



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de ICTS / SJBV

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

William Hertz Ganzenmüller

CONVERSOR DE ENERGIA PARA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS PUROS POR MEIO DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA SEM FIO

Sorocaba – SP

2020

WILLIAM HERTZ GANZENMÜLLER

**CONVERSOR DE ENERGIA PARA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO
DE VEÍCULOS ELÉTRICOS PUROS POR MEIO DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA SEM FIO**

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, junto ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Interunidades, entre o Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba e o Campus de São João da Boa Vista da Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Sorocaba– SP

2020

G211c	Ganzenmüller, William Hertz Conversor de energia para estação de carregamento de veículos elétricos puros por meio de transmissão de energia elétrica sem fio / William Hertz Ganzenmüller. -- Sorocaba, 2020 103 p. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves 1. Conversores de corrente elétrica. 2. Veículos elétricos. 3. Energia elétrica Transmissão. 4. Indução eletromagnética. I. Título.
-------	--

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: **Conversor de Energia para Estação de Carregamento de Veículos Elétricos Puros por Meio de Transmissão de Energia Elétrica sem fio.**

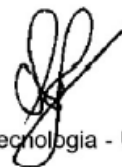
AUTOR: **WILLIAM HERTZ GANZENMULLER**

ORIENTADOR: **FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES**

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Sistemas Eletrônicos pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES (Participação Virtual)

Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba



Prof. Dr. ALEXANDRE CÂNDIDO MOREIRA (Participação Virtual)

Núcleo de Inovação, Pesquisa e Ensino em Mecatrônica - NIPEN / Universidade Federal de São João del-Rei

Prof. Dr. JUAN CARLOS CEBRIAN AMASIFEN (Participação Virtual)

Departamento de Engenharia de Produção / UNESP - Câmpus de Itapeva

Sorocaba, 06 de novembro de 2020

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me concebido a oportunidade de evoluir nos meus estudos, dar força e esperança sempre que eu pensei em desistir. Agradeço a minha mãe que sempre dedicou todos os esforços a minha educação e a minha formação profissional. Agradeço a minha esposa que sempre me incentivou e teve a devida compreensão durante as minhas ausências durante as madrugadas de estudo.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves que acreditou na minha capacidade, me apoiando e me motivando a transformar cada obstáculo encontrado em um novo desafio para a minha evolução.

Agradeço a todos os professores que contribuíram diretamente ou indiretamente para a minha formação, em especial aos Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão e o Prof. Dr. Átila Madureia Bueno, que não medem esforços para auxiliar os alunos em suas dificuldades.

Agradeço aos amigos pela cumplicidade e aos profissionais que atuam nos bastidores das instituições de ensino.

RESUMO

O papel dos veículos com tração elétrica no cenário mundial vem passando por transformações nas últimas décadas, representando uma solução econômica e ambientalmente viável para diversos problemas que atingem o mundo. As condições do restabelecimento para a carga completa nos sistemas de armazenamento dos veículos elétricos afetam a usabilidade e flexibilidade na mobilidade tornando as estações de carregamento essenciais. Por outro lado, a evolução dos sistemas de energia, especialmente na concepção de redes inteligentes de energia, vem fomentando a possibilidade da integração dos sistemas de armazenamento presentes nos VE (Veículos Elétricos) não apenas como carregamentos distribuídos, mas como novas fontes de energia para auxiliar na tarefa da gestão energética por meio da integração provida pelas estações de carregamento. Do ponto de vista do estágio de entrada de interface com a rede elétrica nas estações de carregamento, os desafios operacionais estão relacionados com a melhoria da compatibilidade e flexibilidade, em virtude dos diferentes padrões de conexões físicas. Enquanto os desafios energéticos, estão relacionados com a obtenção de um sistema que apresente rendimento elevado, fator de potência elevado, em conformidade com as normas de limitação de conteúdo harmônico de corrente e, além disso que seja habilitado para operação bidirecional em redes elétricas inteligentes. Neste cenário, este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma estação de carregamento para veículos com tração elétrica alimentados a bateria (EVSE), considerando a transmissão de energia elétrica com e sem fios, e, operação de forma bidirecional. A EVSE proposta possui características operacionais singulares, considerando três diferentes modos de operação: convencional de carregamento, gerador distribuído ilhado e gerador distribuído conectado. O modo de carregamento permite a transferência de energia sem fio para o veículo elétrico. Os modos de operação como gerador distribuído, envolvem a operação de forma ilhada (não conectado à rede de energia) alimentando uma carga CA e a operação conectada à rede provendo a injeção controlada de potência ativa e reativa. Por fim, com o objetivo de validar as análises teóricas, metodologias de projeto e demonstrar a operação da EVSE proposta, nos três diferentes modos de operação, são apresentados resultados de simulações computacionais desenvolvidas em ambiente PSIM.

Palavras-chave: Transferência de Energia Sem Fio; Veículo Elétrico; Conversores de Energia; Acoplamento Magnético Ressonante.

ABSTRACT

The role of vehicles with electric traction on the world stage has been undergoing transformations in recent decades, representing an economically and environmentally viable solution to several problems that affect the world. The conditions for reestablishing the full charge in the vehicle's storage systems affect the usability and flexibility in mobility making the charging stations essential. On the other hand, the evolution of energy systems, especially in the design of intelligent energy networks, has been promoting the possibility of integrating the storage systems present in EVs (Electric Vehicle) not only as distributed loads, but as new sources of energy to assist in the task of energy management through integration provided by charging stations. From the point of view of the electric network interface with the charging stations' entry stage, the operational challenges are related to improving compatibility and flexibility, due to the different standards of physical connections. While the energy challenges, are related to obtaining a system that presents high efficiency, high power factor, compliance with current harmonic content limitation standards and enabled for bidirectional operation in smart grids. In this scenario, this work presents the development of a charging station for vehicles with battery powered electric traction (EVSE), considering the transmission of electric energy with and without wires, and operation in a bidirectional way. The proposed EVSE has unique operational characteristics, considering three different modes of operation: conventional charging, isolated distributed generator and connected distributed generator. The charging mode allows wireless energy transfer to the electric vehicle. The modes of operation as a distributed generator, involve the operation in an isolated manner (not connected to the power grid) feeding an AC load and the operation connected to the grid providing the controlled injection of active and reactive power. Finally, in order to validate the theoretical analysis, design methodologies and demonstrating the proposed EVSE operation, in the three different modes of operation, results of computer simulations developed in the PSIM environment are presented.

Keywords: Wireless Power Transfer; Electric Vehicle; Energy Converters; Resonant Magnetic Coupling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Autonomia dos veículos elétricos.....	15
Figura 1.2 – Diagrama de blocos dos tipos de conversores usados nos carregadores de baterias de VE.....	17
Figura 1.3 – Diagrama de blocos dos tipos de conversores usados nos carregadores de baterias de VE em CC.....	17
Figura 1.4 – Diagrama esquemático simplificado de um sistema de carregamento por transferência de energia sem fios.....	18
Figura 1.5 - Sistema de Carregamento Bidirecional.....	19
Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um sistema de carregamento lento.....	25
Figura 2.2 – Diagrama de blocos de uma estação de carregamento (EVSE).....	26
Figura 2.3 – Esquema representativo da transferência de energia sem fios.....	29
Figura 2.4 - Circuito Equivalente do MCRWPT.....	31
Figura 2.5 - Circuito Equivalente do Casamento das Redes de Impedâncias.....	33
Figura 2.6 – Núcleo do transmissor-receptor tipo “C” e tipo “D”.....	34
Figura 2.7 – Sistema MCRWPT.....	36
Figura 2.8 - Topologia clássica de um conversor tipo <i>Boost</i>	39
Figura 2.9 - Topologia clássica de um conversor tipo <i>Boost Bridgeless</i>	39
Figura 2.10 - Conversor bidirecional CC-CC <i>buck-boost</i> controlado por SPWM com estágio CA-CC bidirecional em ponte.....	41
Figura 2.11 - Conversor bidirecional de dois estágios: monofásico CA-CC e uma <i>dual-active-bridge</i> (DAB) com isolamento.....	42
Figura 2.12 - Conversor bidirecional de dois estágios: trifásico CA-CC e uma <i>dual-active-bridge</i> (DAB) com isolamento.....	42
Figura 2.13 - Conversor bidirecional de dois estágios no circuito primário do WTF.....	43
Figura 2.14 - Topologia clássica de um conversor TSMC bidirecional CA-CA trifásico para monofásico.....	43
Figura 2.15 - Conversor TSMC bidirecional de um estágio no circuito primário do WPT no estágio de entrada (CA-CA).....	44
Figura 2.16 – Sinal quadrado de entrada no ressonador e a resultante senoidal.....	45
Figura 2.17 - Exemplo do Fluxograma de funcionamento do MCRWPT.....	46
Figura 2.18 – Controle da Potência Máxima no WPT no conversor Buck.....	47
Figura 2.19 – Controle da Potência Máxima no WPT por Capacitância Variável.....	47
Figura 2.20 - Sistemas de Carregamento <i>on-board</i> e <i>off-board</i> para BEV e integrações (V2H e V2G).....	49
Figura 3.1 – Modelo do projeto do carregador para veículos elétricos com e sem fios.....	51
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do circuito da EVSE.....	52
Figura 3.3 – Diagrama dos conversores.....	53
Figura 3.4 – Diagrama esquemático do circuito de potência da EVSE.....	54

Figura 3.5 – Estágio de Entrada (<i>Front End</i>)	55
Figura 3.6 – Circuito Equivalente do Estágio de Entrada	58
Figura 3.7 – Diagrama de Blocos da Função de Transferência (LC)	59
Figura 3.8 – Diagrama de Blocos do Controlador PI	60
Figura 3.9 – Diagrama de Blocos do Controle de Corrente com o Controlado PI	61
Figura 3.10 – Controle do circuito de entrada para o modo carregamento	62
Figura 3.11 – Controle do circuito de entrada para o modo GD Ilhado	62
Figura 3.12 – Controle do circuito de entrada para o modo gerador distribuído conectado (V2G)	63
Figura 3.13 – Controle do PLL circuito de entrada para o modo gerador distribuído conectado	64
Figura 3.14 – Conversores do MCRWPT do tipo <i>Full Bridge</i>	64
Figura 3.15 – Modulação por deslocamento de fase (<i>Phase Shift</i>)	65
Figura 3.16 – Controle do Conversor MCRWPT	65
Figura 3.17 – Controle do Conversor MCRWPT	66
Figura 3.18 – Circuito Equivalente do WPT	66
Figura 3.19 – a. Modelo da bateria e b. Curva de descarga da bateria.	70
Figura 4.1 – a. Curva de Tensão de Carga da Bateria e b. Estado da Carga da Bateria	74
Figura 4.2 – Forma de onda da tensão no barramento do link CC	75
Figura 4.3 – Tensão e corrente na entra e saída do MCRWPT	76
Figura 4.4 – Tensão e corrente na rede durante o carregamento	76
Figura 4.5 – Espectro das componentes harmônicas da corrente drenadas da rede no modo de carregador.	77
Figura 4.6 – Tensão e Corrente em uma das fases para a Carga tipo I (Carga Linear 10 kW)...	78
Figura 4.7 – Espectro das componentes harmônicas da corrente para carga tipo I no modo GD Ilhado.	78
Figura 4.8 – Tensão e corrente em uma das fases e potência para a Carga tipo 2 (Carga Não Linear 10 kW).	79
Figura 4.9 – Espectro das componentes harmônicas da tensão para carga tipo II no modo GD Ilhado.	80
Figura 4.10 – Espectro das componentes harmônicas da corrente para carga tipo II no modo GD Ilhado.	80
Figura 4.11 – Tensão e Corrente na Saída do GD Ilhado sob variação e interrupção de carga	81
Figura 4.12 – Tensão e Corrente no ponto de acoplamento comum para uma das fases (modo GD Conectado: 10kW)	82
Figura 4.13 – Harmônicas na corrente de saída do GD Conectado.	83
Figura 4.14 – Tensão e corrente no GD Conectado injetando potência ativa e reativa	83
Figura 4.15 – Potência ativa e reativa injetada pelo GD Conectado	84
Figura 4.16 – Tensão e corrente no GD Conectado injetando potência com desbalanço de fase	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Informações sobre tempo de carregamento em função de tipo de carregador para dois modelos de veículos elétricos: Smart For Two ED e Chevrolet Bolt.....	16
Tabela 2.1 – Níveis de Carregamento conforme a SAE J1772.....	25
Tabela 2.2 – Tipos de conectores elétricos e compatibilidade.....	27
Tabela 2.3 – Informações de restabelecimento de autonomia e tempo de carregamento para carregadores do tipo lento, DCFC e XFC.....	28
Tabela 2.4 - Tendências os carregadores XFC.....	28
Tabela 2.5 - Estudo comparativo realizado por [41] sobre o formato da bobina: Anel (Ring) vs. Espiral Plano (Flat Spiral), e, o número de voltas.....	32
Tabela 2.6 – Níveis de Carregamento conforme a SAE J1773.....	37
Tabela 2.7 - Comparativo entre os conversores CA-CC	39
Tabela 2.8 - Comparativo entre os conversores Bidirecionais CA-CC / CC-CC	44
Tabela 3.1 - Especificações Técnicas para a EVSE:	51
Tabela 4.1 – Parâmetros do Estágio de Entrada.....	72
Tabela 4.2 – Parâmetros do MCRWPT	73
Tabela 4.3 – Parâmetros do Bateria	73

SIMBOLOGIA

AC	<i>Alternating Current</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicles</i>
C	Capacitância
CCS	<i>Combined Charging System</i>
CHAdemo	<i>CHArge de Move</i>
CPT	<i>Capacitive Power Transfer</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DCFC	<i>Direct Current Fast Charger</i>
DG	<i>Distributed Generator</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
EVSE	<i>Electric Vehicle Supply Equipment</i>
FC	<i>Fast Charging</i>
Gap	Lacuna
GD	Gerador Distribuído
HEV	Hybrid Electric Vehicles
HF	<i>High Frequency</i>
HPWC	<i>High Power Wall Connector</i>
HPWPT	<i>High Power Wireless Power Transfer</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IM	<i>Induction Motor</i>
IMN	<i>Impedance Matching Networks</i>
I_p	Corrente no Primário (transmissor)
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
I_s	Corrente no Secundário (Receptor)
JARI	<i>Japan Automotive Research Institute</i>
K	Fator de Acoplamento
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho do integrador
L	Indutância
LiFePO ₄	Ferro Fosfato de Lítio

Li-íon	Íons de Lítio
Lr	<i>Indutância Equivalente do Transformador</i>
M	Indutância Mútua
MCRWPT	<i>Magnetic Coupled Resonant Wireless Power Transfer</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPT	<i>Microwave Power Transfer</i>
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>
Ni-Cd	Níquel-Cádmio
NiMH	Níquel-Hidreto Metálico
Nlto	Óxido de Nano Lítio-Titanato
OLEV	<i>On-Line Electric Vehicle</i>
PE	<i>Power Electronic</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicle
PM	<i>Permanent Magnetic</i>
Polymer LiPO	Polímero de Lítio
PSIM	<i>Power Electronic Simulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
Q1	Fator de Qualidade do Transmissor
Q2	Fator de Qualidade do Receptor
QF	Quality Factor
R	Resistência Elétrica
R1	Resistência Elétrica no Primário
R2	Resistência Elétrica no Secundário
RV	<i>Recreational Vehicle</i>
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SiC MOSFET	<i>Silicon-Carbide - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
SOC	<i>State of Charge</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SEM	<i>Switched Reluctance Motor</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TSMC	<i>Three-Phase to Single phase Matrix Converter</i>
V2G	<i>Vehicle to Grid</i>
V2H	<i>Vehicle to Home</i>
Vout	Tensão de Saída
WPC	<i>Wirelessly Powered Communications</i>

WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
XFC	<i>Extreme Fast Charging</i>
Z	Impedância
Z1	Impedância do Primário
Z2	Impedância do Secundário
Zeq	Impedância Equivalente
Γ	Constante de Tempo
Δ	Profundidade de penetração da corrente elétrica no condutor (m)
H	Rendimento do Sistema
M	permeabilidade magnética relativa
μ_0	permeabilidade magnética absoluta no vácuo
P	resistividade do material
Ω	Frequência Angular
ω_0	Frequência Angular de Ressonância
ω_r	Frequência Angular de Ressonância Natural do Circuito

SUMARIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Considerações Iniciais	14
1.2	Objetivos e Contribuições	20
1.3	Estrutura do documento	21
2	ESTADO DO CONHECIMENTO DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	22
2.1	Aspectos Relevantes para a Autonomia do VE	22
2.1.1	Motores Elétricos Aplicados aos VE's	22
2.1.2	Baterias em VE's	23
2.2	Carregamento de Veículos Elétricos com Fios	24
2.3	Carregamento dos Veículos Elétricos sem Fios	29
2.3.1	Introdução à Transferência de Energia Sem Fios	29
2.3.2	Antenas do MCRWPT	31
2.3.3	Tipos de Núcleo	34
2.3.4	Configuração do Circuito Ressonante	35
2.3.5	Transferência de Energia Sem Fios para VE	35
2.4	Topologias dos Conversores de Energia	37
2.4.1	Conversores Bidirecionais para EV's	37
2.4.2	Aplicação dos Conversores de Potência em MCRWPT	44
2.5	A Integração Bidirecional a Rede de Energia (V2H / V2G)	48
3	PROPOSTA DA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS (EVSE)	50
3.1	Concepção e Características Operacionais	50
3.2	Estágio de Entrada (<i>Front End</i>)	55
3.2.1	Dimensionamento dos Filtros LC	56
3.2.2	Transformada de <i>Park</i> e <i>Clarke</i>	57
3.2.3	Dimensionamento do Estágio de Entrada	58
3.2.4	Controlador Proporcional Integral (PI)	60
3.2.5	Controle do Modo Carregamento de Bateria	61
3.2.6	Controle do Modo Gerador Distribuído Ilhado	62

3.2.7	Controle do Modo Gerador Distribuído Conectado (V2G)	63
3.3	Estágio de Saída (<i>Rear End</i>)	64
3.3.1	Controle do MCRWPT	64
3.3.2	Dimensionamento do Tanque Ressonante (MCRWPT)	65
3.3.3	Dimensionamento do Modelo de Bateria	69
3.3.4	Considerações do Capítulo	70
4	RESULTADOS	72
4.1	Modo Carregamento:	74
4.2	Modo GD Ilhado	77
4.3	Modo GD Conectado	82
4.4	Considerações do Capítulo	85
5	CONCLUSÕES	87
6	PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS	90
7	BIBLIOGRAFIA	91

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

Desde o início do século XX, uma intensa competição tecnológica vem ocorrendo com relação ao tipo de motor utilizado em sistemas de propulsão de veículos automotores, especialmente, entre os tipos a vapor, elétricos e com combustão interna. Neste cenário, os motores à combustão interna de ciclo Otto e diesel prevaleceram por muito tempo no mercado devido a sua disponibilidade de fontes de energia para abastecimento e pela eficiência energética alcançada [1].

Porém, nestas últimas décadas, as preocupações com as questões ambientais se intensificaram, principalmente as relacionadas com a necessidade da redução da poluição e dos impactos do uso de combustíveis fósseis. Aspectos que vem pressionando os desenvolvedores de veículos a buscarem por soluções alternativas baseadas no uso de fontes renováveis como o uso da tecnologia dos veículos híbridos, elétricos e a células de combustível e, que permitam a minimização dos impactos ambientais. [2].

Neste cenário, os veículos elétricos VE (*Electric Vehicle*) representam uma alternativa para os problemas relacionados a poluição ambiental, apresentando um grande crescimento tanto do lado tecnológico quanto do lado da participação no mercado. Mundialmente existe uma pressão para a redução dos gases de efeito estufa (GEE) decorrentes da principal fonte de dióxido de carbono (CO_2) que tem o setor de transporte como uma das principais fontes de emissão [3]. Neste sentido, a projeção do uso de veículos elétricos no mundo é de 70 milhões em 2025 e chegando a 16% da frota mundial até 2030 [4].

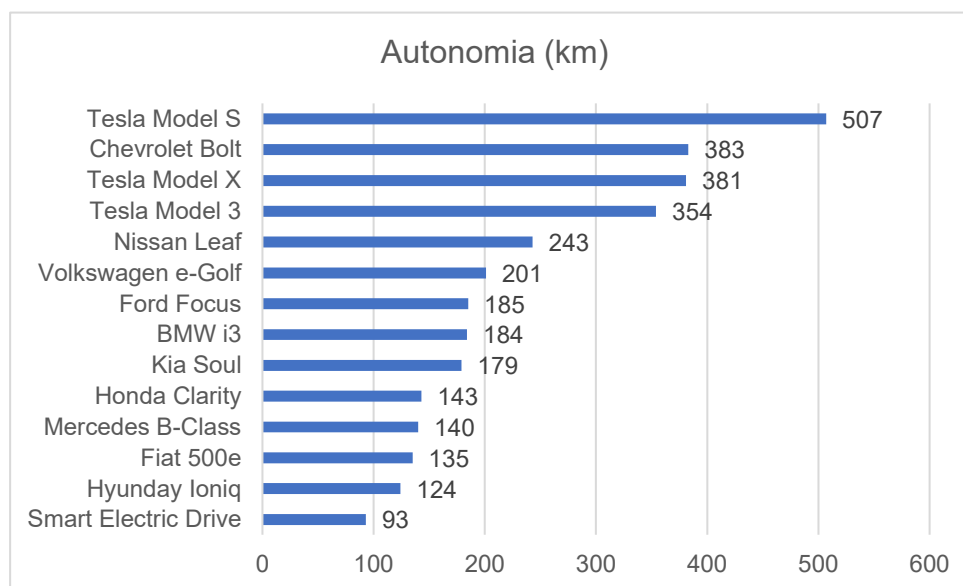
Basicamente, as evoluções tecnológicas ocorridas no setor podem ser divididas em três categorias em função da fonte de energia primária empregada no veículo para alimentar os sistemas, nomeadamente, bateria, células a combustíveis e híbrida. [1].

Os Veículos Elétricos Híbridos (*Hybrid Electric Vehicles* - HEV) tem a sua operação realizada por meio da combinação de um motor a combustão, um motor elétrico e de um sistema de carregamento do banco de baterias considerando um gerador movido pelo motor a combustão.

Por outro lado, os Veículos Elétricos Híbridos do tipo Plug-in (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle* - PHEV) se assemelham ao HEV por empregarem motores a combustão e elétricos em conjunto. Porém, possuem a vantagem de permitir o carregamento da bateria através de estações de carregamento ou pela rede de energia padrão, resultando no aumento da autonomia elétrica e em economia de combustível, pois conseguirá rodar mais tempo sem que o sistema do veículo precise acionar o motor a combustão [5].

Um dos maiores desafios tecnológicos a ser vencido para os VEs tem sido o aumento de sua autonomia, atualmente (2020) ainda limitada para muitos dos modelos disponíveis comercialmente, conforme apresentado na Figura 1.1 [6]. Ao comparar com a autonomia média dos veículos a combustão (a gasolina), em torno de 500 km [7], os veículos elétricos se mostram bastante dependentes dos carregadores elétricos para alcançar autônominas de deslocamento equivalentes. A baixa autonomia vem de encontro com outro ponto deficiente na grande maioria dos VE's, o tempo demandado com o processo de restabelecimento de carga de suas baterias, que pode levar mais 3 horas a depender do tipo de carregador e do VE.

Figura 1.1 – Autonomia de veículos elétricos.



Fonte: Adaptado de [6].

A Tabela 1.1 apresenta informações sobre os tempos de carregamento de dois veículos elétricos em função do tipo de carregador empregado [8]. Desta forma, estes

aspectos são cruciais e devem ser aprimorados para viabilizar a substituição da tecnologia consolidada do veículo à combustão interna pela de um VE.

Tabela 1.1 – Informações sobre tempo de carregamento em função do tipo de carregador para dois modelos de veículos elétricos: Smart For Two ED e Chevrolet Bolt

Smart ForTwo ED

Bateria: 17,2 kW

Autonomia: 160 km

Carregador	Tipo	$I_{\text{máx.}}$	Potência	Tempo	Recomendação
Original	1F	12 A	2,3 kW	7h30m	Muito Lenta
EVBox	1F	16 A	3,7 kW	4h45m	Carregamento lento
EVBox	2F	32 A	7,4 kW	3h45m	Melhor opção
EVBox	3F	16 A	11 kW	4h45m	Maior do que o carro pode suportar.
EVBox	3F	32 A	22 kW	3h45m	Maior do que o carro pode suportar.

Chevrolet Bolt

Bateria: 60 kW

Autonomia: 383 km

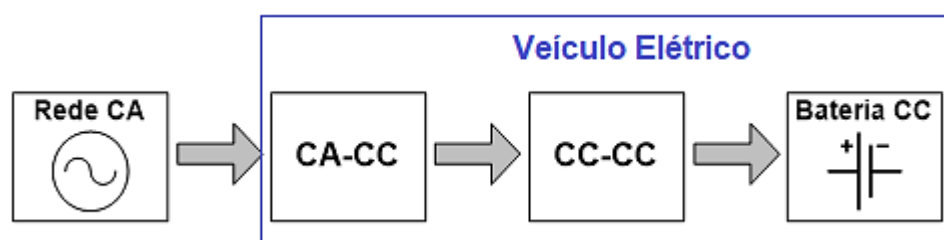
Carregador	Tipo	$I_{\text{máx.}}$	Potência	Tempo	Recomendação
Original	1F	12 A	2,3 kW	26h00m	Muito Lenta
EVBox	1F	16 A	3,7 kW	16h15m	Carregamento lento
EVBox	2F	32 A	7,4 kW	8h00m	Melhor opção
EVBox	3F	16 A	11 kW	8h00m	Maior do que o carro pode suportar.
EVBox	3F	32 A	22 kW	8h00m	Maior do que o carro pode suportar.
Fast EVBox	CC		50 kW	1h15m	Suporta um carregamento rápido.

Fonte: Adaptado de [8].

O processo de reestabelecimento de autonomia, por meio do fornecimento de condição de carregamento completa em baterias, pode ser efetuado por três métodos. O primeiro envolve a substituição física do conjunto de baterias descarregadas por um outro com baterias carregadas. A tarefa de substituição das baterias implica em limitações operacionais devido ao peso e volume das baterias. As outras duas metodologias envolvem o fornecimento de energia para um sistema de baterias fixo no VE, em que a integração com a fonte provedora de energia ocorre por meio de acoplamento físico (por fios) ou sem acoplamento físico (sem fios) por indução [9].

Atualmente (2020), os veículos elétricos podem ter as baterias recarregadas considerando diferentes padrões de carregamento, estabelecidos pela disponibilidade e forma da energia da fonte primária (rede CA). Basicamente o processo convencional (embarcado no veículo) envolve o emprego de conversores de energia do tipo CA-CC [10] [11], atuando como interface com a rede de energia (CA), garantindo índices de qualidade de energia, e, conversores do tipo CC-CC [12] [13], para exercerem a função de transferência e energia e controle de carga da bateria, conforme o digrama de blocos simplificado mostrado na Figura 1.2 [14].

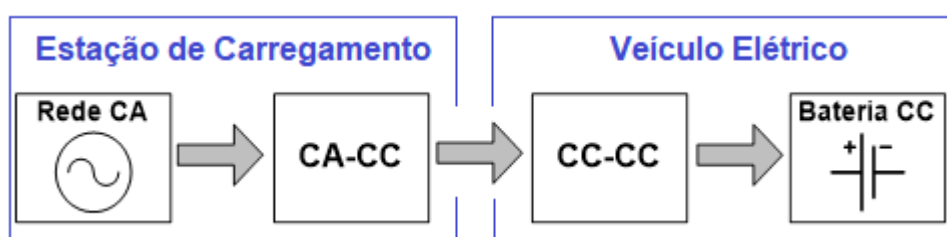
Figura 1.2 – Diagrama de blocos dos tipos de conversores usados nos carregadores de baterias de VE.



Fonte: Autoria própria

O processo de carregamento pode ser efetuado utilizando a própria rede elétrica residencial em corrente alternada, com capacidade baixa (16 A em 127 V / 220 V), podendo demandar até 10 horas para concretizar um carregamento total utilizando um carregador de uso doméstico. Em outras situações, como por exemplo, utilizando estações de carregamento em vias públicas, onde os veículos podem permanecer estacionados por menos tempo, o processo de carregamento pode empregar uma rede com capacidade maior (32 A em 220 V), reduzindo o tempo de carregamento para até 8 horas. Entretanto, uma forma mais eficiente de carregamento, do ponto de vista de tempo demandado, consiste em empregar uma fonte primária de corrente contínua (400 A em 400 V à 600 V), provida em estações de carregamento específicas, em conjunto com os conversores CC-CC embarcados no veículo, conforme o diagrama apresentado na Figura 1.3. Este tipo de arranjo pode estabelecer a condição de carregamento total em até 30 minutos [5].

Figura 1.3 – Diagrama de blocos dos tipos de conversores usados nos carregadores de baterias de VE em CC.



Fonte: Autoria própria

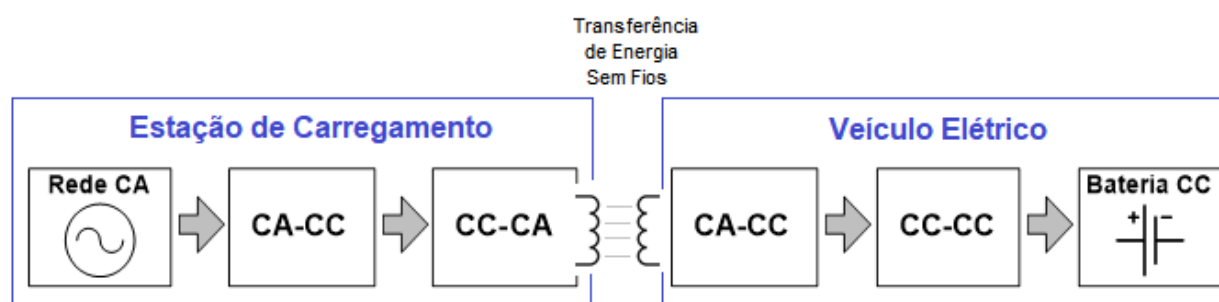
Apesar da existência de normas e regulamentações [15] [16] [17] relacionadas com as metodologias de carregamento com acoplamento físico, a falta da unificação de um padrão mundial entre os principais fabricantes de veículos elétricos (Asiáticos, Americanos e Europeus) que aborde a conexão mecânica dos conectores elétricos e da fonte de alimentação CA, acarretou no desenvolvimento de diferentes padrões

(amplitudes de tensão e corrente, formatos físicos), diminuindo a compatibilidade entre os diferentes fabricantes.

As metodologias de carregamento sem acoplamento físico são baseadas em sistemas de transferência de energia sem fio (*Wireless Power Transfer - WPT*), podem ser realizadas considerando o veículo em movimento (*On-Line*) ou em repouso (*Off-line*), por exemplo, estacionado em uma residência, empresa, ou em um local público. Experiências relatadas em [18] [19], considerando a transferência de energia sem fios com veículos em movimento por vias públicas, tais como ruas ou rodovias, resultaram em novos sistemas de carregamento dinâmico sem fio denominados OLEV (*On-Line Electric Vehicle*).

A figura 1.4 mostra o diagrama esquemático simplificado de um sistema de carregamento sem fios e estacionário (*off-line*), típico para ser conectado na rede de energia CA (127 V / 220 V).

Figura 1.4 – Diagrama esquemático simplificado de um sistema de carregamento por transferência de energia sem fios



Fonte: [19].

A transferência de energia sem fio, seja na forma on-line ou off-line, permite a concepção de um ambiente capaz de realizar processos de carregamento mais frequentes e de menor duração. Este cenário poderia reduzir o tempo demandado para a realização de um processo de carregamento completo, com a energia sendo armazenada em menor quantidade, mas por meio de múltiplos ciclos. Ainda, permitindo o emprego de uma bateria de menor capacidade ou até mesmo a sua substituição total ou parcial por super capacitores, pois a energia utilizada pode ser reposta com maior frequência. Estes aspectos podem contribuir de forma relevante na redução do peso e na melhoria da eficiência energética global do veículo [18].

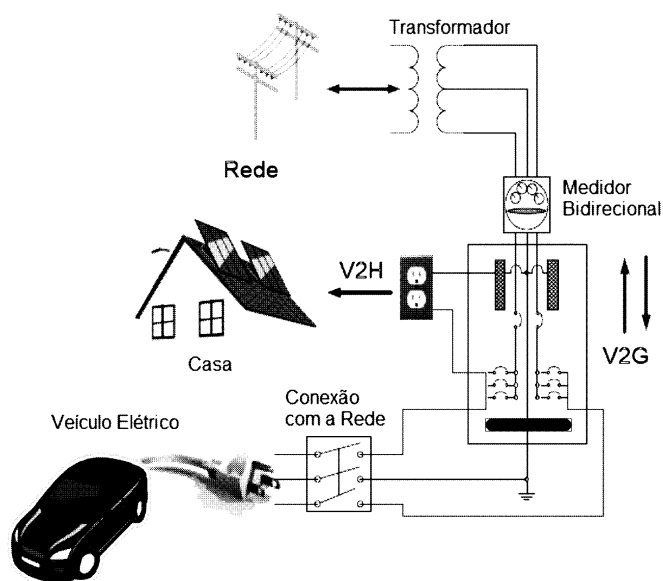
A evolução dos sistemas de energia, especialmente na concepção de redes de energia e com as inteligentes de energia (*Smart Grids*) [20], podem permitir a integração dos sistemas de armazenamento presentes nos VE não apenas como carregamentos

distribuídos, mas como novas fontes de energia para auxiliar na tarefa da gestão energética. Neste contexto, os conversores do sistema de carregamento de bateria dos VE estão evoluindo para prover além da finalidade do armazenamento de energia nas baterias, também o retorno da energia disponível na bateria para a rede elétrica (fonte primária), atuando de forma bidirecional.

O sistema poderia receber a energia em um período de baixa demanda, em que o custo é mais favorável, e fornecer a energia armazenada para a rede em um período de alta demanda, em que o usuário não precisaria dispor desta no período. O processo pode ocorrer considerando o provimento de baixa magnitude de potência relacionada com o uso doméstico (*Vehicle to Home – V2H*) ou com a possibilidade de potências mais elevadas relacionadas com estações de carregamento (*Vehicle to Grid - V2G*) com uso direcionado para a rede de energia [5] [21].

A figura 1.5 mostra um diagrama esquemático simplificado de um sistema de carregamento bidirecional considerando os usos V2H e V2G.

Figura 1.5 - Sistema de Carregamento Bidirecional



Fonte: Adaptado de [21].

Assim, a integração entre a rede de energia e um VE com WPT bidirecional permite que o veículo receba energia para carregar as baterias ou forneça energia para alimentar cargas em uma residência, ou, para a própria rede por meio de estações de carregamento em vias públicas. Assim, a concepção de um VE com WPT bidirecional pode se tornar um componente ativo dentro da concepção de redes inteligentes,

possuindo não apenas um papel de consumidor com o carregamento, mas podendo atuar como armazenador e transportador de energia.

Neste contexto, considerando a relevância do sistema para as redes de energia futuras, este trabalho se volta para o desenvolvimento de uma estação de carregamento com características de transferência de energia com e sem fio, e, com capacidade de operar integrada a rede de forma bidirecional.

1.2 Objetivos e Contribuições

Os objetivos deste trabalho envolvem a análise, projeto e desenvolvimento teórico de uma estação de carregamento para veículos com tração elétrica alimentados a baterias (BEV), considerando a transmissão de energia elétrica com e sem fios e operação de forma bidirecional, para atender demandas de até 10 kW. Além disso, a exploração da viabilidade no fornecimento de potência ativa e reativa para uma carga e/ou para a rede, em conformidade com normas de qualidade de energia, são aspectos incluídos nos objetivos fomentados pela operação com fluxo bidirecional de potência.

Assim, como contribuições do trabalho elenca-se a concepção da estação de carregamento com características operacionais singulares, considerando três diferentes modos de operação (convencional de carregamento, gerador distribuído ilhado e gerador distribuído conectado).

O modo de carregamento permite a transferência de energia sem fio para o veículo elétrico. Os modos de operação como gerador distribuído, envolvem a operação de forma ilhada (não conectado à rede de energia) alimentando uma carga CA e a operação conectada à rede provendo a injeção controlada de potência ativa e reativa.

Como contribuição correlata, aponta-se o levantamento bibliográfico considerando o estado do conhecimento de aplicações voltadas para carregadores de veículos elétricos relacionando metodologias de transmissão de energia com e sem fios e as topologias de conversores unidirecionais e bidirecionais empregadas em tais sistemas.

1.3 Estrutura do documento

O Capítulo 1 apresenta uma introdução abordando os veículos híbridos e elétricos, seus sistemas de carregamento e suas dificuldades e, a integração bidirecional nas redes elétricas de energia, assim como os objetivos esperados e as metodologias empregadas nesta dissertação.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica dos principais sistemas de carregamento dos veículos elétricos com acoplamento físico por meio de fios, o estado da arte das topologias aplicadas nos sistemas de transmissão de energia sem acoplamento físico (sem fios) e os respectivos sistemas de carregamento dos veículos elétricos sem fios.

O capítulo 3 apresenta a proposta da estação de carregamento para veículos elétricos (EVSE), acompanhada dos desenvolvimentos dos modelos matemáticos e, metodologias de projeto dos conversores e dos sistemas de controle.

O capítulo 4 apresenta resultados de simulações computacionais desenvolvidas em ambiente PSIM, considerando os três diferentes modos de operação, acompanhados de discussões e análises, demonstrando a viabilidade das características operacionais da EVSE proposta.

Por fim, o capítulo 5 apresenta as conclusões finais do trabalho.

2 ESTADO DO CONHECIMENTO DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Com o objetivo de conceituar os principais fundamentos envolvidos em um VE, este capítulo apresenta inicialmente uma discussão sobre os aspectos que influenciam na autonomia e consequentemente impactam no balanço de energia, como os tipos de motores e tipos de baterias empregadas em VE. Em seguida, é apresentado o levantamento do estado do conhecimento de sistemas empregados para provimento do carregamento de baterias em VE com acoplamento físico com fios e sem fios, considerando os tipos de conexões físicas, topologias de conversores utilizadas e a integração do VE com a rede (V2H e V2G).

2.1 Aspectos Relevantes para a Autonomia do VE

Desde os primeiros VE's produzidos, vem se estudando quais seriam as melhores formas e locais para realizar o processo de carregamento de suas baterias. Com relação aos locais, os carregamentos podem ocorrer nas residências dos proprietários ou em locais públicos, tais como, estações de abastecimento instaladas nos estacionamentos de shoppings e nos locais de trabalho. Com relação à forma, os sistemas de carregamento com acoplamento físico (por fios) se popularizaram por se tratar de uma tecnologia consolidada e eficiente para a faixa de potência requerida. Entretanto, a necessidade de maiores autonomias em conjunto com a redução dos tempos requeridos para concretizar carregamento total, fomentou o desenvolvimento de baterias com maior densidade de carga (carga elétrica/peso), motores elétricos com maior rendimento e sistemas de carregamento das baterias com capacidade de transferir energia em níveis de potência mais elevados e com maior flexibilidade de conexão (sem fios) [3] [5] [7]. Além disso, outras vertentes de melhorias se basearam no uso de sistemas regenerativos de energia aplicados nos mecanismos de frenagem ou nos amortecedores dos VE, permitindo a conversão de energia cinemática em eletricidade, provendo aumento da autonomia e consequentemente redução do tempo de carregamento [18] [22].

2.1.1 Motores Elétricos Aplicados aos VE's

As formas de tração em VEs são baseadas no uso de uma diversidade de motores elétricos de corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA). Os motores CC

convencionais apresentam uma curva de torque versus velocidade adequada para os requerimentos da aplicação, e possuem um controle simplificado. Porém, quando comparados aos demais tipos de motores, os motores CC se mostram mais pesados e volumosos, com menor eficiência e ainda os que não empregam ímãs permanentes requerem manutenção periódica nos seus comutadores e escovas.

Os motores de indução de CA são conhecidos pela sua robustez e baixa necessidade de manutenção. Todavia, este tipo de motor também possui desvantagens, tais como, baixa eficiência, baixo fator de potência, baixo fator de utilização dos inversores, aspectos prejudiciais para a operação em velocidades elevadas, sendo limitado a sua velocidade crítica em duas vezes a velocidade síncrona e as perdas se agravam com o aumento da potência [23] [24].

Assim, um dos tipos de motores que vem sendo amplamente utilizado em aplicações de VE são os motores síncronos de ímãs permanentes (*Permanent Magnetic – PM*). Especialmente em virtude das suas vantagens relacionadas com o peso e volume reduzido, alto rendimento e boa dissipação térmica. O motor PM tem a sua região de potência constante limitada pelo aspecto do campo magnético ser fixo, pois é provido por ímãs permanentes. Entretanto, esta deficiência pode ser melhorada considerando uma configuração híbrida, em que uma bobina de campo é adicionada para aumentar o campo magnético enfraquecido em condições constantes para velocidades variáveis. Outro tipo de motor elétrico que vem despertando interesse em aplicações de VE são os motores de relutância variável (*Switched Reluctance Motor - SRM*). Os SRM são conhecidos pela a sua simplicidade de construção, robustez, facilidade de controle e excelente curva de torque versus velocidade. No entanto, o SRM possui algumas deficiências como a geração de ruído acústico e de interferência eletromagnética [23] [24].

2.1.2 Baterias em VE's

Os veículos elétricos que empregam predominantemente a energia armazenada em baterias para alimentar os motores elétricos são denominados de (*Battery Electric Vehicles - BEV*). Os BEV's vêm evoluindo tecnologicamente em busca de melhorias em sua eficiência energética e autonomia para possuir características que permitam a substituição completa dos VE's híbridos que ainda necessitam de outras fontes auxiliares de propulsão.

As evoluções envolvem o uso de motores sem escovas (*Brushless*), mas concentram-se no uso de baterias com diferentes materiais (chumbo-ácido, baterias de Níquel-Hidreto Metálico (Ni-MH), baterias de Íons de Lítio (Li-íon), baterias de Polímero de Lítio (*Polymer LiPO*), baterias de Níquel-Cádmio (Ni-Cd), baterias de Ferro Fosfato de Lítio (LiFePO₄), entre outros) e em alguns casos com o uso combinado de super capacitores [25] [26].

Conforme aumentamos a necessidade da taxa de transferência de energia, o elemento armazenador de energia (bateria) passa a representar o próximo desafio a ser contornado em VEs, especialmente com relação às características de densidade de potência/energia em função do peso/volume [27].

As baterias de Li-íon estão sendo aperfeiçoadas visando melhoria da relação capacidade de armazenamento por volume e peso. Neste tipo de bateria, para permitir um carregamento mais rápido há a necessidade de eletrodos mais grossos. Porém, quanto maior a espessura do eletrodo maior a chance do depósito de lítio metálico sobre o ânodo. Este fenômeno ocorre quando a taxa de carregamento excede a taxa que os íons de lítio podem intercalar na estrutura cristalina do ânodo, o que faz com que o lítio metálico se forme na superfície do ânodo, prejudicando a estabilidade e afetando a vida útil das baterias. A alternativa seria a utilização de eletrodos mais finos, mas o custo modifica a relação de benefício tornando inviável a solução [28].

Por fim, as propriedades físico-químico da bateria e o estado de carga da bateria (*State of Charge* - SOC) são fatores que influenciam na curva de carregamento a ser aplicada no processo de restabelecimento de carga [29].

2.2 Carregamento de Veículos Elétricos com Fios

A popularização dos VEs intensificou a necessidade da padronização dos métodos, meios e formatos utilizados pelos carregadores das baterias dos VEs. As principais normas que tratam de aspectos construtivos e operacionais de carregadores para VEs são a SAE J1772 que especifica os níveis de carregamento e os conectores [30], a IEC 68851 que determina os requisitos do sistema [16], e a IEC 62196-2, e sua versão nacional (ABNT NBR IEC 62196-1), que complementa as anteriores com as especificações dos conectores elétricos [9], [15] e [17].

As normas além de estabelecerem os padrões de carregamento, também descrevem requerimentos e recursos de segurança relacionados a sinais de controle,

tais como, a detecção da conexão do veículo e o estado da carga que é definido em função da largura de pulso de um sinal de onda quadrada em 1 kHz.

Os carregadores podem ser do tipo doméstico de baixa potência, normalmente utilizados nas residências, ou na forma de estações de carregamento (*Electric Vehicle Supply Equipment – EVSE*) com potências mais elevadas e capacidade de cargas rápidas (*Fast Charging – FC*). O processo de carregamento pode ser efetuado considerando o estágio de entrada do carregador recebendo energia por meio de corrente alternada (CA) ou por meio de corrente contínua (CC), conforme a padronização estabelecida pela SAE J1772 mostrada na Tabela 2.1.

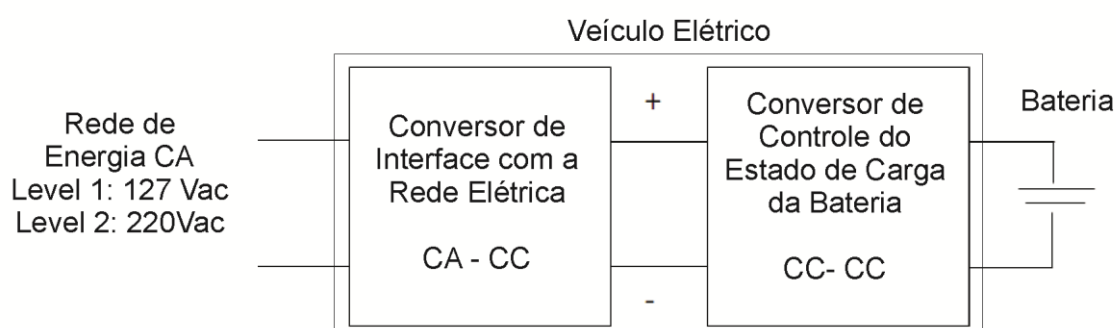
Tabela 2.1 – Níveis de Carregamento conforme a SAE J1772

SAE J1772			
Níveis CA	Características elétricas	Níveis CC	Características elétricas
CA Level 1	120 V, 12 A e 1,44 kW 120 V, 16 A e 1,92 kW	CC Level 1	200-500 V, 80 A e 36 kW
CA Level 2	240 V, 80 A e 19,2 kW	CC Level 2	200-450 V, 200 A e 90 kW
CA Level 3	>20 kW – 1 a 3 fases	CC Level 3	200-600 V, 400 A e 240 kW

Fonte: [30].

Os carregadores convencionais de uso doméstico são chamados de carregadores lentos (*slow charging*). A Figura 2.1 mostra o diagrama de blocos simplificado de um sistema de carregamento lento. De acordo com as normas, estes tipos de carregadores podem apresentar dois níveis de fornecimento de energia baseados na rede de corrente alternada: “CA Level 1” de 120 V e 16 A e “CA Level 2” de 240 V e 32 A / 80 A [31] [32].

Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um sistema de carregamento lento.

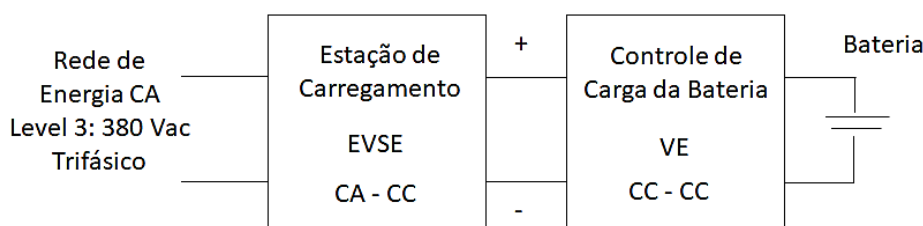


Fonte: Própria autoria.

Na linha dos carregadores CA com característica de carregamento rápida, fabricantes como a BYD possuem carregadores trifásicos classificados pela norma como “CA Level 3” e alimentados em CA por 480 V e 40 A [33].

A Figura 2.2 mostra o diagrama de blocos de uma estação de carregamento (EVSE) com provimento de carregador rápido de corrente contínua (*Direct Current Fast Charger* – DCFC). Nesta concepção de transferência pelo DCFC, o rendimento se eleva permitindo maior capacidade de transferência de energia, pois o conversor CA-CC embarcado no veículo deixar de ser utilizado, passando a ser usado o conversor da estação de carregamento que possui um dimensionamento superior, uma vez que não existe a limitação de peso, volume e consequentemente potência, que por sua vez permitirá um rendimento superior. Conforme mostra a tabela 2.1, a norma SAE J1172 estabeleceu três regimes de operação em corrente contínua de acordo com a potência a ser atendida: até 36 kW (200-400 V e 80 A), até 90 kW (200-450 V e 200 A) e para 240 kW (200-600 V a 400 A).

Figura 2.2 – Diagrama de blocos de uma estação de carregamento (EVSE).



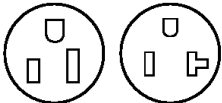
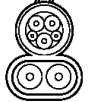
Fonte: Própria autoria.

A tabela 2.2 apresenta diversos tipos de conectores elétricos propostos e empregados nos sistemas de carregamento e sua compatibilidade em relação aos padrões aplicados em mercados e produtos específicos.

Nas estações de carregamento, o DCFC pode apresentar conectores nos padrões CHAdeMO (*CHArge de Move*), SAE Combo CCS (*Combined Charging System*) e Tesla Supercharger [34].

Para sistemas de carga lentos residenciais e públicos, o conector SAE J1772 “Level 2” é o conector mais utilizado, pois apresenta larga compatibilidade com os veículos produzidos na América, Europa e os Ásia [32] [35].

Tabela 2.2 – Tipos de conectores elétricos e compatibilidade.

Conectores		Nível	Asiáticos	US / EU	Tesla
Tomadas de Paredes (Nema 515 e Nema 520)		1	Com Adaptador	Com Adaptador	Com Adaptador
Conector J1772		2	Sim	Sim	Com Adaptador
Nema 1450 (RV plug)		2	Com Adaptador	Com Adaptador	Com Adaptador
CHAdeMO		3	Sim	Não	Com Adaptador
SAE Combo CCS		3	Não	Sim	Não
Tesla HPWC		2	Não	Não	Sim
Tesla supercharger		3	Não	Não	Sim

Fonte: Adaptado de [34].

As evoluções dos VEs foram motivadas por melhorias relacionadas com a redução de custo, dirigibilidade, desempenho e autonomia. Apesar destes pontos serem considerados cruciais, a redução do tempo de carregamento resulta em segurança para os usuários que necessitam realizar um percurso mais longo, reduzindo a necessidade da espera por horas relacionada com o reabastecimento.

Assim, novos desenvolvimentos estão buscando prover o processo de carregamento de maneira extra rápida, criando os denominados (*Extreme Fast Charging* – XFC). Com o uso do XFC é possível ter uma autonomia de até 322 km considerando um tempo de carregamento de menos de 10 minutos, porém, envolvendo uma potência de 400 kW [22]. Com o objetivo de apresentar uma análise comparativa entre diferentes tecnologias e padrões de sistemas de carregamento, informações sobre autonomia e tempo demandado de carregamento são mostradas na Tabela 2.3. As informações contemplam dados de um XFC de 400 kW e de carregadores convencionais de uso doméstico em CA de 50 kW, como o Chevrolet Bolt, e do mais avançado carregador DCFC de 120 kW utilizado pela Tesla [9] [14].

Tabela 2.3 – Informações de restabelecimento de autonomia e tempo de carregamento para carregadores do tipo lento, DCFC e XFC.

	Level 1 110V 1,4 kW	Level 2 220V 7,2 kW	DC Fast Charger 480 V / 50 kW	Tesla Super Charger 480 V /140 kW	XFC 800 V 400 kW
Autonomia por minuto de carga (km)	0,132	0,676	4,699	13,148	37,498
Tempo de Carga para 322 km (minutos)	2147	471	60	21	7,5

Fonte: Adaptado de [22].

Apesar dos benefícios, a implantação de um sistema XFC requer uma reestruturação significativa dos padrões e especificações dos sistemas para atender a elevada potência de 400 kW. Sendo necessário um barramento CC igual ou superior a 800 V, e no mínimo um sistema que possua o dobro da capacidade de fornecimento de corrente elétrica provida pelos outros tipos de carregadores.

O padrão de tensão empregado normalmente em VEs abrange amplitudes de até 400 V, portanto, sendo necessário o desenvolvimento de novos componentes e dispositivos que suportem e operem em níveis de tensão elétrica maiores da ordem de 800V, tais como, o drive do motor, conversores e baterias. Por outro lado, caso o nível de tensão seja mantido e a potência a ser transferida seja elevada, a corrente elétrica também se eleva de forma proporcional à potência, exigindo o redimensionamento dos cabos e componentes elétricos. Para minimizar o custo do redimensionamento dos cabos e componentes, que ainda implicam em um aumento de peso, volume e possíveis perdas Joules no circuito, obrigatoriamente as soluções propostas conduzem para a elevação da tensão. [36] [14] [37] [38]. A Tabela 2.4 apresenta as características elétricas de carregadores do tipo XFC atuais e suas tendências futuras.

Tabela 2.4 - Tendências os carregadores XFC

	Atual	Futuro		
Tensão	400 V	400 V – 1000 V		
Conector	CHAdMo, SAE J1772 CCS, Tesla	XFC Projetos Inlet(s) 1000 V – 400 A		
Veículo	400 V - 125 A -50 kW 400 V - 150 A -140 kW	600 V - 400 A - 240 kW 1000 V - 210 A - 210 kW 1000 V - 280 A - 280 kW	800 V 400 A 320 kW	1000 V 400 A 400 kW
Bateria	1.5 – 2 C	2 - 3.3 C	3.3 - 4.6 C	4.6 - 6.6 C

Fonte: Adaptado de [14].

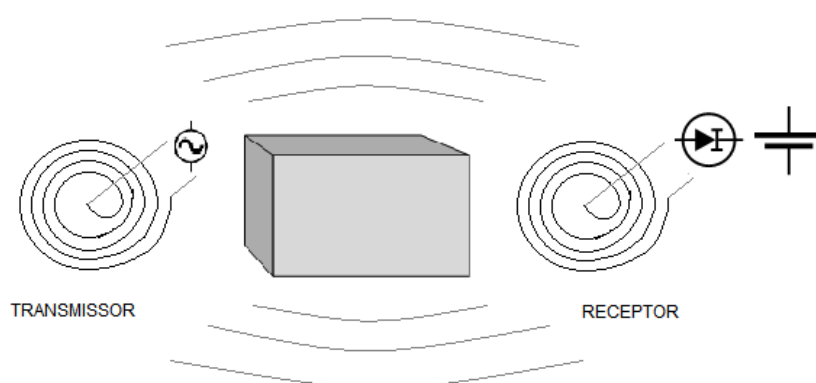
2.3 Carregamento dos Veículos Elétricos sem Fios

Neste subcapítulo são abordados alguns dos conceitos fundamentais que envolvem a transferência de energia sem fios, tipos de antenas, núcleos ferromagnéticos e os métodos aplicados em sistemas de carregamento de veículos elétricos.

2.3.1 Introdução à Transferência de Energia Sem Fios

No final do século XIX os primeiros estudos envolvendo a transferência de energia elétrica sem fio (*Wireless Power Transfer* - WPT) foram realizados por Nikola Tesla. Especificamente, no ano de 1893, Tesla demonstrou a viabilidade do conceito da WPT por meio experimentos envolvendo a energização de lâmpadas [39]. O diagrama simplificado que representa o processo de transferência de energia sem fios é apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Esquema representativo da transferência de energia sem fios



Fonte: Adaptado de [39].

Basicamente a transferência de energia sem fio (WPT) pode ser concretizada considerando duas formas: a forma com radiação de ondas eletromagnéticas e a forma sem o uso de radiação de ondas eletromagnéticas [40] [41]. A forma radioativa é mais adequada para condições que envolvem transferências de energia em distâncias elevadas, na ordem de quilômetros, mas limitada a poucos miliwatts de potências. Enquanto a forma não radioativa se mostra mais adequada para transferências envolvendo distâncias curtas, mas com potências elevadas [40] [42].

A transmissão de informações sem fio por radiação eletromagnética utiliza micro-ondas de rádio e permite a transmissão de informações por longas distâncias, podendo alcançar centenas de quilômetros. A transferência de energia sem fio por micro-ondas

(*Microwave Power Transfer* – MPT) ocorre de forma análoga por radiação eletromagnética [40]. A transferência de energia por radiação eletromagnética apresenta uma grande limitação que afeta o seu desempenho. No processo de transferência, a energia é transmitida em todas as direções, sendo necessária a imposição de alguma estratégia de direcionamento, como ocorre nos casos de utilização de antenas unidirecionais. Outros aspectos negativos a serem observados são a capacidade de transmissão de potência ser limitada, pois os obstáculos afetam fortemente seu rendimento, e, os possíveis riscos da radiação eletromagnética à saúde humana em condições de potências mássicas superiores a 2 W / kg .

Os métodos baseados na transferência de energia que não usam a radiação de ondas eletromagnéticas, como a Transferência Indutiva de Energia (*Inductive Power Transfer* - IPT) e Transferência de Energia Capacitiva (*Capacitive Power Transfer* - CPT) são os métodos mais aplicados na transferência de energia sem fios para curtas distâncias de algumas unidades de centímetros, especialmente em implantes biomédicos e carregadores de baterias. Porém, a eficiência do processo é drasticamente afetada com o aumento do espaço entre o dispositivo emissor e o dispositivo receptor (*gap*). [40] [43] [44].

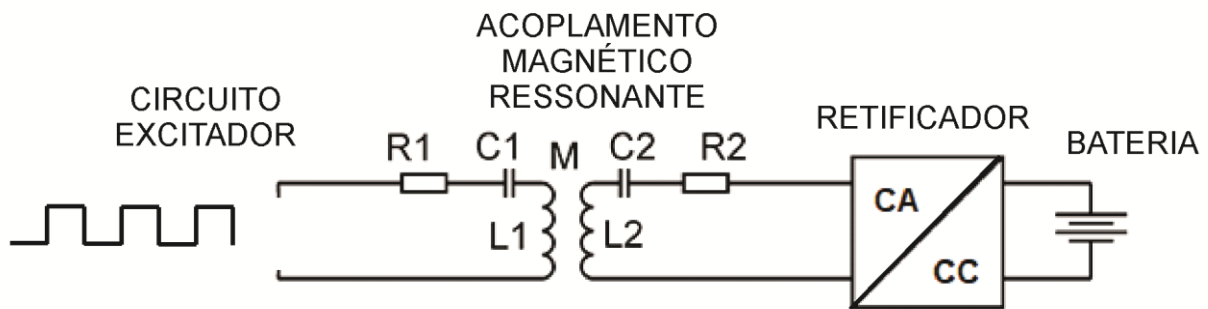
A Transferência de Energia por Acoplamento Magnético Ressonante (*Magnetic Coupled Resonant Wireless Power Transfer* - MCRWPT) possui um método de transferência de energia semelhante ao IPT, baseado no funcionamento de bobinas com acoplamento magnético. Entretanto, neste método o ar é utilizado como núcleo do transformador, devido sua permeabilidade magnética ser muito baixa, a relutância magnética se torna elevada quando comparada com a de um núcleo de transformador convencional. Para compensar os efeitos limitantes e melhorar a sua eficiência na transferência de energia, o MCRWPT usualmente opera em frequências elevadas e com acoplamento indutivo ressonante, sendo até capaz de transpor obstáculos [45] [46].

Um circuito elétrico ressonante tem a capacidade de acumular energia entre os elementos reativos indutivo-capacitivo, que resultará em uma oscilação natural de ressonância. O acoplamento magnético ressonante ocorre com o casamento da frequência de ressonância do circuito ressonante com a frequência de chaveamento do conversor que excita o circuito ressonante. Nesta condição há a obtenção da máxima transferência de energia, resultando em ganho de eficiência suficiente para permitir a transposição de obstáculos e um maior distanciamento entre as bobinas [45].

O fator de qualidade (*Quality Factor* - QF) de um sistema ressonante é um índice de mérito relacionado com a capacidade de acumulação de energia, definido como a razão entre a energia injetada e a perdas do sistema. O QF é dependente de dois fatores, a frequência de ressonância ω_r , dado pelo o produto da indutância L com a capacitância C e o fator de perdas intrínsecas Γ relacionado às resistências do circuito R , conforme equacionado em (2.1) e representado na Figura 2.4. O circuito ressonante é obtido pela ressonância natural do circuito RLC que alcança rendimento mais elevado nas situações em que as componentes reativas indutiva e capacitava se anulam, resultando apenas a parcela resistiva [41].

$$QF = \frac{\omega_r}{2\Gamma} = \sqrt{\frac{L}{CR}} = \frac{\omega_r L}{R} \quad (2.1)$$

Figura 2.4 - Circuito Equivalente do MCRWPT



Fonte: Adaptado de [41].

2.3.2 Antenas do MCRWPT

Em estudo realizado por [41], foi demonstrado que a configuração do formato do enrolamento de bobinas, em formato de anel (*Ring*) ou espiral plano (*Flat Spiral*), e, a quantidade de voltas nas bobinas são os fatores determinantes para a eficiência do sistema MCRWPT, conforme demonstrado na Tabela 2.5. As conclusões demonstraram que o melhor resultado para a aplicação foi obtido considerando o formato de bobina espiral plano e com o menor número de voltas na bobina. Quanto maior a quantidade de voltas no enrolamento da bobina, maior será a indutância e conseqüentemente a impedância do circuito, elevando as perdas e reduzindo a eficiência da transmissão de energia.

Tabela 2.5 - Estudo comparativo realizado por [41] sobre o formato da bobina: Anel (Ring) vs. Espiral Plano (Flat Spiral), e, o número de voltas.

Tipo de Bobina Transmissora	Tipo de Bobina Receptora	N.º de espiras		Raio (mm)		Indutância (mH)		Resistência (Ω)		Potência de Entrada (W)	Potência de Saída (W)
		Tx	Rx	Tx	Rx	Tx	Rx	Tx	Rx		
Helicoidal	Helicoidal	250	500	58	58	3500	6500	1,8	3,4	3,11	0,25
Espiral Plana	Helicoidal	100	500	96	58	1150	6500	1,3	3,4	4,56	0,356
Helicoidal e Espiral Plana	Helicoidal	600	300	96	53	88,58	24968	0,9	7,5	14,5	1,35
Espiral Plana	Espiral Plana	28	30	86	86	103,5	100,8	0,7	0,5	16,8	5,11

Fonte: [41].

Os esforços para prover a melhoria da eficiência do MCRWPT foram guiados pela obtenção da operação em frequências mais elevadas. Conforme (2.2), o aumento da frequência (f) resulta em elevação na tensão elétrica V_{out} no receptor, considerando as mesmas corrente no transmissor I_p e indutância mútua M entre o receptor e o transmissor. Analogamente, conforme (2.3), a corrente de curto-circuito no secundário I_s dependerá de uma indutância L_s menor no receptor. Outro aspecto importante a ser considerado para a eficiência é a elevação da indutância mútua M , que pode ocorrer com o aumento da área do acoplador magnético entre o transmissor e o receptor [47].

$$V_{out} = j\omega M I_p = j(2\pi f) M I_p \quad (2.2)$$

$$I_s = M \frac{I_p}{L_s} \quad (2.3)$$

Entretanto, o uso de frequências elevadas na operação do MCRWPT nem sempre traz benefícios, uma vez que a condução elétrica em corrente alternada com frequências elevadas por meio de um condutor pode produzir um campo magnético no mesmo, e, ainda sofrer com o efeito peculiar (*Skin Effect*). Neste último, a corrente elétrica passa a ser conduzida somente na região superficial do condutor, quanto maior a frequência menor será a penetração δ no condutor elétrico, conforme (2.4). A concentração do fluxo de corrente provoca o aumento da resistividade das bobinas do MCRWPT, aumentando as perdas e reduzindo a eficiência do processo. Algumas estratégias podem ser aplicadas para minimizar o efeito pelicular, tais como, o emprego de condutores de bitolas maiores que são menos vantajosos pelo custo ou o uso de condutores com multifilamentos mais finos e isolados (*Litz*) que resultam na mesma bitola [47] [48] [49].

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_o\mu_r}} \quad (2.4)$$

Onde:

δ = profundidade de penetração da corrente elétrica no condutor (m)

ρ = resistividade do cobre ($1,724 \times 10^{-8}$ ohm/m)

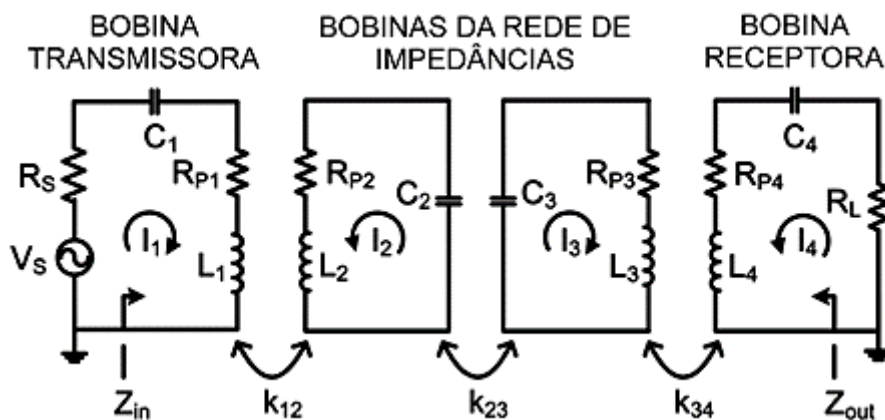
ω = frequência angular ($2\pi f$)

μ_o = permeabilidade magnética absoluta no vácuo ($1,2566370614 \times 10^{-6}$ H/m)

μ_r = permeabilidade relativa do cobre (0,999993585)

Conforme mencionado anteriormente, o rendimento da transferência de energia em um sistema WPT é inversamente proporcional à distância entre as bobinas transmissora e repetidora. Assim, qualquer variação na distância ou no alinhamento entre as bobinas afeta na transferência de energia. Igualmente, a alteração da carga impacta diretamente na impedância do circuito e na frequência de ressonância do sistema também afetando a eficiência. Assim, visando obtenção de maiores eficiências estudos foram propostos contemplando flexibilização no posicionamento e nos tipos de cargas. O estudo realizado por [50] demonstrou que o uso da técnica do casamento da rede impedâncias (*Impedance Matching Networks* - IMN) através de bobinas repetidoras pode ser uma vantagem em relação aos sistemas convencionais, mesmo considerando o aumento da impedância total do sistema, conforme representado na Figura 2.5.

Figura 2.5 - Circuito Equivalente do Casamento das Redes de Impedâncias



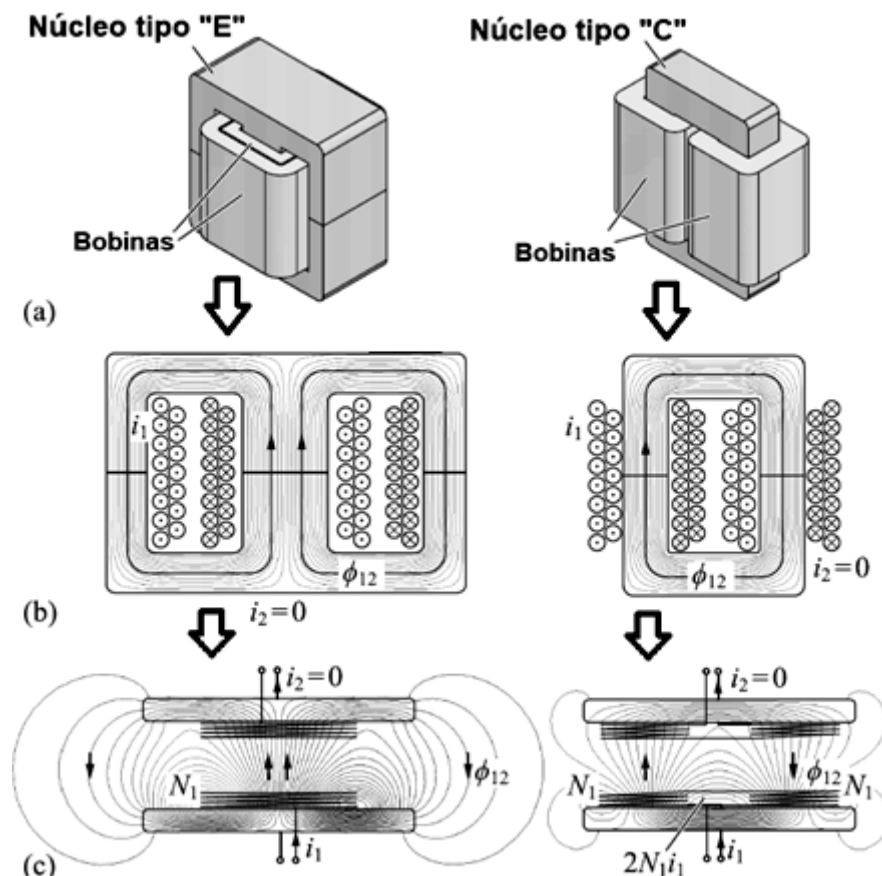
Fonte: Adaptado de [50].

2.3.3 Tipos de Núcleo

A geometria do modelo físico do transmissor-receptor deve ser dimensionada visando a obtenção de rendimento elevado na transferência de energia e flexibilidade no alinhamento entre o transmissor e o receptor.

O modelo físico do transmissor-receptor a ser empregado em sistemas WPT ainda não se encontra consolidado na literatura. Apesar de haver muitos estudos sobre diferentes formatos geométricos, a maioria não realiza um comparativo completo dos resultados utilizando as mesmas referências geométricas. Os modelos mais utilizados em projetos com potências mais elevadas (até a faixa de 50 kW) por possuir um melhor rendimento são os núcleos de ferrite em formato “C” com um único enrolamento de bobina e o formato de “E” com dois enrolamentos “duplo D”, conforme mostra a Figura 2.6 [51].

Figura 2.6 – Núcleo de ferrite do transmissor-receptor tipo “C” e tipo “D”



Fonte: Adaptado de [51].

2.3.4 Configuração do Circuito Ressonante

Os circuitos ressonantes para a WPT em EV devem ser projetados para apresentar elevado rendimento e eficiência frente a variações de carga e do *air gap* entre a bobina transmissora e a receptora.

Os projetos dos conversores têm uma característica de saída para ser do tipo fonte de tensão, permitindo somente o uso das configurações LLC, LLCC série-série e LLCC série paralelo como circuitos ressonantes [52].

O arranjo de circuito ressonante do tipo LLCC série-paralelo apresenta características adequadas para uso em sistemas WPT em EV, especialmente nos sistemas com carregamento dinâmico tipo OLEV. O aspecto operacional vantajoso é que a frequência de ressonância é fixa e não varia em função da carga ou da indutância mútua. Uma vez que a frequência é fixa, o conversor pode ser controlado por estratégia de modulação por deslocamento de fase (*PS - Phase Shift*). Esta configuração normalmente apresenta três frequências de ressonância, mas os efeitos de uma destas podem ser atenuados se a frequência de chaveamento for igualada a frequência de ressonância entre a indutância mútua e o capacitor de acoplamento no secundário. Nesta situação ocorre o cancelamento das partes reativas, resultando em impedância mínima e permitindo a máxima transferência de energia [52].

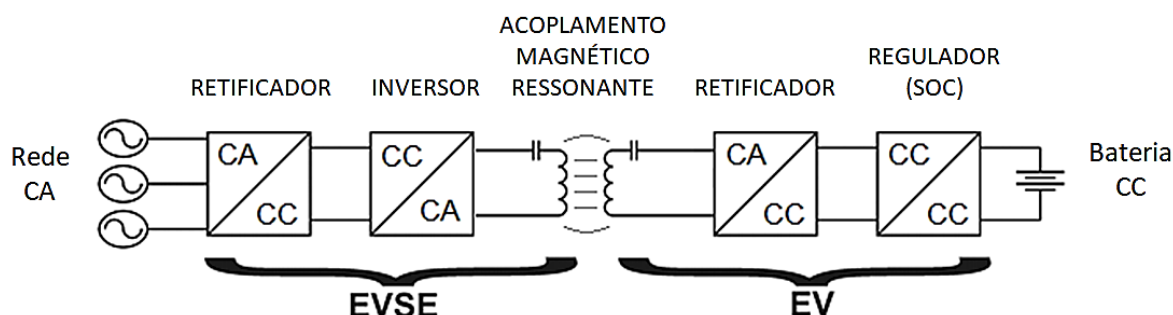
O rendimento do conversor LLCC série-série é dependente da relação entre as frequências de ressonância e o fator de qualidade, o que torna a frequência de ressonância dependente da impedância da carga aplicada ao receptor. Assim, a necessidade do ajuste da frequência de chaveamento em função da variação carga no receptor torna o sistema mais complexo, exigindo monitoramento direto ou indireto do EV para não afetar a eficiência do sistema [52].

2.3.5 Transferência de Energia Sem Fios para VE

A transferência de energia em um sistema MCRWPT pode ser do tipo estático (*Off-line*), em que a transferência de energia da EVSE para o EV ocorre com o veículo estacionado. A EVSE recebe a energia da rede em CA, transforma em CC usando um retificador e na sequência por de meio de um inversor de alta frequência alimenta o primário de um circuito ressonante indutivo-capacitivo em CA. O circuito ressonante possui uma bobina com a função de antena transmissora da EVSE. O veículo recebe a energia por meio do circuito ressonante secundário contemplando uma segunda bobina com a função de antena receptora, embarcado no VE. A energia é absorvida no formato

de CA e um retificador a converte em CC. O controle de carga da bateria é realizado por um conversor CC-CC que controla o estado de carga da bateria (SOC) do EV, conforme mostrado na Figura 2.7. [53].

Figura 2.7 – Sistema MCRWPT



Fonte: Própria autoria em [54].

Na transmissão de energia WPT dinâmica *On-line* (OLEV), o EV recebe energia com o veículo em movimento, por exemplo, ao trafegar ao longo de uma via ou rodovia. O processo ocorre de forma semelhante ao modo estático. Porém, considerando um número finito de bobinas ressonantes que atuam como estações de carregamento ao longo do percurso, permitindo a ocorrência de transmissão e recebimento da energia de forma mais periódica e envolvendo menores quantidades de energia [53].

É importante salientar que um sistema de WPT para o carregamento de EV deve atender requisitos não exigidos em aplicações de WPT para outras finalidades. Assim, em aplicações de carregamento de EV o sistema WPT deve não somente ter a capacidade de transmitir uma potência mais elevada em condições de espaçamento (*gap*) maior entre o transmissor e o receptor, mas também deve atender níveis de QF previstos na norma SAE J1773 garantindo eficiência elevada no nível de transmissão.

No âmbito dos carregadores sem acoplamento físico, os níveis de potência e interoperabilidade para o carregamento sem fios são definidos pela SAE J1773 [55]. Enquanto, a norma técnica SAE J2954 estabelece padrões para a WPT (*Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/ Electric Vehicles and Alignment Methodology*). [56]

Analogamente a norma para carregadores com acoplamento, a SAE J1773 estabelece que o sistema deve apresentar fator de potência mínimo de 0,95 e um rendimento mínimo de 85 %, sendo classificados em quatro níveis de potência, conforme apresentado na Tabela 2.6, [57].

Tabela 2.6 – Níveis de Carregamento conforme a SAE J1773

	Nível 1	Nível 2	Nível 3	Nível 4
Potência	3,7 kW	7,7 kW	11 kW	22 kW

Fonte: [55]

Um aspecto importante tratado pela SAE J2954 é a recomendação da frequência de chaveamento do circuito ressonante envolvido com a transferência de energia sem fio. A norma recomenda que o circuito ressonante deve operar em uma frequência de 85 kHz (dentro da faixa de 79 kHz a 90 kHz). Porém, a operação em frequências de chaveamento elevadas representa um fator limitante para os conversores operarem em potências mais elevadas [47].

Com relação a eficiência no processo de transferência de energia, os sistemas do tipo MCRWPT vem apresentando melhores resultados que os do tipo IPT, permitindo a realização do processo de carregamento em um tempo menor. Além disso, os sistemas do tipo MCRWPT permitem maior flexibilidade com relação às necessidades de alinhamento e posicionamento espacial [52].

Um aspecto interessante é que o sistema pode transmitir energia somente para os receptores que possuem a mesma sintonia de frequência de ressonância, permitindo a existência de vários receptores conectados ao mesmo transmissor. Porém, um acoplamento magnético ressonante forte é requerido, aspecto que normalmente envolve o emprego de capacitores e indutores variáveis para garantir o ajuste das variações na frequência de ressonância [41].

2.4 Topologias dos Conversores de Energia

Este subcapítulo aborda as topologias dos conversores de energia empregados em sistemas de carregamento de veículos elétricos com fios, e, na sequência os conversores empregados nos sistemas de carregamento sem fios.

2.4.1 Conversores Bidirecionais para EV's

As topologias dos conversores de energia aplicados aos sistemas podem ser divididas conforme o tipo de conversão (CA-CC, CC-CC e CA-CA), forma de conexão (cascata ou integradas) e fluxo de potência (unidirecionais ou bidirecionais) [53].

A transmissão de energia elétrica bidirecional da EVSE para o EV pelo método de condução de corrente com acoplamento físico por meio de condutores elétricos requer prioritariamente um conversor CA-CC bidirecional denominado (*Front End*). O

conversor CA-CC é responsável pela interface com a rede de energia e pelo atendimento das respectivas normas referentes a critérios de eficiência e qualidade da energia elétrica [58] [10].

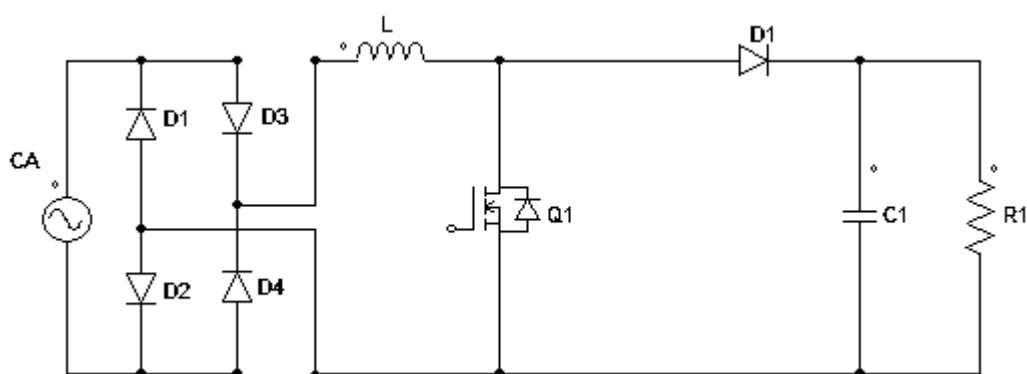
A topologia do conversor é determinada com base em diversos fatores, tais como, eficiência, fator de potência (FP), distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD), interferências eletromagnéticas (*Electromagnetic Interference* - EMI), complexidade do controle, robustez e custo [59] [60].

Os conversores CC-CC são responsáveis pela interface entre saída do conversor CA-CC (*Front End*) e a bateria do BEV (*Rear End*). Possuem a função de controlar o nível de carga da bateria (*State Of Charge* – SOC) e gerenciar o controle da carga (*Battery Management Systems* – BMS), nos casos bidirecionais pode controlar o fluxo de potência de forma a permitir a carregamento ou descarregamento [29], [61].

A integração entre os conversores CA-CC conectados em cascata com os conversores CC-CC pode ser do tipo não isolada por meio de um capacitor de desacoplamento ou do tipo isolada por meio do uso de um transformador intermediário de alta frequência (*High Frequency* – HF). O uso de transformador HF possui a vantagem de segurança devido a existência de isolamento galvânica, e permite o ajuste das amplitudes de tensão fornecendo valores maiores de tensão ao circuito subsequente, reduzindo a corrente e contribuindo para reduzir as perdas de condução [62].

O convencional retificador *Boost* operando no modo contínuo de condução é uma das topologias mais empregadas como estágios de *Front End* pelas vantagens de prover correção ativa do fator de potência com relação de esforços nos interruptores menores. Entretanto, apresenta a limitação relacionada com as perdas de recuperação reversa dos diodos e EMI, especialmente operando em frequências elevadas, e com a operação inerente ser unidirecional. O emprego de dispositivos *especiais* (SiC) ou circuitos mais complexos considerando circuitos auxiliares para comutação suave podem reduzir as perdas de forma a não afetar o rendimento global, porém afetando o custo e a complexidade do controle. Assim, a topologia se torna mais indicada para aplicações envolvendo faixas de potências inferiores a 1 kW [63]. A Figura 2.8 mostra o diagrama esquemático do conversor CA-CC Boost.

Figura 2.8 - Topologia clássica de um conversor tipo *Boost*



Fonte: Própria autoria.

Assim, o uso de conversores do tipo *Boost* simétrico ou assimétrico e sem ponte, tais como, *Semi-Bridgeless*, *Phase Shifted Semi-Bridgeless* e o *Bridgeless Interleaved Boost PFC Converter* demonstram evoluções dos conversores da família *Boost* em busca de melhorias no rendimento, esforços nos interruptores e na emissão de EMI, conforme pode ser visto na tabela 2.7 [54].

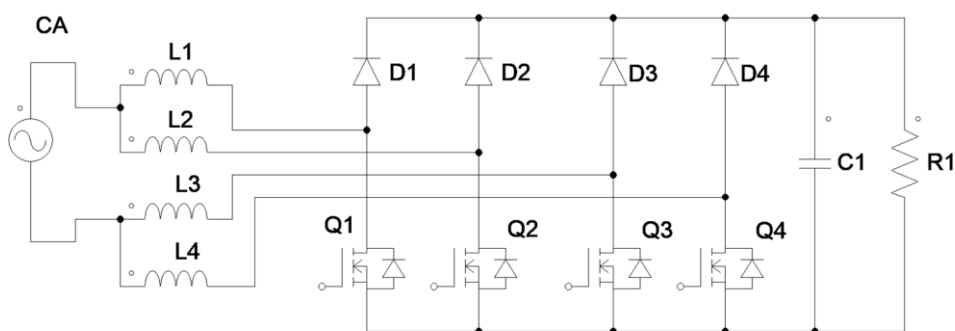
Tabela 2.7 - Comparativo entre os conversores CA-CC

Conversor	Chaves	Diodos	Potência (kW)	EMI	Rendimento (%)
Boost	1	5	1	-	94 - 96
Boost ZVT	2	6	3	-	98
Interleaved boost	2	6	1 - 3,5	+	94,5 - 98
Bridgeless Boost	2	2	>1	--	95 - 97
Semi-Bridgeless Boost	2	4	>1	+	92 - 98
Dual Boost	2	2		+	97
Phase Shifted Semi-Bridgeless	2	4	3,4	++	98,6
Bridgeless Interleaved Boost	4	4	>4	++	95,5 - 98

Fonte: Adaptado pelo autor de [54].

A Figura 2.9 mostra o esquemático de um conversor CA-CC *Boost Bridgeless*.

Figura 2.9 - Topologia clássica de um conversor tipo *Boost Bridgeless*



Fonte: Própria autoria.

Além de novas topologias, o uso de paralelismo de conversores conhecidos com técnicas de entrelaçamento também vem sendo aplicado, resultando na multiplicação da frequência efetiva nos estágios de entrada e saída e reduzindo o tamanho/volume dos indutores e capacitores empregados. Outro aspecto nesta concepção está na divisão do processamento de energia pelas células de potência em paralelo, aumentando a confiabilidade e permitindo o uso de componentes para menores esforços de corrente, uma vez que o fluxo de energia é compartilhado [64].

Com relação aos conversores CC-CC, o uso natural da configuração *Half-bridge* resulta na necessidade da duplicação da tensão de entrada, aumento dos esforços nas chaves e maior exigência nas especificações, mais robustas e caras. O uso da configuração *Full-bridge* permite a diminuição da tensão de entrada, porém, requer maior número de componentes e maior complexidade de controle. Adicionalmente, para tensões acima de 400 V comumente se usa os conversores conectados em cascata para aliviar os esforços de tensão nas chaves [53].

A busca pelo rendimento elevado resulta da redução das perdas envolvidas nos processos de conversão de energia (ôhmicas, de condução e de comutação em interruptores, núcleo, entre outras). Com o objetivo de minimizar as perdas nos processos de comutação dos interruptores, circuitos auxiliares ressonantes podem ser empregados para prover a comutação suave nos interruptores. As comutações suaves podem ser do tipo comutação com zero de tensão na transição (*Zero Voltage Transition – ZVT*) ou comutação com zero de corrente na transição (*Zero Current Transition – ZCT*) [59], [65], [66]. Entretanto, os circuitos auxiliares ressonantes podem resultar em esforços de picos de corrente mais elevados nos intervalos de ressonância programada e complexidade nos circuitos de comando [67], [68].

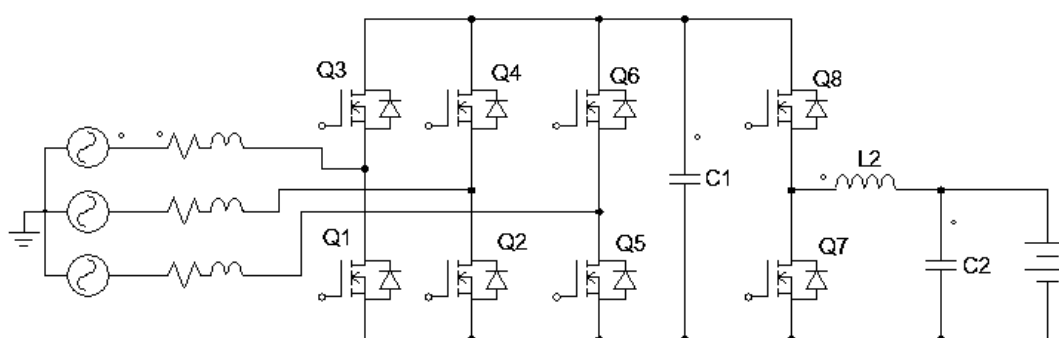
As topologias dos conversores bidirecionais CA-CC e CC-CC mais comumente empregadas (em carregadores lentos) envolvem o conversor *Half-bridge* com circuitos ressonantes LLC para prover comutação suave do tipo ZVT [69]. A operação possui um baixo custo por utilizar apenas dois interruptores e operar com estratégia de deslocamento de fase (conduzindo 180°).

A topologia *Full-Bridge* é regularmente utilizada nos sistemas de carregamento rápidos bidirecionais (Nível 3), podendo ser associada ao circuito de interface com a rede, ou no controle de carga da bateria, conforme Figura 2.10 e 2.11 [70]. O uso de quatro interruptores para prover a conversão CC-CA monofásica alivia os esforços nos

capacitores e reduz a emissão de EMI. Todavia a topologia *Full-Bridge*, apesar da facilidade de controle, pode não ser a mais recomendada devido aos problemas relacionados com a distorção harmônica. A distorção harmônica pode resultar em problemas de vibração, ruído, interferências, e acionamentos indesejados no sistema de controle. Nestes casos, podem ser usados filtros para suprimir os efeitos indesejados ou o uso de técnicas de comutação suave ZVT e ZCT, resultando em custos mais elevados devido a maior complexidade no controle [69].

Outro conversor CC-CC bidirecional empregado nos sistemas de carregamento de VE é o conversor *Buck-boost bidirecional*, apresentado na Figura 2.10 em cascata com conversor *Full Bridge* [61] [70] [71]. O conversor Buck-boost no lado CC pode atuar como abaixador (*Buck*) quando o interruptor (Q8) é modulado e como elevador (*Boost*) quando o interruptor (Q7) é modulado, permitindo operação em 2 quadrantes. Ambos os interruptores são controlados por meio de uma estratégia de controle de modulação de largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) [71].

Figura 2.10 - Conversor bidirecional CC-CC *buck-boost* controlado por SPWM com estágio CA-CC bidirecional em ponte



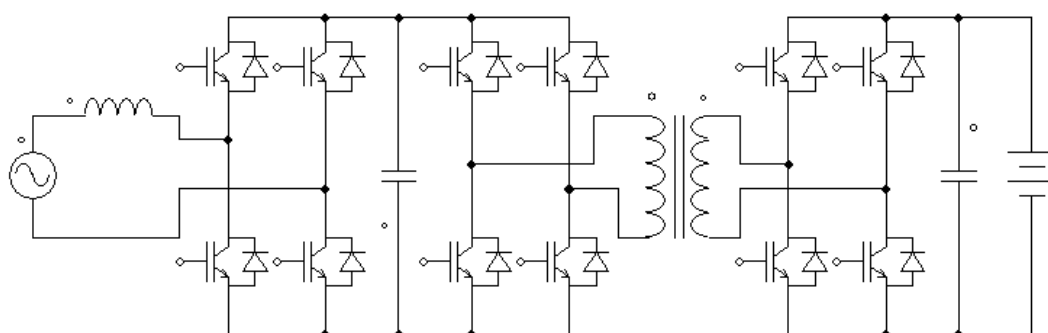
Fonte: [71].

Outras configurações mais complexas de topologias envolvem estruturas de conversores multiníveis em cascata. O emprego de estruturas multiníveis pode trazer benefícios naturais de redução dos esforços nos interruptores e de contribuição na qualidade de energia entregue. Porém, são mais indicadas apenas para potências mais elevadas (Nível 3) em que seu emprego se justifica frente o elevado custo [72].

A Figura 2.11 mostra uma topologia no âmbito do uso de conversores isolados. Basicamente, trata-se de um conversor monofásico composto por dois estágios, um conversor CA-CC e uma “Ponte H dupla” (*Dual Active Bridge - DAB*) com isolamento por meio de um transformador HF. Nesta topologia, o controle do fluxo de potência ocorre

pela diferença entre a defasagem angular das fases de tensão alternada entre o primário e secundário do transformador HF. Nos casos em que o deslocamento angular apresenta um ângulo negativo, o fluxo de potência ocorre no sentido da rede para a bateria, e ocorre o fluxo de potência no sentido inverso quando o ângulo é positivo [61] [70].

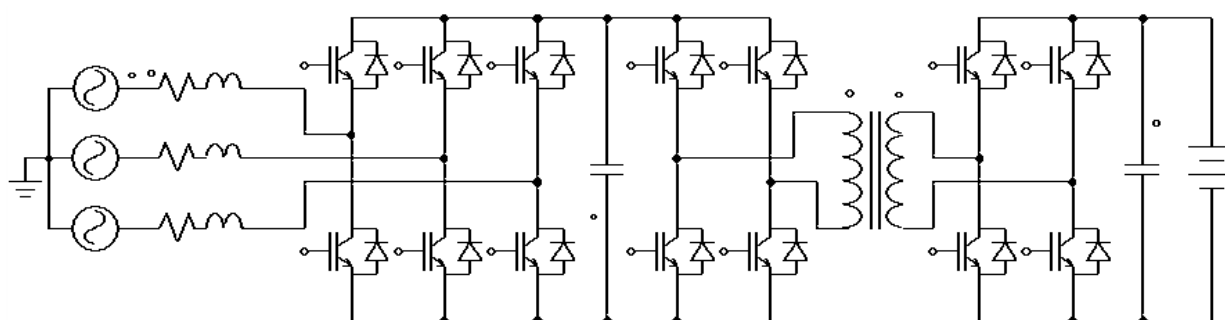
Figura 2.11 - Conversor bidirecional de dois estágios: monofásico CA-CC e uma *Dual-Active-Bridge* (DAB) com isolamento



Fonte: [70].

O conversor utilizado por [61], apresentado na figura 2.12, representa uma topologia similar a estrutura da Figura 2.11, mas com o lado CA em configuração trifásica de dois estágios. Nesta topologia o conversor CA-CC, composto por 6 interruptores, controla o fluxo de potência e os critérios de qualidade de rede, enquanto o conversor CC-CC, conectado após o transformador isolador, controla o estado de carregamento ou descarregamento da bateria (SOC).

Figura 2.12 - Conversor bidirecional de dois estágios: trifásico CA-CC e um *Dual-Active-Bridge* (DAB) com isolamento

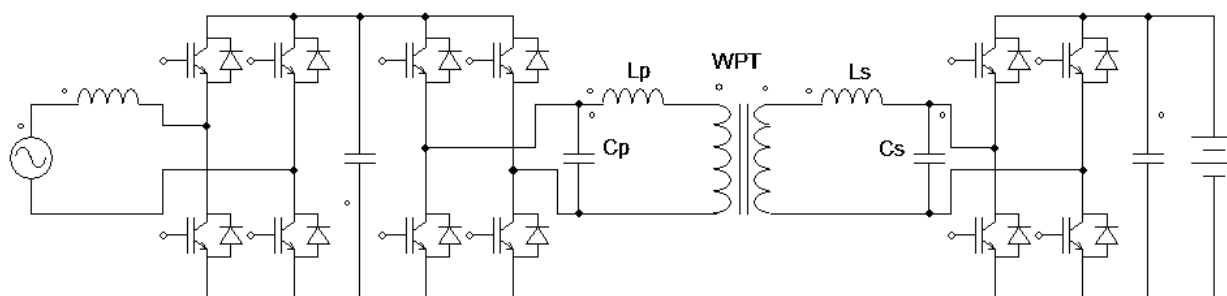


Fonte: [61].

Embora o conversor DAB permita a existência de comutação suave nos interruptores, para se tornarem viáveis precisam operar em frequências de chaveamento elevadas (na faixa de kHz – MHz), atenuando as limitações de

transferência de potência e de peso/volume relacionados com o transformador HF [61]. Na Figura 2.13 apresenta uma aplicação do MCRWPT envolvendo um conversor de dois estágios composto por um DAB e um *Full Bridge*.

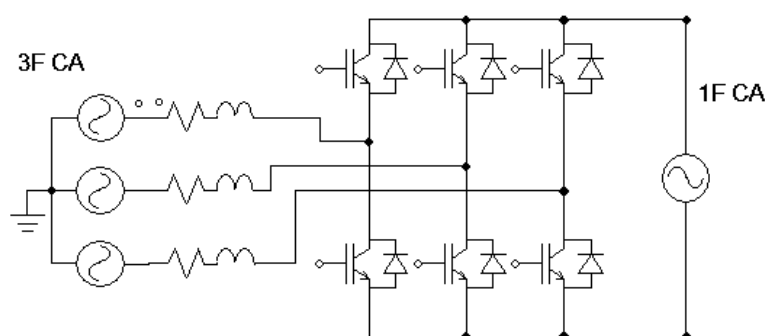
Figura 2.13 - Conversor bidirecional de dois estágios no circuito primário do WTF



Fonte: [73]

Dentre os conversores bidirecionais para WPT, a Figura 2.14 apresenta a proposta do Conversor Matricial de Trifásico para CC (*Three-Phase to Single-Phase Matrix Converter* - TSMC) [73] usando com a topologia dos estágios CA-CC, CC-CA integrados. Este conversor utiliza uma estratégia de modulação SPWM, em que o sentido da corrente é dado pela defasagem de fase.

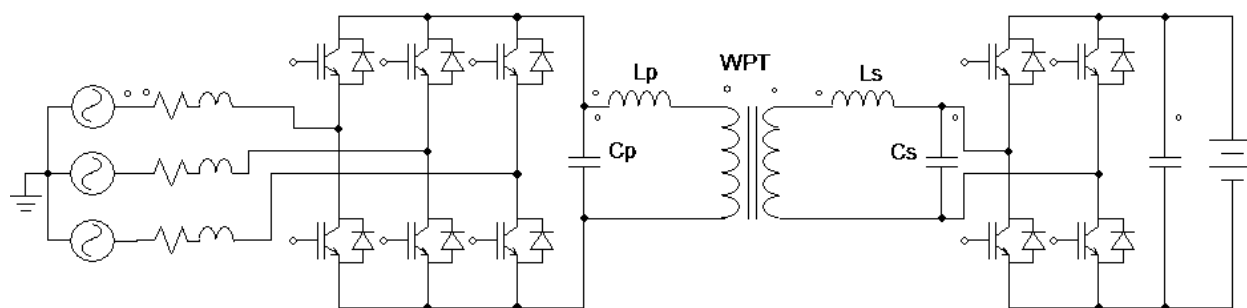
Figura 2.14 - Topologia clássica de um conversor TSMC bidirecional CA-CA trifásico para monofásico



Fonte: [73]

O processo de integração entre os conversores sem o barramento CC e apresentados em [70], [73], que permite operar em conversões do tipo CA-CA com frequências diferentes na sua saída (60 Hz para kHz), resulta na topologia mostrada na Figura 2.15 do conversor matricial trifásico para monofásico (*Three-Phase to Single-phase Matrix Converter* - TSMC), que permite alimentar diretamente o circuito MCRWPT. O TSMC opera com uma redução significativa no número de componentes, por outro lado exige a sua modulação se torna muito mais complexa e a sua frequência de atuação torna-se limitada ao sincronismo da frequência.

Figura 2.15 - Conversor TSMC bidirecional de um estágio no circuito primário do WPT no estágio de entrada (CA-CA)



Fonte: [73].

Um dos aspectos importantes para uma EVSE que demanda potências elevadas é a qualidade energia demandada da rede. A baixa DHT da corrente e a Correção do Fator de Potência (*Power Factor Correction* - PFC) são usualmente objetivos dos controle no primeiro estágio do conversor tradicional para WPT, um retificador controlado atuando em conjunto com um filtro LC, de forma semelhante aos utilizados no segmento industrial [73] [74] [75]. A topologia de conversores *Full Bridge* é considerada a mais indicada para efetuar conversões de energia do tipo CA-CC e CC-CC em aplicações com potências elevadas, especialmente as empregadas nos carregadores rápidos, conforme pode ser observado na tabela 2.8 [54], [72] e [71].

Tabela 2.8 - Comparativo entre os conversores Bidirecionais CA-CC / CC-CC

Conversor	Chaves	Trafo Isolador	Capacitor Acoplam.	Potência (kW)	EMI	Rendimento (%)
Bridge + buck-boost	6		1	10<	-	94 - 96
DAB + Full-Bridge	12		1	>10	+	98
DAB 3F + Full-Bridge	14	1		>20	+	94,5 - 98
TSMC + Full-Bridge	10		1	>10	--	95 - 97

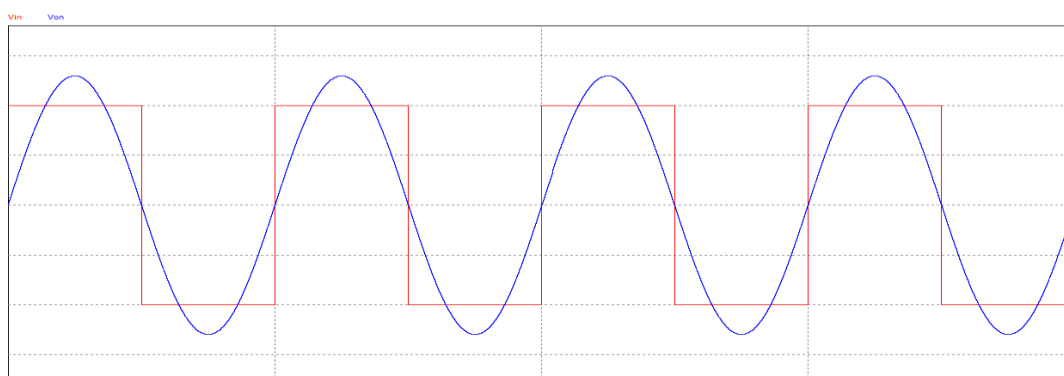
Fonte: Própria autoria em [54].

2.4.2 Aplicação dos Conversores de Potência em MCRWPT

Um sistema MRCWPT normalmente é composto por quatro conversores estáticos de energia. O primeiro é um conversor CA-CC conectado à rede de energia (*Front End*) [75], o segundo é um inversor (conversor CC-CA) operando em frequência alta associado ao circuito ressonante transmissor, o terceiro é um conversor CA-CC associado ao circuito ressonante receptor e o quarto consiste de um conversor CC-CC conectado a bateria (*Rear End*) do PEV, conforme mostra exemplo na Figura 2.5 [76]. O segundo conversor (CC-CA) é responsável por alimentar o circuito ressonante, tendo a função de efetuar a conversão de sinais elétricos em corrente contínua para sinais

elétricos em corrente alternada. As formas de onda de saída são caracterizadas por sinais periódicos com envoltória retangular e formas simétricas com elevadas frequências (kHz). Ao alimentar o circuito ressonante com sinais elétricos em frequência próxima à frequência de ressonância do circuito, o sinal resultante consiste em um sinal com envoltória senoidal, conforme (2.5) e apresentado na Figura 2.16.

Figura 2.16 – Sinal quadrado de entrada no ressonador e a resultante senoidal



Fonte: Adaptado de [52].

$$V_f(t) = \frac{4V_g}{\pi} \text{sen}(\omega_s t) \quad (2.5)$$

Onde:

$V_f(t)$: Sinal resultante da componente fundamental de uma onda quadrada periódica; V_g : Tensão da fonte CC; ω_s : Frequência de chaveamento (rad/s) e t : tempo

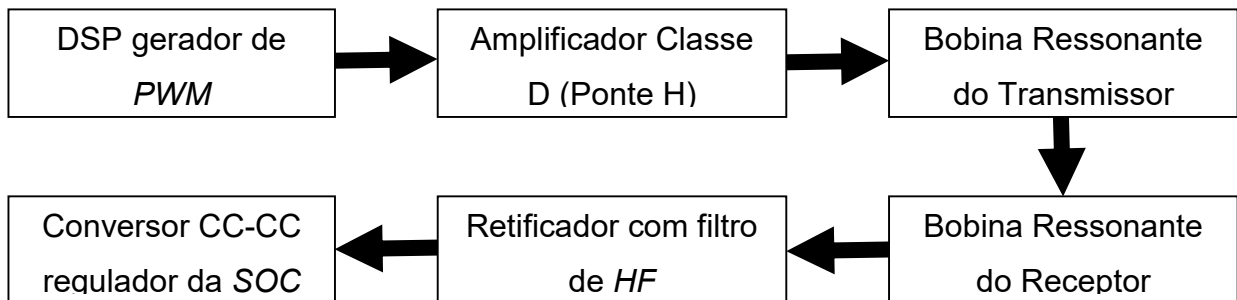
O circuito ressonante pode ser alimentado por sinais senoidais para a redução de perdas por histereses, mas demanda maior complexidade no sistema de controle [52].

Assim, o arranjo de conversores do sistema MCRWPT envolve um circuito oscilador na entrada de alimentação do transmissor, que injeta um sinal alternado que atua na mesma frequência de oscilação empregada no circuito LC. A estratégia de modulação (PWM) é normalmente gerada por um processador de sinais digitais (DSP), os sinais comandam o chaveamento de uma Ponte H com um controle de dois ou três níveis. O circuito do receptor é composto por um retificador e um filtro capacitivo para efetuar a conversão do tipo CA-CC [41] [52].

Em [41] o arranjo foi composto por um amplificador classe D, conforme apresentado no fluxograma na Figura 2.17. Uma frequência de 100 kHz foi estabelecida

para permitir a viabilidade do capacitor, sendo o indutor calculado pela relação do capacitor e frequência de ressonância resultante. Foi possível constatar que o dimensionamento do indutor envolvendo menos voltas da bobina plana resultou em valores menores de indutância, conforme pode ser visto na Tabela 2.6

Figura 2.17 - Exemplo do Fluxograma de funcionamento do MCRWPT



Fonte: Adaptado de [41]

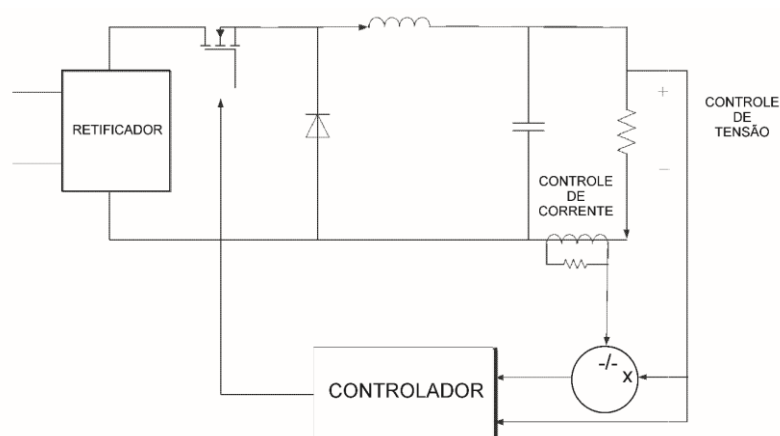
Os conversores de potência responsáveis pela comutação da tensão e corrente nas bobinas apresentam desafios a serem contornados, especialmente quando se trata da necessidade da operação em elevadas potências considerando tempos reduzidos de chaveamentos devido às altas frequências, em virtude de limitações tecnológicas. Assim, os interruptores semicondutores de potência empregados para compor os conversores são transistores do tipo MOSFET e o IGBT. Os transistores do tipo MOSFET conseguem operar em frequências superiores, porém com níveis de potência reduzidos em relação ao IGBT [77]. A necessidade do uso de frequências de chaveamento cada vez mais elevadas contribuiu com a consequente elevação das perdas de comutação, e com o desenvolvimento de tecnologias de semicondutores que apresentem menores tempo de comutação e perdas relacionadas com a comutação. Este é o caso dos modernos MOSFET de Carbeto de Silício (SiC MOSFET) que apresentam menores perdas de comutação e condução quando comparados com os tradicionais semicondutores tipo MOSFET construídos com silício [47] [78] [79].

No intuito de elevar a potência do conversor, alguns estudos são dirigidos para a combinação de SiC MOSFET em associações paralelas, que apresentaram resultados satisfatórios desde que esteja balanceado no circuito [80] [81].

Outra metodologia abordada é a utilização de transformadores HF, no intuito de elevar os níveis de tensão, redução da corrente e das perdas de condução e, a segurança da isolamento galvânica [76] [62].

O estudo realizado por [82] destaca o fator de acoplamento e a impedância da carga como aspectos chaves para a obtenção de eficiência máxima de potência no WPT. Porém, o método utilizado para obter a potência máxima na transmissão é fundamentado em um controlador ativo de malha fechada, conforme mostra a Figura 2.18. O método envolve o monitoramento da impedância de saída para calcular o fator de acoplamento e a razão cíclica necessária para ser aplicada ao conversor Buck conectado a carga. Assim, há um controle ativo de malha fechada que ajusta o conversor para atingir o máximo de potência transmitida entre a bobina transmissora e receptora de acordo com as condições operacionais.

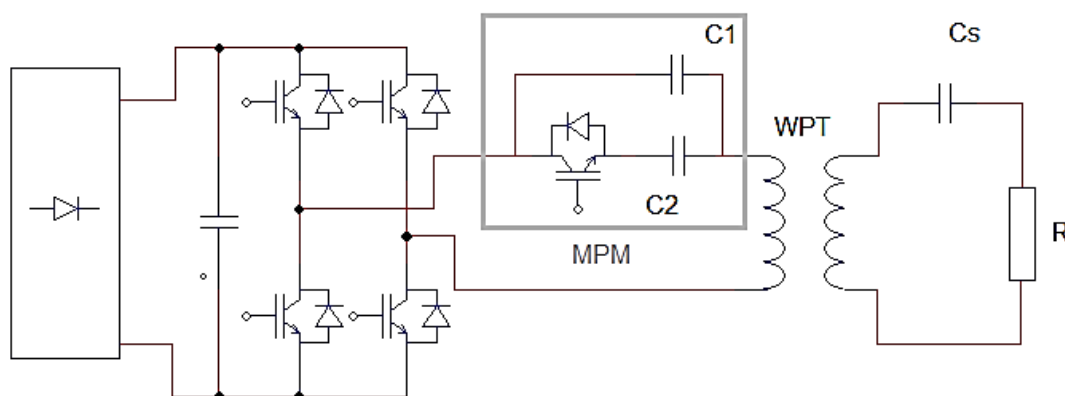
Figura 2.18 – Controle da Potência Máxima no WPT no conversor Buck



Fonte: Adaptado de [82].

Seguindo a mesma estratégia de buscar a melhoria da eficiência da transmissão de energia através da identificação de variações na carga e na indutância mútua, para efetuar a compensação no sistema, o estudo de [83] apresenta uma técnica através da variação da capacitância do circuito primário do WPT, conforme mostra a Figura 2.19.

Figura 2.19 – Controle da Potência Máxima no WPT por Capacitância Variável



Fonte: Adaptado de [83].

Nesta metodologia o cálculo da impedância da carga é realizado por meio dos parâmetros do sistema. Especificamente, através das medições no primário em duas condições, um primeiro estágio sem a conexão de um capacitor auxiliar e em um segundo estágio com o capacitor auxiliar C_2 conectado.

Desta forma, o capacitor auxiliar é usado inicialmente ou quando se tem uma alteração na carga ou na indutância mútua, ocasionada, por exemplo, pela variação do *air gap* entre o EV e a EVSE. Uma vez identificadas as condições do sistema, a frequência do inversor é ajustada. Assim, a técnica possibilita a identificação não apenas da componente resistiva da carga, mas também da componente reativa. Entretanto, é importante salientar que somente permite a realização da compensação em condições de regime permanente.

2.5 A Integração Bidirecional a Rede de Energia (V2H / V2G)

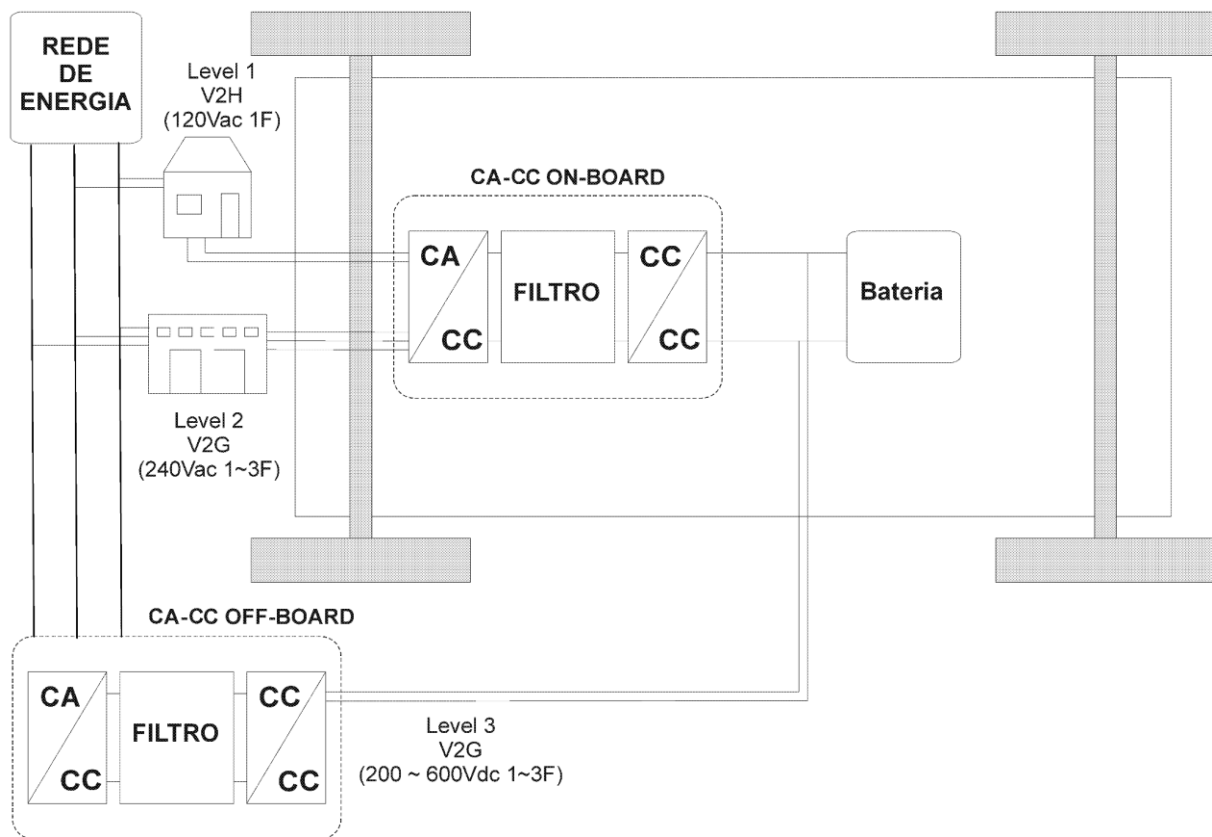
Considerando o ambiente de redes inteligentes, os sistemas de carregamento dos VEs começaram a prover funcionalidades além da inerente capacidade de carregar a bateria, passando a integrar os VEs com a rede de energia.

Desta forma, os carregadores e estações de carregamento passaram a apresentar capacidade bidirecional de transmissão de energia elétrica, destinada ao meio doméstico com baixa potência (V2H) ou destinada a rede de distribuição com elevadas potências (V2G). Assim, o fluxo de potência bidirecional permite que os veículos e/ou as estações de carga possam fornecer energia para rede, complementando por exemplo fontes de energia renováveis localmente, ou quando usados em larga escala podem ser considerados como geradores distribuídos.

Neste último, contribuindo no fornecimento de energia para outros veículos, cargas locais, e ainda podendo auxiliar em aspectos operacionais da rede conforme IEEE 1547 [21] [84].

A Figura 2.20 apresenta um exemplo do diagrama de blocos simplificado de sistemas de carregamento do tipo *on-board* e *off-board* para veículos elétricos, considerando as possibilidades de integrações do tipo V2H e V2G.

Figura 2.20 - Sistemas de Carregamento *on-board* e *off-board* para BEV e integrações (V2H e V2G)



Fonte: Própria autoria.

3 PROPOSTA DA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS (EVSE)

3.1 Concepção e Características Operacionais

A concepção da EVSE foi efetuada considerando a aplicação e o aprimoramento das diretrizes obtidas nas experiências documentadas no estado do conhecimento levantado no Capítulo anterior, visando a proposição de uma EVSE com operação bidirecional voltada para carregamento dos veículos elétricos em estacionamentos ou postos de abastecimentos nos meios públicos.

Assim, a proposta de Estação de Carregamento de Veículos Elétricos (EVSE), envolve a operação em três deferentes modos:

- Modo carregador: o processo de carregamento da bateria ocorre por meio da transferência de energia sem fios, requerendo que o veículo seja posicionado sobre a estação de carregamento. Sendo a funcionalidade caracterizada como primária para a EVSE.
- Modo Gerador Distribuído Ilhado: neste modo, havendo disponibilidade de energia, a estação de carregamento fornece energia por transmissão sem fios do veículo para uma carga CA (“ilhada”). Assim, a funcionalidade é caracterizada como secundária, podendo ser utilizado este recurso para alimentar outros veículos em casos de falta de energia.
- Modo Gerador Distribuído Conectado (V2G): neste modo há a operação como gerador distribuído conectado à rede, levando a energia da bateria do veículo para a rede de energia CA, sendo necessário o emprego da conexão física por fios com a bateria do veículo. Esta funcionalidade também é caracterizada como secundária para uma EVSE, pois é utilizada para fornecer potência ativa ou reativa para a rede de energia, contribuindo para o atendimento de demandas da rede.

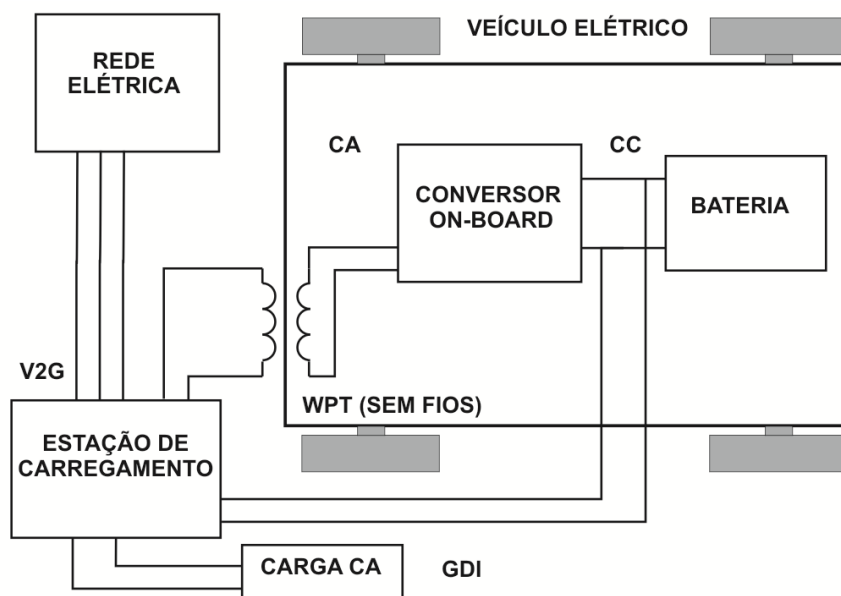
As especificações técnicas para a EVSE nos três modos de atuação são apresentadas na Tabela 3.1, e o diagrama de blocos da estrutura interna é apresentada na Figura 3.1.

Tabela 3.1 - Especificações Técnicas para a EVSE:

Modo de Operação		Conexão	Fluxo	Entrada	Saída	Potência
1	Carregador	Sem Fios	Rede -> Bateria	380 Vca	1000 Vcc	10 kW
2	GD Ilhado	Sem Fios	Bateria -> Carga	1000 Vcc	380 Vca	10 kW
3	GD Conectado	Com Fios	Bateria -> Rede	600-1000 Vcc	380 Vca	10 kW

Fonte: Própria autoria.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos da estrutura do carregador para veículos elétricos com e sem fios



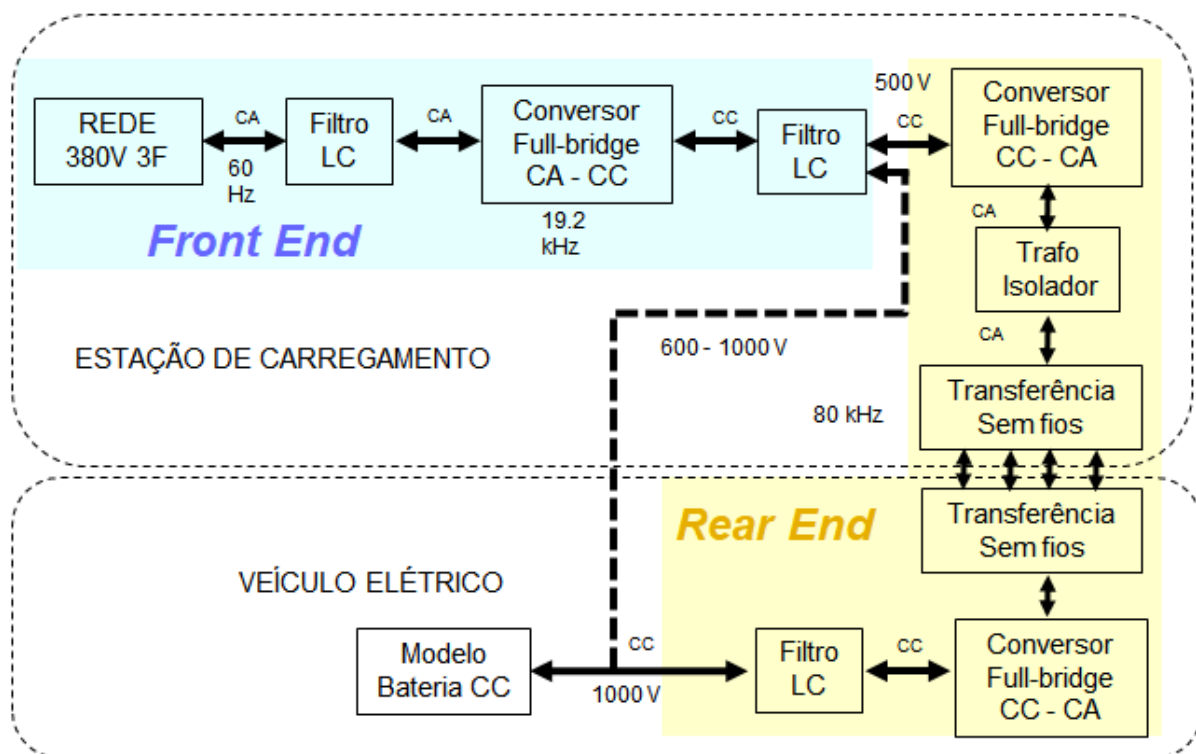
Fonte: Própria autoria.

A proposta de projeto pode ser desmembrada em um conjunto de conversores CA-CC / CC-CA, filtros LC, tanque ressonante e bateria, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 3.2. Desta forma, a estrutura de funcionamento da EVSE pode ser dividida em dois estágios:

- **Estágio de Entrada (*Front End*):** este estágio é responsável pela interface entre a rede e o barramento CC, além de permitir o fluxo de energia de forma bidirecional, realiza o controle de fator de potência e a filtragem das harmônicas, assegurando assim o atendimento das normas de qualidade de energia. A sua atuação ocorre em todos os modos de operação: carregamento, gerador distribuído ilhado e gerador distribuído conectado (V2G).
- **Estágio de Saída (*Rear End*):** sendo este responsável pela interface entre o barramento CC e a bateria. No processo da transmissão de energia sem

fios, a sua função principal é efetuar a excitação da bobina transmissora em CA e a conversão da energia CA em CC da energia recebida pela bobina receptora. A atuação deste circuito se limita nos modos que necessitam da interface de transferência sem fios, como o carregamento e gerador distribuído ilhado, sendo desativado na atuação do modo gerador distribuído conectado.

Figura 3.2 – Diagrama de blocos do circuito da EVSE

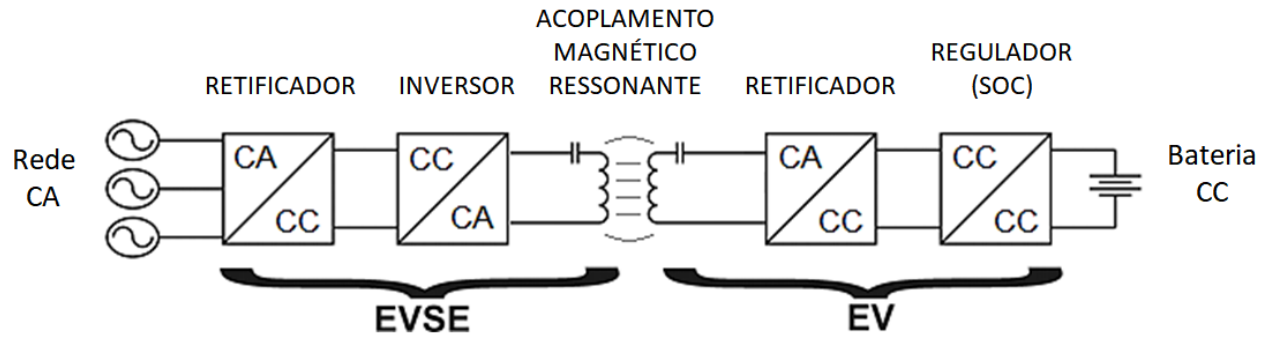


Fonte: Própria autoria.

Dentre as diversas topologias dos conversores de potência aplicadas ao carregamento de veículos elétricos [54], decidiu-se pela utilização dos conversores derivados das topologias *Full Bridge*. A adoção decorreu por se tratar de uma topologia que atende os requisitos de potência e rendimento do projeto, fluxo bidirecional de potência e de flexibilidade de controle. Além disso, a topologia permite a modularização, aspecto que pode facilitar a sua manutenção e expansões futuras. A EVSE foi composta pela combinação dois estágios de conversores, o primeiro estágio da EVSE envolve um conversor do tipo DAB e o segundo estágio do EV envolve um conversor *Full-Bridge*. Adicionalmente, para garantir a isolação galvânica, reduzir os esforços nos interruptores e ainda permitir ajustes entre os níveis de tensão elétrica entre a rede e a bateria, foi

utilizado um transformador isolador em alta frequência (HF) entre o primeiro estágio dos conversores e o circuito MCRWPT, conforme demonstrado na figura 3.3.

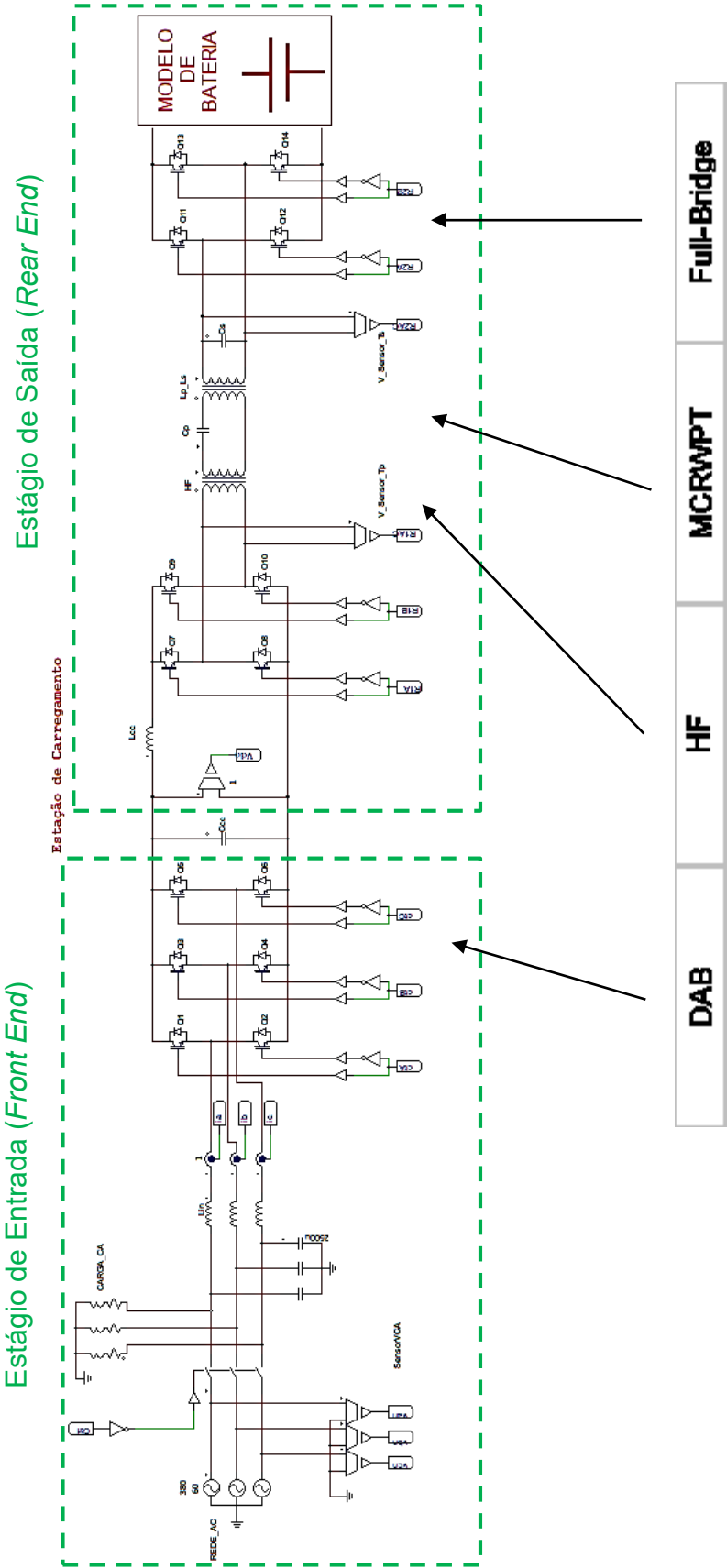
Figura 3.3 – Diagrama dos conversores



Fonte: Própria autoria.

O diagrama esquemático do circuito de potência utilizado para o dimensionamento teórico e nas simulações pode ser visto na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Diagrama esquemático do circuito de potência da EVSE

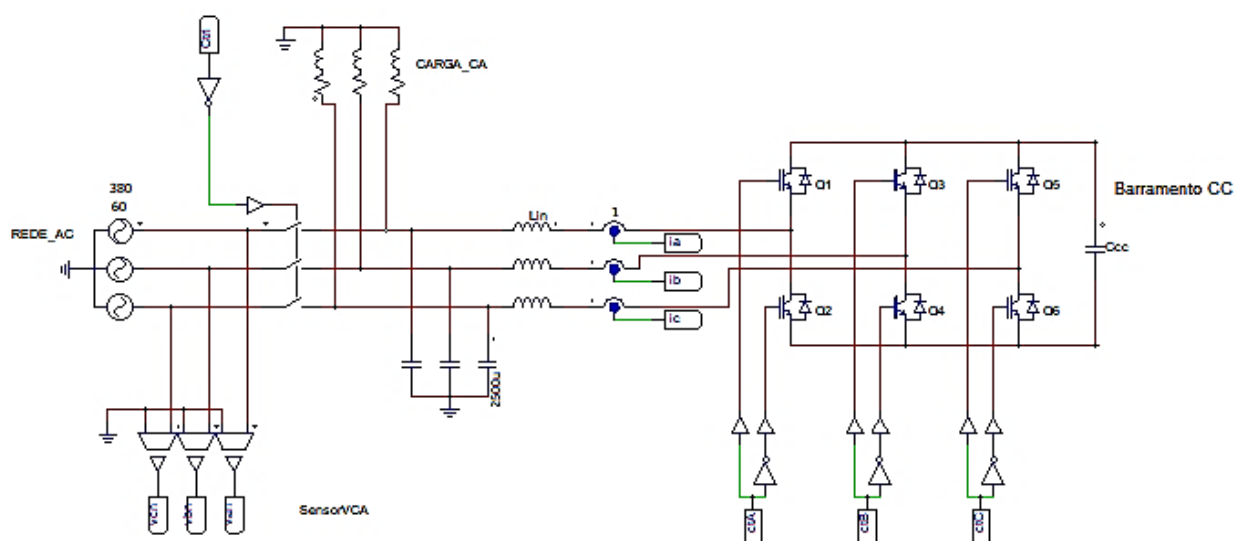


Fonte: Própria autoria.

3.2 Estágio de Entrada (*Front End*)

O primeiro estágio dos conversores, denominado como estágio de entrada (*Front End*), é responsável pela interface entre a rede de energia trifásica (380 V de linha) e o barramento CC de 500 V. Sendo composto por um filtro de entrada indutivo-capacitivo LC para filtrar as harmônicas de alta frequência e a ondulação de corrente. Passando conversor do tipo *Full Bridge* que pode atuar como conversor CA-CC (retificador controlado) ou conversor CC-CA (inversor) de acordo com o sentido do fluxo de potência. O filtro de saída capacitivo C tem como principal função fazer o desacoplamento no barramento CC entre o estágio de entrada e saída. A Figura 3.5 representa o circuito de potência referente ao estágio de entrada, que será utilizado como referência no desenvolvimento do projeto teórico e nas simulações.

Figura 3.5 – Estágio de Entrada (*Front End*)



Fonte: Própria autoria.

O acionamento dos interruptores do conversor é efetuado por meio de modulação SPWM, em que por meio de (3.1) à (3.5) pode se obter uma relação das tensões de entrada e saída atuando como retificado e inversor.

Atuando como retificador:

$$\sqrt{2} V_o \cos \omega d(\omega t) = 2,34 V_o \quad (3.1)$$

Atuando como inversor:

$$v_a(t) - V_{an} = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.2)$$

$$V_{an} = m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.3)$$

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot V_{an} \quad (3.4)$$

$$V_{LL} = 0,612 \cdot m_a \cdot V_{dc} \quad (3.5)$$

3.2.1 Dimensionamento dos Filtros LC

Para o dimensionamento dos indutores, aplicados aos filtros de corrente, a corrente de pico I_{Rede_Pico} é obtida pela relação entre a potência da carga P_{carga} e a tensão de pico CA V_{Pico_rede} , conforme demonstrado em (3.6). Na sequência utilizando (3.7) calcula-se o indutor L_f , tomando a tensão do lado CC V_{dc} , a frequência de chaveamento f_s e uma ondulação de corrente de 10% de I_{Rede_Pico} [85].

$$I_{Rede_Pico} = \frac{2 \frac{P_{carga}}{3}}{V_{Pico_Rede}} \quad (3.6)$$

$$L_f = \frac{0,25 \cdot V_{dc}}{2 \cdot f_s \cdot 0,1 \cdot \Delta I_{Rede_Pico}} \quad (3.7)$$

O dimensionamento do capacitor para uma ondulação de tensão (ΔV) estabelecida nos requisitos do sistema, pode ser obtida através de (3.8):

$$C = \frac{I}{f C \Delta V} \quad (3.8)$$

Porém o dimensionamento do capacitor aplicado a um filtro LC também deve levar em consideração a frequência de corte w_c através de (3.9) e (3.10). Assim, podendo ser calculado a partir da frequência da fundamental w_o , da máxima queda de tensão percentual admitida no filtro K_L e da máxima corrente percentual admitida no filtro K_C . Os valores de K_L e K_C normalmente variam entre 0,1 e 0,2. Aplicando $K_L = 0,1$ e $K_C = 0,1$ resulta em uma frequência de corte acima da frequência fundamental.

$$w_c = \frac{w_o}{\sqrt{K_L \cdot K_c}} \quad (3.9)$$

$$C = \frac{1}{w_c^2 \cdot L} \quad (3.10)$$

3.2.2 Transformada de *Park* e *Clarke*

O controle do fator de potência, oriundo do controle da potência ativa e reativa pode ser realizado a partir da tensão (v_a, v_b e v_c) e corrente (i_a, i_b e i_c) da rede. Considerando um sistema equilibrado, aplicando transformada de *Park* obtém-se as coordenadas ortogonais dq , e, por meio da transformada de *Clarke* obtém-se α e β . As coordenadas girantes dq facilitam o projeto do controlador [86].

Aplicando a transformada de *Clarke* no sistema equilibrado, obtém-se (3.11):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

O cálculo do ângulo de fase pode ser efetuado por meio de (3.12).

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{v_\alpha}{v_\beta} \right) + \frac{\pi}{2} \quad (3.12)$$

Aplicando a transformada de *Park* em (v_a, v_b e v_c) e (3.12) resulta em (3.13) e em (i_a, i_b e i_c) e (3.12) resulta em (3.14), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Diante dos valores de tensão v_q e v_d e as correntes i_q e i_d , pode-se calcular a potência ativa pelo eixo q e a potência reativa pelo eixo d por meio das variáveis de tensão v_q e v_d e a corrente i_q e i_d , obtendo a potência ativa pelo eixo q e a potência reativa pelo eixo d conforme (3.15) e (3.16).

$$P_d = \frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_d \quad (3.15)$$

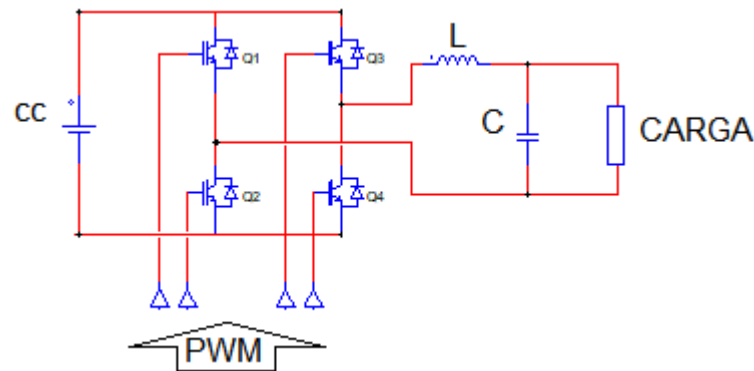
$$P_q = \frac{3}{2} \cdot v_q \cdot i_q \quad (3.16)$$

Estas grandezas (PQ) de tensão, corrente e potências que serão aplicadas para o controle da regulação da tensão e do fator de potência para os modos carregamento da bateria e gerador distribuído ilhado, e para o modo gerador distribuído conectado (V2G) sendo aplicado no controle de injeção de potência ativa e reativa.

3.2.3 Dimensionamento do Estágio de Entrada

O circuito equivalente do estágio de entrada, apresentado na Figura 3.6, é baseado no desenvolvimento efetuado em [87].

Figura 3.6 – Circuito Equivalente do Estágio de Entrada



Fonte: Adaptado de [87].

A partir dos circuitos equivalentes é possível obter as expressões que regem os comportamentos das variáveis de estado no domínio do tempo. Considerando as variáveis de estado sendo $i_L(t)$ e $v_o(t)$ (na CARGA), obtém-se (3.17) e (3.18)

$$L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_{inv}(t) - v_o(t) \quad (3.17)$$

$$C \frac{d}{dt} v_o(t) = i_L(t) - i_o(t) \quad (3.18)$$

O par (3.18) e (3.19) pode ser representado na forma matricial, conforme (3.19)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + v_{inv}(t) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} + i_o(t) \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

A expressão 3.17 pode ser reescrita no domínio da frequência aplicando a transformada de *Laplace*:

$$\mathcal{L} \left[L \frac{d}{dt} i_L(t) \right] = L[s \cdot i_L(s) - i_L(0)] \quad (3.20)$$

Para condições iniciais iguais a zero ($i_L(0)=0$):

$$i_L(s) = \frac{v_L(s)}{sL} \quad (3.21)$$

$$v_L(s) = v_{inv}(s) - v_o(s) \quad (3.22)$$

Aplicando (3.21) em (3.22), obtém-se (3.23):

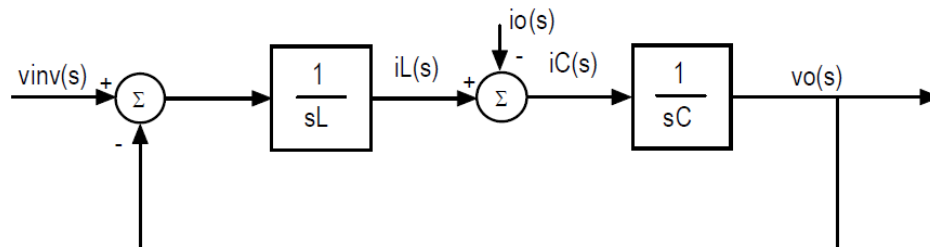
$$\frac{i_L(s)}{v_{inv}(s) - v_o(s)} = \frac{1}{sL} \quad (3.23)$$

Realizando o procedimento de forma análoga com (3.18), resulta em (3.24):

$$\frac{v_o(s)}{i_L(s) - i_o(s)} = \frac{1}{sC} \quad (3.24)$$

Desta forma, através das equações (3.23) e (3.24) é obtida a relação de tensão e corrente elétrica entre a entrada e a saída do filtro LC, podendo ser elaborado o diagrama de blocos da função de transferência, conforme apresentado na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Diagrama de Blocos da Função de Transferência (LC)



Fonte: Adaptado de [87].

Reescrevendo a equação para a função de transferência de malha fechada, obtém-se (3.25).

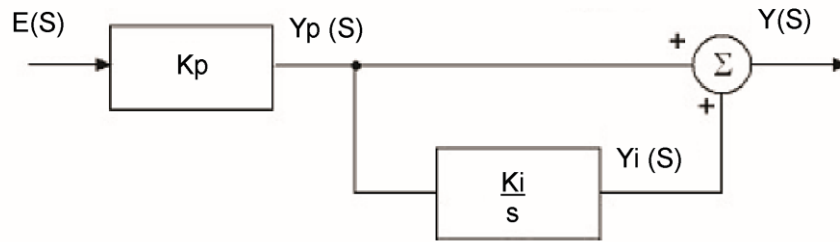
$$vo(s) = \frac{1}{s^2LC + 1} \cdot vinv(s) - \frac{sL}{s^2LC + 1} \cdot io(s) \quad (3.25)$$

Analisando (3.25) e levando em consideração as observações realizadas em [88], é possível concluir que o sistema deve rastrear a tensão de entrada com ganho unitário, e, que a corrente de saída $io(s)$ e a indutância do filtro LC podem gerar perturbações e a redução do ganho de tensão.

3.2.4 Controlador Proporcional Integral (PI)

No controlador Proporcional Integral (PI), o ganho proporcional k_p atua no comportamento transitório, enquanto o ganho integral k_i atua na redução do erro de regime permanente [87]. O Controlador PI é representado pelo diagrama de blocos na Figura 3.8 e descrito pela função de transferência $G(s)$ dada por (3.26).

Figura 3.8 – Diagrama de Blocos do Controlador PI



Fonte: Adaptado de [87].

Controlador PI:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = k_p \left(1 + \frac{k_i}{s} \right) \quad (3.26)$$

$$G(s) = k_p + \frac{k_p \cdot k_i}{s} \quad (3.27)$$

Multiplicando os termos pela entrada $E(s)$ e obtendo a saídas $Yp(s)$ e $Yi(s)$:

$$Y(s) = k_p \cdot E(s) + \frac{k_p \cdot k_i}{s} \cdot E(s) \quad (3.28)$$

$$Y_{pi}(s) = Y_p(s) + Y_i(s) \quad (3.29)$$

O cálculo do ganho proporcional k_p pode ser obtido por meio da equação (3.30), em que temos como parâmetros a tensão máxima da onda triangular V_{trimax} , a

indutância do filtro de corrente L , a frequência de corte da malha de corrente w_c , o coeficiente do sensor de corrente k_c e a tensão de saída V_{saida} [89].

$$k_p = \frac{V_{trimax} \cdot L \cdot w_c}{k_c \cdot V_{saida}} \quad (3.30)$$

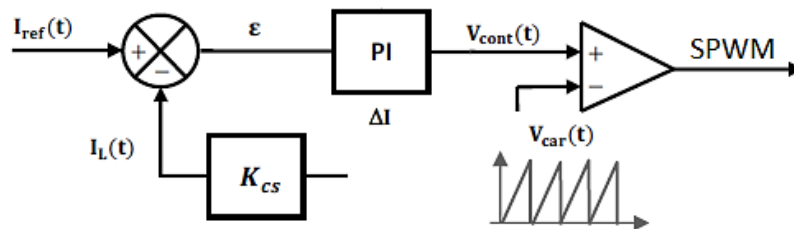
O ganho integral k_i pode ser calculado na equação (3.31) e (3.32), onde τ_c é a constante de tempo da malha de corrente e w_c é a frequência de corte.

$$\tau_c = \frac{1}{w_c} \quad (3.31)$$

$$k_i = \frac{k_p}{\tau_c} \quad (3.32)$$

O controlador PI é aplicado no controle da malha de corrente do circuito, por meio de um malha de controle fechada, tendo como entrada a corrente de referência $I_{ref}(t)$ que é retroalimentada pela corrente medida $I_L(t)$, atuando no erro ε do sistema por meio do sinal modulante aplicado a modulação SPWM, conforme o exemplo abordado no diagrama de blocos da Figura 3.9 [89].

Figura 3.9 – Diagrama de Blocos do Controle de Corrente com o Controlado PI

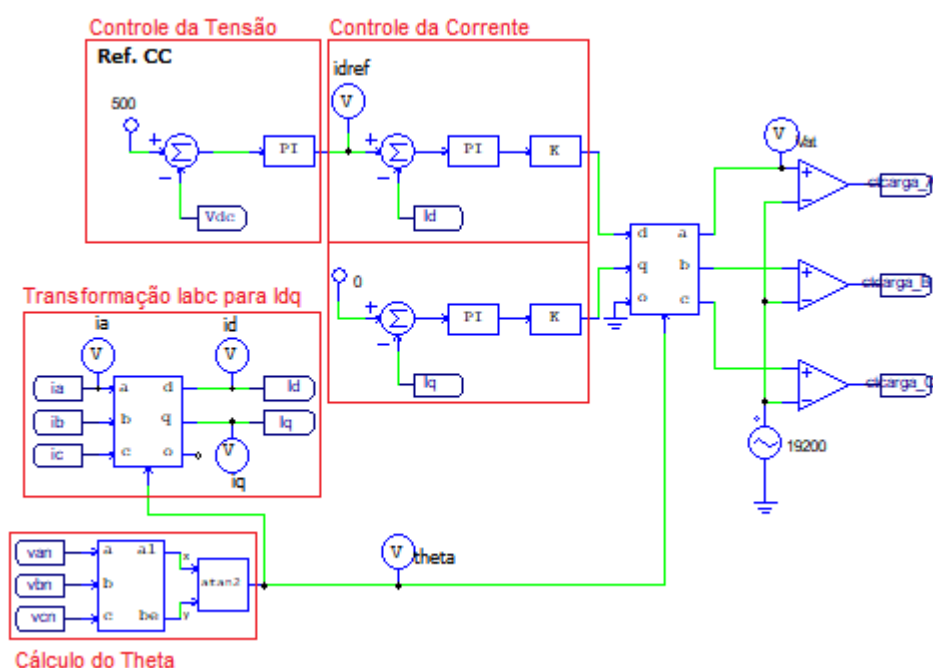


Fonte: Adaptado de [89].

3.2.5 Controle do Modo Carregamento de Bateria

O controle do circuito de entrada no modo de carregamento de bateria, usa o controlador PI detalhando anteriormente que atua na regulação da tensão no barramento e no controle do fator de potência. Sendo composto por uma malha externa responsável pelo controle da tensão e a malha interna pelo controle da corrente, conforme apresentado na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Controle do circuito de entrada para o modo carregamento

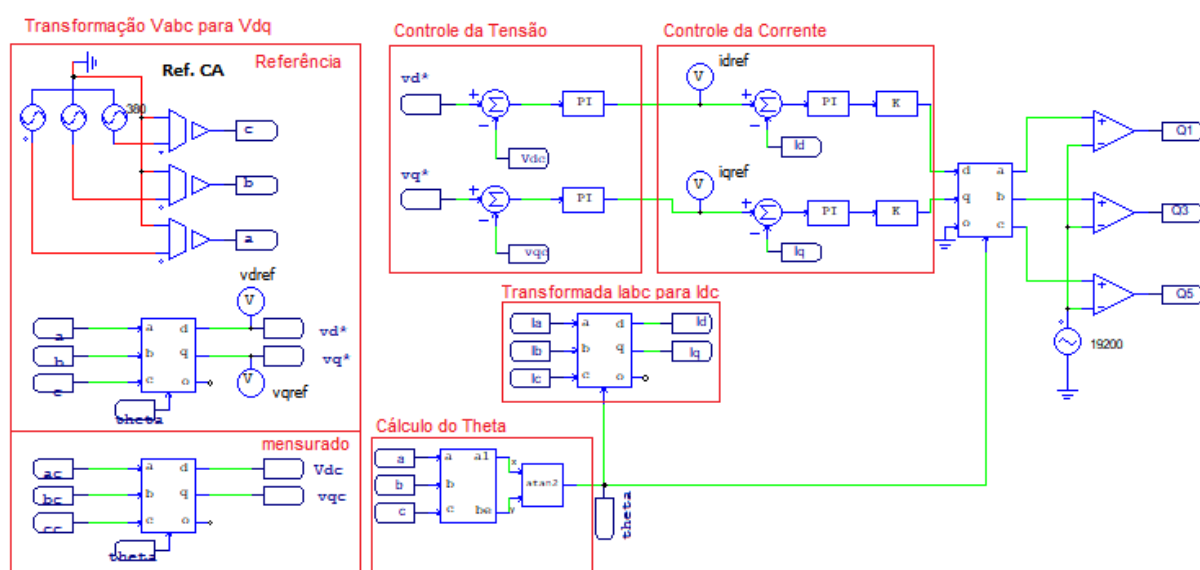


Fonte: Própria autoria.

3.2.6 Controle do Modo Gerador Distribuído Ilhado

O controle do circuito de entrada no modo gerador distribuído ilhado, usa estratégia análoga a de controle do modo carregamento, sendo diferenciada apenas pela referência de tensão que ao invés de regular a tensão do barramento CC, efetua a regulação da tensão de saída CA do gerador distribuído ilhado e o sentido de corrente que segue o sentido inverso, conforme apresentado na Figura 3.11.

Figura 3.11 – Controle do circuito de entrada para o modo GD Ilhado



Fonte: Própria autoria.

3.2.7 Controle do Modo Gerador Distribuído Conectado (V2G)

O controle do circuito de entrada no modo V2G apresentado na Figura 3.12, usa a estratégia de controle da injeção de potência ativa P e reativa Q , usando a potência ativa representada pelo eixo q e a potência reativa pelo eixo d , conforme (3.15) e (3.16).

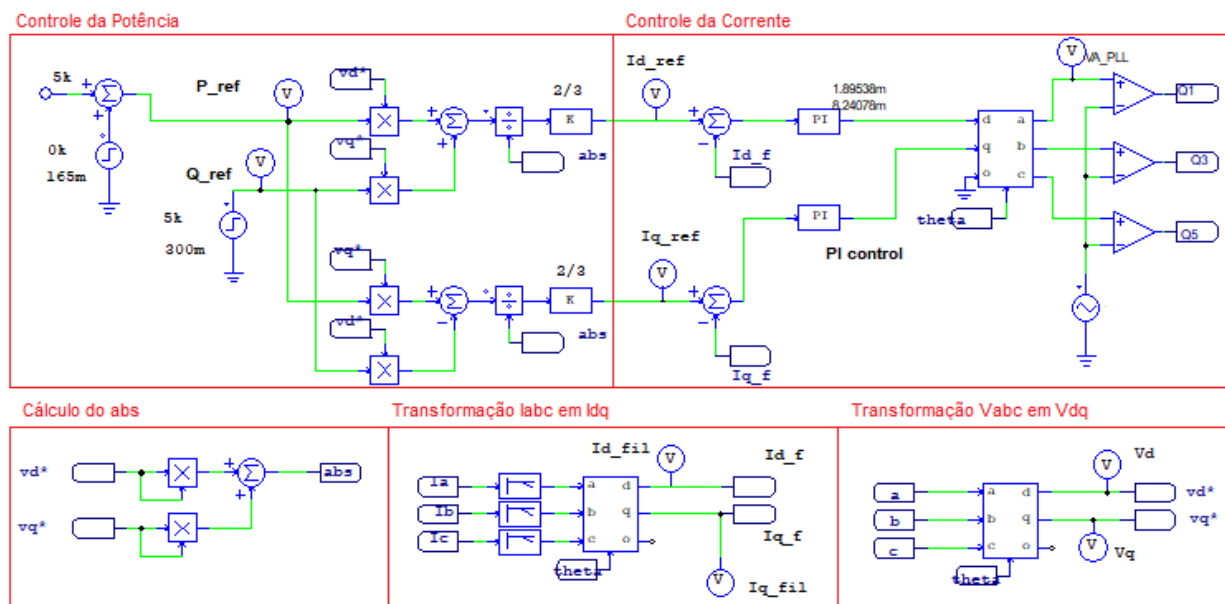
Para obter as correntes de referência i_{qref} e i_{dref} é efetuado o produto das potências de referência P_{ref} e Q_{ref} pelas respectivas tensões v_q e v_d e ao dividir pelo valor absoluto abs (soma do quadrado das mesmas), conforme demonstrado nas equações (3.33), (3.34) e (3.35):

$$abs = v_q^2 + v_d^2 \quad (3.33)$$

$$i_{qref} = \frac{P_{ref} \cdot v_q}{abs} \quad (3.34)$$

$$i_{dref} = \frac{Q_{ref} \cdot v_q}{abs} \quad (3.35)$$

Figura 3.12 – Controle do circuito de entrada para o modo gerador distribuído conectado (V2G)

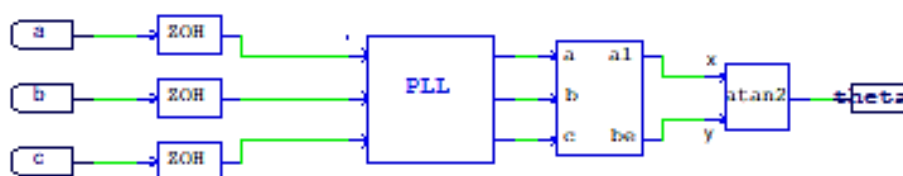


Fonte: Própria autoria.

A operação integrada a rede, no modo V2G, requer um circuito de rastreamento PLL (*Phase Locked Loop*) que realiza o sincronismo da senoide da rede com a senoide gerada pelo conversor do estágio de entrada. O rastreamento é implementado por meio de um PLL digital com lógica de controle PI, desenvolvido em [90] [91].

Desta forma, a saída do controlador digital resulta nas tensões (v_a , v_b e v_c) sincronizadas à rede, e com a aplicação da transformada de *Clark* obtém-se α e β , e, consequentemente o parâmetro *Theta* que servirá como a referência de sincronismo angular com a rede, conforme apresentado na Figura 3.13.

Figura 3.13 – Controle do PLL circuito de entrada para o modo gerador distribuído conectado

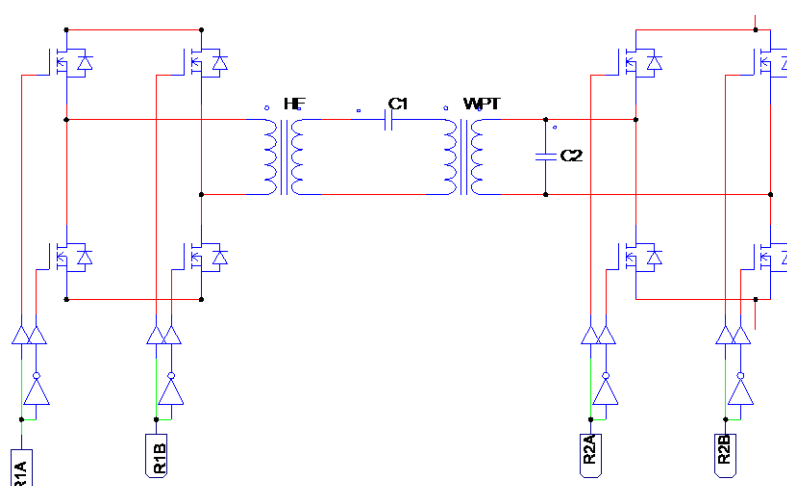


Fonte: Própria autoria.

3.3 Estágio de Saída (*Rear End*)

Para demonstrar a realização da transferência de energia sem fio por meio do circuito MRC, utilizou-se dois conversores do tipo *Full Bridge*, conforme apresentado na Figura 3.14. A operação ocorre de forma intercalada a depender da sua atuação como gerador distribuído ilhado ou retificador devido ao sentido do fluxo de potência em curso. A frequência de ressonância do circuito é dada pela relação entre C1, C2 e as bobinas WPT (antenas), conforme descrito no capítulo anterior.

Figura 3.14 – Conversores do MCRWPT do tipo *Full Bridge*



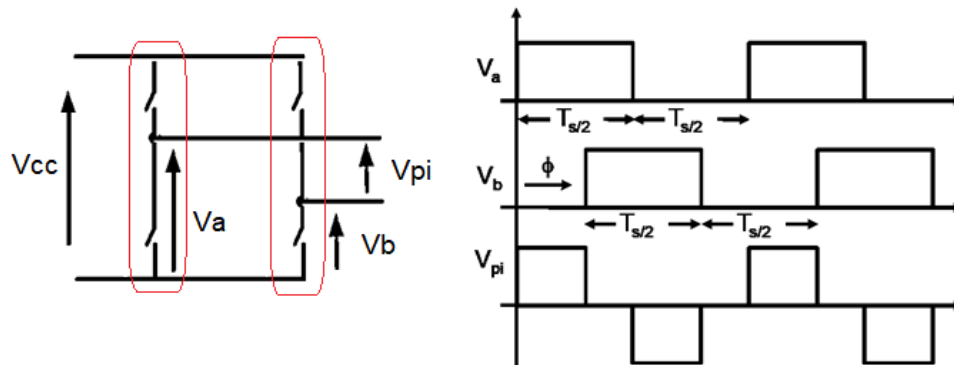
Fonte: Própria autoria.

3.3.1 Controle do MCRWPT

A estratégia de modulação aplicada ao gerador distribuído conectado foi por deslocamento de fase (*Phase Shift*), a tradicional forma de onda quadrada com

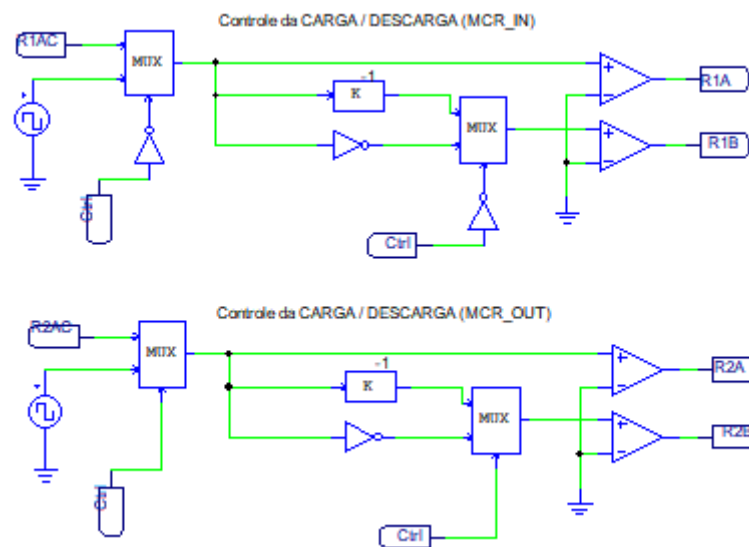
desfasamento, apresentada na Figura 3.15. Uma vez que a componente harmônica fundamental está localizada na frequência de 80 kHz, se tornaria inviável a utilização de outro tipo de modulação de maior frequência de chaveamento na utilização de IGBT. O retificador atua por detecção de fase para o acionamento dos IGBT's, conforme apresentado na Figura 3.16.

Figura 3.15 – Modulação por deslocamento de fase (*Phase Shift*)



Fonte: Própria autoria.

Figura 3.16 – Controle do Conversor MCRWPT

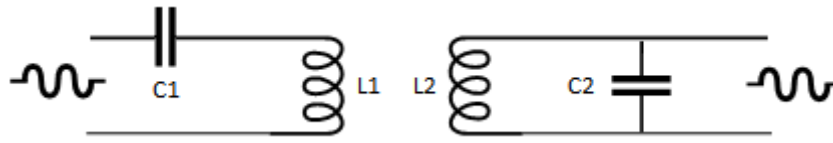


Fonte: Própria autoria.

3.3.2 Dimensionamento do Tanque Ressonante (MCRWPT)

A figura 3.17 mostra o diagrama do circuito ressonante MCRWPT adotado, o circuito possui uma configuração LC série-paralelo, por se tratar de um modelo ressonante mais estável para suportar a variação de carga durante o carregamento da bateria.

Figura 3.17 – Controle do Conversor MCRWPT



Fonte: Própria autoria.

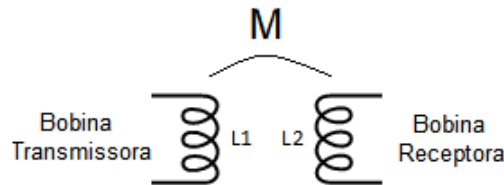
A adequação das amplitudes de tensão entre o barramento V_{dc} (500 V) e a tensão da bateria (1000 V) foi efetuada por meio de um transformador HF, tomando a sua relação de transformação dada por (3.36).

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (3.36)$$

A forma mais simples de representar o circuito equivalente de um WPT é por meio de um transformador, em que de forma análoga as bobinas podem ser representadas como bobina transmissora e receptora.

A transferência de energia ocorre por meio da interação do fluxo magnético entre as bobinas, sendo essa interação representada pela indutância mútua M , representada na Figura 3.18:

Figura 3.18 – Circuito Equivalente do WPT



Fonte: Própria autoria.

Conforme demonstrado em [45] a capacidade transferência de energia pela indutância mútua M pode ser estabelecida em função do fator de acoplamento magnético k e pelas indutâncias das bobinas, conforme apresentado em (3.37).

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (3.37)$$

De forma análoga para o circuito receptor, a bobina receptora L_1 e a bobina transmissora L_2 são consideradas iguais, conforme (3.38), (3.39). Assim, pode se considerar que o fator de acoplamento k é a relação entre a indutância mútua M e a indutância equivalente L das bobinas, dado por (3.40).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.38)$$

$$L = L_1 = L_2 \quad (3.39)$$

$$k = \frac{M}{L} \quad (3.40)$$

Tomando a lei de Faraday-Lenz é possível expressar a indutância mútua M através de (3.41), em que se tem a relação do produto da permeabilidade magnética do meio (μ), número de espiras do primário e secundário (N_1, N_2) e relação geométrica da área A pelo comprimento l das espiras.

$$M = \mu \frac{N_1 N_2}{l} A \quad (3.41)$$

Considerando que o meio utilizado para a transferência de energia no WPT é o ar, este possui uma permeabilidade magnética μ muito baixa, sendo aproximada a permeabilidade magnética do vácuo de $4\pi 10^{-7} \text{H/m}$. Consequentemente, obtém-se uma indutância mútua M e o fator de acoplamento k reduzidos, refletindo em um baixo rendimento na transmissão da energia. A solução para o baixo rendimento do WPT parte da análise do campo magnético não radiante e a utilização de circuitos ressonantes do tipo LC aplicados no transmissor e receptor, sendo estes sintonizados na mesma frequência de ressonância.

O intuito de utilizar os circuitos ressonantes para obter a melhor interação no circuito com um baixo fator de acoplamento magnético, se origina dos conceitos da física que explica que em um sistema ressonante seja elétrico ou mecânico, o sistema estando na sua frequência natural de oscilação terá a sua amplitude máxima de oscilação, precisando de apenas de pequenos estímulos nesta mesma frequência natural para manter a oscilação no sistema. Assim, no circuito LC a frequência natural de oscilação do sistema ocorre quando as reatâncias capacitivas X_C e indutivas X_L são iguais como dado em (3.42).

$$X_C = X_L \quad (3.42)$$

As reatâncias podem ser representadas por (3.43) e (3.44).

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_r C} \quad (3.43)$$

$$X_L = 2\pi f_r L \quad (3.44)$$

Substituindo (3.43) e (3.44) em (3.42) é possível obter (3.45), e por sua vez a frequência natural de ressonância f_r do circuito LC:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.45)$$

Por outro lado, é possível obter a frequência angular de ressonância ω_r por meio de (3.46) e (3.47).

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (3.46)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.47)$$

Desta forma, uma vez definida a frequência de ressonância f_r e a indutância equivalente das bobinas L , é possível determinar o valor do capacitor C que deve ser associado para garantir a ressonância do circuito, por meio de (3.48).

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} \quad (3.48)$$

A relação física entre a energia armazenada nos elementos ressonantes e a energia dissipada pelas perdas Γ na parcela resistiva é dada pelo fator de qualidade QF , conforme (3.49):

$$QF = \frac{\omega_r}{2\Gamma} = \sqrt{\frac{L}{CR}} = \frac{\omega_r L}{R} \quad (3.49)$$

Considerando que o fator de qualidade representa a relação entre a resistência e a reatância do circuito RLC, então desta forma pode ser calculado o fator de acoplamento crítico k_c que é inversamente proporcional ao fator de qualidade QF , conforme (3.50):

$$k_c = \frac{1}{QF} \quad (3.50)$$

O fator de acoplamento pode ser classificado em três níveis:

- Subcrítico para $0 < k < k_c$, que resulta em uma baixa indutância mútua e uma tensão de saída reduzida.
- Crítico para $k = k_c$, apresenta o mínimo de perdas, mas o sistema se torna bastante instável.
- Supercrítico para $k_c > k > 1$, nesta situação é a região de atuação em que o sistema apresenta um melhor desempenho.

O fator crítico também serve para calcular a faixa dos pontos máximos da frequência de ressonância, conforme (3.51) e (3.52).

$$f_{r1} = \frac{f_r}{\sqrt{1 - k_c}} \quad (3.51)$$

$$f_{r2} = \frac{f_r}{\sqrt{1 + k_c}} \quad (3.52)$$

Na prática o fator de acoplamento de um sistema MCRWPT varia conforme a distância entre as bobinas varia, ou, conforme a carga aplicada a bobina varia resultando na alteração da indutância mútua e da frequência de ressonância. Assim, o rendimento do sistema pode variar em função dos fatores de qualidade e das resistências do primário e secundário, conforme dado por (3.53)

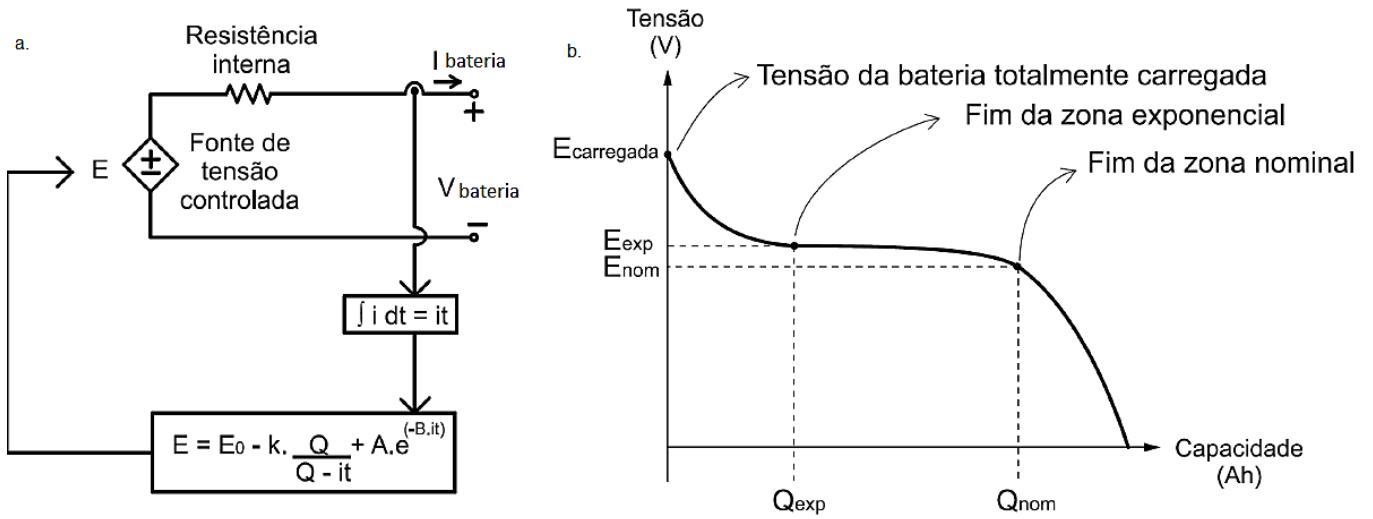
$$\eta = \frac{QF_1 QF_2 k^2}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + QF_1 QF_2 k^2\right)} \quad (3.53)$$

3.3.3 Dimensionamento do Modelo de Bateria

No estágio de saída (*Rear End*), optou-se por empregar um modelo simplificado de bateria de íon-Lítio proposto por [26]. O modelo é composto por uma resistência interna em série com uma fonte de tensão controlada. A determinação do estado de carga (SOC) foi calculada pelo método da integral, resultando em um fator de monitoração para a realização de uma análise do comportamento da transferência de energia.

A Figura 3.19a apresenta o modelo matemático da bateria e a Figura 3.19b. a apresenta a curva de tensão em função da capacidade (Ah) relacionada com o processo de carregamento da bateria.

Figura 3.19 – a. Modelo da bateria e b. Curva de descarga da bateria.



Fonte: Adaptado de [26].

A regra de comportamento da fonte de tensão controlada empregada no modelo matemático da bateria é definida em (3.54):

$$E = E_0 - k \cdot \frac{Q}{Q - it} + A \cdot e^{-B \cdot it} \quad (3.54)$$

Onde:

\$E\$: tensão sem carga (V)

\$E_0\$: tensão constante da bateria (V)

\$k\$: tensão de polarização (V)

\$Q\$: capacidade da bateria (Ah)

\$A\$: amplitude da zona exponencial (A)

\$B\$: inverso da constante de tempo da zona exponencial (\$Ah^{-1}\$)

Para o dimensionamento da capacidade de carga da bateria, utilizou-se como referência um modelo comercial do fabricante [92], em que as principais características da bateria de íon-Lítio são: \$R_{interna}=0,072 \, \Omega\$, \$E_0= 385,92 \, V\$, \$k=7,2 \, V\$, \$A = 19,2 \, V\$, \$B = 0,25 \, Ah^{-1}\$ e \$Q = 65 \, Ah\$. Desta forma, considerando que a tensão de saída do carregador está projetada para 1000 V, um conjunto composto por três baterias em série é adotado para as análises.

3.3.4 Considerações do Capítulo

Este capítulo abordou de forma detalhada a descrição da proposta de EVSE, suas características operacionais, estágios de conversores e sistemas de controle. É

importante salientar que a proposta de EVSE apresenta operação de transferência de energia sem fio, no sentido da rede para o BEV, e características de reversibilidade do fluxo de transferência de energia, de forma conectada ou ilhada, adequadas para ser incorporada em redes inteligentes de energia.

Por fim, o processo de dimensionamento e modelamento teórico de uma proposta de EVSE, com as características específicas desejadas, requer a realização de muitas escolhas na busca da definição de condições operacionais, conversores e métodos de controle que atendam satisfatoriamente os objetivos. Neste contexto, as escolhas tomadas para a concepção da proposta de EVSE deste trabalho foram fundamentadas pela revisão bibliográfica realizada no Capítulo 2, e sua viabilidade será demonstrada por meio das simulações computacionais no Capítulo 4.

4 RESULTADOS

Para demonstrar a viabilidade da EVSE proposta neste trabalho, inicialmente os sistemas de potência e controle foram determinados considerando os requisitos operacionais e as metodologias apresentadas no Capítulo 3. Posteriormente, uma coletânea de simulações computacionais é efetuada para demonstrar as características operacionais da EVSE proposta.

A Tabela 4.1 apresenta de forma resumida os requisitos operacionais, as especificações de elementos, a frequência de chaveamento e os parâmetros dos controladores empregados na construção do estágio de entrada (*Front End*), responsável pela integração da rede com o circuito ressonante.

Tabela 4.1 – Parâmetros do Estágio de Entrada

Requisitos do Estágio de Entrada:		Valores
Potência	$CA - CC$	10 kW
Tensão da Rede CA (fase-neutro)	CA	380 Vca
Tensão Média no Barramento CC	CC	500 Vcc
Corrente de Ondulação em CA	Δi	10% Ica
Tensão de Ondulação no Barramento CC	Δv	10% Vcc
Fator de Potência	FP	>0,92
Distorção Harmônica Total (DHT)	DHT lin	>5%
Especificação de Elementos e Parâmetros		
Capacitância do Filtro de Saída	C_{cc}	3300 μ F
Indutância do Filtro de Entrada	L_{ca}	10 mH
Capacitância do Filtro de Entrada	C_{ca}	7 μ F
Frequência de Chaveamento dos Conversores	f_0	19,2 kHz
Parâmetros dos Controladores		
Controlador PI – V - Carregamento / V2G	k	0,02
Controlador PI – V - Carregamento / V2G	τ	0,002
Controlador PI – I - Carregamento / V2G	k	23,0555 m
Controlador PI – I - Carregamento / V2G	τ	1,172 m
Controlador PI – I - Gerador distribuído ilhado	k	8,24078 m
Controlador PI – I - Gerador distribuído ilhado	τ	1,89538 m

Fonte: Própria autoria.

A especificação dos elementos e dos parâmetros operacionais adotados no projeto relacionados com o circuito ressonante MCRWPT, responsável pela transferência de energia sem fios, são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros do MCRWPT

Especificação de Elementos e Parâmetros		Valores
Frequência de Ressonância	f_r	80 kHz
Indutância da Bobina do Primário	L_1	16 mH
Indutância da Bobina do Secundário	L_2	16 mH
Indutância Mútua	M	8 μ F
Capacitância do Primário	C_1	0,25 μ F
Capacitância do Secundário	C_2	0,25 μ F
Fator de Acoplamento	k	0,5
Resistência do Primário	R_1	0,02 Ω
Resistência do Secundário	R_2	0,02 Ω
Fator de Acoplamento 1	QF_1	402,12
Fator de Acoplamento 2	QF_2	402,12
Fator de Acoplamento Crítico	k_c	$2,48 \cdot 10^{-3}$
Frequência de Ressonância Máx.	f_{r1}	80,099 kHz
Frequência de Ressonância Mín.	f_{r2}	79,900 kHz

Fonte: Própria autoria.

Conforme abordado no item 3.3.3, a Tabela 4.3 apresenta os parâmetros adotados para o modelo da bateria e para o algoritmo de estado de carga (SOC).

Tabela 4.3 – Parâmetros do Bateria

Parâmetros:		Valores
Resistência Interna	$R_{interna}$	0,216 Ω
Tensão Constante	E_0	1157,96 V
Tensão de Polarização:	k	21,6 V
Amplitude da Zona Exponencial	A	57,6 V
Inverso da Constante de tempo na Z. E.	B	0,25 Ah ⁻¹
Capacidade da Bateria	Q	65 Ah

Fonte: Própria autoria.

Uma vez estabelecidos todos os elementos e parâmetros envolvidos com os sistemas de potência e controle da EVSE, por meio da plataforma PSIM uma coletânea de simulações foram realizadas considerando a demonstração das características

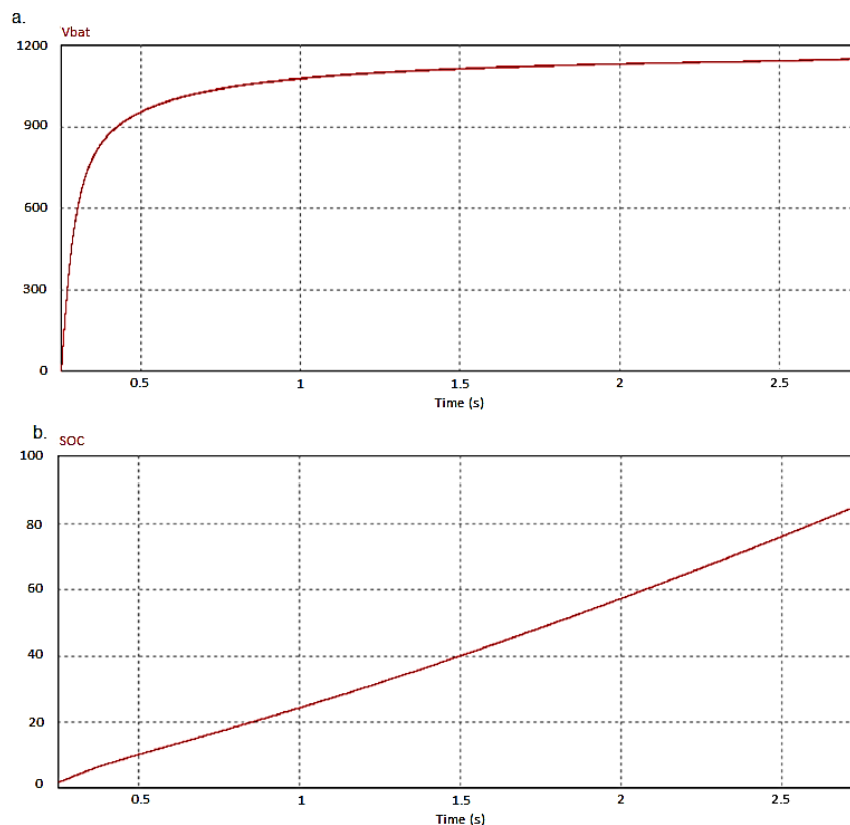
operacionais propostas para a EVSE. Especialmente, as simulações consideram a exploração de casos dentro dos três diferentes modos de atuação propostos, denominados Modo de carregamento, Modo GD ilhado e Modo GD conectado. Apesar do sistema possuir configuração trifásica, por razões de simplificação, os resultados são apresentados considerando apenas uma das fases do sistema.

4.1 Modo Carregamento:

A simulações realizadas para o modo de carregamento tem por objetivo demonstrar a capacidade da transferência de energia da rede (CA) para o sistema de armazenamento do BEV (bateria CC), contabilizando os circuitos equivalentes da transferência de energia sem acoplamento físico, em uma potência de 10 kVA.

O processo de carregamento da bateria, representada pelo modelo simplificado descrito em (3.55), é ratificado por meio da observação do estado de saúde (SOC) e da forma de onda de tensão nos terminais da bateria apresentas na Figura 4.1a e 4.1b respectivamente. A constante de tempo empregadas na simulação foram alteradas para permitir uma correlação de 0,5s para uma 1h.

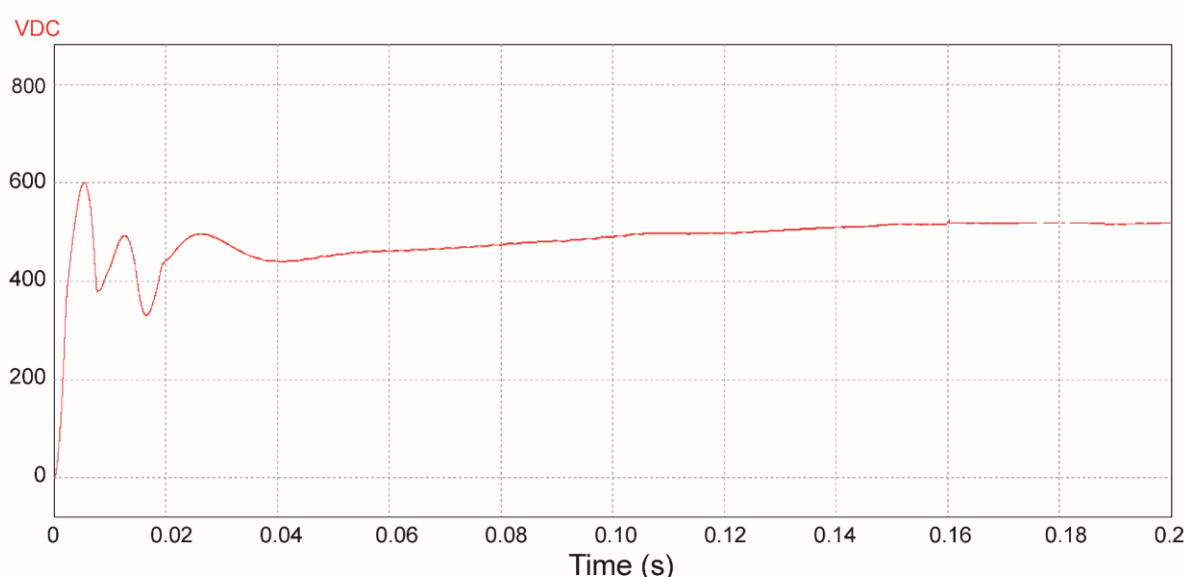
Figura 4.1 – a. Curva de Tensão de Carga da Bateria e b. Estado da Carga da Bateria



Fonte: Própria autoria.

Analisando a capacidade de atuação do estágio de entrada no modo carregamento, em operação a tensão do link CC demonstrou comportamento satisfatório, conforme apresentado na Figura 4.2. Um aspecto importante a ser apontado é que a tensão do link CC resultou em apenas 489 V, em vez do valor definido no controle de 500 V, devido as perdas relacionadas com a atenuação do filtro LC de entrada e as consequentes perdas ôhmicas dos componentes do laço até o filtro capacitivo de desacoplamento intermediário. Além disso, há a limitação do controlador PI que possui a função de não somente regular a tensão, mas também regular o fator de potência.

Figura 4.2 – Forma de onda da tensão no barramento do link CC

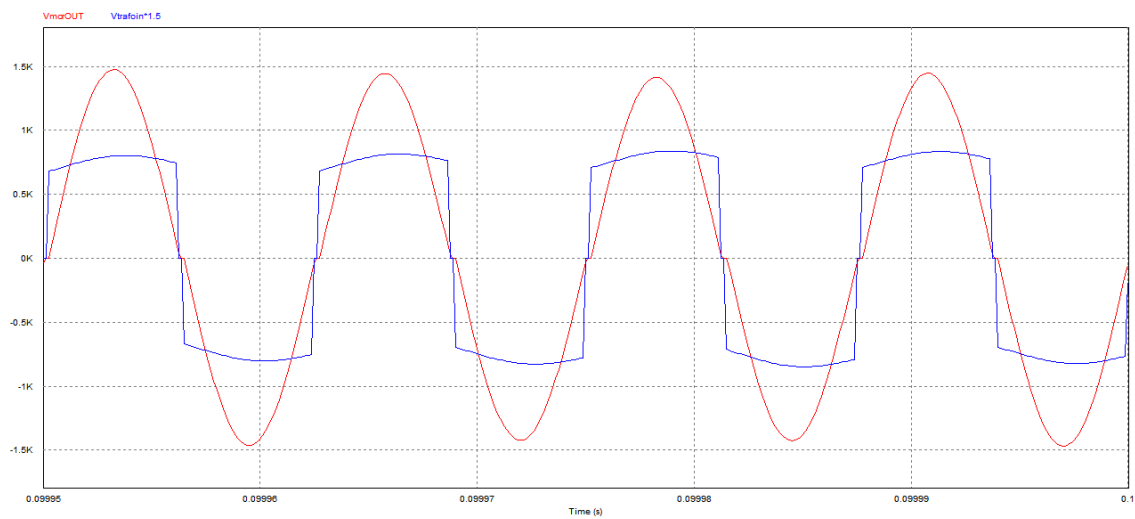


Fonte: Própria autoria.

Para avaliar de forma qualitativa o comportamento do circuito ressonante, a Figura 4.3 apresenta as formas de onda de tensão de entrada e saída relacionadas com o circuito ressonante (MCRWPT) ao alimentar uma carga resistiva de 10 kW.

É possível identificar a adequada sintonia da frequência de ressonância do circuito com a frequência de chaveamento, pois a envoltória senoidal da tensão de saída demonstra a efetividade da atenuação das harmônicas múltiplas que compõe a forma de onda retangular injetada na entrada do circuito ressonante, conforme previsto em (2.5), em que nesta situação o sistema opera no seu melhor rendimento. A capacidade de transferência de energia deste estágio foi comprovada por meio dos resultados do estado de carga da bateria mostrados na Figura 4.1.

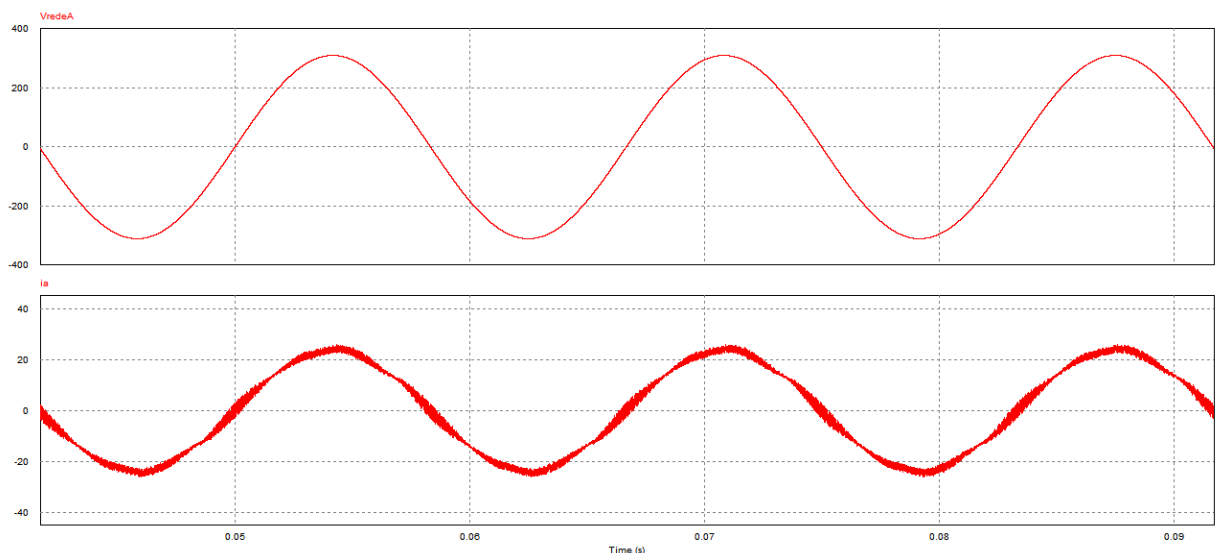
Figura 4.3 – Tensão e corrente na entra e saída do MCRWPT



Fonte: Própria autoria.

Com o objetivo de avaliar a integração com a rede, as formas de onda de tensão e corrente drenadas da rede pelo EVSE operando no modo de carregamento são apresentadas na Figura 4.4. As formas de onda demonstram que a corrente possui envoltória senoidal com baixa ondulação e está praticamente em fase com a tensão, resultando em fator de potência (FP) elevado de aproximadamente 0,98, conforme requisitos operacionais desejados (Tabela 4.1)

Figura 4.4 – Tensão e corrente na rede durante o carregamento

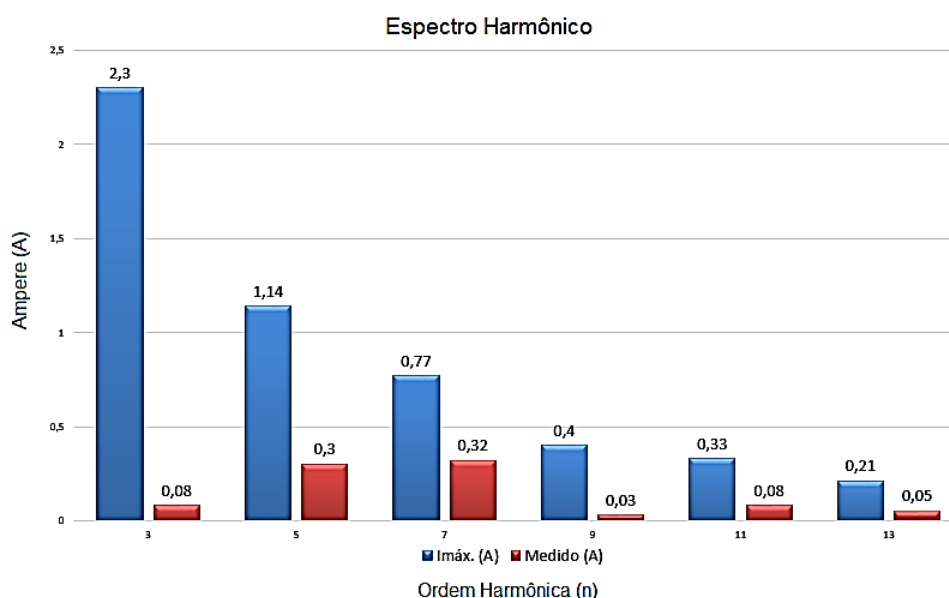


Fonte: Própria autoria.

O espectro das componentes harmônicas da forma de onda da corrente drenada da rede é apresentado na Figura 4.5, resultando em uma DHT de corrente de 4,16 % com a componente fundamental igual a 21,84 A em 60 Hz. Apesar do espectro

harmônico demonstrar a presença de componentes harmônicas de ordens ímpares, a operação ainda ocorre em conformidade com os limites impostos pela IEC 61000-3-2 [93].

Figura 4.5 – Espectro das componentes harmônicas da corrente drenadas da rede no modo de carregador e limites da IEC 61000-3-2.



Fonte: Própria autoria.

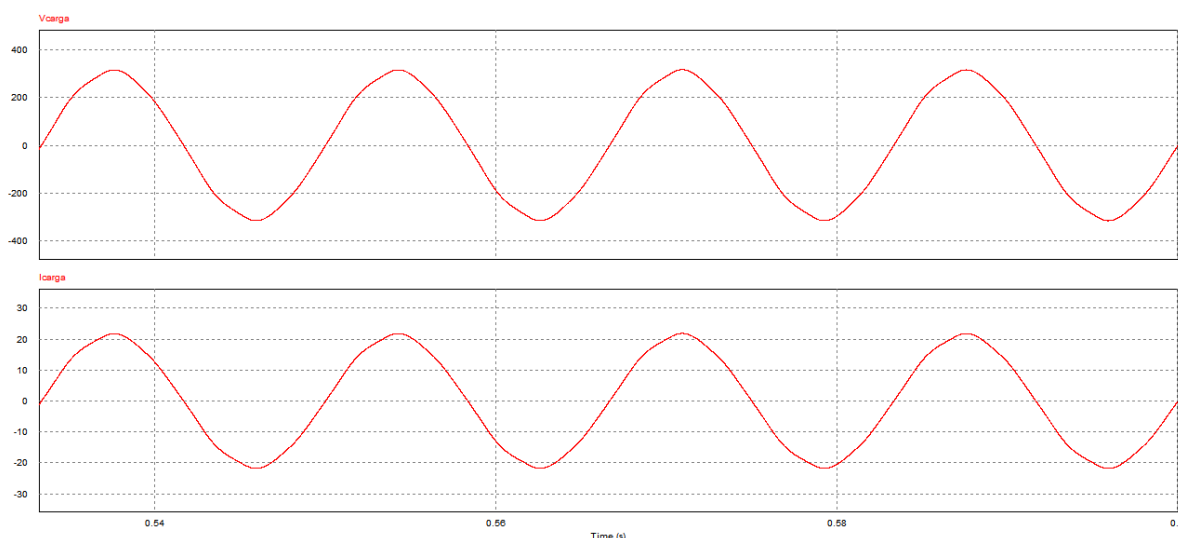
4.2 Modo GD Ilhado

As simulações no modo GD Ilhado têm o objetivo de demonstrar que a EVSE proposta possui capacidade de operar com transferência de energia de forma bidirecional de forma ilhada. Especificamente, este modo considera a condição de fornecimento de energia de forma desconectada da rede para uma carga CA, com a regulação do perfil de tensão (amplitude e frequência) fornecida para a carga. A operação busca também o atendimento dos requisitos das normas de qualidade de energia com relação ao espectro da tensão apresentada para a carga.

Assim, foram efetuadas simulações computacionais considerando atendimento de tensão eficaz de fase-neutro de 220 V em 60 Hz para dois tipos de cargas de potência de 10 kW. Uma carga com comportamento linear (Carga tipo I), composta por um arranjo resistivo trifásico conectado em estrela, e, uma carga com comportamento não linear (Carga tipo II), composta por um retificador trifásico em ponte completa à diodos com filtro capacitivo e carga resistiva.

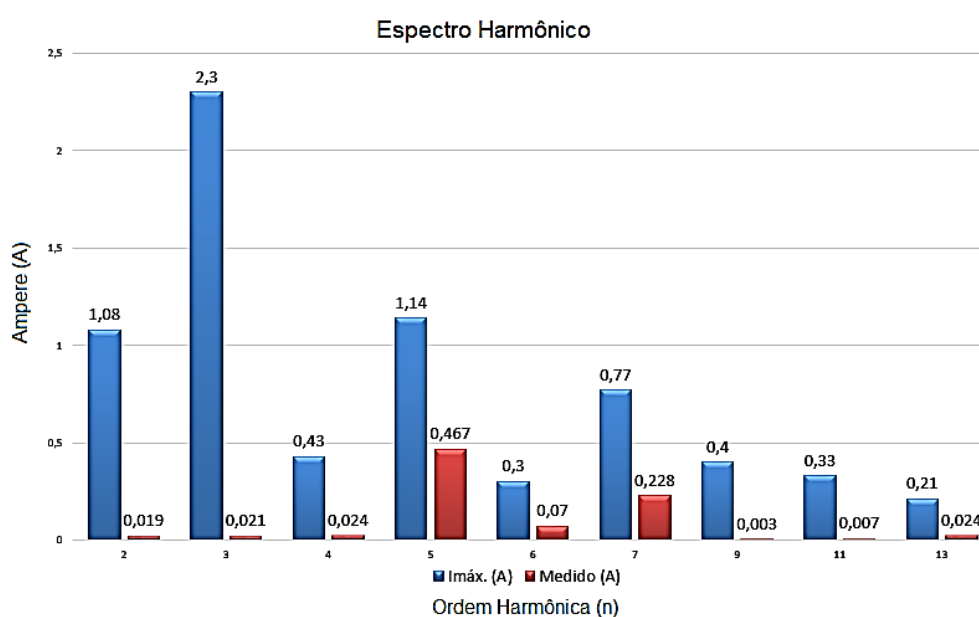
A Figura 4.6 apresenta as formas de onda de tensão e corrente fornecidas para a carga tipo I, por razões de simplificação apenas uma das fases é apresentada. As formas de onda demonstram que a EVSE é capaz de fornecer uma forma de onda de tensão com os 220 V eficazes, com baixo conteúdo harmônico, comprovando que há transferência de potência no sentido contrário (bateria para carga). Além disso, é possível constatar nas formas de onda de tensão e corrente possuem baixo conteúdo harmônico e estão em fase, resultando em FP elevado da ordem de 0,99. A Figura 4.7 mostra o espectro harmônicos da corrente e os limites estabelecidos a IEC 61000-3-2.

Figura 4.6 –Tensão e Corrente em uma das fases para a Carga tipo I (Carga Linear 10 kW).



Fonte: Própria autoria.

Figura 4.7 – Espectro das componentes harmônicas da corrente para carga tipo I no modo GD Ilhado e limites da IEC 61000-3-2

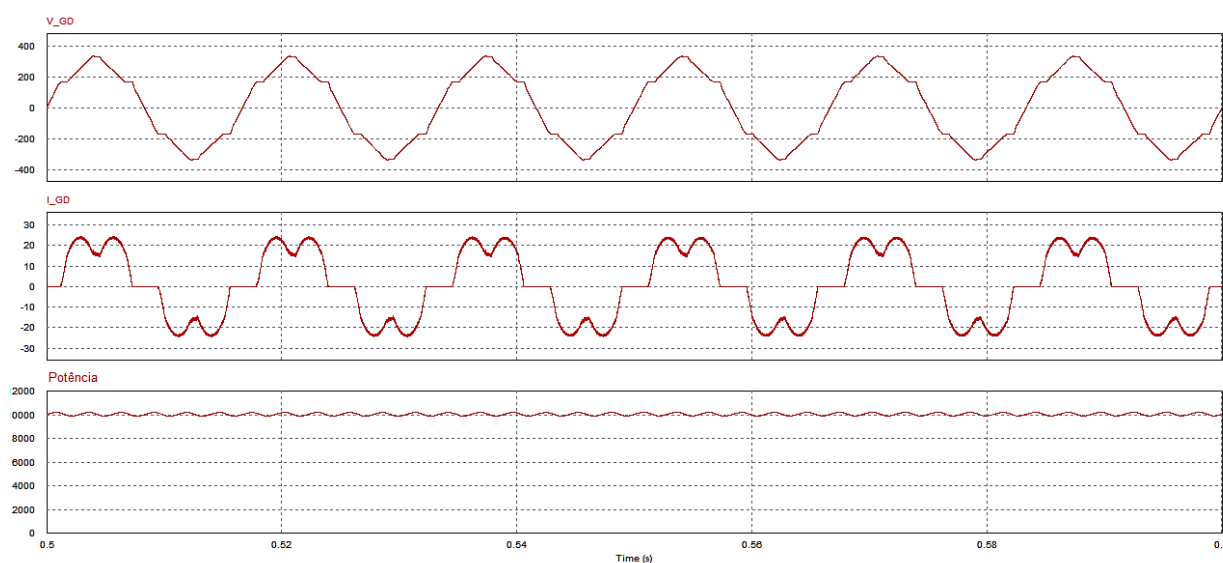


Fonte: Própria autoria.

Considerando que o espectro das componentes harmônicas da corrente está diretamente relacionado com o tipo de carga e a interação com a forma de tensão provida, constata-se a existência de um baixo conteúdo resultando em uma DHT de corrente igual a 1,64 % com valor da fundamental igual a 21,35 A em 60 Hz. Este conteúdo apresenta componentes com amplitudes que atenderiam até mesmo os limites estabelecidos pela IEC 61000-3-2 [93].

Para demonstrar a operação da EVSE no modo GD ilhado, porém alimentando uma carga com característica não linear, a Carga tipo II foi alimentada pelo sistema nas mesmas condições de potência da carga linear (10 kW). Os resultados visam demonstrar a capacidade de transferência de energia para uma carga não linear, e, os respectivos efeitos na operação da EVSE. De forma análoga, as formas de onda de tensão e corrente relacionadas com a Carga tipo II, para uma das fases, e a potência drenada pela carga são apresentadas na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Tensão e corrente em uma das fases e potência para a Carga tipo 2 (Carga Não Linear 10 kW).



Fonte: Própria autoria.

Nos resultados é possível observar que apesar da existência de distorções na tensão e corrente, é possível comprovar que o sistema conseguiu manter a tensão fornecida para a carga regulada em 220 V, contribuindo para a estabilidade no fornecimento da potência de 10 kW para a carga, e ainda um fator de potência de 0,93.

As Figuras 4.9 e 4.10 apresentam os espectros harmônicos das formas de onda de tensão e corrente fornecidas para a carga tipo 2 drenando 10 kW no modo GD ilhado.

Figura 4.9 – Espectro das componentes harmônicas da tensão para carga tipo II no modo GD Ilhado e limites da IEC 61000-2-2

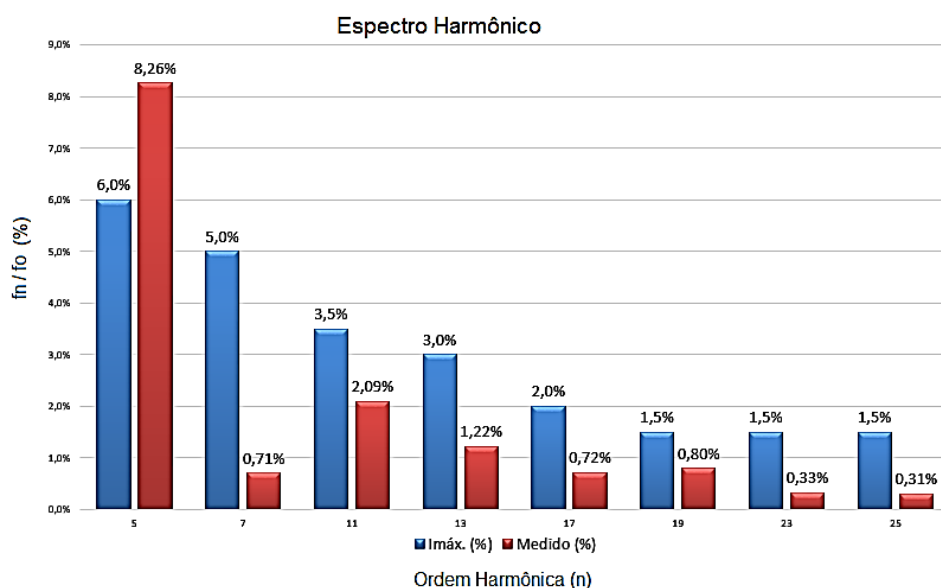
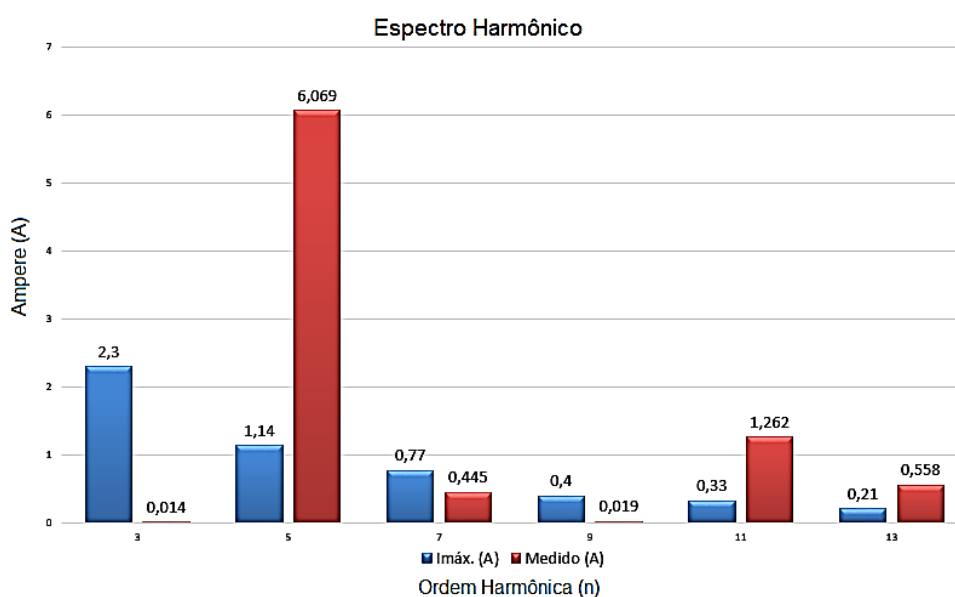


Figura 4.10 – Espectro das componentes harmônicas da corrente para carga tipo II no modo GD Ilhado e limites da IEC 61000-3-2



Fonte: Própria autoria.

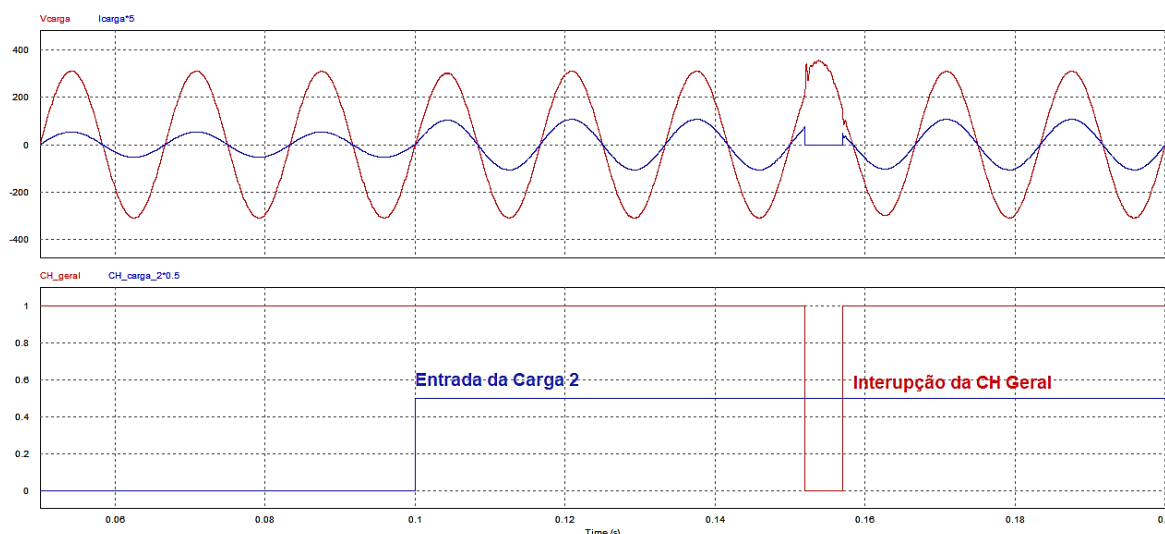
Com relação ao espectro da forma de onda de tensão confrontados com a IEC 61000-2-2 [94], observa-se que a distorção na forma de onda é causada pela presença das componentes harmônicas (ímpares não múltiplas de três), resultando em uma DHT de tensão de 8,86 %, com fundamental de 310,29 V em 60 Hz, condição que não atende os limites de 8 % e 5 % estabelecidos pela IEC 61000-2-2 e IEEE519, respectivamente [94] [95], mas atende o limite de 10 % especificado pelo PRODIST-Módulo 8 [96].

A distorção obtida na forma de onda de tensão está relacionada com o perfil de corrente requerido naturalmente pelo tipo de carga e pelo sistema de controle de regulação de tensão e de fator de potência. Na avaliação conteúdo harmônico presente na forma de onda da corrente é possível constatar um elevado grau de distorção, inerente da topologia empregada, resultando em DHT elevada de 29,94 %, com fundamental igual a 22,23 A em 60 Hz, e presença de harmônicas ímpares não atendendo limites da IEC 61000-3-2 [93].

No intuito de avaliar a eficácia do controle em estabelecer a regulação de tensão no modo GD ilhado, foram realizadas simulações considerando distúrbios de carga (5 kW, 10 kW e circuito aberto). A característica de carga empregada foi a da carga do tipo I, considerando o fornecimento de 5 kW inicialmente, com degrau positivo de 5kW em 100 ms e com a interrupção forçada da conexão em 152 ms, delimitando a condição de operação a vazio. Após 5 ms há o retorno a condição de fornecimento de 10 kW.

A Figura 4.11 apresenta as formas de onda de tensão e corrente, para uma das fases, nos terminais de saída que são conectados a carga. Para melhor visualização do comportamento da corrente, foi aplicado um fator multiplicador de 5 na amplitude da corrente. É possível constatar que o sistema de controle conseguiu responder de forma adequada aos distúrbios ocorridos na variação de carga avaliados, mantendo a envoltória e o valor de tensão dentro das especificações, mesmo em condições críticas de retirada integral de carga, garantindo a operação segura no atendimento.

Figura 4.11 – Tensão e Corrente na Saída do GD Ilhado sob variação e interrupção de carga



Fonte: Própria autoria.

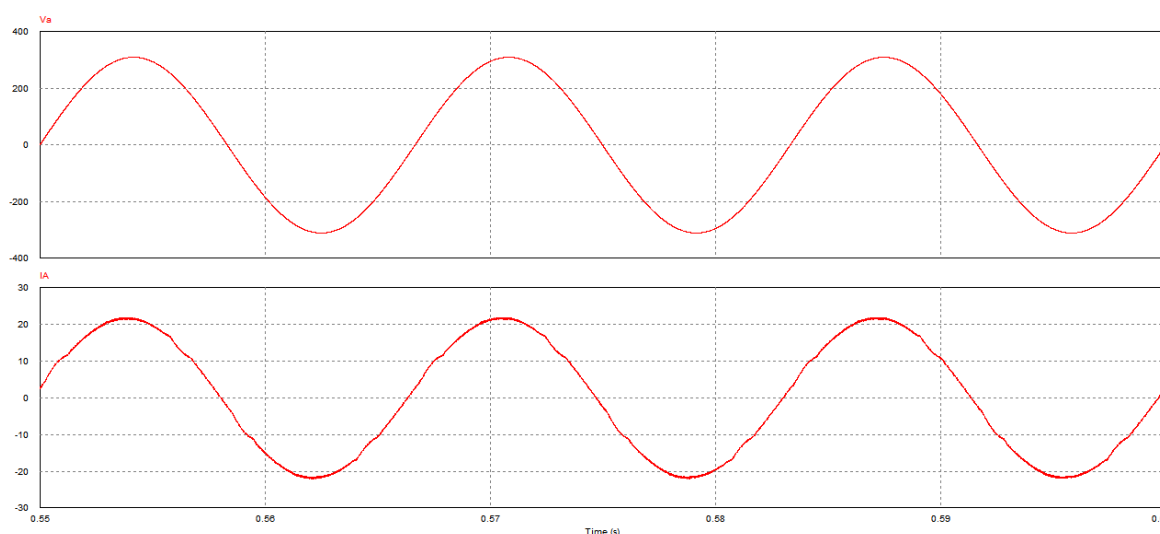
4.3 Modo GD Conectado

Para demonstrar a operação da EVSE no modo gerador distribuído (GD) conectado, foram realizadas diversas simulações demonstrando a capacidade de integração com a rede CA, provendo transferência de energia da fonte do BEV para a rede. Especificamente, quando opera no modo GD conectado, a EVSE foi concebida para ter a capacidade de fornecer não somente potência ativa, mas também potência reativa, abrindo oportunidades de integração em redes de energia inteligentes.

Assim, considerando uma rede de energia balanceada, dois casos serão apresentados, o primeiro caso considerando apenas o fornecimento de potência ativa (10 kW) para a rede, e o segundo caso considerando o fornecimento conjunto de potência ativa e reativa para a rede por meio de valores de referência de potência estabelecidos. Não é o escopo deste trabalho apresentar análises de reflexos na rede devido ao fornecimento de potência reativa, como o serviço ancilar de regulação de perfil de tensão, apenas tem-se o intuito de demonstrar a viabilidade da operação para evoluções futuras.

A Figura 4.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente no ponto de acoplamento comum com a rede para o primeiro caso. Constata-se que as formas de onda estão em fase, e que as formas de onda possuem envoltórias senoidais indicando existência de baixo conteúdo harmônico e um FP de 0,992. Aspectos que demonstram a capacidade da EVSE em injetar uma potência ativa de 10 kW na rede.

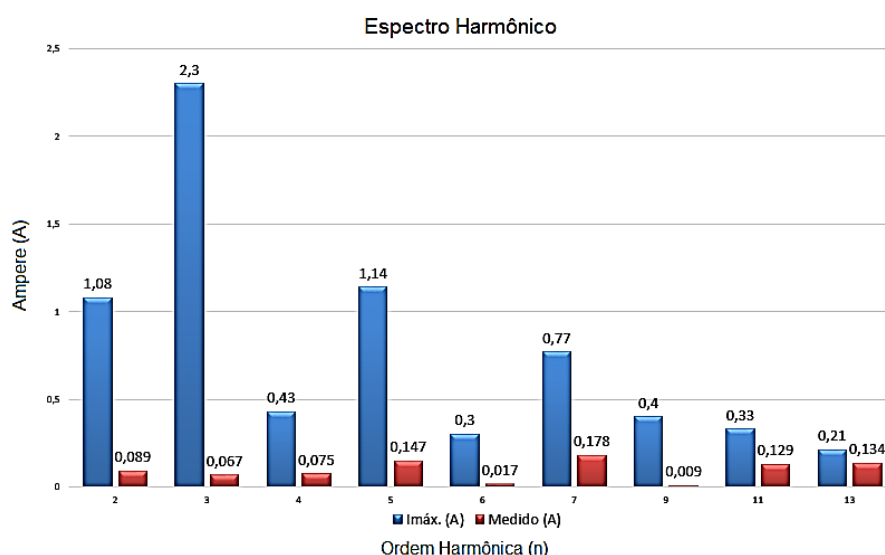
Figura 4.12 – Tensão e Corrente no ponto de acoplamento comum para uma das fases (modo GD Conectado: 10kW)



Fonte: Própria autoria.

A Figura 4.13 apresenta o espectro das componentes harmônicas da corrente injetada na rede e os limites estabelecidos pela IEC 61000-3-2. Apesar da presença de componentes harmônicas de ordens ímpares e pares, ainda se obtém uma DHT de 3,72 % com uma fundamental de 21,76 A em 60 Hz. Além disso, as harmônicas individuais apresentam conformidade com relação a IEC 61000-3-2 [93].

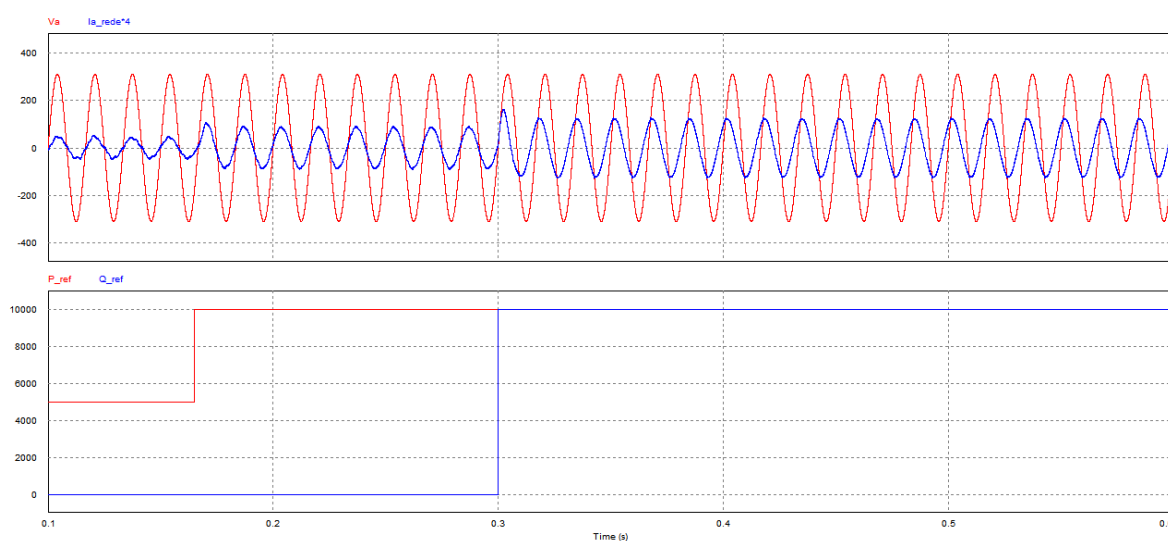
Figura 4.13 – Harmônicas na corrente de saída do GD Conectado e limites da IEC 61000-3-2.



Fonte: Própria autoria.

A operação no modo GD Conectado atuando com injeção de potência ativa e reativa em algumas combinações pode ser verificado nos resultados de simulações apresentados nas Figuras 4.14 e 4.15.

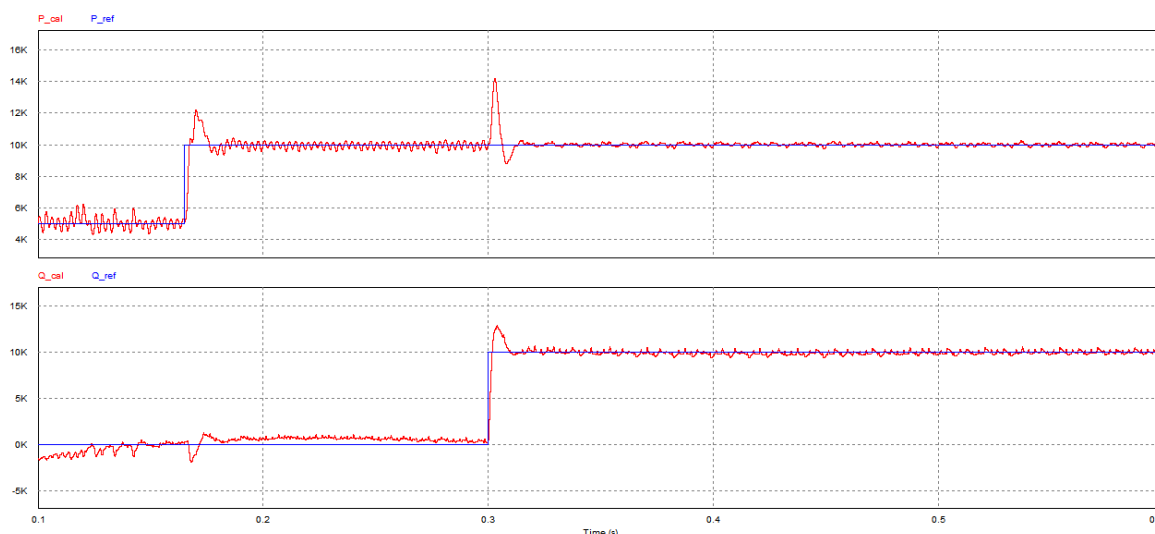
Figura 4.14 – Tensão e corrente no GD Conectado injetando potência ativa e reativa



Fonte: Própria autoria.

Especificamente, a operação ocorre considerando a mudança dos valores de referência de potência ativa e reativa requeridas para injeção na rede. Começa com 5 kW, em 165 ms é solicitado aumento de mais 5 kW, e em 300 ms é solicitado 10 kVAR. Além das curvas de potência apresentadas, as amplitudes e o deslocamento de fase das formas de onda de corrente em relação as de tensão demonstram o atendimento das solicitações.

Figura 4.15 – Potência ativa e reativa injetada pelo GD Conectado



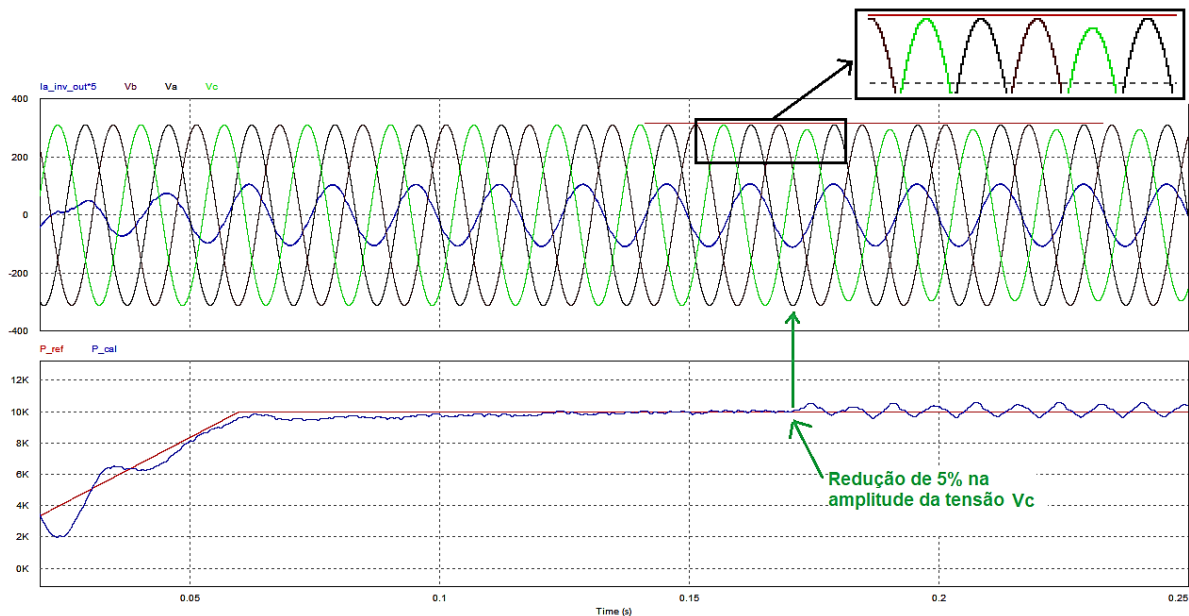
Fonte: Própria autoria.

Para verificar o comportamento da EVSE operando no modo GD conectado com injeção de potência ativa, porém em condições de desbalanceamento, foi aplicada uma redução de 5 % na amplitude da tensão de uma das fases do sistema trifásico (fase C).

A Figura 4.16 mostra as formas de onda de tensão desbalanceadas, e as curvas de potência ativa de referência e a obtida no ponto de acoplamento comum.

Os resultados demonstram que o sistema conseguiu realizar a injeção de potência em valores médios, mas naturalmente como esperado devido a limitação da estratégia de controle empregada, baseada em coordenadas dq, provocou a existência de elevação na ondulação da potência ativa em regime permanente. Todavia, a EVSE ainda efetua de maneira bastante adequada a finalidade de injetar potência ativa na rede.

Figura 4.16 – Tensão e corrente no GD Conectado injetando potência com desbalanço de fase



Fonte: Própria autoria.

4.4 Considerações do Capítulo

Os resultados apresentados por meio das simulações realizadas na plataforma PSIM, demonstraram a capacidade de operação da EVSE proposta, projetada seguindo os modelamentos matemáticos apresentados no capítulo 3.

A atuação no modo carregamento permitiu demonstrar a capacidade de transferência de energia da rede para a bateria em um BEV, sem acoplamento físico, apresentando resultados satisfatórios na qualidade de energia drenada da rede. Apesar do processo de restabelecimento da condição de carga da bateria poder ser realizado de forma satisfatória, ressalta-se que para um controle mais efetivo ainda se faz necessário a implementação de um controle adicional de regulação de tensão e corrente. Aspecto o qual não fora abordado nestes estudos da estação de carregamento devido ao mesmo fazer parte do circuito de controle de energia embarcado no veículo.

A operação no modo gerador distribuído ilhado conseguiu atender os requisitos de projeto para o fornecimento de energia (tensão e potência) para uma carga linear, mantendo o fornecimento de energia de forma segura para a carga mesmo frente a distúrbios de variação de carga extremos. Porém, no caso da alimentação de uma carga não linear, apesar do atendimento da regulação de tensão e do fator de potência, a operação é penalizada inerentemente com distorções harmônicas elevadas na tensão fornecida.

Com a EVSE operando no modo gerador distribuído conectado à rede, foi possível constatar a funcionalidade da injeção de potência ativa e/ou reativa para a rede, em condições de sistema balanceado e desbalanceado, habilitando a EVSE a se integrar em sistemáticas de gestão de energia no âmbito de redes inteligentes. Contudo, apesar de sofrer com limitações da estratégia de controle adotada, especialmente em condições de desbalanço, foi possível constatar que a EVSE ainda efetua de maneira adequada a finalidade de injetar potência ativa na rede.

Desta forma, os resultados obtidos demonstram a viabilidade operacional da EVSE proposta, atuando nos três diferentes modos de operação, e ainda atendendo a requisitos de qualidade de energia na sua atuação conectada à rede de energia.

5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a análise, projeto e o desenvolvimento teórico de uma EVSE, estação de carregamento para veículos com tração elétrica alimentados a baterias (BEV), considerando a transmissão de energia elétrica com e sem fios e operação de forma bidirecional, para atender demandas de até 10 kW.

A EVSE proposta possui características operacionais singulares, definidas por três diferentes modos de operação (convencional de carregamento, gerador distribuído ilhado e gerador distribuído conectado). No modo de carregamento, a EVSE atua na sua função principal, reestabelecendo a carga da bateria do veículo elétrico por processo de transferência de energia sem acoplamento físico (sem fios). Os modos relacionados com a operação como gerador distribuído, representam funções secundárias, e permitem a EVSE controlar o fornecimento de energia da bateria para uma carga CA, sem acoplamento físico no modo ilhado, ou ainda para a rede no modo conectado, considerando acoplamento físico com fios.

É importante ressaltar que em uma estação de carregamento para veículos elétricos considerando transmissão de energia sem fios, o projeto dos circuitos ressonantes utilizados no processo requer atenção especial, pois sua operação é fortemente afetada por variações nos componentes, na frequência do oscilador, na distância e/ou no alinhamento entre as bobinas transmissoras ou receptoras, podendo levar o sistema a se tornar instável. Tais desafios, corroboram com a existência de poucos desenvolvimentos considerando atendimento de potências superiores a alguns quilowatts. Embora existam muitos modelamentos teóricos e propostas para os circuitos ressonantes empregados em EVSE, a grande maioria converge para circuitos LC do tipo série ou paralelo, que compõe um sistema ressonante de segunda ordem. Neste trabalho, o emprego do circuito ressonante série e paralelo foi proposto, principalmente por possuir menor suscetibilidade à variação de carga, uma vez que o processo de restabelecimento de carga em uma bateria apresenta elevada faixa de variação de carga.

As topologias de conversores de potência empregadas em EVSE, conforme levantamento do estado do conhecimento considerando a operação com características bidirecionais, acabam recaindo para as topologias *Half-Bridge* ou *Full-Bridge*. As escolhas são norteadas pela capacidade de operação na faixa das dezenas ou centenas de quilowatts de potência, que ao ser dividida em quatro ou mais interruptores diminui

a dependência dos elementos reativos (capacitores e indutores), porém em contrapartida apresenta distorções harmônicas e um custo mais elevado.

Neste trabalho optou-se pela combinação de um conversor DAB no *Front End* e um conversor *Full Bridge* no *Rear End*. A adoção ocorreu pelo fato de serem topologias consolidadas no emprego da transmissão de energia de forma bidirecional (flexibilidade e técnicas de modulação e controle), por terem faixa de atuação aderente com a faixa de potência desejada (10 kW) e por permitirem o uso de módulos de potência facilitando a manutenção.

A modulação SPWM foi empregada nos sistemas de controle dos conversores do estágio de entrada (*Front End*), considerando o emprego de compensadores do tipo PI nos sistemas de controle para prover a regulação das tensões, correntes, fator de potência, potências ativas e reativas, a depender do modo de operação. O estágio de saída (*Rear End*), responsável por alimentar o circuito ressonante da transferência sem fios, empregou a modulação por deslocamento de fase (*Phase Shift*) devido a frequência fundamental do sinal modulante já operar em frequência elevada (80 kHz), e, pelo fato do circuito ressonante atuar como um filtro das harmônicas múltiplas.

Os resultados de simulação demonstraram que no modo de carregamento a EVSE é capaz de restabelecer a carga de uma bateria fornecendo 10 kW por meio de transferência de energia sem fio. Porém, para uma perfeita regulação do estado da carga (SOC) o processo ainda requer um conversor CC-CC para esta tarefa, conversor este que normalmente vem embarcado como parte do sistema de controle do veículo.

Na atuação da EVSE no modo gerador distribuído ilhado, foi possível comprovar a capacidade do fornecimento de energia em CA, na ordem de 10 kW, para cargas do tipo linear e não linear. A operação demonstrou a capacidade de regulação de tensão e fator de potência, mesmo frente a distúrbios na carga. Todavia, naturalmente foi comprovada a elevação das distorções harmônicas de tensão e corrente para os casos envolvendo alimentação de carga do tipo não linear.

No modo gerador distribuído conectado à rede, a EVSE foi possível comprovar a capacidade de operação considerando a injeção de potência ativa e reativa na rede, conforme valores de referência estabelecidos, mesmo em condições de operação com desbalanço.

No contexto geral, os desenvolvimentos dos projetos teóricos foram validados por meio das simulações, ratificando o desempenho eficiente da EVSE proposta, tanto no fornecimento de energia da rede CA para a bateria do veículo, bem como no

fornecimento de energia para uma carga linear CA (no modo GD ilhado) e para a rede elétrica CA (V2G, no modo GD conectado), buscando ainda conformidade com requisitos das normas de qualidade de energia.

Desta forma, a EVSE proposta neste trabalho representa uma contribuição no escopo de estações de carregamento de veículos elétricos alimentados por baterias (BEV), equipamento de suma importância considerando as tendências mundiais de estabelecimento de políticas de permissão de tráfego apenas de veículos de emissão zero (BEV) e de integração dos (BEV) em redes inteligentes de energia (V2G/V2H).

Por fim, os trabalhos desta pesquisa estão em evolução, considerando a implementação prática da EVSE para permitir a consolidação dos avanços por meio de resultados práticos.

6 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

Como proposta de trabalhos futuros relacionados com possíveis desdobramentos e consolidação da pesquisa realizada sobre a EVSE proposta neste trabalho, podemos citar:

- Desenvolvimento de protótipo experimental da EVSE para validação dos resultados teóricos;
- Estudo e aplicação de outras estratégias de modulação e de controle, visando a redução da frequência de chaveamento requerida, para possibilitar o uso de interruptores de potência de menor custo e manter a relação de peso e volume esperada para os integrantes dos sistemas ressonantes;
- Avançar na exploração da viabilidade de fornecimento de potência ativa e outros serviços ancilares para a rede, considerando a operação conectada à rede;
- Avançar na exploração e na aplicação de outras teorias de potência modernas, tais como, a Teoria da Potência Conservativa (CPT), especialmente nos modos de operação como gerador distribuído conectado à rede, permitindo melhoria na operação frente a condições de desbalanço e desequilíbrio na rede.

7 BIBLIOGRAFIA

- [1] E. Barassa, “Trajetória Tecnológica do Veículo Elétrico: Atores, Políticas e Esforços Tecnológicos no Brasil,” Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Instituto de Geociências, Campinas, 2015.
- [2] H. Moraes, F. Consoni e E. Barassa, “Conhecimento Científico e Tecnológico para o Veículo Elétrico no Brasil: uma Análise a Partir das Instituições de Ciência e Tecnologia e seus Grupos de Pesquisa,” *Desafio Online*, vol. 4, nº 2, pp. 100-115, 2016.
- [3] C. H. R. d. Carvalho, “Emissões relativas de poluentes do transporte motorizado de passageiros nos grandes centros urbanos brasileiros,” IPEA - Instituto de Pesquisa Econômica Aplicada, <http://www.ipea.gov.br>, 2011.
- [4] “Pesquisa FAPESP,” [Online]. Available: <https://revistapesquisa.fapesp.br/a-ascensao-dos-eletricos/>. [Acesso em 15 Dezembro 2019].
- [5] T. E. O. Calçado, “Estudo Preliminar de Implantação de Estações de Recarga de veículos Elétricos no Centro de Tecnologia da UFRJ,” Projeto de Graduação – UFRJ - Escola Politécnica - Curso de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, 2015.
- [6] Fleetcarma. [Online]. Available: <https://www.fleetcarma.com/2018-electric-vehicle-range-comparison>. [Acesso em 03 Março 2020].
- [7] R. Rodrigues, “Webmotors,” [Online]. Available: <https://www.webmotors.com.br/wm1/comparativos/eletrico-x-combustao-as-vantagens-de-cada-um>. [Acesso em 01 Junho 2020].

- [8] EVbox. [Online]. Available: <https://evbox.com/en/electric-cars>. [Acesso em 12 Dezembro 2019].
- [9] A. Ahmad, Z. A. ZKhanb, M. S. Alama e S. Khateebc, "A Review of the Electric Vehicle Charging Techniques, Standards, Progression and Evolution of EV Technologies in Germany," *Smart Science*, vol. 6, nº 1, pp. 36-53, 2018.
- [10] A. V. J. S. Praneeth e S. S. Williamson, "A Review of Front End AC-DC Topologies in Universal Battery Charger for Electric Transportation," em *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Long Beach, CA, USA, 13-15 Jun. 2018.
- [11] G. Aiello, M. Cacciato, S. Messina e M. Torrisi, "A High Efficiency Interleaved PFC Front – End Converter for EV Battery Charger," *Communications - Scientific Letters of the University of Zilina*, 20(1), 86-91. Retrieved from <http://komunikacie.uniza.sk/index.php/communications/article/view/52>, vol. 20, nº 1, Mar. 2018.
- [12] A. Praneeth, L. Patnaik e S. S. Williamson, "Boost-Cascaded-by-Buck Power Factor Correction Converter for Universal On-Board Battery Charger in Electric Transportation," *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, USA, 2018.
- [13] M. Bojrup, P. Karlsson, M. Alakula e B. Simonsson, "A Dual Purpose Battery Charger for Electric Vehicles," Department of Industrial Electrical Engineering and Automation - Lund Institute of Technology, Sweden, 1998.
- [14] A. Meintz et al, "Enabling fast charging: Vehicle considerations," *Journal of Power Sources, ELSEVIER*, nº 367, pp. 216-227, 2017.

- [15] IEC Commission, International Electrotechnical, “IEC 62196-2 - Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles,” IEC Copyright, Genebra, Suíça, 2016.
- [16] IEC Commission, International Electrotechnical, “IEC 61851 - Electric vehicle conductive charging system,” IEC Copyright, Genebra, Suíça, 2017.
- [17] ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, “IEC 62196-1 Ed. 2.0 b - Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículo elétrico e Plugues fixos de veículos elétricos — Recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais,” ABNT/CB-003 Eletricidade, 2013.
- [18] M. Jorgetto, “Transmissão Indutiva de Energia Eletromagnética Sem Fios, para Aplicações em Postos de Abastecimento de Veículos Elétricos Puros: Modelação para o Elemento Eletromagnético,” Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Area de Conhecimento: Automação, 2015, Ilha Solteira, 2015.
- [19] M. Yilmaz e P. T. Krein, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 5, pp. 2151-2169, Mai. 2013.
- [20] “CLEAN TECHNICA, Now Is The Time To Keep Your Smart Grid A Team Together.,” [Online]. Available: TECHNICA, Now Is The Time To Keep Your Smart Grid A Team Together. Disponível em: <<http://cleantechnica.com/2015/02/05/now-time-keep-smart-grid-team-together>>. [Acesso em 10 Março 2016].
- [21] X. Zhou et al, “Multi-function bi-directional battery charger for plug-in hybrid electric vehicle application,” em *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, USA, 20-24 Set.2009, pp. 3930-3936.

- [22] D. Howell et al, "Enabling Fast Charging: A Technology Gap," Office of Energy Efficiency & Renewable Energy, U.S. Department of Energy, United States, 2017.
- [23] M. Zeraoulia, M. Benbouzid e D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, nº 6, pp. 1756-1764, Nov. 2006.
- [24] R. M. Pindoriya, B. S. Rajpurohit, R. Kumar e K. N. Srivastava, "Comparative analysis of permanent magnet motors and switched reluctance motors capabilities for electric and hybrid electric vehicles," em *IEEMA Engineer Infinite Conference (eTechNxT)*, New Delhi, India., 13-14 Mar. 2018, pp. 1 - 5.
- [25] J. Cao e A. Emadi, "Batteries need electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, nº 1, pp. 27-35, Mar. 2011.
- [26] O. Tremblay, L. Dessaint e A. Dekkiche, "A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles," em *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Arlington, TX, USA, 9-12 Set. 2007, pp. 284-289.
- [27] "Cell, Module, and Pack for EV Applications," Automotive Energy Supply Corporation, [Online]. Available: http://www.eco-aesc-lb.com/en/product/liion_ev/. [Acesso em 05 Nov. 2017].
- [28] S. Ahmed et al, "Enabling fast charging: A battery technology gap assessment," *Journal of Power Sources, ELSEVIER*, nº 367, pp. 250-262, 2017.
- [29] S. Kumar e A. Usman, "A Review of Converter Topologies for Battery Charging Applications in Plug-in Hybrid Electric Vehicles," em *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Portland, OR, USA, Sep. 2018, pp. 1-9.

- [30] SAE - Society of Automotive Engineers, "SAE J1772 - Electric Vehicle Conductive Charge Coupler," SAE International, 2017.
- [31] C. Botsford e A. Szczepanek, "Fast Charging vs. Slow Charging: Pros and cons for the New Age of Electric Vehicles," em *EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium*, Stavanger, Norway, May 13-16, 2009.
- [32] Society of Automotive Engineers, "SAE J1772 - Electric Vehicle Conductive Charge Coupler," 2017.
- [33] "Byd Company," [Online]. Available: <https://bydcompany.wordpress.com/2011/07/22/byd-charging-station/>. [Acesso em 19 Dez. 2018].
- [34] "Charge Hub," [Online]. Available: <https://chargehub.com/en/electric-car-charging-guide.html>. [Acesso em 20 Dez. 2018].
- [35] I. E. Commission, "IEC 61851 - Electric vehicle conductive charging system," 2017.
- [36] J. Nisewanger, "How does 800V charging work?," Electric Revs - Electric Vehicle Review, News, and Analysis, [Online]. Available: <https://electricrevs.com/2018/04/10/how-does-800v-charging-work/>. [Acesso em 20 Mar. 2019].
- [37] "China Is Developing New GB/T Fast Charging Standard At 900 kW," INSIDEEVs, [Online]. Available: <https://insideevs.com/china-new-gb-t-fast-charging-standard-900-kw/>. [Acesso em 21 Mar. 2019].
- [38] J. Nisewanger, "J1772 updated to 400A DC at 1000V," Electric Revs - Electric Vehicle Review, News, and Analysis, 21 Mar. 2018. [Online]. Available: <https://electricrevs.com/2018/03/21/j1772-updated-to-400a-dc-at-1000v/>. [Acesso em 2019 Mar. 15].

- [39] T. C. Martin e N. Tesla, *The Inventions, Researches and Writings of Nikola Tesla, with Special Reference to His Work in Polyphase Currents and High Potential Lighting*, New York, NY, USA: The Electrical Engineer, 1894.
- [40] A. Banerji et al, "Wireless Transfer of Power: Status and Challenges," em *2016 International Conference on Intelligent Control Power and Instrumentation (ICICPI)*, Kolkata, India, Oct. 2016, pp. 251-257.
- [41] T. Biswas, P. Ghosh, B. Manna, A. Banerji e S. K. Biswas, "Non-radiative wireless power transfer using inductive resonance coupling," em *2017 IEEE Calcutta Conference (CALCON)*, Kolkata, India, Dec. 2017, pp. 479-483.
- [42] S. Y. R. Hui, W. Zhong e C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 9, pp. 4500 - 4511, 2014.
- [43] A. Waser, "Nikola Tesla's Wireless Systems," 2000. [Online]. Available: <http://www.andre-waser.ch/Publications/NikolaTeslasWirelessSystems.pdf>. [Acesso em 12 Out. 2018].
- [44] G. H. Shibukawa, E. E. Goveia, R. Andreola e E. C. M. Silva, "Transmissão de Energia Sem Fio: Estudo por Indução Eletromagnética e Acoplamento Magnético Ressonante," Mostra Interna de Trabalhos de Iniciação Científica da Unicesumar, Maringá, 2016.
- [45] W. Souza, "Análise experimental da transmissão de energia sem fios por modos ressonantes," Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Uberlândia, 2016.

- [46] S. Hui, "Wireless Power Transfer: A Brief Review & Update," em *2013 5th International Conference on Power Electronics Systems and Applications(PESA)*, Hong Kong, China, Dec. 2013, pp. 1-4.
- [47] A. Foote e O. C. Onar, "A review of high-power wireless power transfer," em *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, 22-24 Jun. 2017, pp. 234 - 240.
- [48] D. B. Chaves e N. B. Chagas, "Características e Comportamentos do Efeito Pelicular," em *Anais do 8º Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão – Universidade Federal do Pampa*, Bagé, Rio Grande do Sul, 2016.
- [49] K. Shores, "Model Railroad Wire Ampacity Derivation," Sumida Crossing, [Online]. Available: <http://www.sumidacrossing.org/LayoutElectricity/MRRWire/WireAmpacityDerivation/>. [Acesso em 08 Mar. 2019].
- [50] S. D. Barman, A. W. Reza e N. Kumar, "Coupling Tuning Based Impedance Matching for Maximum Wireless Power Transfer Efficiency," *Journal of Computer Science & Computational Mathematics*, vol. 6, nº 4, Dez. 2016.
- [51] R. Bosshard, U. Iruretagoyena e J. W. Kolar, "Comprehensive Evaluation of Rectangular and Double-D Coil Geometry for 50 kW/85 kHz IPT System," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, nº 4, pp. 1406 - 1415, Dez. 2016.
- [52] M. F. C. Jorgetto, "TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA ELÉTRICA EM SISTEMA DE ABASTECIMENTO DE VEÍCULO ELÉTRICO PURO," Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista de Engenharia de Ilha Solteira., Ilha Solteira, SP, 2018.
- [53] S. Dusmez, A. Cook e A. Khaligh, "Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric

Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, nº 8, pp. 3475-3489, Aug. 2012.

- [54] H. G. Ganzenmuller e F. A. S. Gonçalves, “Revisão de Sistemas de Carregamento de Veículos Elétricos,” em *CBQEE - Conferência Brasileira Sobre da Qualidade de Energia Elétrica*, São Caetano - SP, 2019.
- [55] SAE - Society of Automotive Engineers, “SAE J1773 - Electric Vehicle Inductively Coupled Charging,” SAE International, 2014.
- [56] SAE - Society of Automotive Engineers, “SAE J2954 - Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology,” SAE - International, 2011.
- [57] U. K. Madawala, “Advances in Wireless Power Transfer Technologies for EV charging Part B : V2G Applications,” em *COBEP - 15th Brazilian Power Eletronics Conference & 5th Southern Power Eletronics Conference* , Santos/SP, 2019.
- [58] X. Zhou, S. Lukic, S. Bhattacharya e A. Huang, “Design and control of grid-connected converter in bi-directional battery charger for Plug-in hybrid electric vehicle application,” em *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Dearborn, MI, USA, 7-10 Set. 2009.
- [59] B. Singh et al., “A review of single-phase improved power quality ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 962-981, Oct 2003., vol. 50, nº 5, pp. 962 - 981, Out. 2003.
- [60] J. W. Kolar e J. Mühlethaler, “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems,” em *IMPEMC - Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich (www.pes-publications.ee.ethz.ch)*, Zurich, Swiss, 2012.
- [61] M. Kashima, “Projeto de um Inversor Bidirecional Aplicado em Carregadores de Veículos Elétricos para Configuração G2V E V2G,”

Projeto de Graduação UFRJ - Escola Politécnica - Curso de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, RJ, 2018.

- [62] M. S. Chinthavali, "Isolated Wired and Wireless Battery Charger with Integrated Boost Converter for PHEV and EV Applications," Applications. " PhD diss., University of Tennessee, Tennessee, Knoxville, 2015.
- [63] M. C. Ancuti, M. Svoboda, S. Musuroi, A. Hedes e N.-V. Olarescu, "Boost PFC converter versus bridgeless boost PFC converter EMI analysis," em *International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, Craiova, Romania, 23 - 25, Out. 2014.
- [64] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência: Circuitos, dispositivos e aplicações.*, São Paulo: Makron Books, 1999.
- [65] J. H. Kim, D. Lee, H. Choi e B. Cho, "High performance boost PFP (power factor pre-regulator) with an improved ZVT (zero voltage transition) converter," em *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, Anaheim, CA, USA, USA, 4-8 Mar. 2001.
- [66] R. Rasoulinezhad, A. Abosnina e G. Moschopoulos, "A novel AC-DC interleaved ZCS-PWM boost converter," em *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, USA, 4-8 Mar. 2018.
- [67] M. Pahlevaninezhad et al., "A ZVS Interleaved Boost AC/DC Converter Used in Plug-in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 8, pp. 3513 - 3529, Aug. 2012.
- [68] N. Jain, P. K. Jain e G. Joos, "A zero voltage transition boost converter employing a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, nº 1, pp. 130 - 139, Jan. 2004.

- [69] S. Dusmez, A. Cook e A. Khaligh, "Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, nº 8, pp. 3475-3489, Aug. 2012.
- [70] J. Jiang, Y. Bao e L. Wang, "Topology of a Bidirectional Converter for Energy Interaction between Electric Vehicles and the Grid," *Energies*, nº 7, p. 4858–4894, 2014.
- [71] K. M. Tan, V. K. Ramachandaramurthy e J. Y. Yong, "Bidirectional battery charger for electric vehicle," em *IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 20-23 Mai. 2014, pp. 406-411.
- [72] M. Yilmaz e P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 5, pp. 2151 - 2169, Mai. 2013.
- [73] D. S. B. Weerasinghe, U. K. Madawala, D. L. Thrimawithana e D. M. Vilathgamuwa, "A three-phase to single-phase matrix converter based bi-directional IPT system for charging electric vehicles," em *IEEE ECCE Asia Downunder*, Melbourne, VIC, Australia, 3-6 Jun.2013, pp. 1240 - 1245.
- [74] M. Bojarski, E. Asa, K. Colak e D. Czarkowski, "A 25 kW industrial prototype wireless electric vehicle charger," em *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 20-24 Mar. 2016, pp. 1756 - 1761.
- [75] J. M. Miller, O. C. Onar e M. Chinthavali, "Primary-Side Power Flow Control of Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Charging," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, nº 1, pp. 147 - 162, 22 Dec. 2014.

- [76] O.C. Onar et al, "A High-Power Wireless Charging System Development and Integration for a Toyota RAV4 Electric Vehicle," em *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, MI, USA, 27-29 Jun. 2016, pp. 1 - 8.
- [77] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, New York, US: Wiley, 1995.
- [78] O.C. Onar et al, "A SiC MOSFET Based Inverter for Wireless Power Transfer," em *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, 16-20 Mar. 2014, pp. 1690-1696.
- [79] R. Bosshard, "Multi-Objective Optimization of Inductive Power Transfer Systems for EV Charging," PhD diss. ETH Zurich, Zurich, Switzerland, 2015.
- [80] H. Li et al, "Influences of Device and Circuit Mismatches on Paralleling Silicon Carbide MOSFETs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 1, pp. 621 - 634, Jan. 2016.
- [81] Q. Haihong et al, "Influences of circuit mismatch on paralleling silicon carbide MOSFETs," em *12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Siem Reap, Cambodia, 18-20 Jun. 2017, pp. 556 - 561.
- [82] X. Li et al, "Coupling coefficient identification for maximum power transfer in WPT system via impedance matching," em *IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer*, Knoxville, TN, USA, 4-6 Out. 2016, pp. 27 - 30.
- [83] Y. Su et al, "Steady-State Load Identification Method of Inductive Power Transfer System Based on Switching Capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 11, pp. pp. 6349-6355, Nov. 2015.

- [84] V. Raveendran, N. N. Krishnan e M. G. Nair, "Vehicle-to-grid support by electric vehicle charging stations operated at airports and metro rail stations," em *International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, Kollam, India, 21-23 Dec. 2017, pp. 1 - 6.
- [85] F. P. Marafão e J. F. R. Negreti., "Filtros de Potência Ativo (Topologias, Projetos e Análise).," UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"., Sorocaba, 2008.
- [86] YAZDANI, Amirnaser; IRAVANI, Reza, "Voltage-Sourced Converters in Power Systems – Modeling, Control and Applications," Wiley, IEEE press.
- [87] F. O. Martinz, "Estudo de estratégias de rastreamento da corrente e da tensão de saída CA de um conversor do tipo fonte de tensão.," Dissertação (Mestrado em Sistemas de Potência) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.
- [88] Á. J. Rodrigues, "Estudo comparativo de estratégia de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia.," Dissertação (Mestrado em Sistemas de Potência) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010.
- [89] M. Grenier, "Design of an On-board Charger for Plug-in Hybrid Electrical Vehicle (PHEV)," Dissertação de M.Sc. – Chalmers University Of Technology., Göteborg, Sweden, 2009.
- [90] M. G. Simes e F. A. Farret, "DIGITAL PROCESSING TECHNIQUES APPLIED TO POWER ELECTRONICS," em *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*, Wiley-IEEE Press, 2017.
- [91] MARAFÃO, F.P.; DECKMANN, S.M., POMILHO, J.A. E MACHADO, R.Q., "A software-Based PLL Model: Analysis and Applications," In

Proceedings of the 11th Brazilian Automatic Control Conference (CBA), Vol. I, São Paulo.

- [92] “Automotive Energy Supply Corporation. Cell, Module, and Pack for EV Applications,” [Online]. Available: http://www.eco-aesc-lb.com/en/product/liion_ev/. [Acesso em 25 Fevereiro 2019].
- [93] IEC Commission, International Electrotechnical, “CEI/IEC 61000-3-2: ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) – Part 3-2: Limits – LIMITS FOR HARMONIC CURRENT EMISSIONS (EQUIPMENT INPUT CURRENT <16A PER PHASE).,” IEC Copyright, Genebra, Suíça, 2000.
- [94] I. E. IEC Commission, “CEI/IEC 61000-2-2: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-2: Environment – Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems,” IEC Copyright, Genebra, Suíça, 2002.
- [95] Society IEEE Power and Energy, “IEEE 519: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” IEEE, 2014.
- [96] A. N. d. E. E. -. ANEEL, “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica,” ANEEL, Brasil, 2020.
- [97] IEC Commission International Electrotechnical, “CEI/IEC 61000-3-4: ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) – Part 3-4: Limits – LIMITS FOR HARMONIC CURRENT EMISSIONS (EQUIPMENT INPUT CURRENT >16A PER PHASE).,” IEC Copyright, Genebra, Suíça, 1998.