bateria.

Os sistemas de carregamento bidirecionais, além de poderem carregar através da rede e armazenar a energia nas baterias, conseguem enviar a energia das baterias de volta para a rede, ajudando assim a alimentar as cargas existentes no sistema de energia elétrica. Este método é definido como *vehicle-to-grid* (V2G). O V2G pode trazer vantagens para o operador de rede e para o utilizador do veículo elétrico. No caso do operador da rede, este poderá recorrer à energia armazenada nas baterias, para auxiliar na alimentação das cargas do sistema de energia elétrica, nas horas de pico. No que aos proprietários dos veículos diz respeito, estes podem carregar as baterias numa altura em que o preço da eletricidade é baixo, nomeadamente nas horas do vazio, e vender energia nas horas de pico, altura em que o preço da eletricidade é mais alto. Assim, os proprietários dos veículos, pela diferença de preços, poderão compensar o investimento feito na compra do veículo elétrico [10].

Exemplo de uma topologia bidirecional é o conversor de dois níveis de meia ponte (Figura 1.5 (a)). Este conversor tem as vantagens de ter poucos componentes, ser de baixo custo, ter o controlo simplificado mas por ter poucos semicondutores estes estão sujeitos a tensões mais elevadas comparativamente aos outros retificadores. Outra topologia existente é o conversor de ponte completa (Figura 1.5(b)).

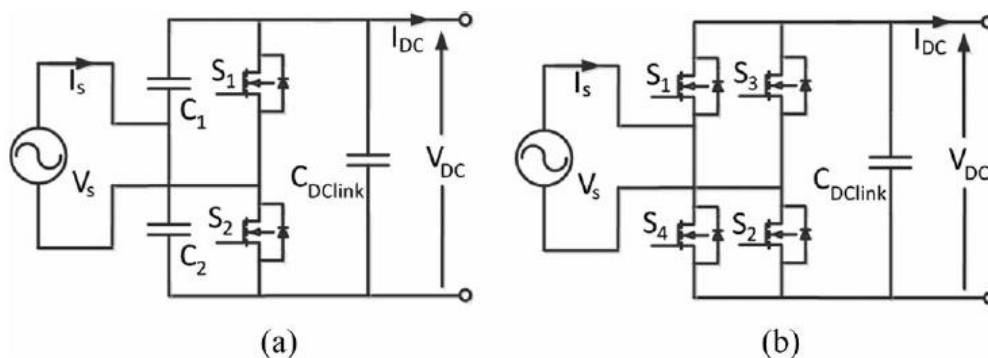


Figura 1.5 - Conversor meia ponte (a) e de ponte completa (b).

Comparativamente ao conversor de meia ponte o conversor de ponte completa apresenta um controlo mais complexo e um maior custo, contudo, tendo mais componentes os valores de tensão e corrente a que os semicondutores estarão sujeitos será menor. Estas duas topologias de

dois níveis apresentam ainda alguma distorção harmónica prejudicando assim as cargas e a rede eléctrica. Os conversores multinível são uma boa alternativa aos conversores de dois níveis.

### 1.2.1 Conversores multinível

Em 1975 foram introduzidos por Nabae *et al* os conversores multinível, sendo o primeiro o conversor de três níveis, o *Neutral-Point-Clamped* (NPC)[11], [12].

Para além do conversor de três níveis já referido (o NPC), existem outras topologias de conversores multinível [13], igualmente clássicos, o conversor *Flying capacitor* (FC) e o *Cascaded H-Bridge* (CHB).

Estes conversores têm sido apresentados como uma boa solução para as aplicações de potência devido ao facto destes conseguirem atingir altas potências usando semicondutores de médias potências.

Os conversores multinível funcionam como inversor ou retificador e apresentam grandes vantagens comparativamente aos bem conhecidos conversores de dois níveis. Estas vantagens são focadas na potência nominal e na qualidade da forma de onda da tensão alternada, que melhora à medida que o número de níveis de tensão do conversor aumenta obtendo assim ondas mais próximas de uma forma sinusoidal, reduzindo assim a distorção harmónica. É possível observar na Figura 1.6 que à medida que o nível do conversor aumenta mais níveis de tensão é possível obter, sendo o lado esquerdo do braço de cada conversor, o lado contínuo e o lado direito o lado alternado.

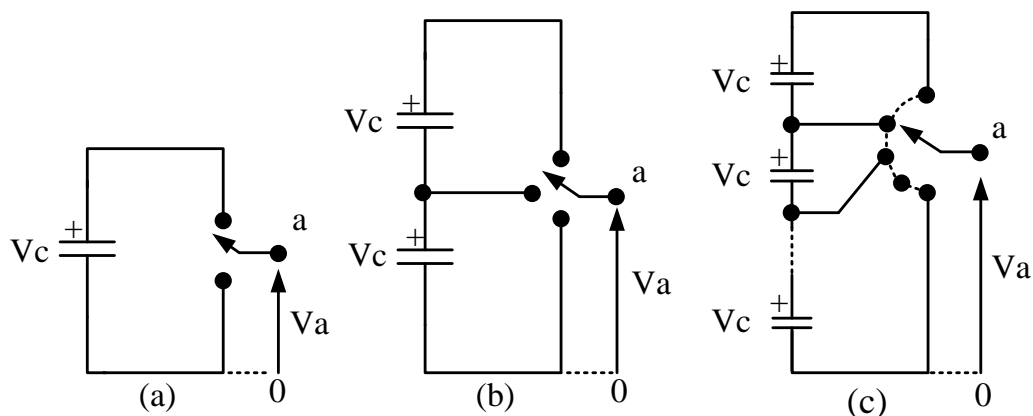


Figura 1.6 - Um braço de conversor com (a) 2 níveis, (b) 3 níveis e (c) n níveis [12].

Uma desvantagem que se apresenta com o número de níveis do conversor é que quanto maior for esse número, maior será a complexidade do conversor, sendo que existirão mais desequilíbrios de tensões nos condensadores[12],[14]. Outra desvantagem é que quanto maior for

o nível do conversor, mais semicondutores serão necessários. Contudo os semicondutores a usar vão ser sujeitos a tensões inferiores comparativamente aos conversores clássicos e por consequência estes vão ser mais baratos.

As características mais atrativas dos conversores multinível são as seguintes[11],[12] :

- Os interruptores de potência podem funcionar com frequências baixas, o que leva a que haja menos perdas por comutação e que o rendimento seja superior;
- Os conversores multinível além de gerarem tensão alternada com pouca distorção na entrada do conversor e apresentam variações  $\frac{dv}{dt}$  menores;
- Impõem corrente com pouca distorção harmónica.

Nesta dissertação pretende-se demonstrar o funcionamento de um sistema de carregamento trifásico que utilize, em vez de um conversor convencional de dois níveis, um conversor multinível em cascata. Com este sistema será possível carregar as baterias do veículo eléctrico, através de um transformador sem fios, assim como enviar a energia eléctrica armazenada nas baterias para a rede.

# Capítulo 2

## 2.1 Constituintes do Sistema de Carregamento

Esta pequena secção pretende apresentar os componentes do sistema de carregamento sem fios de um veículo elétrico estudado. Estes irão ser apresentados detalhadamente nas secções seguintes.

Na Figura 2.1 está representado o esquema para o acionamento e carregamento de baterias de um veículo elétrico, baseado em conversores de topologia multinível, que irá ser estudado nesta dissertação. Este sistema é constituído por:

- Conversor multinível em cascata;
- Fonte de alimentação de alta frequência;
- Retificador;
- Baterias;

O sistema referenciado anteriormente é alimentado pela rede com as tensões simples  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$  e  $v_{c0}$ , e tem à entrada as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . Após o sistema de carregamento estão as baterias que vão alimentar o inversor. A conexão entre estas depende da topologia do inversor, se for uma configuração de dois níveis a ligação será feita por dois cabos condutores como é possível observar na Figura 2.1, enquanto se for uma topologia multinível serão necessários mais cabos condutores. A Figura referenciada parte do exemplo da fase A, mas o mesmo acontece com as outras fases.

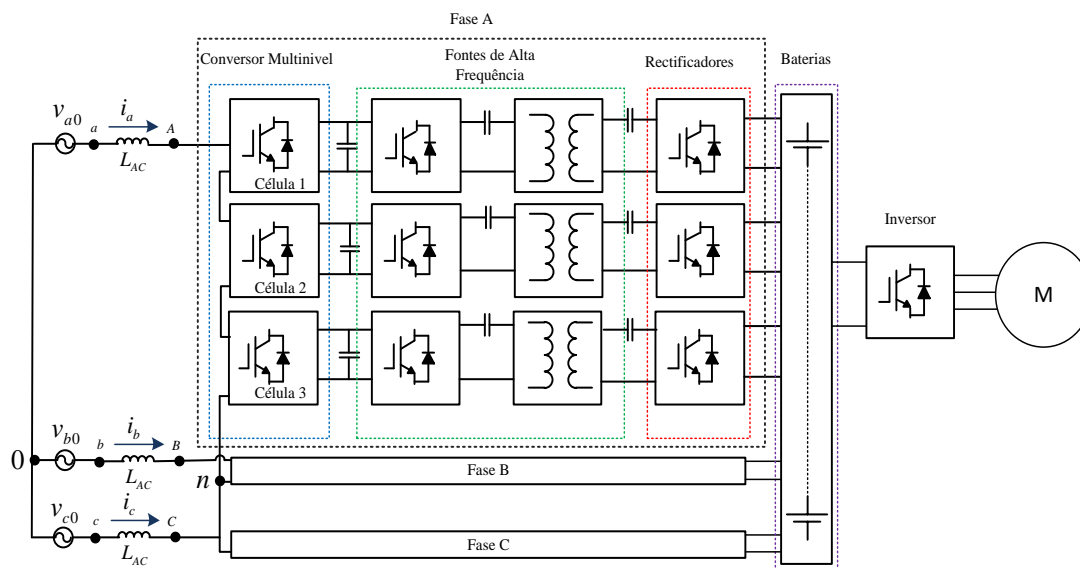


Figura 2.1 - Esquema do acionamento e sistema de carregamento de um veículo elétrico.

## 2.2 Conversor multinível em Cascata

O conversor multinível em cascata diferencia-se das outras topologias de conversor multinível por ter associado em série,  $m$  células por fase (onde  $m$  é o número de células por fase). No caso do esquema representado na Figura 2.1 o conversor tem por fase três células.

Em cada célula H, ou ponte do conversor multinível (Figura 2.2 (a)), é possível obter aos terminais F e G, que correspondem ao lado da tensão alternada do conversor, três níveis de tensão diferentes,  $-V_{dc}$ ,  $0$ ,  $V_{dc}$  (V), dependendo do par de semicondutores que estiver a conduzir. Assumindo que a letra S representa os semicondutores controlados e a letra D representa os semicondutores não controlados (nesta dissertação são utilizados *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs) e díodos, respetivamente), pode-se observar na Figura 2.2 (b) que para obter a tensão  $+V_{dc}$ , os semicondutores S1 e S4 devem estar a conduzir, ao passo que para obter  $-V_{dc}$ , são os semicondutores S2 e S3 que devem estar a conduzir (Figura 2.2 (c)). Se os semicondutores S1 e S2 ou S3 e S4 estiverem a conduzir a tensão será nula.

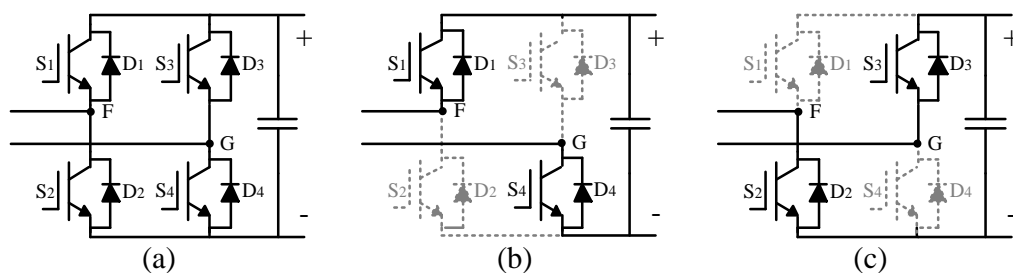


Figura 2.2 - Célula H (a)  $V_{FG}=+V_{dc}$  (b)  $V_{FG}=-V_{dc}$  (c).



Como é possível observar na Figura 2.1 e na Figura 2.3, as várias células por fase do conversor multinível vão estar ligadas em série pelo seu lado AC, se o conversor tiver  $m$  células por fase é possível obter  $h=2m+1$  níveis de tensão. Na Figura 2.3 está representada a forma de onda característica do conversor cascata, criada pelos vários níveis de tensão. Neste caso como o conversor da figura tem quatro células, a forma de onda terá 9 níveis. A tensão do lado alternado de uma fase do conversor,  $v_{yn}$ , é dada pela diferença potencial entre o ponto  $y$  e o neutro do conversor multinível, onde  $y$  representa a fase ( $y=A,B,C$ ). No esquema representado na Figura 2.1 cada fase tem três células, pelo que a tensão simples  $v_{yn}$  terá sete níveis.

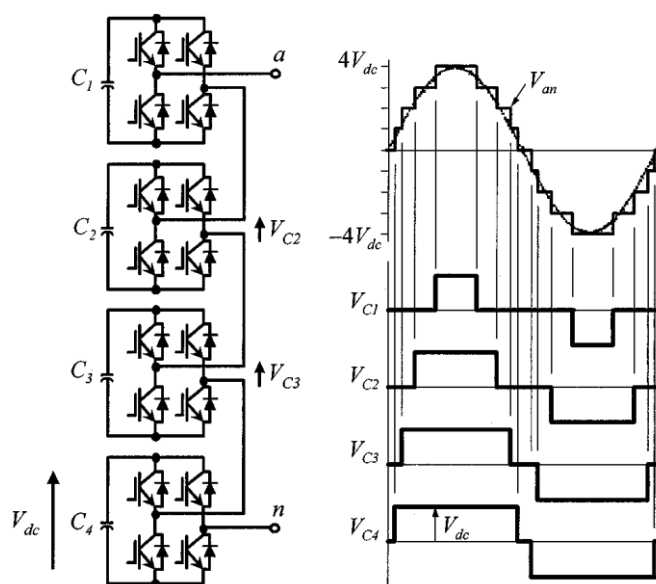


Figura 2.3 – Topologia CHB de 4 níveis e a sua forma de onda característica.

Para garantir o funcionamento correto do retificador multinível é necessário que a tensão do lado contínuo de cada célula seja superior ao valor de pico da tensão do lado alternado para polarizar diretamente os IGBTs e inversamente os díodos, pois caso contrário serão estes a conduzir e funcionará como um retificador não controlado.

## 2.3 Estratégias de Modulação

As estratégias *Pulse With Modulation* (PWM) usadas no conversor de dois níveis podem ser modificadas para ser usadas nos conversores multinível. As estratégias de modulação usadas em conversores multinível são classificadas de acordo com a sua frequência de comutação, podendo ser de baixa ou elevada frequência, como é possível observar na Figura 2.4

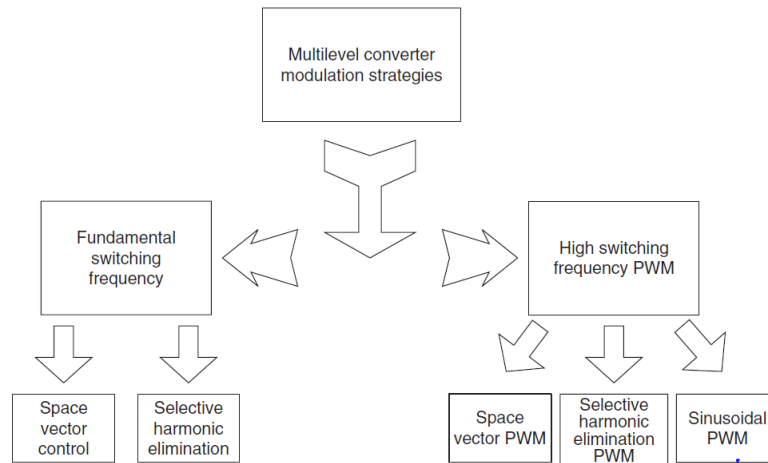


Figura 2.4 – Classificação das estratégias de Modulação Multinível [11].

Das várias técnicas PWM existentes, a mais comum entre os conversores de Potência é a PWM Sinusoidal (SPWM). O princípio desta técnica consiste na comparação de uma onda de referência com uma ou mais ondas portadoras triangulares. A frequência da onda portadora define a frequência de comutação do conversor.

A modulação SPWM pode dividir-se pelas seguintes categorias:

- *Alternative Phase opposition disposition (APOD)* – cada onda portadora está desfasada 180° da sua adjacente;
- *Phase Opposition disposition (POD)* – as ondas portadoras sobre o valor zero da onda sinusoidal estão desfasadas das ondas portadoras que estão abaixo do valor zero;
- *Phase Disposition (PD)* – Todas as ondas portadoras estão em fase.

Além das estratégias de modulação apresentadas anteriormente, existe ainda a modulação *Phase Shift Pulse Wave Modulation (PS-PWM)* que consiste em ondas portadoras que estão desfasadas entre si  $\frac{2\pi}{m}$ , sendo  $m$  o número de células por fase. Como nesta dissertação se irá considerar que cada fase contém três células, logo as três ondas terão um desfasamento de  $\frac{2\pi}{3}$ , como é possível observar na Figura 2.5.

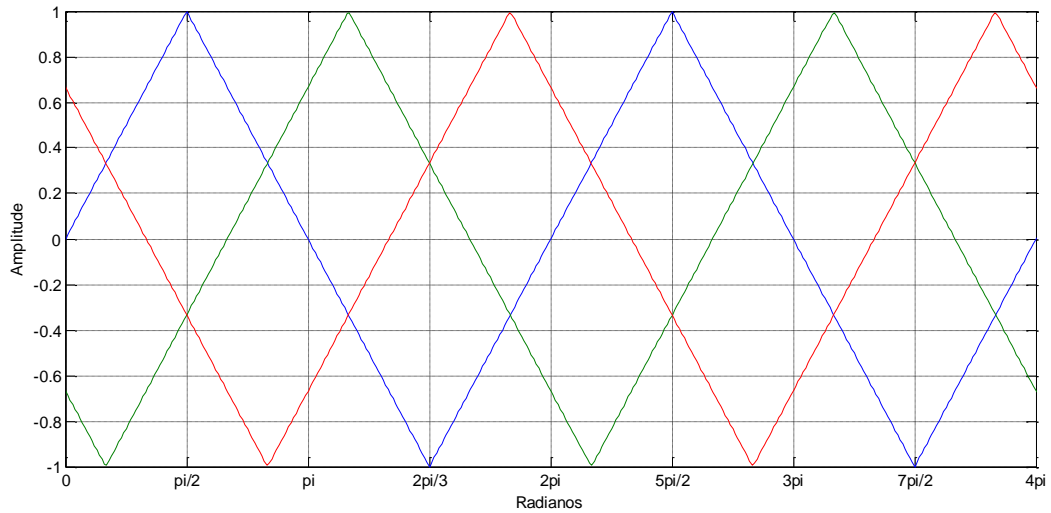


Figura 2.5 – Técnica de modulação PS-PWM.

## 2.4 Fonte de Alta Frequência

A fonte de alta frequência utilizada, é constituída por um inversor que está ligado a um circuito ressonante constituído por um condensador e uma indutância ligados em série, isto no primário e no secundário, como é possível analisar na Figura 2.6.

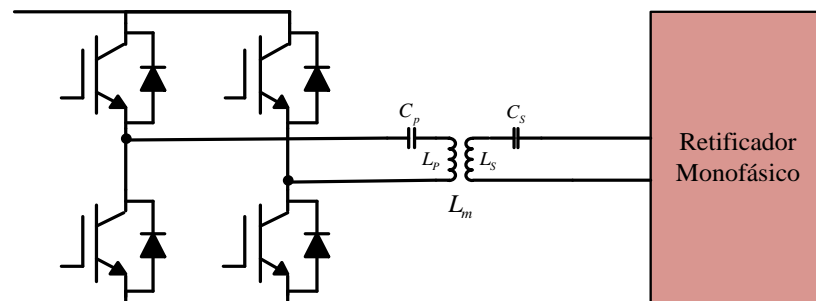


Figura 2.6 – Inversor ligado a circuito ressonante.

O conversor multinível quando está a carregar as baterias, apresenta à saída de cada célula uma tensão contínua e para que consiga transferir a energia para um sistema IPT necessita que essa tensão seja alternada. Para isso, foi adicionada à saída de cada célula um inversor e um sistema ressonante. O inversor é semelhante ao conversor apresentado na Figura 2.2 (a), podendo ter no seu lado alternado três níveis de tensão.

O acoplamento magnético é o responsável pela transferência da energia entre o conversor multinível e o retificador monofásico[15]. O circuito ressonante é usado para compensar a parte reativa da impedância total, aumentando assim a eficiência da transferência de energia. Os

sistemas IPT, tipicamente, têm um acoplamento magnético reduzido, tendo assim um rendimento diminuído. O método mais comum para solucionar este problema consiste em introduzir dois condensadores, sendo um no primário ( $C_p$ ) e outro no secundário ( $C_s$ ), para formar um circuito ressonante. Esta solução permite compensar a parte reativa da impedância total do circuito, que em ressonância se torna puramente resistiva.

Um ponto importante de um sistema IPT é a qualidade do acoplamento entre o enrolamento primário e o secundário. A qualidade é avaliada pelo fator de acoplamento magnético  $AK$ . Este fator relaciona o fluxo de acoplamento com o fluxo de fugas, que representa o fluxo que não chega ao secundário. Esta relação pode ser expressa pela equação (2.1), onde  $L_p$  representa o valor da indutância do primário,  $L_s$  o valor da indutância do secundário e  $L_M$  é a indutância mútua.

$$AK = \frac{L_m}{\sqrt{L_p L_s}}, \quad (2.1)$$

A condição de ressonância é atingida quando a energia armazenada na indutância é igual à energia armazenada pelo condensador. Para calcular a frequência angular de ressonância  $\omega_r$ , basta igualar a impedância do condensador à impedância da indutância, como é possível observar através da próxima equação:

$$\omega_r L_s = \frac{1}{\omega_r C_s} \Rightarrow \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.2)$$

## 2.5 Retificador Monofásico

O retificador monofásico que esta dissertação utiliza, para converter a tensão alternada do secundário do sistema IPT em tensão contínua, é um retificador de díodos. Este conversor é caracterizado por não ser controlado. Na Figura 2.7 está representado o esquema de um retificador de díodos.

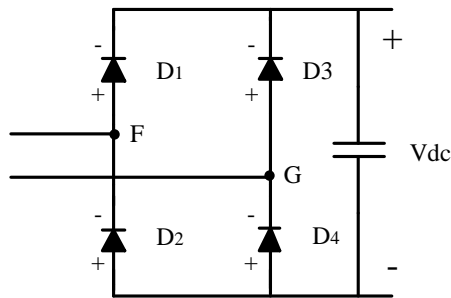


Figura 2.7 – Retificador monofásico de díodos.

## 2.6 Baterias

As características das baterias tais como o desempenho, o custo do armazenamento da energia elétrica, ou mesmo o tempo de vida, são fatores importantes para o desenvolvimento dos veículos elétricos. Um dos aspectos mais importantes são as curvas de carregamento e descarregamento que variam consoante o tipo de bateria. As baterias que são normalmente utilizadas pelos veículos elétricos são:

- *Lead-acid*
- *Nickel –cadmium*
- *Nickel-metal hydride*
- *Lithium-ion*

Na Figura 2.8 está apresentada a curva de descarga de uma bateria *Nickel-metal hydride*. As zonas da curva podem ser divididas em três áreas: a zona exponencial, onde a tensão da bateria é superior à sua nominal, a zona nominal, e a zona em que a bateria deixa de fornecer a energia necessária para ser fonte de alimentação. À medida que a bateria vai desgastando a zona nominal tem tendência a diminuir.

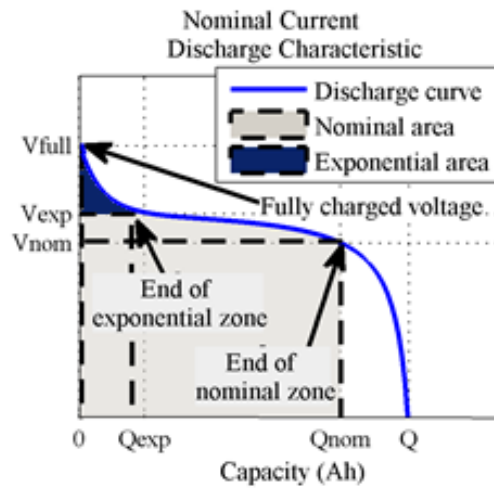


Figura 2.8 – Curva de descarga de uma bateria Nickel-metal hydride.[16].

Na Figura 2.9 está apresentado o modelo simples de uma bateria, onde  $R_{bat}$  é a resistência interna,  $v_{bat}$  é a tensão à entrada da bateria,  $v_E$  é a tensão da bateria em vazio e  $i_{bat}$  a corrente que circula na bateria.

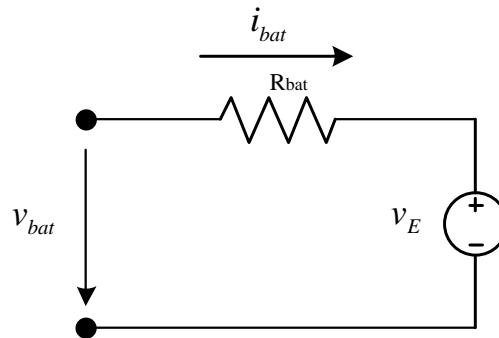


Figura 2.9 – Esquema simples de uma bateria

A corrente que atravessa a bateria é determinada pela seguinte equação:

$$i_{bat} = \frac{v_{bat} - v_E}{R_{bat}} \quad (2.3)$$

Caso a tensão à entrada da bateria seja superior à tensão em vazio, a bateria está a receber energia, caso contrario, esta encontra-se a fornecer energia.

Os condutores dos veículos de combustão interna, através do ponteiro de combustível, conseguem estimar a quantidade de energia que o veículo tem disponível. Nos veículos elétricos a quantidade de energia que as baterias contêm é obtida pelo *state of charge* (estado de carga) da

bateria. Assim é necessário dispor de métodos capazes de determinar com precisão o *state of charge (SOC)*, para notificar o condutor do veículo elétrico da quantidade de energia existente nas baterias e para o sistema de gestão das baterias funcionar bem.

# Capítulo 3

## 3.1. Controlo do conversor multinível em cascata

O controlo proposto, que se baseia nos artigos [17]e[18], tem como objetivo controlar o multinível, para que este envie a energia da rede, carregando as baterias de modo equilibrado e controlável. Este sistema de controlo (Figura 3.1) pode dividir-se em dois subcontrolos:

- Controlo da Potência;
- Controlo de equilíbrio do *SOC* das baterias.

O controlo da potência recebe os valores da potência ativa e reativa de referência  $p^*$  e  $q^*$ , os valores instantâneos da tensão e da corrente da rede e gera os sinais  $v_{xr}^*$ , onde x representa a fase, x=(a,b,c). O controlo de equilíbrio do *SOC* vai gerar os sinais  $v_{Bx}^*$  e  $v_{BxU}^*$ , e receber as *SOC* das baterias,  $SOC_{xU}$ , e as medias delas,  $SOC_{mx}$ , onde U representa o número da célula da fase (U=1,2,3). Os sinais gerados pelo controlo total são  $v_{oaU}^*$ ,  $v_{obU}^*$  e  $v_{ocU}^*$ .

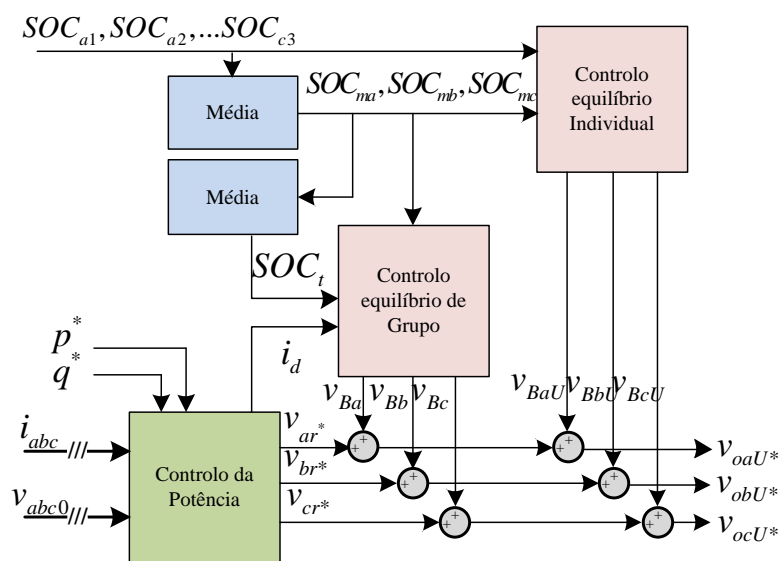


Figura 3.1 – Controlo do conversor multinível em cascata.

## 3.2. Controlo da Potência

O objetivo do controlo, implementado através do bloco controlo de potência, é regular a potência fornecida às baterias. Para isso o sistema de controlo necessita de receber como referência, a potência ativa e a potência reativa que a rede envia, os valores das tensões e



correntes da rede. Na Figura 3.2 está representada a malha de controlo que tem como objetivo o cálculo das tensões,  $v_{ar}^*$ ,  $v_{br}^*$  e  $v_{cr}^*$  que devem ser impostas à saída do barramento DC de cada célula.

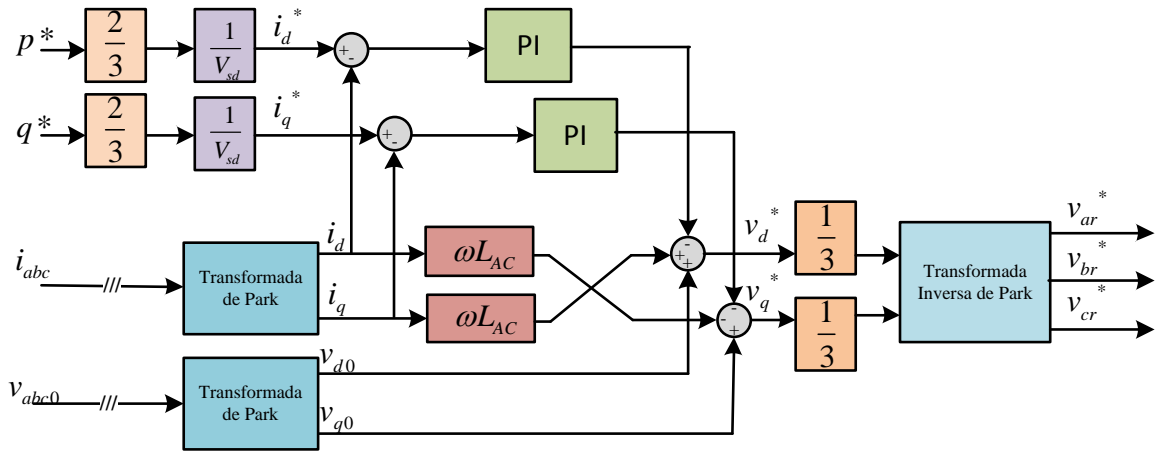


Figura 3.2 – Controlo da potência.

O sistema de controlo para calcular as tensões de referência deve ter em conta a queda de tensão presente na indutância de choque,  $L_{AC}$ , que se encontra entre a fonte de alimentação de uma fase e a entrada do conversor. É possível obter a queda de tensão pela diferença entre a tensão da rede e a tensão a entrada do conversor como é possível ver pela equação:

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = L_{AC} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

As tensões simples da rede podem ser definidas pela equação (3.2) onde  $V_s$  é o valor eficaz da tensão da rede.

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_s \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin \omega t - \frac{2\pi}{3} \\ \sin \omega t + \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Para facilitar o controlo é necessário converter os valores das tensões e das correntes de eixos abc para eixos dq0. Para o conseguir, é necessário aplicar a transformada de Park (2.6), que

ao receber a posição angular ( $\theta_e$ ) da tensão da rede através de uma *Phase-Lock-Loop* (PLL), consegue sincronizar os eixos dq0 com os eixos abc, passando assim de valores alternados para valores contínuos.

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Então, aplicando a transformada de Park (2.6) nas tensões da rede obtêm-se as mesmas nas coordenadas dq0. Assumindo que as três fontes de alimentação são equilibradas e o vetor espacial da tensão  $\vec{v}$  está alinhado segundo o eixo d, que tem uma velocidade angular  $\omega_e$ , os valores  $v_{s0}$  e  $v_{sq}$  serão nulos, tal como se pode observar na Figura 3.3.

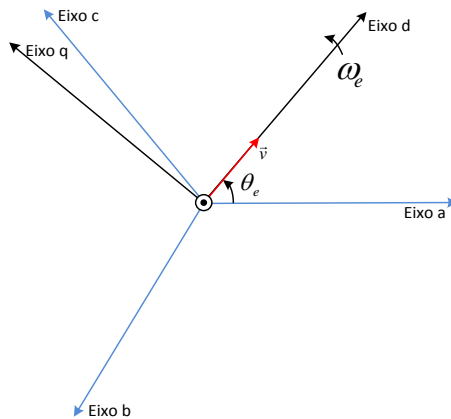


Figura 3.3 – Vetor espacial da tensão no eixo dq0.

Com a tensão do eixo d e do eixo q,  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  respectivamente, e aplicando a equação (2.4) é possível obter:

$$\begin{bmatrix} L_{AC} \frac{d}{dt} & \omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & L_{AC} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} - v_d \\ v_{sq} - v_q \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

As correntes de referência nas coordenadas dq0,  $i_d$  e  $i_q$ , são determinadas através do valor de referência da potência ativa e da potência reativa como é possível verificar nas equações

(2.9) e (2.10). Como nesta dissertação vai ser considerado o sistema com o fator potência unitário, o valor de referência da potência reativa será nulo.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \\ -v_{sq} & v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

$$i_d^* = \frac{P^*}{v_{sd}}. \quad (2.9)$$

$$i_q^* = \frac{q^*}{v_{sd}} = 0. \quad (2.10)$$

Com as tensões  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , e tendo em conta a equação (2.7), os valores de referência da tensão no eixo d e no eixo q são calculados pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - K_1 \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix} - \frac{K_1}{T_1} \int \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix} dt. \quad (2.11)$$

O primeiro e segundo termos da equação (2.11) têm em conta a queda de tensão nas indutâncias do sistema em regime permanente. O terceiro e quarto membros, têm em conta o controlador PI com o ganho proporcional  $K_1$  e com o tempo integral  $T_1$ .

Após o sistema de controlo calcular as tensões de referência em coordenadas dq0 é necessário converte-las para coordenadas abc, através da aplicação da transformada Inversa de Park.

$$\begin{bmatrix} v_{ar}^* \\ v_{br}^* \\ v_{cr}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 1 \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \\ v_0^* \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

### 3.3. Controlo de equilíbrio do *SOC*

O objetivo principal do controlo de equilíbrio do *SOC* é manter o nível de carga de todas as baterias do sistema igual à média total. O desequilíbrio entre as baterias num sistema real pode dever-se aos seguintes fatores[19]:

- Troca de Bateria;
- Tolerância de componentes passivos;
- Perdas de condução e comutação diferentes entre os vários semicondutores existentes no sistema de carregamento;
- Desequilíbrios nos sinais provenientes dos sensores de tensão e de corrente.

As baterias desequilibradas no sistema de carregamento têm como principais consequências o aumento da distorção harmónica e o aumento da degradação das baterias. Esta última consequência deve-se ao facto das baterias com o nível de carga inferior comparativamente às outras, em ser sujeitas a níveis de potência mais elevados.

Este controlo de equilíbrio de carga de bateria é dividido em duas partes: controlo de equilíbrio de grupo (*Clustered balancing Control*), que faz o equilíbrio entre as três fases, e o controlo de equilíbrio individual (*Individual balancing control*) que faz o equilíbrio entre as baterias de uma fase.

### 3.4. Controlo de equilíbrio de grupo

Como já referido anteriormente, o objetivo do controlo de equilíbrio de grupo (Figura 3.4), é manter a média do *SOC* de cada fase igual à média das três fases. Este controlo segue como referência a média do *SOC* de todas as baterias das três fases,  $SOC_l$ , e compara-a à média de cada fase. Se existir uma variação, o controlador  $P_2$ , com o ganho proporcional  $K_2$ , irá receber o erro cometido e vai calcular a corrente de referência a passar pelas baterias. No caso das baterias da fase A, após o cálculo do erro (2.13), a corrente de referência é  $i_a^*$ . Esta corrente vai ser comparada com o seu valor real, que é aproximadamente igual a  $\frac{i_d}{\sqrt{3}}$ . Se existir um erro, o controlador  $P_3$  seguinte, com o ganho  $K_3$ , vai calcular o sinal necessário para equilibrar as baterias,  $v_{Ba}$ , da fase A através da equação (2.14).

$$\Delta SOC_a = SOC_t - SOC_a. \quad (2.13)$$

$$v_{Ba} = K_3 \left( K_2 \Delta SOC_a - \frac{i_d}{\sqrt{3}} \right) \sin(\omega t). \quad (2.14)$$

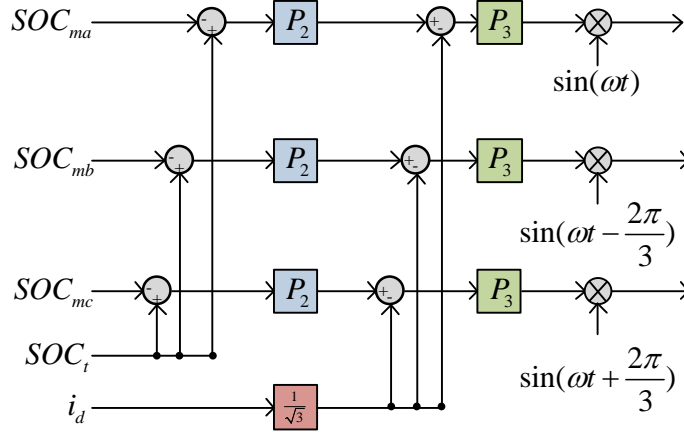


Figura 3.4 – Controlo de equilíbrio de grupo.

O sinal  $\Delta SOC_a$ , é um sinal contínuo, como o  $i_d$ , sendo assim necessário multiplicar por uma senoide de amplitude unitária que esteja em fase com o sinal  $v_{ar}^*$  para que se possa somar os dois sinais. Para as fases B e C, o processo é semelhante só que as respetivas sinusoides devem estar desfasadas  $120^\circ$  e  $240^\circ$  da senoide da fase A, respetivamente.

### 3.5. Controlo de balanceamento individual

Este controlo tem algumas semelhanças com o sistema de controlo equilíbrio grupo, só que em vez de comparar a média do  $SOC$  das três fazes com a média de uma fase, vai comparar a média do  $SOC$  de uma fase com o  $SOC$  de cada bateria dessa fase. Tomando a bateria da fase A como desequilibrada, e procedendo à comparação entre a média dessa fase com a bateria desequilibrada, será possível obter o erro pela equação (2.15), que ao passar pelo controlador  $P_4$  é convertido para o sinal de tensão  $v_{BaU}$ , para equilibrar as baterias da fase A (Figura 3.5).

$$\Delta SOC_{aU} = SOC_{ma} - SOC_{aU}. \quad (2.15)$$

A tensão de compensação para minimizar  $\Delta SOC_{aU}$  pode ser expressa pela equação (3.13), onde a variável  $K_4$  é o ganho proporcional do controlador  $P_4$ .

$$v_{BaU} = \begin{cases} K_4 \cdot \Delta SOC_{aU} \cdot \sin(\omega t) & p^* > 0 \\ -K_4 \cdot \Delta SOC_{aU} \cdot \sin(\omega t) & p^* < 0. \end{cases} \quad (2.16)$$

Tal como no de grupo, para as fases B e C as sinusoides devem estar desfasadas 120° e 240° da senoide da fase A, respetivamente.

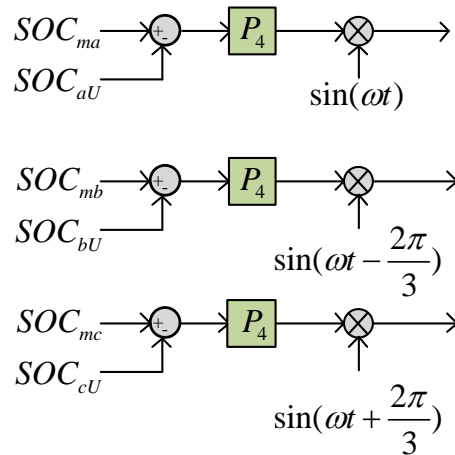


Figura 3.5 – Controlo de balanceamento individual.

# Capítulo 4

## Resultados de Simulação

Para o estudo do sistema de carregamento em análise, foi desenvolvido um modelo do sistema *Matlab/Simulink*. Na Figura 4.1 está representado o modelo *Matlab/Simulink* desenvolvido.

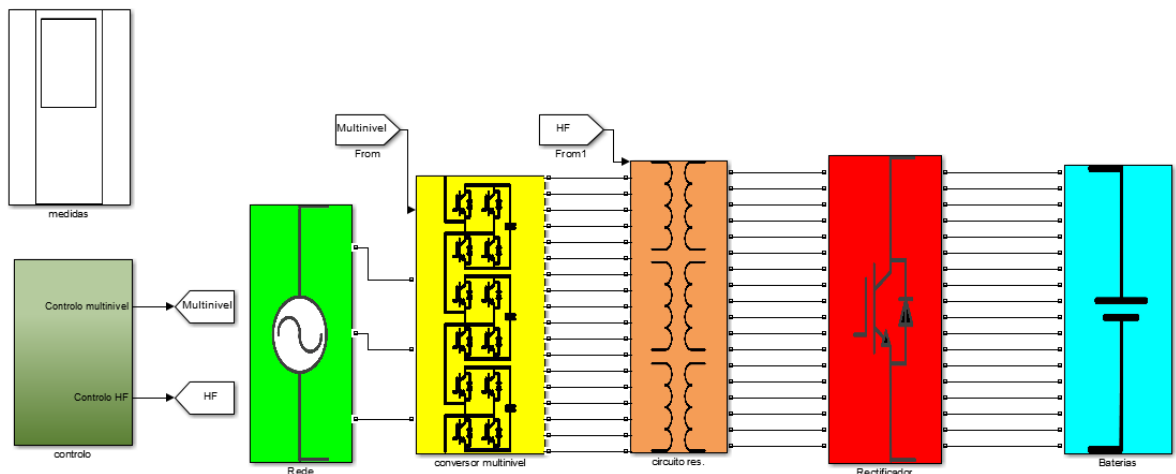


Figura 4.1 – Diagrama de blocos implementado em código Matlab/Simulink.

De seguida serão apresentados os resultados de três simulações de um sistema de carregamento *on-board* com o sistema IPT *offline*, onde irão ser analisados: o funcionamento com as baterias equilibradas, o desequilíbrio de uma das baterias de uma fase e o desequilíbrio do total de uma fase, com um tempo de amostragem  $5\mu\text{s}$ . Estas simulações vão conter um sistema de alimentação trifásico com tensão eficaz de linha de 50 V/50 Hz, um conversor multinível com uma indutância de choque em cada fase com o valor de 10mH, com condensadores à saída de cada célula de 16.4 mF e com a onda portadora do PS-PWM a comutar a 1000 Hz ( $f_{por}$ ). A frequência de comutação equivalente do conversor multinível é igual a 6000 Hz ( $2.m.f_{por}$ ). Após o conversor multinível existem nove inversores que devem comutar à frequência de ressonância, que neste caso é 10 KHz. Para cada inversor está conectado um circuito ressonante que é constituído pelos enrolamentos do primário e do secundário com os valores de 410  $\mu\text{H}$  e 223.3m $\Omega$ , uma indutância de magnetização de 177  $\mu\text{H}$  e os condensadores, que têm como função compensar a parte reativa, com valor de 1,068  $\mu\text{F}$ . Para cada circuito ressonante existe um retificador monofásico para retificar a tensão alternada, com um condensador à saída de valor de 0,3 mF. No final do circuito existem as nove baterias de *Nickel-*

*metal hydride*, cada uma de 250 Wh, com uma resistência interna de  $0.5\Omega$ . Além das três simulações acima referidas, existirá uma que simulará o conversor multinível a funcionar como um sistema de carregamento bidirecional. No Anexo A1 e A2 pode ser consultado os blocos restantes da simulação e os parâmetros utilizados nas simulações, respetivamente.

Para o controlo e análise das simulações, as medições necessárias a efetuar nas três fases da rede serão: a tensão simples ( $v_{x0}$ ), a corrente na rede ( $i_x$ ) e a potência  $p_{redex}$ . A potência total enviada pela rede é a soma da potência das três fases ( $p_{rede}$ ). No conversor multinível as medições efetuadas serão: as tensões de entrada do conversor ( $v_{yn}$ ) e a tensão em cada barramento DC de cada célula do conversor multinível ( $v_{ox1}, v_{ox2}, v_{ox3}$ ). Será também adquirida a potência de saída de cada célula do conversor ( $p_{ox1}, p_{ox2}$  e  $p_{ox3}$ ). A potência total enviada pelo conversor será a soma das potências enviadas por cada uma das células do conversor ( $p_{ox}$ ).

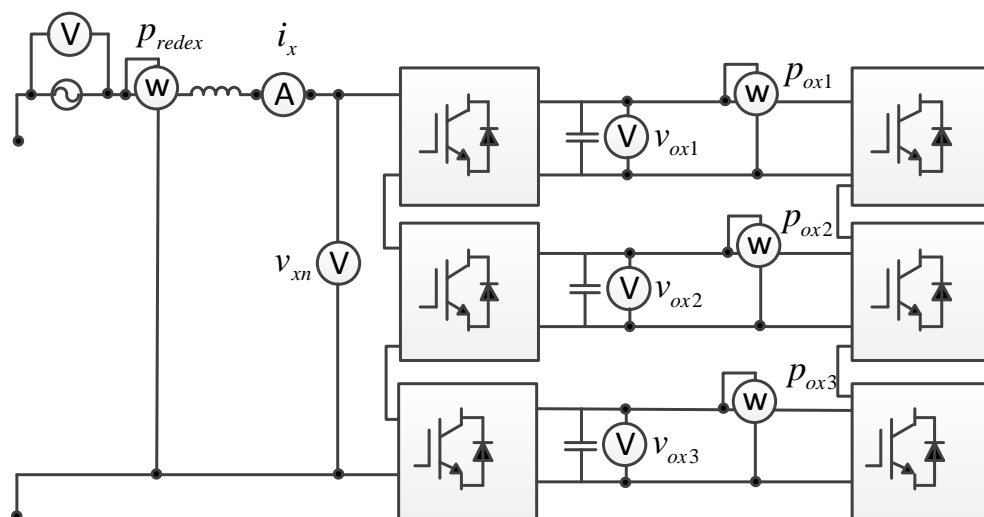


Figura 4.2 – Indicação dos locais de aquisição de tensões, correntes e potências no conversor e na rede.

Nas nove fontes de alta frequência são obtidas as tensões alternadas à saída dos inversores ( $v_{inv\_xU}$ ) e as tensões ( $v_{res\_xU}$ ) e correntes ( $i_{rev\_xU}$ ) do secundário do sistema IPT.



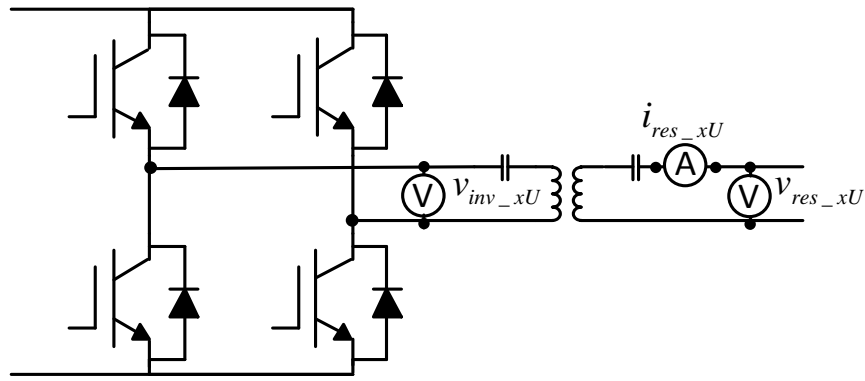


Figura 4.3 – Indicação dos locais de aquisição de tensões e correntes na fonte de alta frequência.

Cada bateria, na simulação, está equipada com um *Battery management system* (BMS), que continuamente consegue retirar os valores da tensão ( $v_{bat\_xU}$ ), da corrente ( $i_{bat\_xU}$ ), da potência ( $p_{bat\_xU}$ ) e do  $SOC_{xU}$ , como é possível observar na Figura 4.4. A potência total recebida ( $p_{bat}$ ) em todas as baterias igual à soma da potência que cada uma usa.

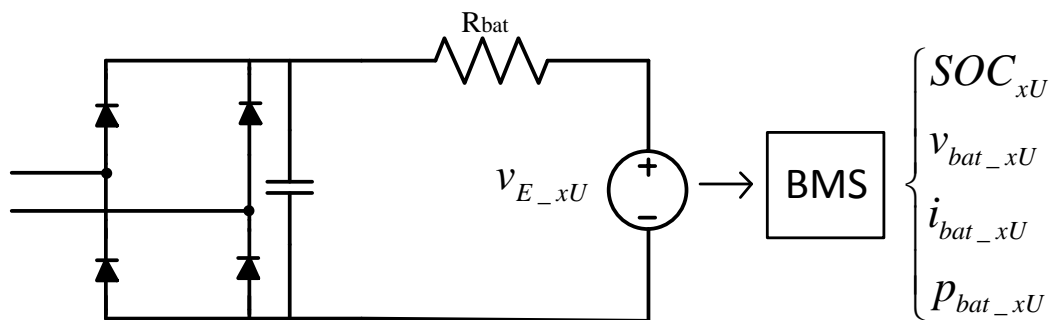


Figura 4.4 – Aquisição de valores na bateria.

## 4.1 Funcionamento com as baterias equilibradas

As figuras seguintes mostram as formas de ondas obtidas com o sistema a funcionar a 5000W e com todas as baterias a 50% da sua capacidade. Na Figura 4.5 é possível observar que a corrente se encontra em fase com a tensão e que apresenta uma forma muito próxima de uma onda sinusoidal.

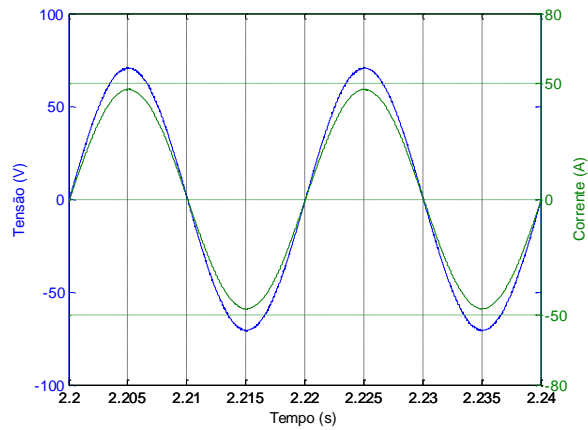


Figura 4.5 – Tensão e Corrente de alimentação com as cargas equilibradas (fase A).

Calculando a *Fast Fourier Transform (FFT)* da corrente e da tensão que alimenta o sistema, é possível visualizar a sua baixa distorção harmônica (THD). Nos esetrogramas representados nas Figura 4.6 e Figura 4.7 é possível verificar que as componentes fundamentais da tensão e da corrente têm a amplitude de 70.66V e 33.02A, respectivamente. Também é possível observar os seus múltiplos e constatar a sua baixa amplitude. Além dos harmônicos existentes devido à componente fundamental, existem os harmônicos correspondentes à frequência de comutação de 6kHz. Esta frequência é calculada para o conversor multinível em cascata através equação  $2.m.f_{por}$ , tal como foi apresentado anteriormente. Estes harmônicos apresentam uma amplitude baixa, tendo o harmônico da tensão o valor de 0.16 % e da corrente o valor de 0.12% da amplitude do harmônico fundamental. Nestas figuras é possível observar uma distribuição dos harmônicos múltiplos da frequência de comutação. Todo o conjunto de harmônicos presentes dá origem a um THD 0.28% para a corrente e 0.48% para a tensão.

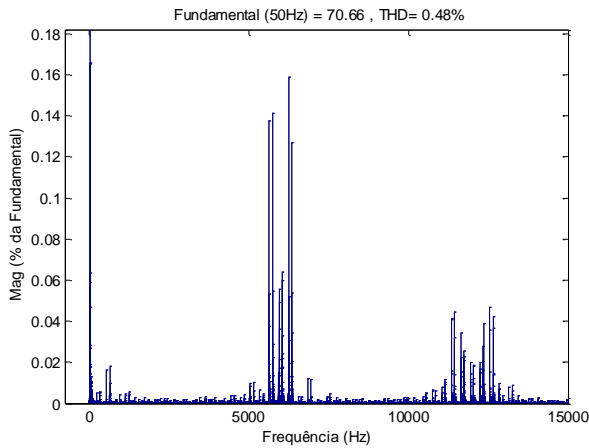


Figura 4.6 – FFT da tensão de linha de alimentação com as cargas equilibradas (fase A)

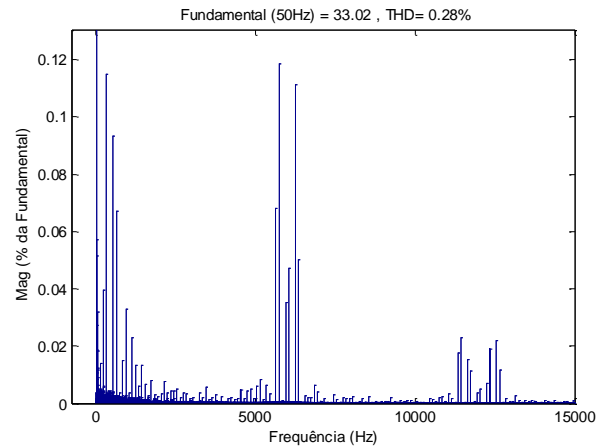


Figura 4.7 – FFT da corrente de linha de alimentação com as cargas equilibradas (fase A).

A Figura 4.8 permite observar a tensão obtida aos terminais  $v_{yn}$  das três fases. Na mesma figura é possível ainda observar os sete níveis de tensão característicos do conversor multinível. Estes sete níveis, como já foi referenciado no capítulo 2 seção 2, surgem devido ao conversor multinível ter por fase três células. A tensão máxima de  $v_{yn}$  dá-se pela soma das tensões aos terminais de todos os condensadores da fase x,  $v_{oxU}$ . Tomando como referência a fase A, é possível constatar pela Figura 4.8 que a tensão máxima aos terminais  $v_{An}$  é aproximadamente 192 V, tendo em conta as tensões  $v_{oa1}$ ,  $v_{oa2}$  e  $v_{oa3}$  que têm valor máximo aproximadamente de 64V cada uma. Os semicondutores deste conversor comparativamente aos de dois níveis, estão sujeitos a tensões inferiores, neste caso de 32V. Se os conversores de dois níveis tivessem no seu lado alternado,  $v_{An}$ , uma tensão máxima de 192V, os IGBTs estariam sujeitos a 96V. Na Figura 4.9 não é perceptível a presença dos três sinais de tensão, pois estão sobrepostos.

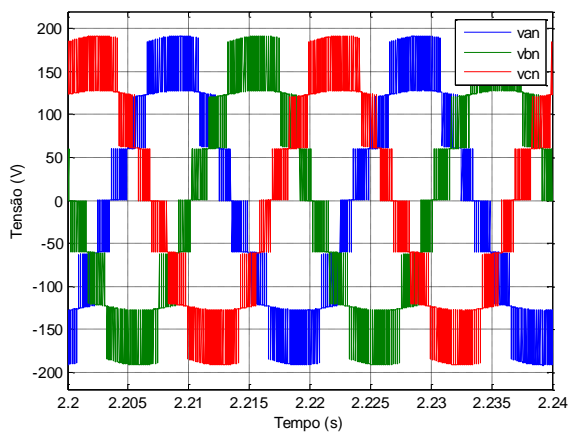


Figura 4.8 – Tensão nos terminais van.

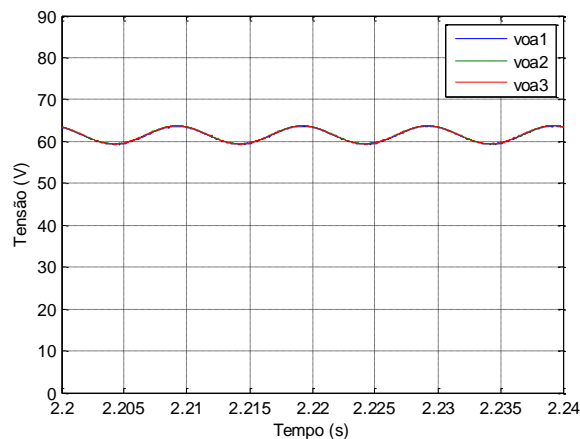


Figura 4.9 – Tensão de saída de cada célula da fase A do conversor multinível.

Como indicado anteriormente na Figura 2.1, após o conversor multinível, em cada fase encontram-se três fontes de alta frequência, cada uma delas ligada a saída de uma célula do conversor multinível. Cada uma destas fontes de alta frequência contém um conversor monofásico, que deve estar a comutar à frequência de ressonância, que neste caso é 10 kHz, para que as perdas na transmissão de energia sejam reduzidas. A Figura 4.10 mostra a tensão à saída de um inversor corresponde à célula 1 da fase A ( $v_{inv\_a1}$ ).

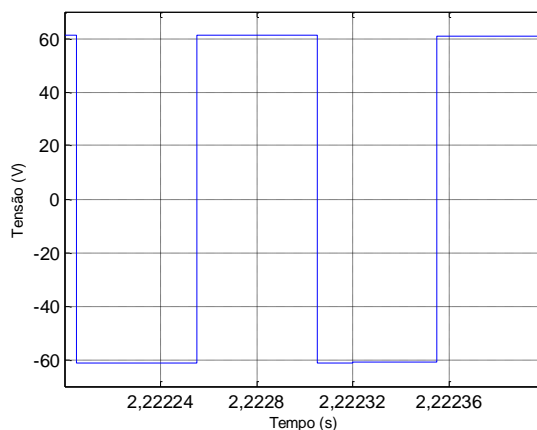


Figura 4.10 – Tensão à saída da célula 1 da fase A.

Através da Figura 4.11 é possível observar uma variação da amplitude da tensão de saída do inversor. Esta variação deve-se ao *ripple* presente na tensão de saída das células H que alimenta os inversores. É possível comprovar isto comparando o *ripple* da tensão à saída de um condensador, Figura 4.9, com a figura seguinte.

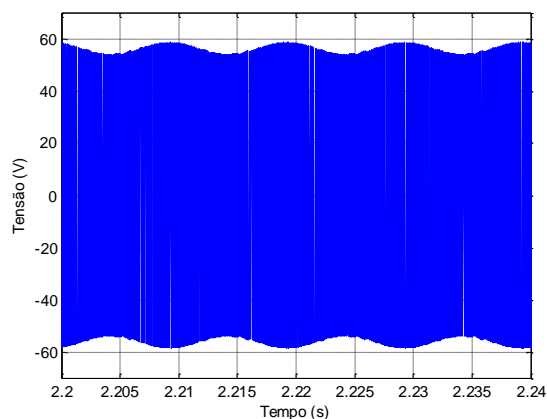


Figura 4.11 – Tensão num inversor.

Na Figura 4.12 encontram-se representadas a tensão e a corrente no secundário do circuito ressonante de uma dessas fontes. Como se pode observar, através do circuito ressonante foi possível transformar a onda quadrada de saída do inversor para uma onda mais próxima de uma forma sinusoidal. É igualmente constatável um pequeno desfasamento entre as duas ondas. Esse desfasamento deve-se ao facto dos condensadores não estarem a compensar totalmente a parte reativa das indutâncias do circuito ressonante.

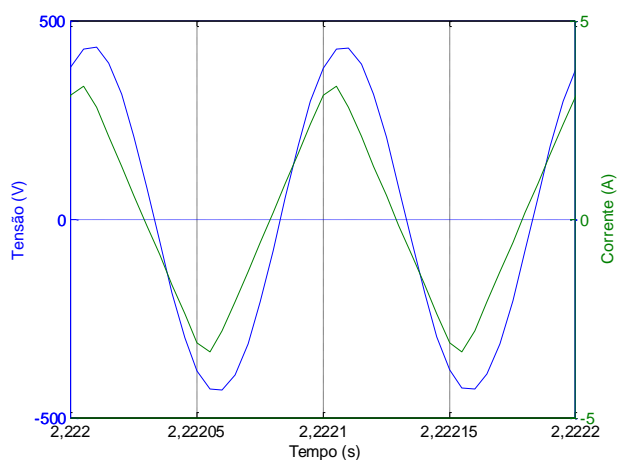


Figura 4.12 – Tensão e corrente no secundário de um Sistema IPT.

No secundário do circuito ressonante encontra-se um retificador a díodos, que retifica a tensão proveniente do circuito ressonante para uma tensão contínua para alimentar as baterias. Esta retificação também terá um *ripple* devido à oscilação da tensão de entrada e do próprio provocar a oscilação na tensão e na corrente da bateria, como é possível constatar na Figura 4.13 e na Figura 4.14.

Na Figura 4.15 está representado o *SOC* de todas as baterias do sistema. Como se pode observar, todas as baterias estão equilibradas.

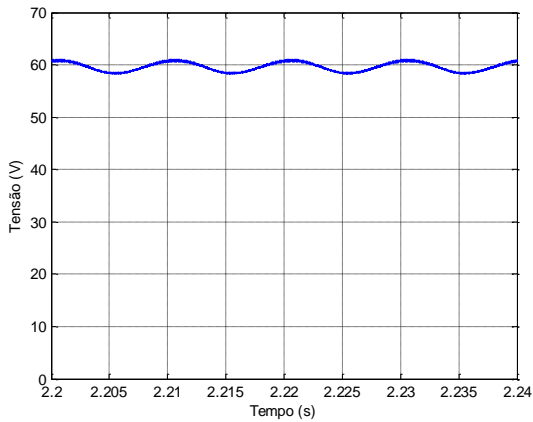


Figura 4.13 – Tensão da bateria da fase A da célula número 1.

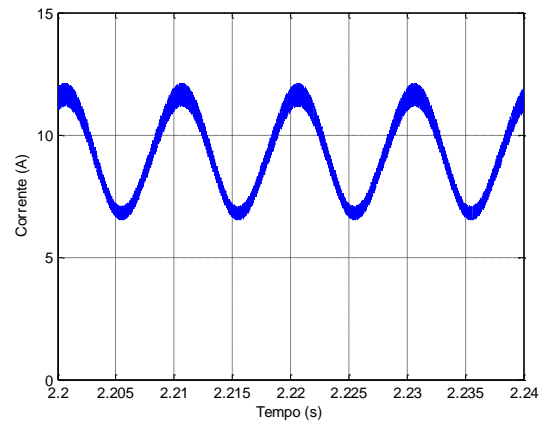


Figura 4.14 – Corrente da bateria da fase A da célula número 1.

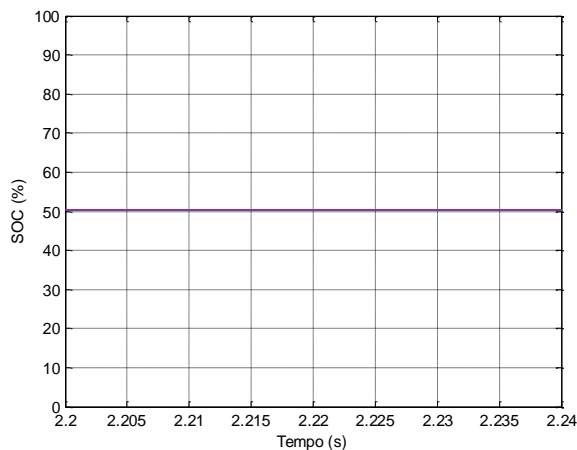


Figura 4.15 – SOC de todas as baterias.

Tendo como referência  $p=5000\text{W}$ , a rede vai alimentar o sistema de carregamento a  $5000\text{W}$  ( $p_{rede}$ ). O valor desta potência obtém-se, considerando que se trata de um sistema equilibrado, através da equação (3.1), onde  $V_s$  e  $I_s$  são os valores eficazes da tensão e da corrente, de uma fase do sistema de alimentação e  $\cos \varphi$  representa o fator de potência.

$$P_{rede} = 3.V_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi \quad (3.1)$$

De acordo com a Figura 4.5 é possível verificar que o fator potência do sistema de carregamento é unitário. Se visualizarmos a mesma figura é possível observar que a tensão eficaz da fase A tem o valor de 50V e a corrente o valor de 33.33A. Através da equação (4.1) comprova-se que a rede está a enviar 5000 W.

A potência total que chega às baterias ( $p_{bat}$ ) é aproximadamente 4950W. Este valor pode ser calculado pela soma da potência individual,  $p_{bat\_xU}$ , das nove baterias de acordo com a equação (3.2), onde  $V_{bat\_ma1}$  e  $I_{bat\_ma1}$  representam a tensão e corrente médias da bateria da fase A número 1, respetivamente.

$$P_{bat\_xU} = V_{bat\_mxU} \cdot I_{bat\_mxU} \quad (3.2)$$

Considerando as Figura 4.13 e Figura 4.14 é possível visualizar que a tensão e a corrente médias da bateria em questão têm o valor de 59.7V e 9.2 A. Através da equação (3.2), e assumindo que todas as nove baterias estão equilibradas, a potência que as baterias recebem apresenta o valor aproximado de 4950W.

O rendimento do sistema é calculado pela seguinte equação:

$$\eta = \frac{p_{bat}}{p_{rede}} \times 100\%$$

Verifica-se portanto, que o rendimento global do sistema é aproximadamente 99%. As perdas do sistema de carregamento devem-se às resistências do enrolamento primário e secundário do sistema ressonante, do estado de condução dos IGBTs e das resistências internas das baterias. Considerando que as baterias contêm uma resistência interna de  $0.5\Omega$  e com o valor médio da corrente, é possível deduzir que a perda internas de potência nas baterias será de 380.88W. Além das perdas já mencionadas, as perdas por comutação dos semicondutores são uma parte significativa para calcular o rendimento, mas não entram em conta no programa *Matlab/Simulink*, logo o rendimento global apresentado está sobrevalorizado. Através da Figura 4.16 é possível visualizar as potências ao longo do sistema de carregamento.

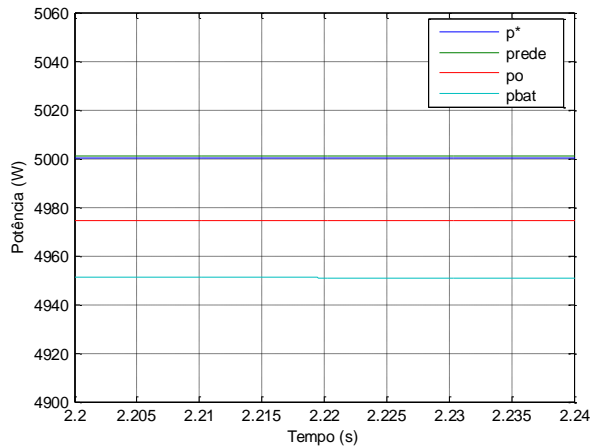


Figura 4.16 – Potência ao longo do Sistema de Carregamento.

O controlo desenvolvido permite ao utilizador do veículo elétrico regular a potência que a rede envia para as baterias, uma vez que consoante aumente ou diminua a potência, o tempo de carregamento das baterias vai aumentar ou diminuir. Para uma melhor análise foi simulada a resposta do sistema de carregamento para diferentes potências de referência. No estado inicial, o sistema de carregamento, carrega as baterias com 4000 W. Quando o  $t=1$  o sistema começa a carregar a 3500 W e no final, quando  $t=2$  a potência referência será 5000W. Na Figura 4.17 é possível observar as três variações da potência e confirmar que o valor da potência da rede ( $p_{rede}$ ), a potência enviada pelo conversor ( $p_o$ ) e a potência que as baterias recebem ( $p_{bat}$ ) acompanha o valor de referência.

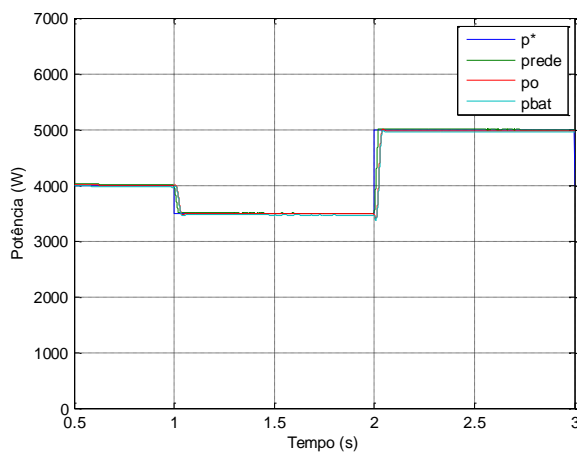


Figura 4.17 – Variações da potência ao longo do Sistema de Carregamento.

Através das Figura 4.18 e Figura 4.19, é possível observar a variação da corrente da rede e da tensão aos terminais dos condensadores, quando existe variação da potência. Quando a potência de referência diminui o valor ( $t=1$ ), o controlo vai impor nos barramentos DC da



cascata menos tensão. A diminuição da tensão nos condensadores vai diminuir a corrente em cada bateria que por sua vez diminui a corrente da rede. Após  $t=2$  a tensão nos condensadores aumenta, elevando assim a corrente na rede.

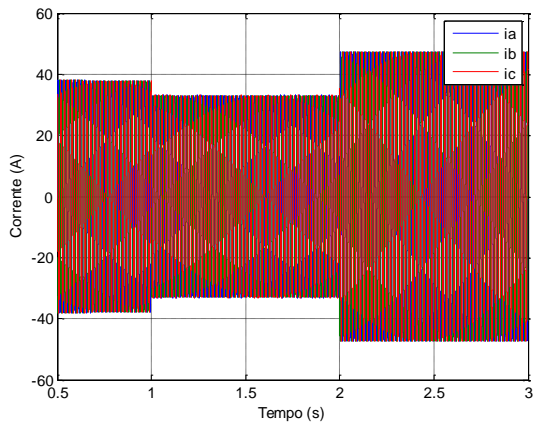


Figura 4.18- Corrente de alimentação do sistema de carregamento.

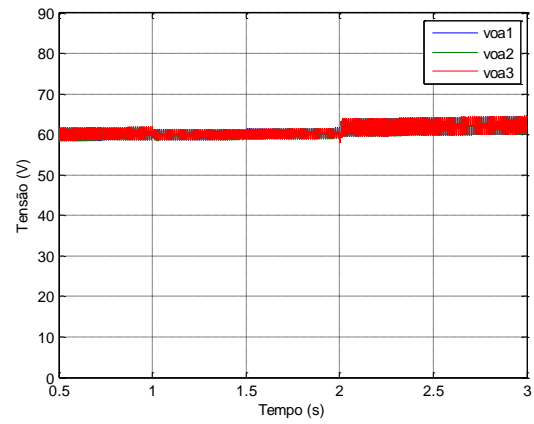


Figura 4.19- Tensão aos terminais dos barramentos DC da fase A.

Através da figura seguinte é possível demonstrar, que após as três variações da Potência, a *SOC* de todas as baterias do sistema mantém-se equilibrada.

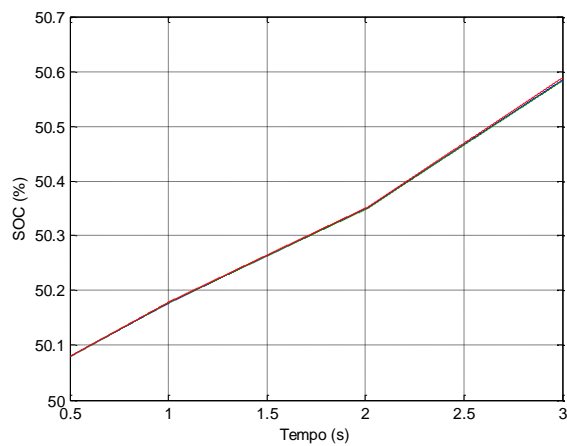


Figura 4.20 – SOC das baterias de todo o sistema ao longo de três segundos.

## 4.2 Funcionamento com uma bateria desequilibrada

Nesta secção é simulado o funcionamento do sistema de carregamento com a rede a fornecer 5000W às baterias, com uma bateria da fase A a 53% ( $SOC_{a1}$ ) da sua capacidade enquanto as restantes da mesma fase estão a 50 % ( $SOC_{a2}$  e  $SOC_{a3}$ ).

Este controlo, como já referido anteriormente, tem como objetivo equilibrar as baterias da mesma fase, neste caso equilibrar as baterias da fase A. Através da Figura 4.21 é possível observar o controlo de equilíbrio a atuar, uma vez que as diferenças entre as  $SOC_{a1}$ ,  $SOC_{a2}$  e  $SOC_{a3}$  vão diminuindo.

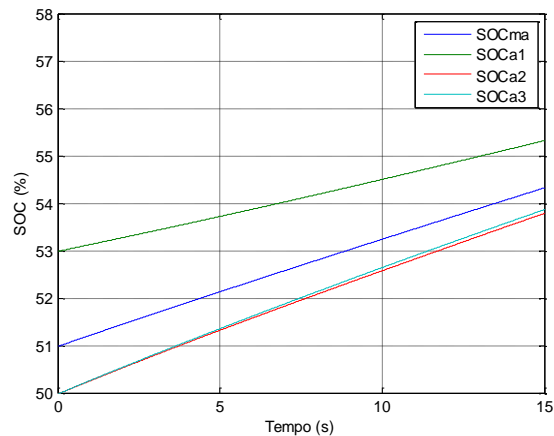


Figura 4.21 – Convergência das SOC da fase A.

A Figura 4.22 e a Figura 4.23 demonstram mais detalhadamente que o erro entre a bateria desequilibrada e as restantes está a tender para zero.

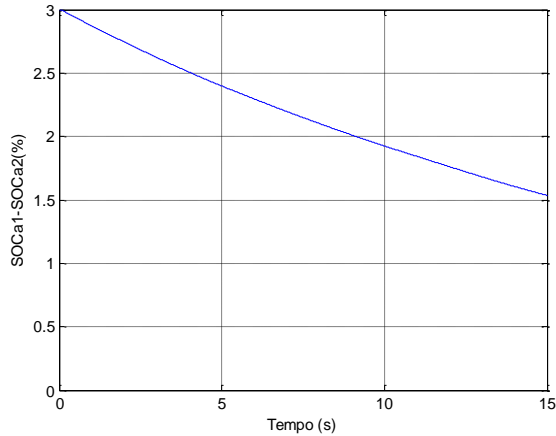


Figura 4.22- Diferença entre  $SOC_{a1}$  e  $SOC_{a2}$ .

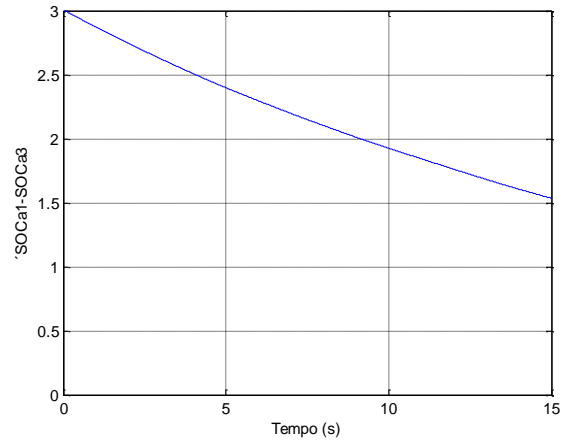


Figura 4.23- Diferença entre  $SOC_{a1}$  e  $SOC_{a3}$ .

O controlo de equilíbrio individual para funcionar necessita do valor médio da fase como referência ( $SOC_{ma}$ ), que neste caso é cerca de 51%. Como o valor  $SOC_{a1}$  está acima da média de referência, o controlo vai impor à entrada da bateria menos tensão, pelo que esta recebe assim menos potência tendo um carregamento mais lento. As baterias com  $SOC_{a2}$  e  $SOC_{a3}$  como estão abaixo do valor de referência vão receber nos seus terminais mais tensão, que se traduz igualmente em mais potência, fazendo com que carreguem mais rapidamente para que se atinja o estado de equilíbrio mais depressa. Na Figura 4.24 é possível examinar a bateria desequilibrada a receber menos potência que as outras duas baterias.

Nas Figura 4.25 e Figura 4.26, é possível observar a potência enviada para as baterias das outras duas fases, onde é possível verificar que os seus valores são semelhantes à potência média da fase que contém a bateria desequilibrada ( $p_{bat\_ma}$ ).

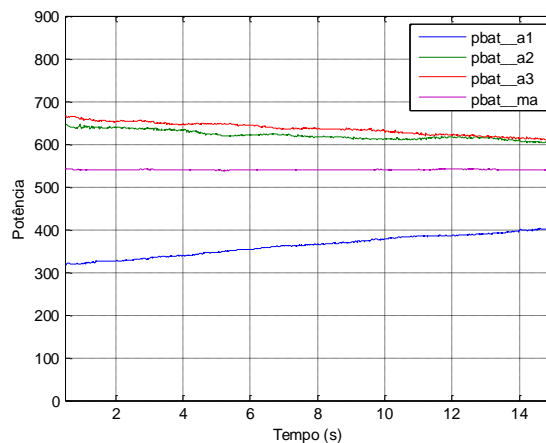


Figura 4.24- Potência nas baterias da Fase A.

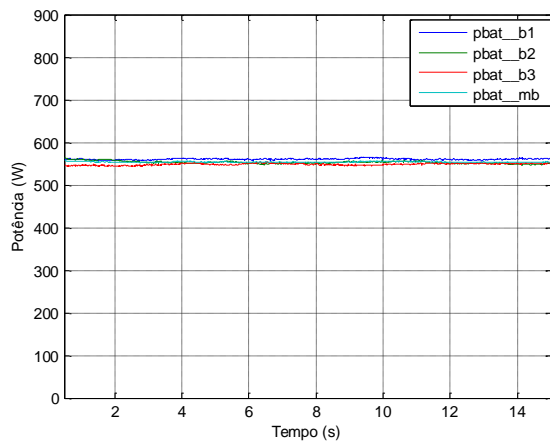


Figura 4.25- Potências nas baterias da Fase B.

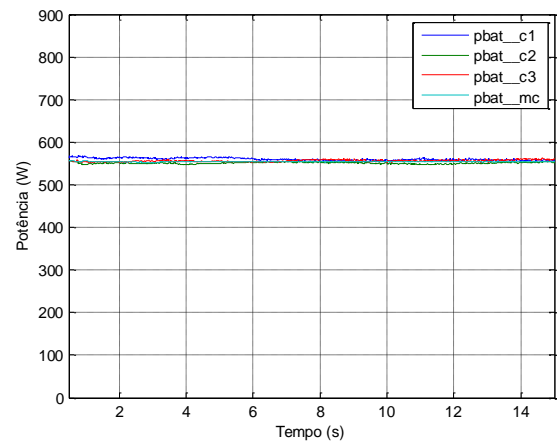


Figura 4.26- Potências nas baterias da Fase C.

### 4.3 Funcionamento com uma fase desequilibrada

Neste setor é simulado o funcionamento do sistema de carregamento com a rede a fornecer a este a 5000 W, com as baterias da fase A a 53% da sua capacidade enquanto as baterias das restantes fases se encontram a 50 %.

O controlo de equilíbrio de grupo é muito semelhante ao controlo de equilíbrio individual, só que em vez de recorrer à média do  $SOC$  das baterias de uma fase como referência, esta é a média do  $SOC$  de todas as baterias do sistema de carregamento  $SOC_i$ .

Como é possível observar na Figura 4.27, as médias das fases encontram-se a progredir para o valor da média total, o que significa que o controlo de equilíbrio de grupo está funcional, ou seja, a equilibrar as baterias de todas as fases.

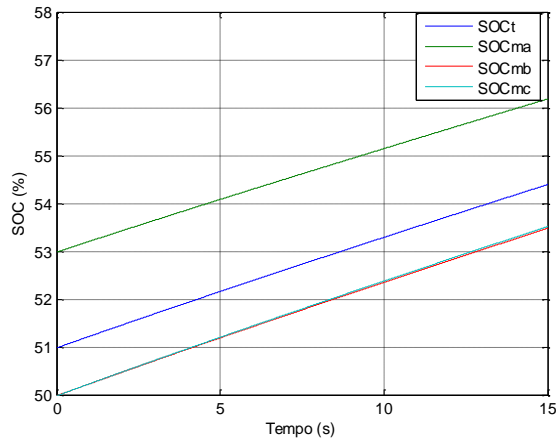


Figura 4.27 Convergência das médias dos SOC de todas as baterias.

O conjunto de figuras seguintes mostra que a diferença entre a média do *SOC* da fase A com as restantes fases está a diminuir e a tender para zero. É possível observar que, comparativamente ao controlo de equilíbrio individual, este é mais lento a equilibrar as baterias. Uma das razões é este controlo necessitar de receber os valores do nível de carga de todas as fases enquanto o controlo de equilíbrio individual só necessita dos valores da própria fase.

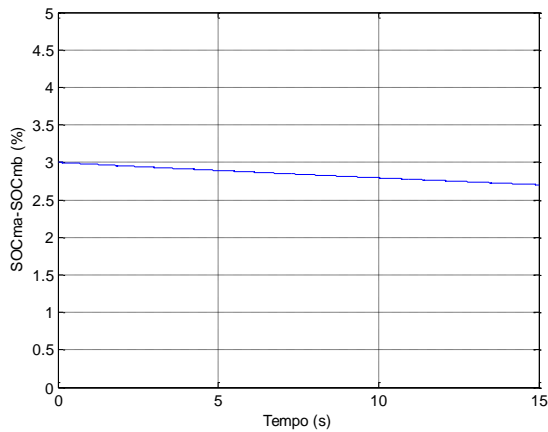


Figura 4.28- Diferença entre  $SOC_{ma}$  e  $SOC_{mb}$ .

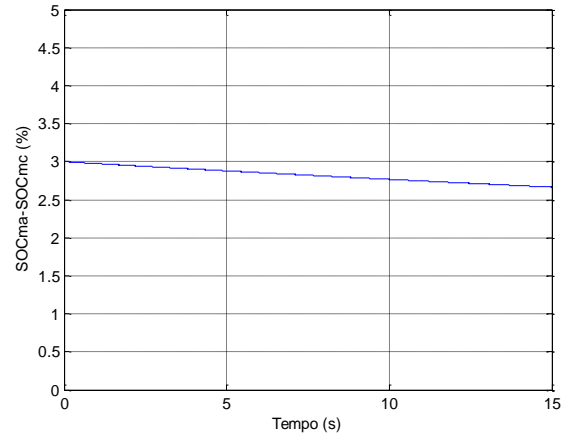


Figura 4.29 Diferença entre  $SOC_{ma}$  e  $SOC_{mc}$ .

As três seguintes figuras ilustram a diferença da potência recebida pelas baterias. Na Figura 4.30 observa-se uma menor potência recebida pelas baterias, uma vez que o valor médio da *SOC* desta fase se encontra acima do *SOC* de referência para o controlo de equilíbrio de grupo. Pelas Figura 4.31 e Figura 4.32 é possível verificar que a potência recebida pelas fases B e C é superior.

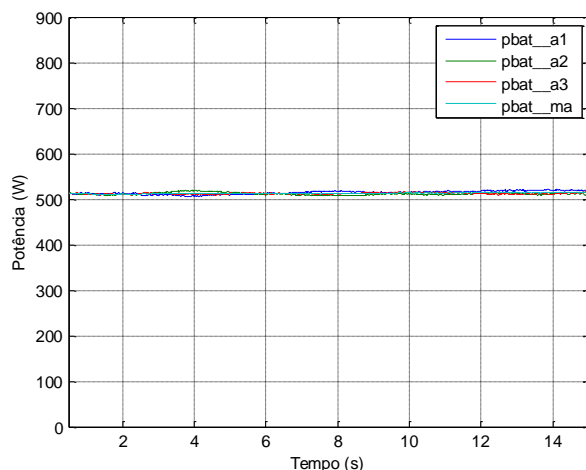


Figura 4.30- Potência nas baterias da Fase A.

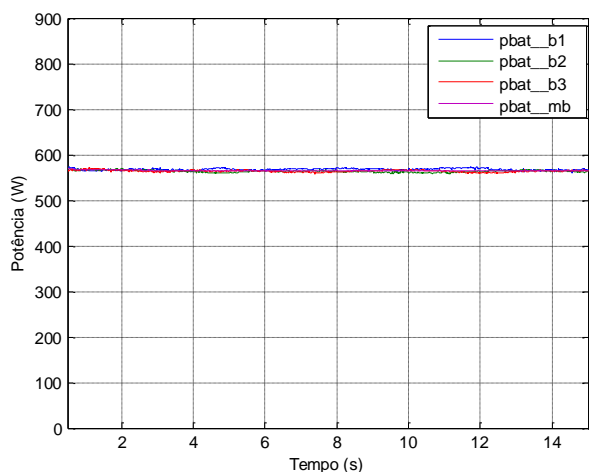


Figura 4.31- Potência nas baterias da Fase B.

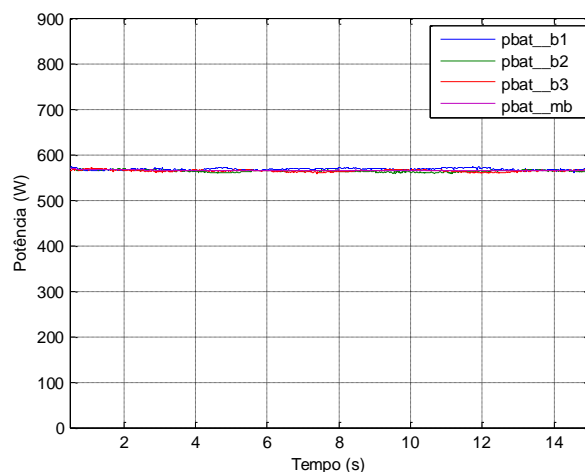


Figura 4.32- Potência nas baterias da Fase C.

## 4.4 Funcionamento do conversor multinível bidirecional

As simulações apresentadas até agora são de um sistema de carregamento unidirecional. Isto deve-se ao facto de não ter sido possível desenvolver um retificador controlado em vez do retificador a díodos. Por causa disso o sistema, nas simulações anteriores, não consegue enviar energia das baterias para a rede. Nesta seção irá ser demonstrado que o conversor multinível quando está conectado diretamente às baterias, consegue enviar a energia delas para a rede. A Figura 4.33 indica o modelo do sistema *Matlab/Simulink* desenvolvido.

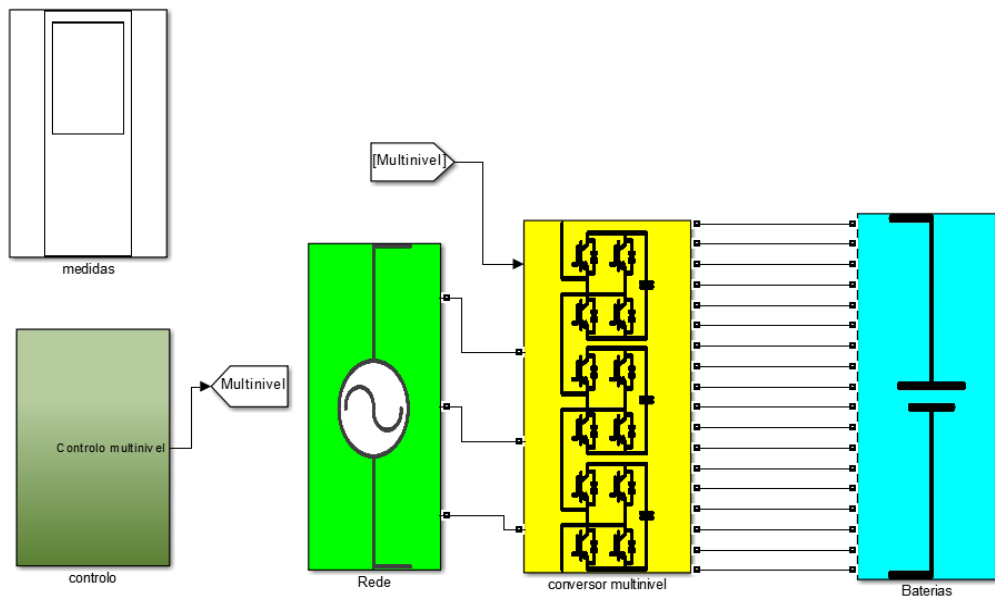


Figura 4.33- Diagrama de blocos implementado em código Matlab/Simulink.

A simulação deste sistema terá os mesmos parâmetros da rede do conversor multinível e das baterias das simulações anteriores. Neste caso, a rede vai estar a enviar e a receber 4000 W com as baterias equilibradas a 50 % da sua capacidade.

Analisando pormenorizadamente a Figura 4.34, começa por observar-se que a potência inicial enviada ao sistema, no primeiro segundo, foi de 4000 W, e ao longo do segundo dois, foi a rede quem recebeu das baterias 4000 W. Já no último segundo, a rede volta a fornecer energia às baterias.

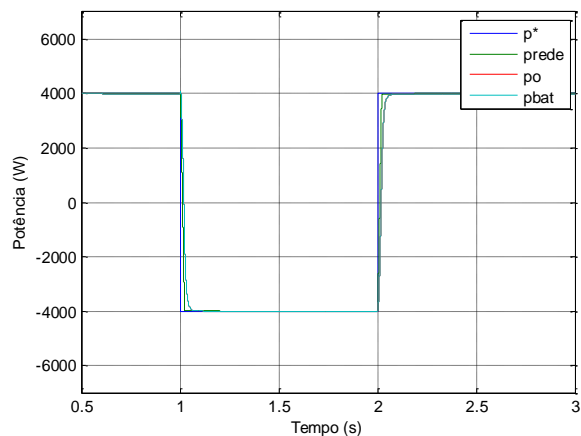


Figura 4.34- Variações da potência ao longo do Sistema de Carregamento.

Na figura seguinte, é possível visualizar a tensão da rede quando esta está a enviar potência para as baterias. É possível compreender que estão em fase e apresentam uma forma sinusoidal.

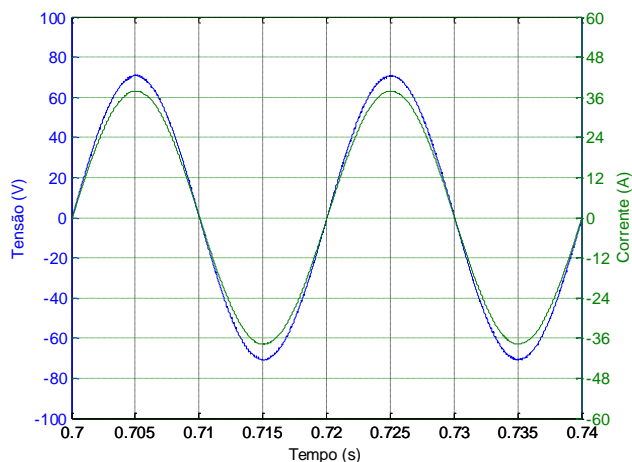


Figura 4.35- Tensão e Corrente de alimentação quando a rede fornece energia (fase A).

A Figura 4.36, por seu lado, é representativa da tensão e da corrente quando a rede está a receber potência das baterias. É possível observar o desfaseamento de  $180^\circ$  entre a tensão e a corrente da rede.

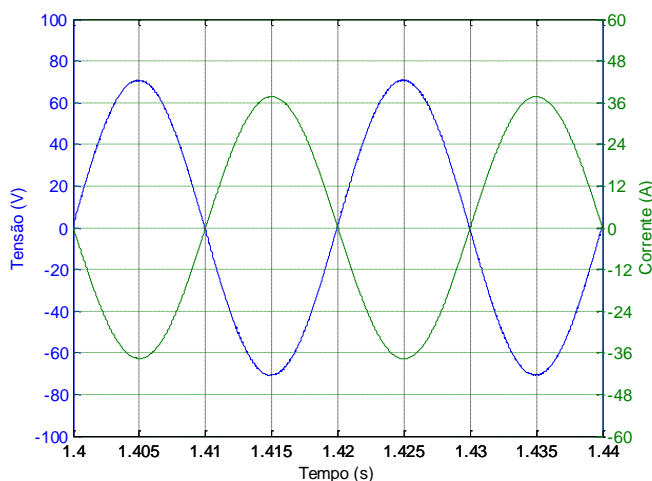


Figura 4.36- Tensão e Corrente de alimentação quando a rede recebe energia (fase A).

As correntes nas baterias da fase A são observáveis pela Figura 4.37. É possível constatar que entre o  $t=1$  e  $t=2$  as baterias encontram-se a enviar energia para a rede. Nos restantes segundos, as mesmas, encontram-se a receber energia da rede. Considerando-se o sistema como equilibrado, o mesmo se passará com as baterias das restantes fases.



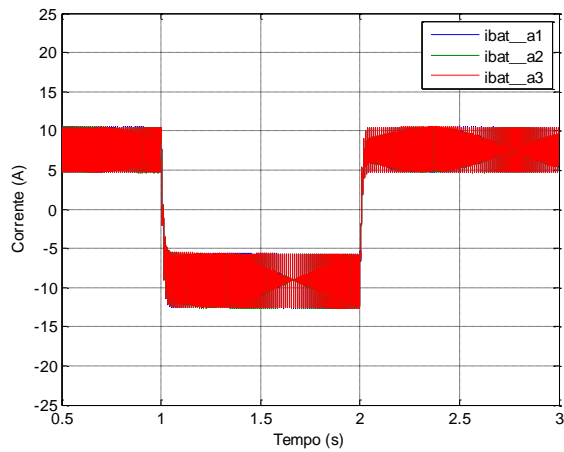


Figura 4.37-Corrente nas baterias da Fase A.

A Figura 4.38 mostra as variações da tensão que alimenta as baterias para as mudanças da potência. É possível observar que quando as baterias estão a fornecer energia para a rede, a tensão à entrada da bateria é inferior à tensão da bateria em vazio.

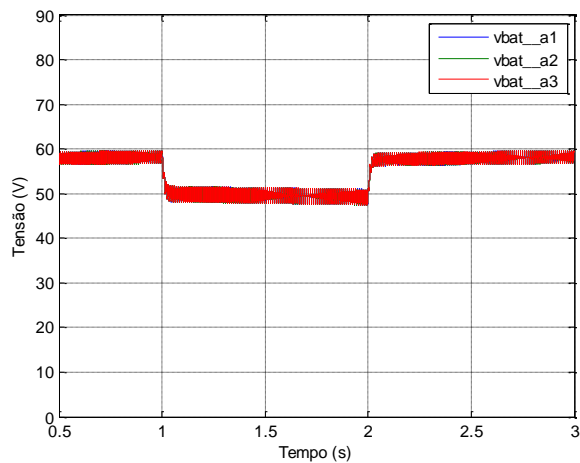


Figura 4.38- Tensão nas baterias da Fase A.



# Capítulo 5

## 5.1 Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

### 5.1.1 Conclusão

Pelas vantagens apresentadas dos conversores em cascata pretendeu-se com este trabalho mostrar se estes poderiam ser uma alternativa aos conversores de dois níveis, nos sistemas de carregamento dos veículos elétricos. Assim, partiu-se do funcionamento do sistema de carregamento trifásico que utilizou um conversor multinível em cascata, onde foi possível carregar as baterias através de um sistema de carregamento sem fios.

Com o desenvolvimento do estudo em simulação, concluiu-se que a utilização de um conversor multinível em cascata num sistema de carregamento de veículos elétricos acarreta grandes vantagens a nível da corrente da rede absorvida, uma vez que se observam baixos níveis de distorção harmónica, deduzíveis pela forma da onda da corrente da rede – próxima da sinusoidal. Outro benefício desta topologia comparativamente aos outros conversores multinível é o fator de fontes de tensão DC isoladas, possibilitando assim carregar varias baterias em separado. Outra vantagem deste conversor visualizada na simulação, é a tensão aplicada em cada IGBT que comparativamente às outras topologias é menor, permitindo assim a utilização de semicondutores mais baratos tornando o sistema de carregamento mais económico.

Na simulação realizada foi também possível constatar-se que o controlo do conversor multinível consegue regular a potência que a rede envia para as baterias em diferentes valores, o que permitirá ao utilizador do veículo elétrico regular o tempo de carregamento das baterias. Foi também possível verificar que o controlo de balanceamento do *SOC* das baterias foi eficaz, conseguindo equilibrar as nove baterias à medida que o carregamento avança.

A alta frequência do sistema IPT não permitiu o desenvolvimento, na simulação, de retificadores controlados com o objetivo de retificarem a tensão do sistema IPT, tendo sido utilizado um retificador a díodos. Devido a esse facto, o sistema não é considerado bidirecional, uma vez que não possui a capacidade de enviar energia das baterias para a rede. Apesar disso, e mesmo sem o sistema IPT, foi possível em simulação observar o sistema bidirecional do conversor multinível pela ligação direta deste às baterias. Comprovou-se assim, que as baterias conseguem enviar energia, através do conversor multinível para a rede.

Em síntese, declara-se que os conversores multinível em cascata são uma real alternativa aos conversores de dois níveis.

## **5.1.2 Sugestões para trabalhos futuros**

No seguimento do trabalho realizado, surgem algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Desenvolvimento experimental do sistema de carregamento;
- Desenvolvimento de simulação com o veículo elétrico em movimento (sistema de carregamento online);
- Implementação de métodos diagnósticos que identifique, no conversor multinível, em caso de avaria, que célula se encontra em avaria e que reconfigure o sistema de maneira a que continue a funcionar.

# Referências

1. Yilmaz, M. and P.T. Krein, *Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013. **28**(5): p. 2151-2169.
2. Yilmaz, M. and P.T. Krein. *Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles*. in *Vehicular Electronics and Safety (ICVES), 2012 IEEE International Conference on*. 2012.
3. Jalakas, T., I. Roasto, and D. Vinnikov. *Analysis of battery charger topologies for an electric vehicle*. in *Electronics Conference (BEC), 2012 13th Biennial Baltic*. 2012.
4. Haghbin, S., et al. *Integrated chargers for EV's and PHEV's: examples and new solutions*. in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. 2010.
5. Hosseini, S.S., A. Badri, and M. Parvania. *The plug-in electric vehicles for power system applications: The vehicle to grid (V2G) concept*. in *Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International*. 2012.
6. Wu, H.H., et al. *A review on inductive charging for electric vehicles*. in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*. 2011.
7. Hayes, J.G. *Battery charging systems for electric vehicles*. in *Electric Vehicles - A Technology Roadmap for the Future (Digest No. 1998/262), IEE Colloquium on*. 1998.
8. Khaligh, A. and S. Dusmez, *Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2012. **61**(8): p. 3475-3489.
9. Young Jae, J., K. Young Dae, and J. Seungmin. *Optimal design of the wireless charging electric vehicle*. in *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*. 2012.
10. Tu, Y., et al. *Research on Vehicle-to-Grid Technology*. in *Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring (CDCIEM), 2011 International Conference on*. 2011.
11. Rashid, M.H., *POWER ELECTRONICS HANDBOOK DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS*. Vol. 3. 2011: Butterworth-Heinemann.
12. Rodriguez, J., L. Jih-Sheng, and P. Fang Zheng, *Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2002. **49**(4): p. 724-738.
13. Kouro, S., et al., *Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **57**(8): p. 2553-2580.
14. Franquelo, L.G., et al., *The age of multilevel converters arrives*. Industrial Electronics Magazine, IEEE, 2008. **2**(2): p. 28-39.

15. Neves, A., et al. *Analysis of an inductive charging system for a commercial electric vehicle*. in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011.
16. Tremblay, O. and L.-A. Dessaint, *Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications*. World Electric Vehicle, 2009. **3**: p. 10.
17. Maharjan, L., et al. *A transformerless battery energy storage system based on a multilevel cascade PWM converter*. in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008.
18. Maharjan, L., S. Inoue, and H. Akagi, *A Transformerless Energy Storage System Based on a Cascade Multilevel PWM Converter With Star Configuration*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2008. **44**(5): p. 1621-1630.
19. Akagi, H., S. Inoue, and T. Yoshii, *Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM With Star Configuration*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2007. **43**(4): p. 1041-1049.

# Anexos

## Anexo 1 Modelo do sistema *Matlab/Simulink*

Para o estudo do sistema de carregamento em análise, foi desenvolvido um modelo do sistema *Matlab/Simulink*. As figuras seguintes mostram os blocos desenvolvidos para esta dissertação.

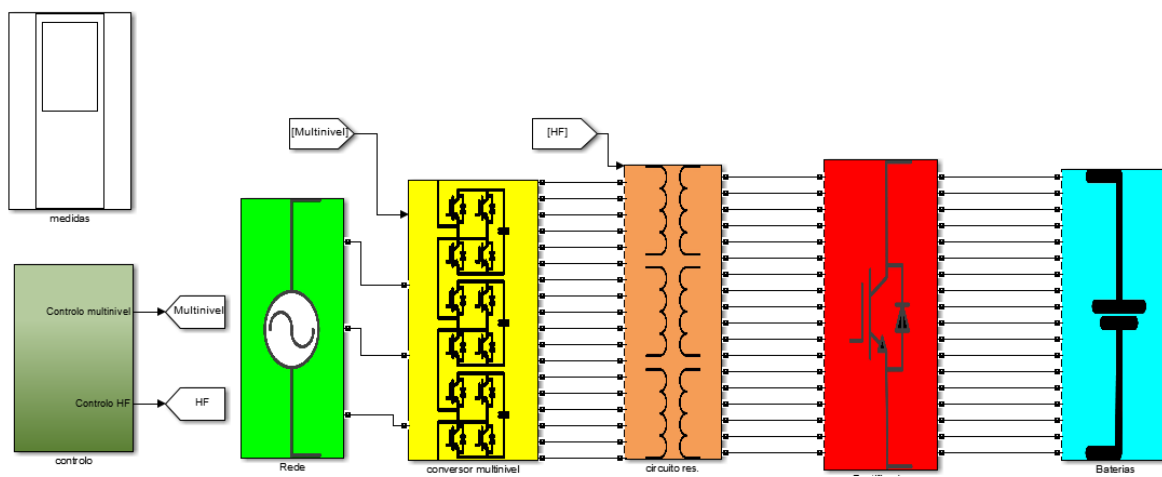


Figura A1.1- Diagrama de blocos implementado em código Matlab/Simulink.

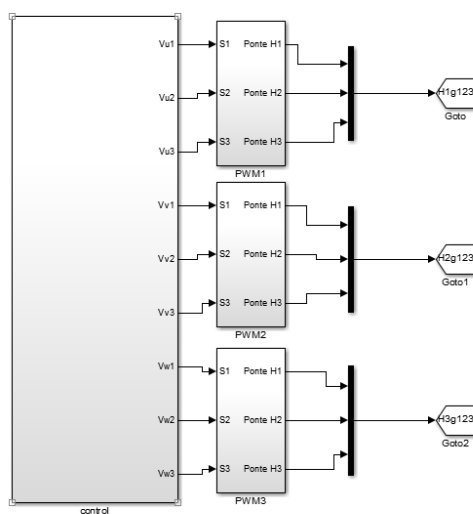


Figura A1.2- Bloco do Controlo e do PWM.

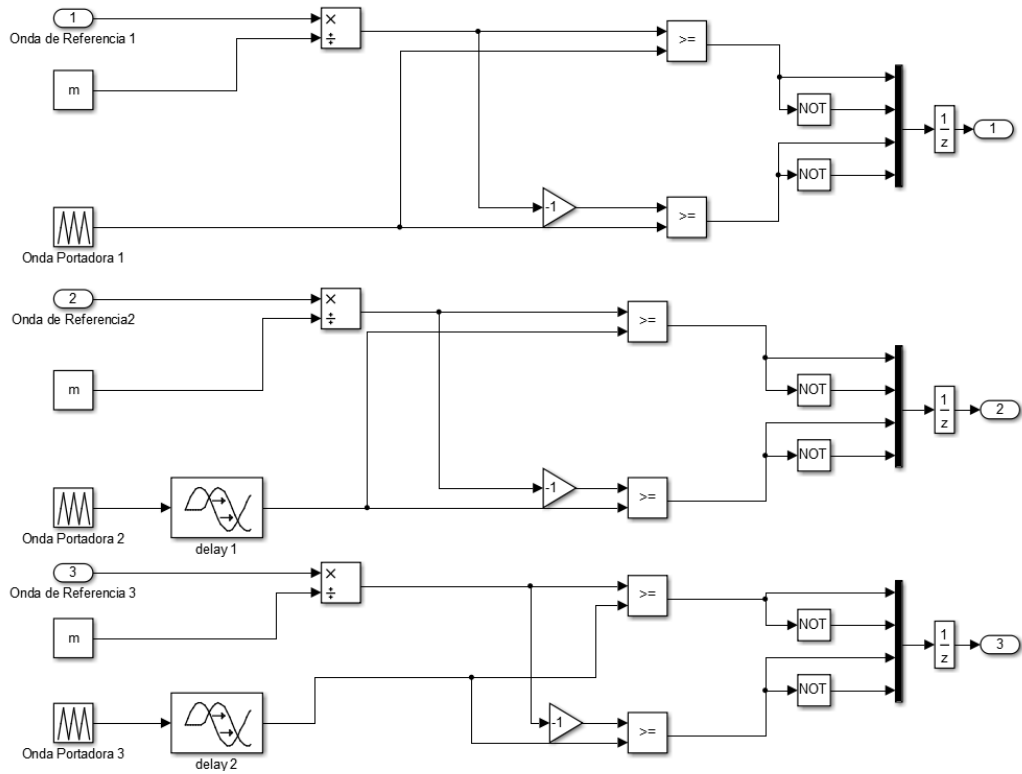


Figura A1.3- Bloco PWM da fase A

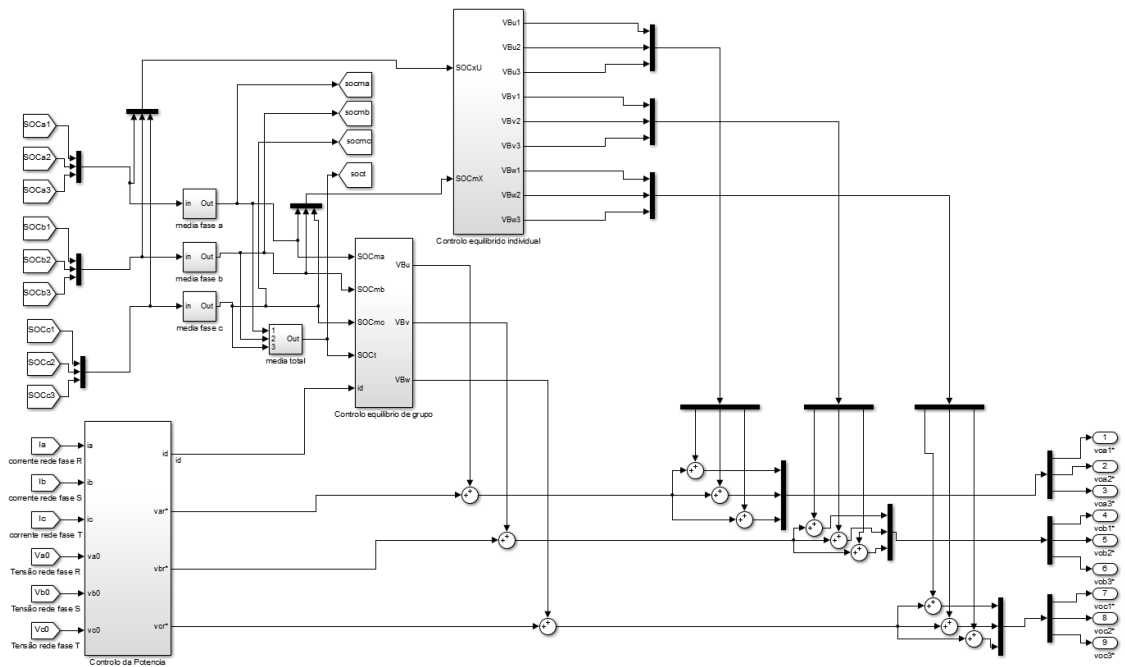


Figura A1.4- Diagrama de blocos do Controle.



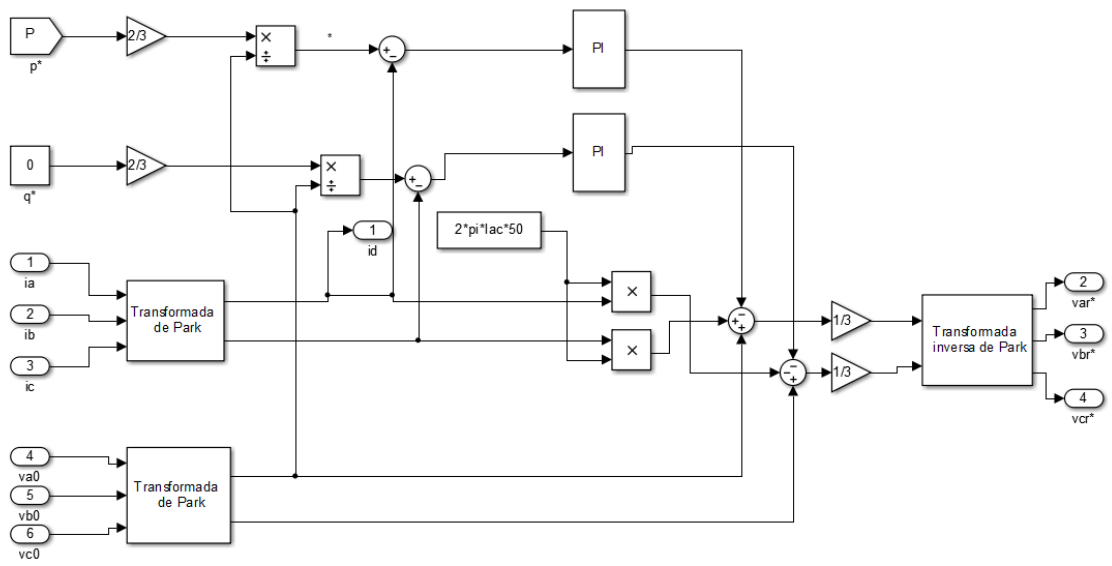


Figura A1.5- Diagrama de blocos do controlo da Potência.

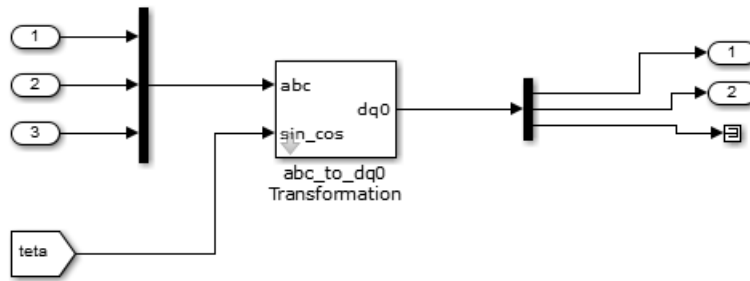


Figura A1.6- Diagrama da transformada de Park.

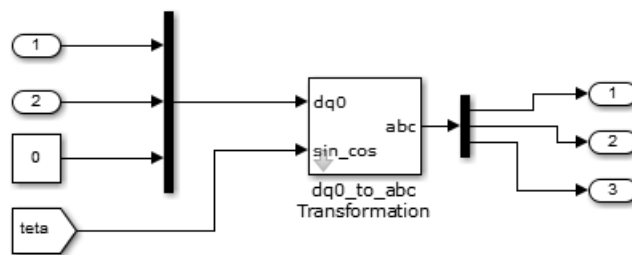


Figura A1.7- Diagrama de blocos da transformada inversa de Park.

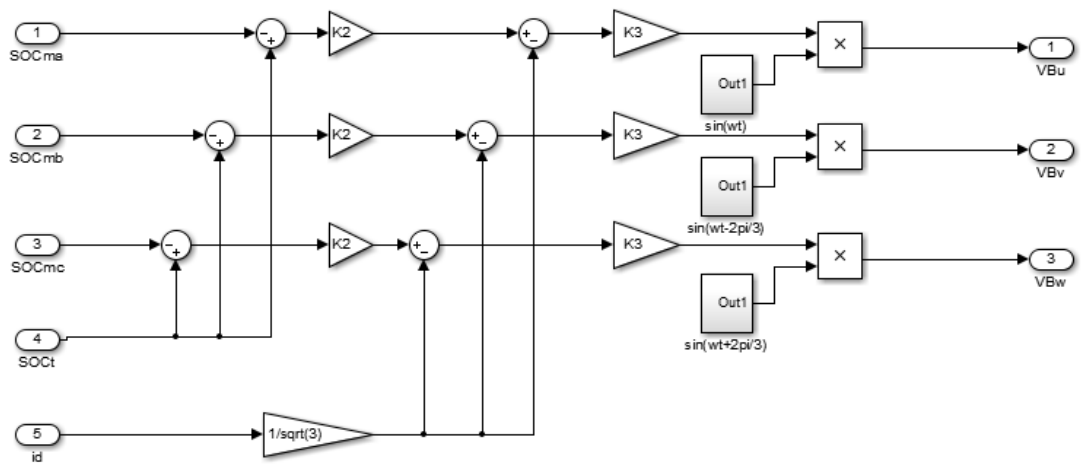


Figura A1.8- Diagrama do controle de equilíbrio de grupo.

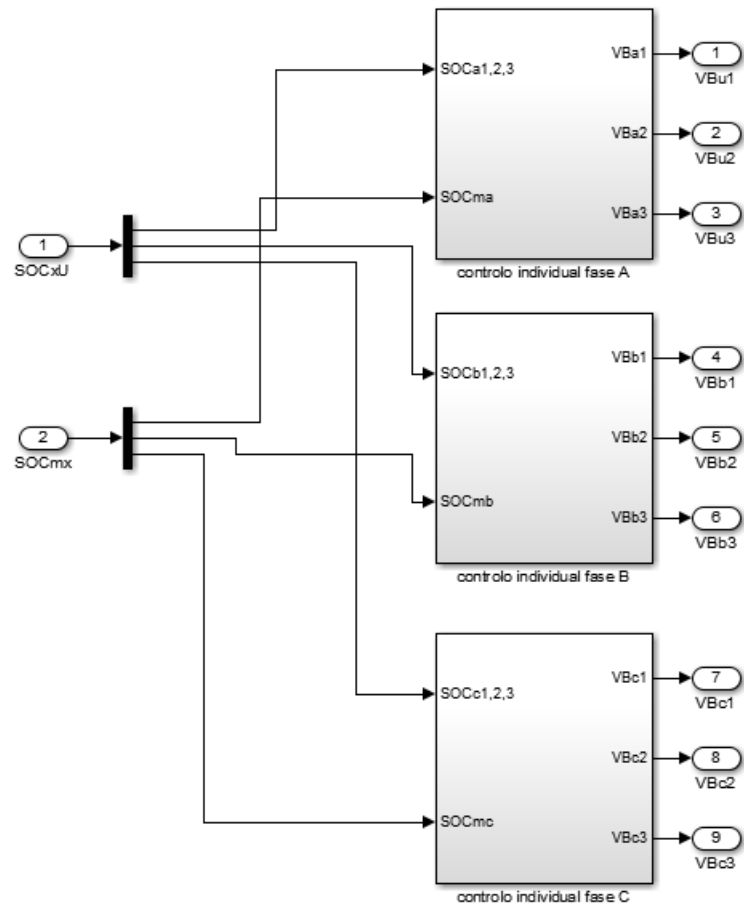


Figura A1.9- Diagrama de blocos do controle individual das três fases.

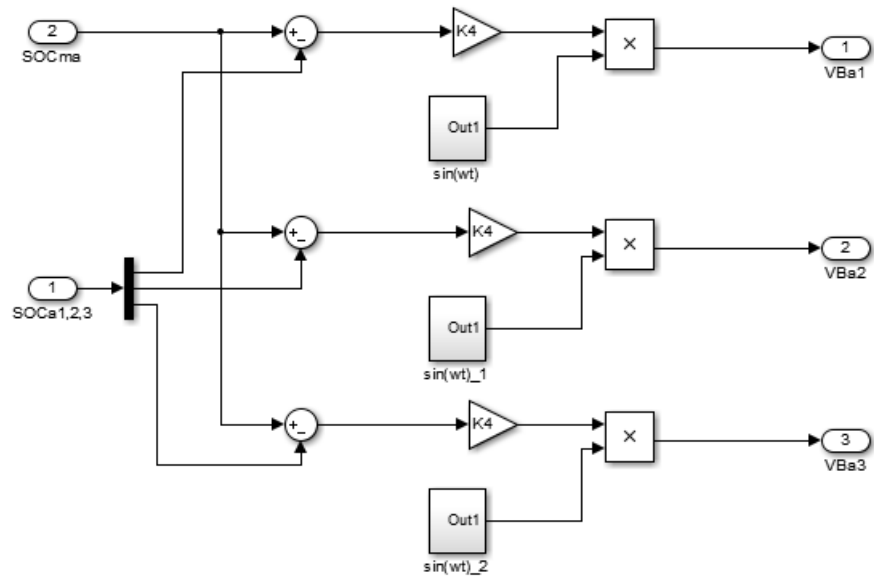


Figura A1.10- Diagrama de blocos do controlo individual da fase A.

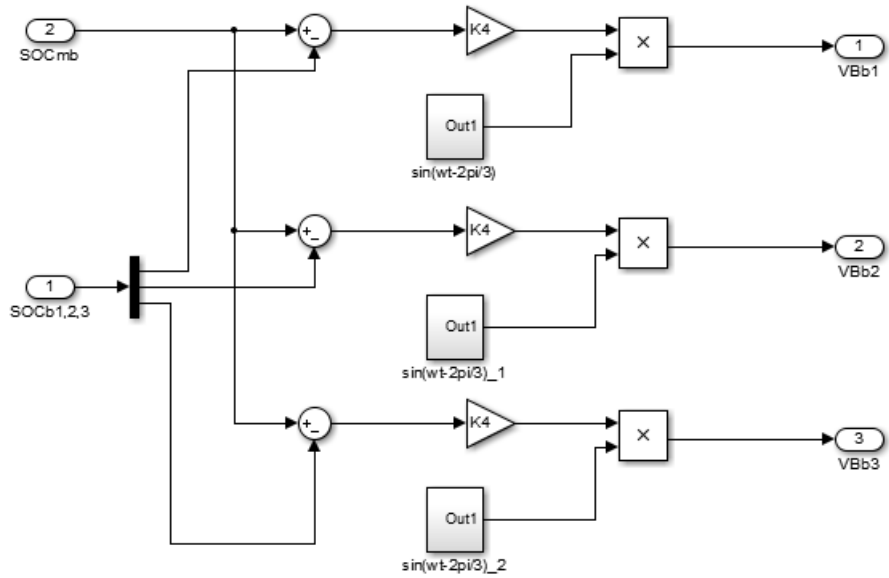


Figura A1.11- Diagrama de blocos do controlo individual da fase B.

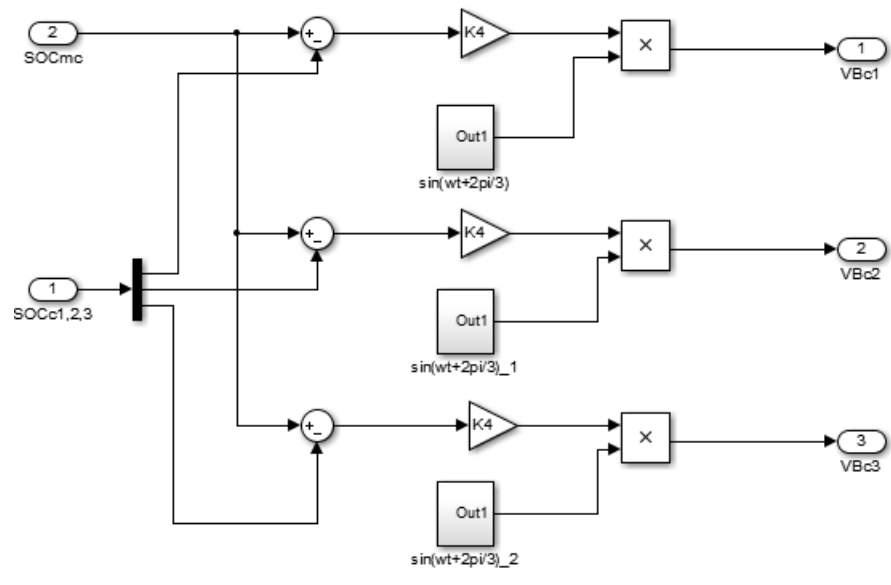


Figura A1.12- Diagrama de blocos do controlo individual da fase C.

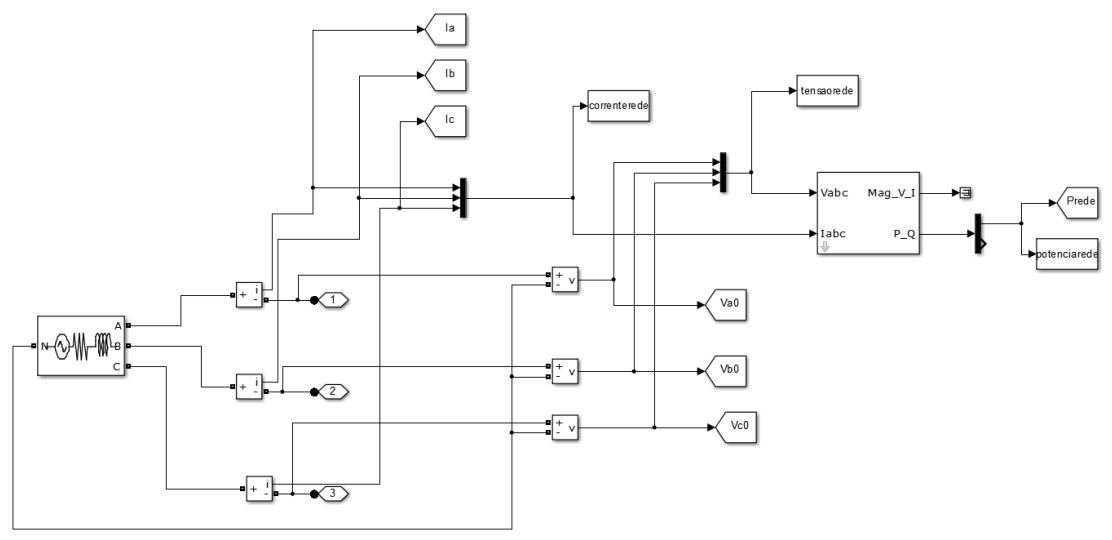


Figura A1.13- Diagrama de blocos da Rede.

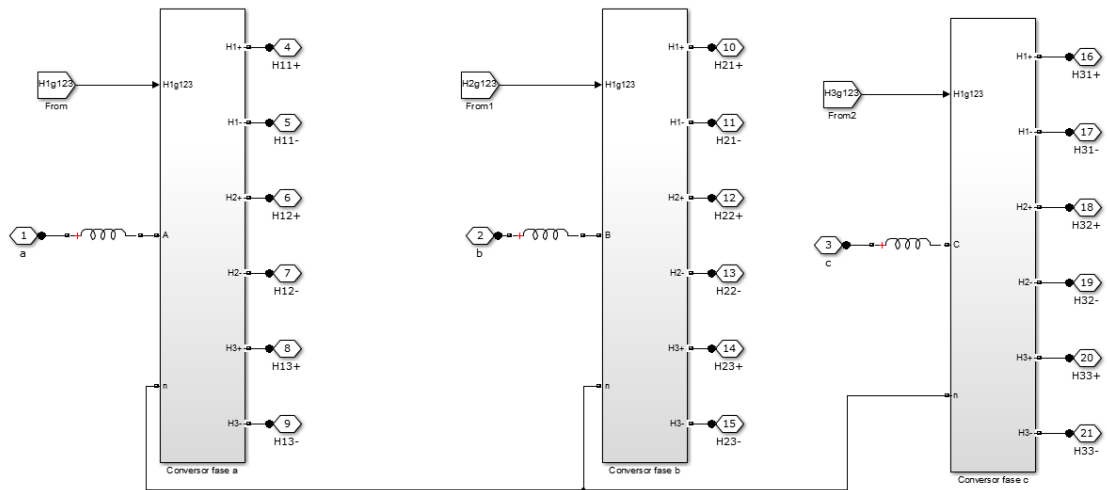


Figura A1.14- Diagrama de blocos do conversor multinível cascata.

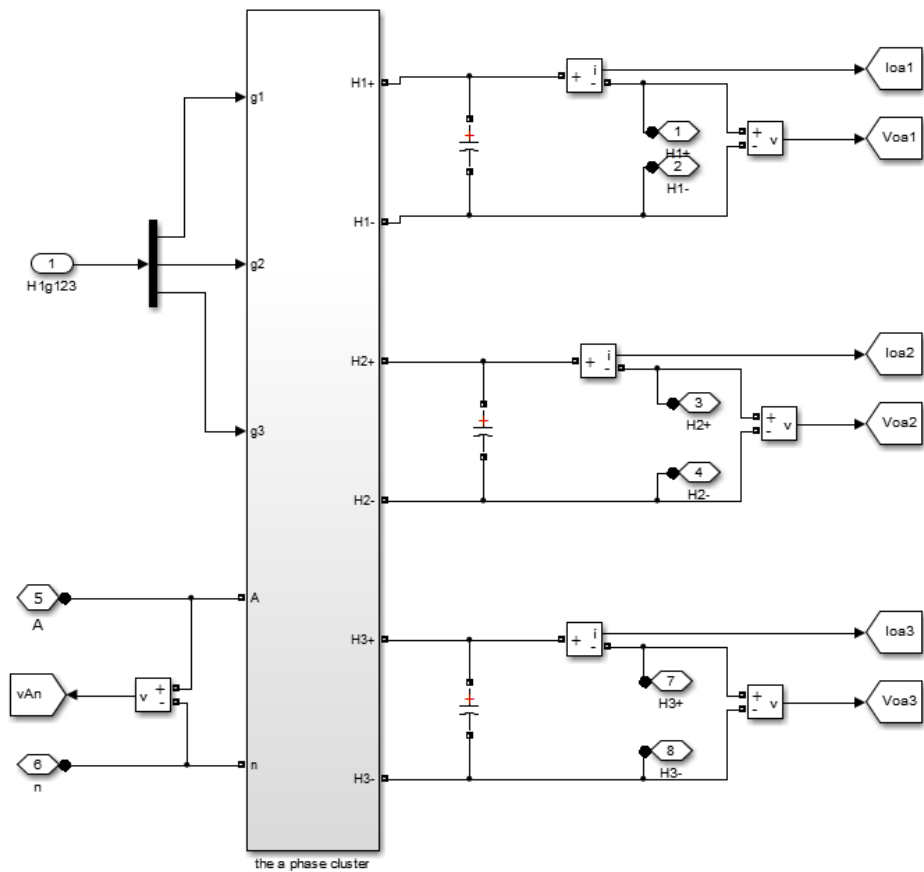


Figura A1.15- Diagrama de blocos do conversor multinível cascata da fase A.

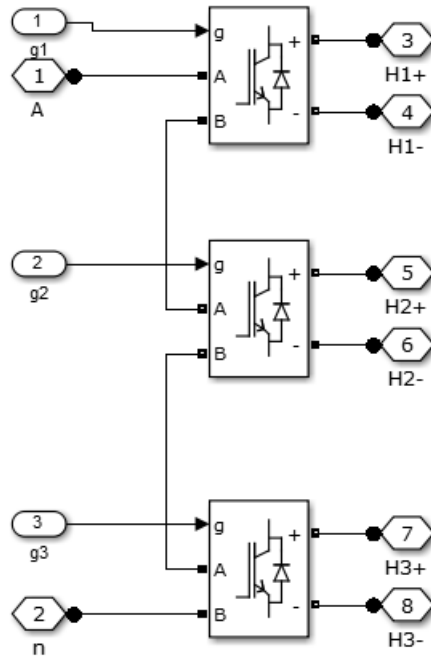


Figura A1.16- Diagrama de blocos do conversor multinível cascata da fase A.

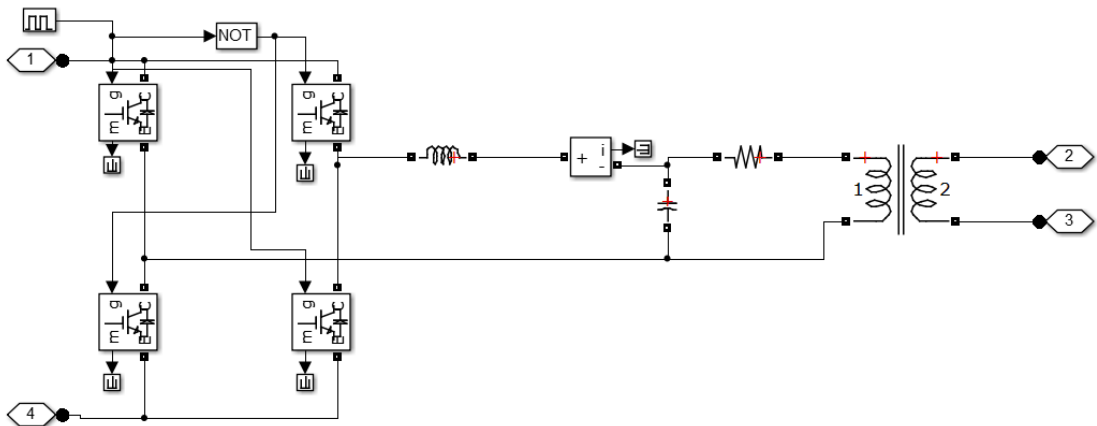


Figura A1.17- Diagrama de blocos da fonte de alta frequência.

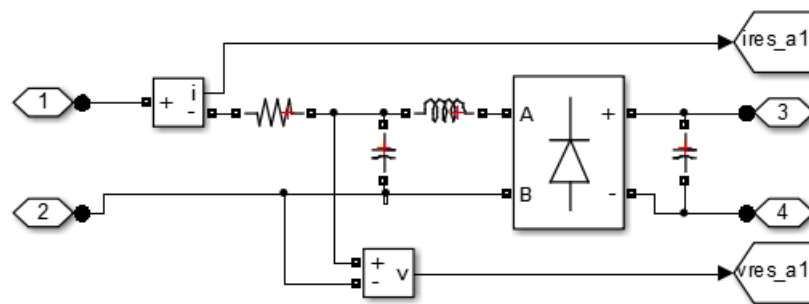


Figura A1.18- Diagrama de blocos implementado no secundário do sistema IPT.

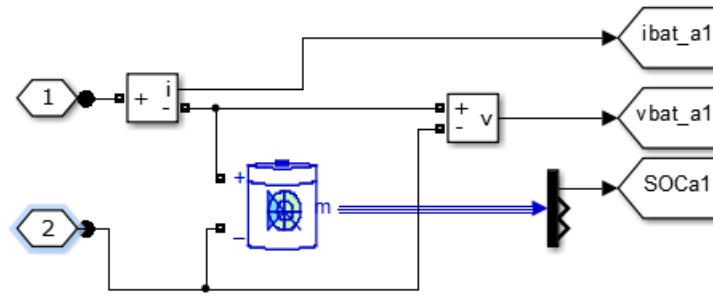


Figura A1.19- Diagrama de bloco da bateria.

## Anexo 2. Parâmetros Usados na Simulação

Nas tabelas seguintes encontram-se apresentados os principais parâmetros utilizados no modelo de Matlab/Simulink

Tabela A2.1-Parâmetros da fonte de alimentação

Parâmetros	Valor
Tensão eficaz de linha	50 V
Frequência	50 Hz
Resistência interna	1 m $\Omega$
Indutância interna	0.1 mH

Tabela A2.2 – Parâmetros das indutâncias de choque e dos condensadores à saída do multinível

Parâmetros	Valor
Indutância de Choque	0.01 H
Condensadores à saída das células H	16.4 mF

Tabela A2.3 – Parâmetros do controlo do conversor multinível

Parâmetros	Valor
Ganho proporcional $K_1$	50
Tempo de Integração $T_1$	200
Ganho proporcional $K_2$	19



<b>Ganho proporcional <math>K_3</math></b>	0.1
<b>Ganho proporcional <math>K_4</math></b>	5

Tabela A2.4 – Parâmetros das baterias

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<b>Tipo de bateria</b>	<i>Nickel metal hydride</i>
<b>Tensão nominal</b>	50 V
<b>Capacidade nominal</b>	5 Ah
<b>SOC inicial</b>	50 %
<b>resistência interna</b>	0.5 $\Omega$

Tabela A2.5 – Parâmetros dos sistemas IPT

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<b>Indutância do primário do sistema IPT</b>	410 $\mu$ H
<b>Indutância do Secundário do sistema IPT</b>	410 $\mu$ H
<b>Resistência do primário do sistema IPT</b>	0.2233 $\Omega$
<b>Resistência do secundário do sistema IPT</b>	0.2233 $\Omega$

<b>Condensador do primário do sistema IPT</b>	0.61781 $\mu$ F
<b>Condensador do secundário do sistema IPT</b>	0.61781 $\mu$ F
<b>Indutância mútua do sistema IPT</b>	177 $\mu$ H
<b>Condensador após retificador monofásico</b>	0.3mF