



CONVERSOR MULTINÍVEL TIPO ESCADA COM GERENCIAMENTO
INTEGRADO DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Paulo Gentil Gibson Fernandes

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador(es): Luis Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro
Dezembro de 2016

CONVERTOR MULTINÍVEL TIPO ESCADA COM GERENCIAMENTO
INTEGRADO DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Paulo Gentil Gibson Fernandes

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr. -Ing

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing

Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D.Sc.

Profa. Maria Dias Bellar, Ph.D.

Prof. João Onofre Pereira Pinto, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

DEZEMBRO DE 2016

Fernandes, Paulo Gentil Gibson

Conversor Multinível tipo Escada com Gerenciamento Integrado de Baterias para Veículos Elétricos / Paulo Gentil Gibson Fernandes. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2016.

XII, 151 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2016.

Referências Bibliográficas: p. 109-121.

1. Conversores Multinível. 2. Veículos Elétricos. 3. Equalização de Energia. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família, em especial à Carla, por ter me dado o apoio necessário a construção deste trabalho. Ao prof. Rolim, meu orientador, por ter me guiado de maneira excepcional. Ao amigo Daniel por seus valiosos conselhos e a toda equipe que ajudou na montagem do equipamento.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

CONVERSOR MULTINÍVEL TIPO ESCADA COM GERENCIAMENTO INTEGRADO DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Paulo Gentil Gibson Fernandes

Dezembro/2016

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Os veículos elétricos estão se tornando cada vez mais populares devido a possibilidade de uso de recursos energéticos renováveis e assim propor uma forma de transporte sustentável. Entretanto, os carros elétricos ainda precisam melhorar tanto no sistema de baterias quanto no sistema de propulsão de forma a competir com os automóveis atuais. Esta tese propõe uma integração do sistema de tração do motor ao gerenciador de baterias e para isso adota a topologia nomeada Conversor Multinível tipo Escada (LMC, *Ladder Multilevel Converter*) como uma solução mais compacta do que as topologias tradicionais, como os Conversores Multinível em Cascata (CHB, *Cascaded H-Bridge Converter*). Como a estrutura utiliza menos chaves, a equalização das células torna-se mais complexa e um algoritmo é também proposto como solução. Finalmente, um protótipo é construído e testes sugerem ser viável a utilização do conversor de maneira bidirecional, equalizando as células tanto no acionamento do motor, quanto na conexão com a rede elétrica.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

LADDER MULTILEVEL CONVERTER WITH INTEGRATED BATTERY
MANAGEMENT SYSTEM FOR ELECTRIC VEHICLES

Paulo Gentil Gibson Fernandes

December/2016

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

Electrical Vehicles use energy systems that can be related with renewable resources like solar, wind and biomass. Unfortunately, electric cars still need to improve efficiency from the point of view of the battery and propulsion system. This thesis presents a reduced part-count topology called Ladder Multilevel Converter (LMC) that can improve both the traction and the battery management system while integrating each other. As the topology uses less switches than other traditional topologies like Cascaded Multilevel Converter (CHB), the equalization system is more complex and an algorithm is proposed as a solution. Also, this converter creates a possibility to interact with the grid network controlling the current flowing in and out of the system. Prototype test results suggest that the inverter can be used in electric vehicles equalizing the energy in both for traction and grid connection.

SUMÁRIO

Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1 Estrutura do Texto	6
Capítulo 2 - O Contexto: Veículos Elétricos e V2G	8
2.1 Tipos de Veículos Elétricos	8
2.2 V2G, Conexão do Veículo à Rede Elétrica	11
2.3 Infraestrutura de Recarga.....	13
2.4 Conclusões Parciais	15
Capítulo 3 – Carregamento de Baterias.....	17
3.1 Carregamento das Células de Lítio	17
3.2 Modelo Elétrico da LFP (LiFePO4)	20
3.3 Estimações do estado da carga (SOC)	21
3.4 Considerações da LFP para o Equalizador	24
3.5 Influência do <i>Ripple</i> de corrente nas células.....	25
3.6 Sistemas de Gerenciamento de Baterias (BMS).....	26
3.6.1 Equalizadores Resistivos	27
3.6.2 Equalizadores capacitivos.....	28
3.6.3 Equalizadores indutivos e a transformadores	28
3.6.4 Equalizadores Modulares	30
3.7 Conclusões Parciais	34
Capítulo 4 – Topologia de inversores multinível para propulsão e equalização.....	36
4.1 Inversores tradicionais	37
4.2 Conversor Multinível em Cascata.....	38
4.3 Conversores Multinível Compactos (número reduzido de chaves).....	41
4.3.1 Conversor compacto tipo I	41
4.3.2 Conversor compacto tipo II.....	43
4.3.3 Conversor compacto Tipo III	45
4.3.4 Conversor compacto Tipo IV	46
4.3.5 Conversor compacto Tipo V.....	47
4.4 Conclusões Parciais	48
Capítulo 5 – Conversor Escada e Técnicas de Modulação.....	50
5.1 Conversor Multinível Escada (LMC)	50
5.2 Comparação de chaves nos conversores compactos.....	55
5.3 Métodos de Modulação.....	56

5.3.1	Modulação por Vetores Espaciais (SVC).....	58
5.3.2	Eliminação Seletiva de Harmônicos (SHE).....	59
5.3.3	SPWM (PWM Senoidal Multinível)	60
5.4	Análise de Harmônicos para SPWM e SHE.....	62
5.5	Conclusões Parciais	67
Capítulo 6 – Balanceamento de carga		68
6.1	Equalização na topologia CHB	71
6.1.1	Simulações do balanceamento no CHB	73
6.2	Equalização na topologia Multinível Escada.....	78
6.2.1	Simulação do balanceamento em Multinível Escada	83
6.3	Conclusões Parciais	89
Capítulo 7 – Validação Experimental.....		90
7.1	Arquitetura do conversor	90
7.2	Metodologia de Testes	95
7.3	Resultados obtidos	97
7.3.1	Qualidade na forma da saída	97
7.3.2	Controle da conexão com a rede.....	100
7.3.3	Equalização no carregamento	102
7.3.4	Equalização no acionamento do motor.....	103
7.4	Conclusões parciais.....	104
Capítulo 8 – Conclusão		107
8.1	Contribuições	107
8.2	Trabalhos futuros	108
Referências		109
Apêndice A comparação dos tipos de baterias		122
Apêndice B topologias de conversores multinível tradicionais		128
Apêndice C Estudo da eliminação de harmônicos		139
Apêndice D Códigos matlab para she e thd.....		145
Anexo 1 Especificações da Bateria LFP.....		151

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Inversor trifásico CHB, conexões ao motor, rede e carregador CC.....	5
Figura 2.1 Integração de diferentes domínios formando a <i>Smart Grid</i>	12
Figura 3.1 Curva típica para carregamento das baterias de LFP.	18
Figura 3.2 Comparação de carregamento entre LFP e Chumbo-ácido.....	19
Figura 3.3 Perda de capacidade ao longo dos ciclos de carga e descarga	20
Figura 3.4 Modelo elétrico da célula de Íons de Lítio.....	21
Figura 3.5 Curva OCV em função do SOC para carga e descarga.....	23
Figura 3.6 Balanceamento passivo resistivo.	27
Figura 3.7 Equalizadores capacitivos. Capacitor chaveado	28
Figura 3.8 Equalizadores indutivos..	29
Figura 3.9 Equalizadores com transformadores.	30
Figura 3.10 BMS modular com células conectas em série.....	31
Figura 3.11 Carregador equalizador modular Buck/Boost.....	32
Figura 3.12 Equalizador a conversor multinível com ponte completa.	33
Figura 4.1 BMS independente ao Inversor trifásico tradicional de dois níveis.....	38
Figura 4.2 Forma geral conversor multinível CHB trifásico.....	39
Figura 4.3 Conversor CHB de cinco níveis.....	40
Figura 4.4 Conversor compacto tipo I (híbrido).....	42
Figura 4.5 Conversor compacto tipo II.....	44
Figura 4.6 Conversor compacto tipo III	45
Figura 4.7 Conversor compacto tipo IV	46
Figura 4.8 Conversor compacto tipo V	48
Figura 5.1 Circuito CHB em cascata com dois módulos (5 níveis).	50
Figura 5.2 Circuito CHB com dois módulos (redesenhado).	52
Figura 5.3 Conversor compacto Escada proposto, com 5 níveis.....	53
Figura 5.4 Formas de associação das células no LMC.....	53
Figura 5.5 Conversor compacto LMC proposto, forma generalizada.	54
Figura 5.6 Tensão de saída do conversor sete níveis.....	58
Figura 5.7 Diagrama de vetores para a modulação SVC.....	59
Figura 5.8 Ângulos de disparo α_1 , α_2 e α_3 do conversor de sete níveis.	60
Figura 5.9 Tipos de modulação multinível PWM.	61
Figura 5.10 Conversor sete níveis.Tipos de Modulação.	62
Figura 5.11 Análise de frequências da tensão de saída do conversor de sete níveis.....	64
Figura 6.1 Conversor de cinco níveis SHE com alternância de células.	69
Figura 6.2 Conversor de sete níveis PWM com alternância de células.....	70
Figura 6.3 Ângulos disparo α_m do conversor de sete níveis	72
Figura 6.4 Esquema do conversor CHB de 17 níveis simulado no Simulink.	73
Figura 6.5 Simulação de descarga das células no conversor CHB.....	75
Figura 6.6 Simulação de carga das células no conversor CHB.	76
Figura 6.7 Exemplo de defasagem entre tensão.	76
Figura 6.8 Carregamento da célula em função da tensão e corrente na saída.	77
Figura 6.9 Exemplo de corrente na saída está defasada de $+30^\circ$ em relação a tensão ...	78

Figura 6.10 Estrutura geral do conversor multinível Escada.....	78
Figura 6.11 Exemplo de estado proibido.....	79
Figura 6.12 Fluxograma do algoritmo proposto.....	83
Figura 6.13 Conversor LMC conectado à uma fonte de corrente para simulação.	84
Figura 6.14 Tensão de saída (azul) e corrente (laranja) da simulação 1.	84
Figura 6.15 Tensão dos capacitores na simulação 1.....	85
Figura 6.16 Conexão do conversor LMC com a rede utilizando o filtro L1.	85
Figura 6.17 Tensão de saída, tensão da rede e corrente na simulação 2.	86
Figura 6.18 Tensão dos capacitores na simulação 2.....	86
Figura 6.19 Tensão dos capacitores na simulação 3.....	87
Figura 6.20 Corrente de uma célula durante a simulação 1.....	88
Figura 7.1 Diagrama de blocos do conversor CHB (M=8).	91
Figura 7.2 Placa de controle central do conversor.	92
Figura 7.3 Esquema de ligações em um módulo.	92
Figura 7.4 Conversor construído contendo oito células de Lítio.....	93
Figura 7.5 Esquemático de disparo do circuito meia ponte que compõe módulo.	94
Figura 7.6 Circuito de teste do conversor, conexão com a rede e motor de indução.	96
Figura 7.7 Ambiente de teste, conversor, analisadores, transformador e filtro.	96
Figura 7.8 Defasagem entre tensão da rede e saída do conversor de +90 graus.	97
Figura 7.9 Forma de onda do conversor acionando um motor monofásico.	98
Figura 7.10 Análise dos harmônicos da saída com 17 níveis.....	99
Figura 7.11 Pontos de medição no circuito quando conectado à rede elétrica.....	100
Figura 7.12 Variação da corrente em função da diferença de fase.....	101
Figura 7.13 Tensão das células do conversor durante a carga das baterias.....	102
Figura 7.14 Tensão das células do conversor durante o acionamento do motor.	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Comparação de eficiência entre os veículos.....	9
Tabela 2.2 Padrões de carregadores	14
Tabela 2.3 Tempo de carga para diferentes veículos e padrões de carregadores	15
Tabela 3.1 Métodos de estimação da carga em baterias de Lítio.	23
Tabela 4.1 Estados e saída de um módulo.....	40
Tabela 4.2 Estados do conversor compacto tipo I.....	42
Tabela 4.3 Estados do módulo 1 do conversor tipo II.....	44
Tabela 4.4 Estados do módulo 1 do conversor tipo III.....	45
Tabela 4.5 Estados do módulo 1 do conversor tipo IV	47
Tabela 4.6 Estados do módulo 1 do conversor tipo V.....	48
Tabela 5.1 Estados de saída do conversor LMC de dois módulos	54
Tabela 5.2 Quantidade de componentes em função dos níveis (n)	56
Tabela 5.3 THD estimado em diferentes técnicas de modulação.....	64
Tabela 5.4 THD para tensões moduladas e filtradas com diferentes degraus.	66
Tabela 6.1 Valores iniciais para tensão dos capacitores.....	74
Tabela 6.2 Soluções dos estados proibidos gerados em B^*	80
Tabela 6.3 Valores iniciais de tensão dos capacitores nos ciclos da simulação 3.....	87
Tabela 7.1 Valores de THD obtidos para o conversor construído.	99

LISTA DE EQUAÇÕES

(3.1)	21
(3.2)	22
(5.1)	51
(5.2)	51
(5.3)	51
(5.4)	51
(5.5)	51
(5.6)	53
(5.7)	53
(5.8)	54
(5.9)	55
(5.10)	58
(5.11)	58
(5.12)	59
(5.13)	60
(5.14)	63
(6.1)	71
(6.2)	71
(6.3)	71
(6.4)	71
(6.5)	71
(6.6)	72
(6.7)	74
(6.8)	74
(6.9)	74
(6.10)	80
(6.11)	80
(6.12)	80
(6.13)	81
(6.14)	81
(6.15)	81
(6.16)	81
(6.17)	81
(6.18)	81
(6.19)	81
(7.1)	98
(7.2)	98

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Há mais de um século motores a combustão são empregados como principal conversor da energia dos combustíveis fósseis em mecânica, desempenhando tarefas como transporte, produção industrial, geração de eletricidade, entre outros. A consolidação desta tecnologia deve-se à praticidade encontrada no armazenamento e transporte do combustível. Os veículos a combustão são reabastecidos em minutos e o armazenamento de apenas alguns litros de combustível permite uma autonomia de dezenas de quilômetros.

Entretanto, o uso indiscriminado desta tecnologia, apesar de ter viabilizado uma aceleração no crescimento, agrava diversos problemas ambientais atuais, principalmente a poluição e a geração excessiva de dióxido de carbono (CO_2), o que contribuiu para o aquecimento global. Além disso, o petróleo, principal base para a maioria dos combustíveis é uma fonte que está se tornando cada vez mais escassa e de custo elevado devido à redução de disponibilidade.

A poluição do ar não só provoca aquecimento global, e tanto que em 2014 a WHO (*World Health Organization*) divulgou um relatório que indica que sete milhões de pessoas morreram prematuramente em 2012 devido a problemas provenientes da poluição do ar [1]. Muitos países ainda utilizam o carvão mineral como fonte primária de energia na maior parte de suas usinas elétricas sendo a China um exemplo. Essa forma de geração de energia é mais prejudicial do que outras tecnologias empregadas nas termoeletricas atuais, que usam o gás natural como combustível, apesar de ambas poluírem o ar e serem provenientes de recursos fósseis.

Frente a cenários como este, vários países vêm investindo em pesquisa por fontes renováveis de energia do tipo, por exemplo, solar, eólica, biomassa e hidrelétrica. Estes métodos de extração de energia são menos agressivos ao meio ambiente e menos propensos a escassez. Neste novo panorama, surge a necessidade de existirem conversores de energia de alta potência, eficientes, modulares e inteligentes que são necessários para permitir manipular a energia renovável seja para injetá-la nas redes

elétricas, armazená-la em baterias ou ainda acionar motores. Devem-se criar recursos que viabilizem de fato a substituição da tecnologia baseada em combustíveis fósseis.

Veículos elétricos (VE) são uma alternativa rumo à independência dos combustíveis fósseis nos transportes devido à emissão zero. Eles utilizam motores elétricos (ME) para propulsionar o sistema e são mais eficientes do que a tecnologia atual. Além disso, a energia elétrica usada, quando produzida de forma renovável, torna-se uma alternativa não agressiva ao meio ambiente [2].

Uma barreira tecnológica para difusão dos veículos elétricos encontra-se na forma de armazenamento de energia elétrica. Ainda não existe de forma popularizada uma bateria capaz de competir com um tanque de gasolina de cinquenta litros para mover um automóvel de uma tonelada por mais de quinhentos quilômetros, ser reabastecido em apenas cinco minutos e não se degradar após inúmeros ciclos de operação, sendo um número considerado satisfatório em torno de dez mil ciclos.

Atualmente os carros elétricos possuem baterias que pesam em torno de duzentos e cinquenta quilos e possuem autonomia média de cento e cinquenta quilômetros, como será apontado no Capítulo 2. Quando submetidas à recarga doméstica, o usuário deve aguardar em média três horas para atingir a carga completa se estiver em uma tensão de 240 VAC, porém se utilizar uma carga rápida, normalmente em 400 VDC, a mesma atinge a carga completa em um período que varia de vinte a trinta minutos [3].

Assim, maior desafio dos VE é possuir um sistema energético eficiente e robusto que permita armazenar uma quantidade de energia suficiente para uma autonomia e robustez comparável aos veículos a combustão. Para isso, é necessário um sistema elétrico eficiente e de alta densidade de potência, quimicamente estável, seguro e que permita recarga em poucos minutos.

As baterias mais popularmente utilizadas nos VE são as de íons de Lítio ou as de Chumbo-Ácido. Os motores dos VE operam na faixa de 100 a 400 volts enquanto a tensão de operação dessas baterias é menor, estando na faixa de 2 a 4 volts. Para compatibilizar o sistema de propulsão dos motores dos VE é necessário combinar uma grande quantidade dessas células em série para assim alcançar uma tensão compatível com esses motores. O Chevrolet Volt, por exemplo, possui 288 células de Lítio alcançando uma tensão de mais de 300 volts por fase (motores trifásicos).

As baterias de íons de Lítio convencionais têm se destacado no mercado devido a sua alta densidade, ausência de efeito memória e robustez a ciclos de carga e descarga [4]. Entretanto, essas baterias apresentam uma tolerância baixa a situações extremas. Quando submetidas a condições críticas de sobrecarga, este efeito provoca alta geração de calor, que pode levar a fogo ou até a explosão. Baterias de Lítio baseadas em uma química de Lítio, Ferro e Fosfato (LiFePO₄) estão se difundindo no mercado e contornam esse problema [5]. Elas são mais robustas tanto na questão da segurança, como na potência e vida útil. Assim, apesar de apresentarem densidade de energia mais baixa do que as de Lítio convencionais, são mais propícias em aplicações que exigem altas potências, como é o caso dos veículos elétricos.

A associação série para compatibilizar com a potência e tensão dos motores submete todo o conjunto à mesma corrente. Baterias semelhantes em capacidade, de mesma fabricação e fornecendo a mesma corrente irão apresentar diferentes níveis de carga (SOC, *State of Charge*), mesmo quando iniciadas com a mesma quantidade de energia. No caso da propulsão do motor, a célula que alcançar primeiro a menor tensão permitida irá definir o fim do ciclo de funcionamento. Analogamente, a célula que alcançar a maior tensão irá definir o fim do ciclo de carregamento do conjunto. As tensões de máxima e mínima são chamadas de tensão de corte (*cutoff voltage*).

A simples associação das baterias só permite aumentar a tensão CC, porém os motores dos VE funcionam em corrente alternada (CA). Assim, é necessário um circuito de eletrônica de potência conversor de energia, chamado de inversor. Este conversor é o elemento que sintetiza a forma de onda da tensão com valores instantâneos definidos pelo controlador. O controlador é o circuito que interpreta os sinais que vem do motorista e converte para os sinais que serão recebidos pelo inversor.

Assim, além do inversor, um sistema gerenciador de baterias BMS (*Battery Management System*) é necessário para garantir a melhoria no desempenho dos carros elétricos. Além de proteger as células, a função do BMS é distribuir a energia que entra ou sai uniformizando as tensões ou SOC das células [6]. Estes controladores podem ser ativos ou passivos [7]. Os sistemas passivos dissipam a energia das células mais carregadas, já os ativos, tem a função de distribuir uniformemente pelas células a energia que flui no sistema. Normalmente, os BMS ativos são mais eficientes e de rápida convergência, porém são mais caros e mais complexos. Naturalmente, para otimizar o

desempenho é desejável utilizar uma arquitetura em que cada célula seja monitorada e possa ser inserida ou retirada do circuito de forma independente.

Além do BMS, a melhoria nos conversores de potência também permitirá uma evolução no desempenho do sistema. Inversores multinível (MLI, *Multilevel Inverter*) possuem uma qualidade superior na forma da tensão de saída, o que permite reduzir perdas causadas pela produção de harmônicos, aumentar a vida útil e eliminar a necessidade do uso de filtros e transformadores, tornando o sistema mais eficiente e compacto. Além disso, devido ao uso de múltiplos módulos de menor tensão do que a produzida na saída, é possível utilizar semicondutores de menor custo, mais rápidos e menor resistência equivalente, como por exemplo, chaves MOSFET, o que permite reduzir as perdas de condução e de chaveamento em algumas aplicações.

O MLI tem o objetivo de sintetizar a tensão de saída a partir de múltiplas tensões CC. No caso dos VE, as tensões CC das células de Lítio podem alimentar diretamente o inversor que está conectado ao motor elétrico como mostra a Figura 1.1.

Um inversor multinível ponte completa em cascata (CHB), por exemplo, permite o controle individual de cada célula [8]. Ao incluir uma inteligência ao conversor, isto permite integrar a função do BMS e dispensar o uso de circuito dedicado [9]. Este controlador tem a função de equalizar a energia das células tanto na descarga quando ocorre a propulsão, quanto na carga, quando conectado à rede elétrica ou quando ocorrem frenagens regenerativa e a energia cinética é utilizada para carregar as células. Quando o inversor e o BMS estão integrados em um mesmo circuito, como proposto nesta tese, é possível também injetar a energia na rede elétrica através do controle da fase da tensão de saída em relação à rede. Já no caso de um carregamento rápido em CC, não há necessidade deste controle e o próprio enrolamento do motor pode atuar como filtro, pois sendo a corrente CC, não produz torque no motor.

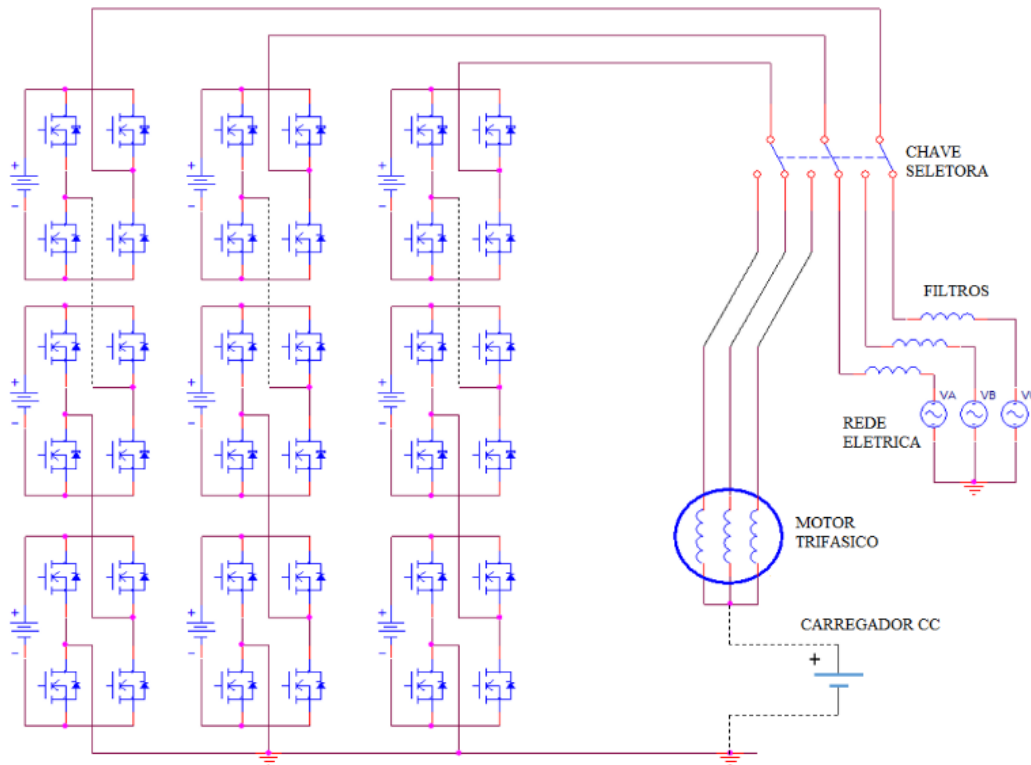


Figura 1.1 Inversor trifásico CHB, conexões ao motor, rede e carregador CC.

Uma contribuição deste trabalho está em propor a utilização de conversores MLI com a função do BMS integrada para a aplicação em VE utilizando a topologia de inversor em cascata, já bastante consolidada para outras aplicações. Para demonstrar esta viabilidade, simulações são realizadas e um protótipo foi construído para verificar experimentalmente os resultados. É objetivo também do trabalho sugerir algoritmos que permitam controlar a carga das células de Lítio individualmente e integrar no mesmo circuito as funções de interface com a rede elétrica e propulsão do motor. Além disso, a arquitetura proposta permite modularidade e escalabilidade para permitir expansão do inversor para centenas de células e atingir potências elevadas que são necessárias nos VE.

Outra contribuição deste trabalho é analisar a aplicação da topologia multinível denominada como conversor multinível Escada (LMC, *Ladder Multilevel Converter*) que é estudada no Capítulo 5 em profundidade. A estrutura possui um número reduzido de chaves e é elaborada a partir da topologia CHB. Para um número de níveis elevado, o conversor possui aproximadamente metade da quantidade de chaves usadas no CHB. Inversores mais compactos reduzem custo e podem aumentar a eficiência. Em contrapartida, o controlador BMS perde a liberdade de ativar as células em qualquer ordem o que torna a equalização de energia mais complexa. Diante dessa limitação, é

proposta uma lógica nomeada algoritmo Escada, que permite equalizar a energia de maneira satisfatória. Para validar a arquitetura proposta de maneira experimental, verificando seu desempenho através de resultados práticos. Foi construído um protótipo de conversor CHB monofásico contendo oito células por fase. Com esse protótipo foi possível avaliar o desempenho do inversor no que se refere a qualidade da tensão de saída, a equalização das células na carga e na descarga, bem como o sincronismo e conexão com a rede elétrica.

Durante este trabalho, foi verificado que já existem estruturas de BMS com topologias semelhantes aos conversores de potência multinível aplicados a sistemas de armazenamento de energia e acionamento de motores que mostram a viabilidade da integração [10]. Ao integrar as funções, torna-se possível realizar um balanceamento de carga contínuo e sofisticado durante o funcionamento do automóvel, carregar as baterias e propulsionar o motor sem a necessidade de circuitos adicionais, o que reduz custos associados à quantidade de componentes eletrônicos e torna o circuito mais compacto.

1.1 Estrutura do Texto

No Capítulo 2 o contexto da aplicação é descrito e são apresentadas as tecnologias para processamento de energia em veículos elétricos e sistemas de carregamento.

No Capítulo 3, tipos de baterias também são explorados no intuito de identificar aquelas que possuem características mais adequadas ao objetivo e são discutidos os requisitos funcionais para carregamento de baterias. As características das células de Lítio são analisadas, os tipos de BMS são estudados e as semelhanças com os conversores multinível são discutidas.

No Capítulo 4 topologias dos conversores multinível são revisadas à luz do objetivo desta tese, que é um conversor bidirecional para acionamento de motor e controle quando conectado à rede elétrica. Este conversor preenche o requisito de ser inteligente, como sugerido no conceito V2G (*Vehicle to Grid* ou “Veículo para a Rede”) [11], proposto em sistemas de Geração Distribuída (GD) e Redes Elétricas Inteligentes (REI), e assim poderia injetar a energia armazenada de volta na rede em momentos oportunos [12]. As características desejadas para o conversor multinível cascata investigado nesta tese são especificadas a seguir:

- Possuir um número reduzido de chaves.
- Gerenciar a energia das células e mantê-las aproximadamente iguais.
- Permitir controlar centenas de células.
- Priorizar o uso das células com melhor desempenho.
- Ser mais eficiente que inversores tradicionais.
- Permitir que todas as células possam ser ativadas para aumento de potência.
- Possibilitar o uso tanto em CC quanto em CA.

No Capítulo 5, equalizadores de energia utilizando inversores multinível são propostos, simulados e os resultados apresentados e discutidos.

No Capítulo 6, a construção de um inversor multinível cascata contendo oito células de Lítio e 32 chaves MOSFET é descrita. A metodologia de validação do conversor é apresentada e os resultados são discutidos. Como será visto nesta tese, o conversor construído em topologia CHB também poderá funcionar como o conversor na topologia Escada, também uma contribuição do trabalho, quando pares de chaves em módulos adjacentes são acionados sempre juntos. Neste modo o conversor torna-se um caso particular do multinível cascata (CHB), o que permite validar a estrutura e o algoritmo de controle proposto utilizando o protótipo construído em ambas topologias.

No Capítulo 7, as considerações finais são apresentadas e propostas de trabalhos futuros são sugeridas.

CAPÍTULO 2 - O CONTEXTO: VEÍCULOS ELÉTRICOS E V2G

Apesar de ser uma invenção antiga, datando do final do século XIX, e possuírem vantagens frente aos veículos a combustão (ICE, *internal combustion engine*), os veículos elétricos (VE) ainda possuem custo elevado e dependem de incentivos do governo para serem inseridos no mercado. Entretanto, desde 2008 este tipo de veículo vem se tornando cada vez mais popular devido ao avanço das baterias e das tecnologias de gerenciamento de energia [13]. Os VE já são encontrados em diversas formas de deslocamento como, por exemplo, bicicletas, motocicletas, automóveis, ônibus entre outras. O crescente aumento de preço do combustível, escassez do petróleo, aumento da poluição e o aquecimento global são fortes agentes que contribuem para pressionar o amadurecimento e popularização desta tecnologia.

2.1 Tipos de Veículos Elétricos

Os VE são classificados em três tipos básicos: veículos elétricos à bateria (BEV, *battery electric vehicles*), veículos elétricos híbridos (HEV, *hybrid electric vehicles*) e veículos elétricos baseados em célula combustível (FCV, *fuel cell vehicles*).

Os BEV são veículos que possuem motor elétrico e somente bateria como fonte de energia e devem ser conectados à rede elétrica para recarga das baterias. A rede pode ser tanto a tomada da residência do usuário como um posto de recarga rápida [14]. A maior vantagem destes automóveis está em não emissão de poluentes localmente (inclusive dióxido de carbono) e eficiência energética para deslocamento. Porém esses veículos normalmente possuem uma autonomia baixa (150 km) e quando submetidos à recarga doméstica, exigem um longo tempo, de três a sete horas, para carregar suas baterias. Nos postos de carga rápida, o tempo é de trinta minutos. O Nissan Leaf e o Mitsubishi MiEV são exemplos de automóveis puramente elétricos já no mercado. Todavia o custo mais alto do que os veículos convencionais, baixa autonomia e longo período de carga ainda dificultam sua popularização.

A Tabela 2.1 exemplifica tamanho das baterias, tempo de carga e autonomia para diferentes tipos de VE no mercado. Uma comparação é realizada ao veículo à combustão convencional, com tanque de cinquenta litros e uma autonomia típica de 500 quilômetros (última linha). Como a gasolina possui uma densidade energética de 42,4 MJ/Kg que é equivalente a 6,5 kWh/l, pode-se então considerar uma energia de 326 kWh para 50 litros [15].

Tabela 2.1 Comparação de eficiência entre os veículos [15].

Modelo	Células	Energia (kWh)	Tempo de Carga	Potência (kW)	Autonomia (km)	Eficiência (km/kWh)
MiEV Mitsubishi	88	16	7h (240V) 14h (120V) 30 min (quick)	47	130	8,1
Fit EV Honda		20	3h (240V) 15h (120V)	92	160	8,0
Spark EV Chevrolet	192	21	20 min (80%) <i>Fast Charge</i>	97	132	6,3
Leaf Nissan	192	24	30 min (80%) <i>Quick Port</i>	80	135	5,6
Roadster Tesla Motors		53	3,5 h (240V)	215	393	7,4
ICE (50 L)		317	5 min	89	500	1,6

Como alternativa à baixa autonomia, os veículos híbridos foram desenvolvidos. São veículos que possuem uma combinação de motor elétrico e motor a combustão sendo assim mais eficientes que os convencionais. Existem dois tipos de híbridos: os não conectáveis a rede elétrica (HEV), um exemplo é o Toyota Prius; e os conectáveis à rede elétrica (PHEV, *plug-in hybrid electric vehicle*), um exemplo é o Chevrolet Volt. Os HEV possuem bateria de pequeno porte e o motor elétrico que tem a função de captar a energia obtida no processo de frenagem do automóvel. Eles também utilizam o motor a combustão como gerador de eletricidade para carregar as baterias. Os modelos PHEV possuem as mesmas funções do HEV, porém suas baterias possuem maior porte e

densidade e os automóveis são capazes de se locomoverem somente com o uso do motor elétrico com uma autonomia em torno de cinquenta quilômetros. A maior vantagem destes veículos seria contribuir para redução de poluentes e o consumo de energia proveniente de combustíveis fósseis. O alto custo inicial da tecnologia ainda é uma barreira para o consumo de massa. Dessa forma, esses automóveis seriam uma solução intermediária para amadurecimento da tecnologia de VE, uma vez que os HEV não eliminam completamente o problema do consumo de combustível fóssil e emissões de gases poluentes.

Os FCV são veículos movidos a eletricidade, mas utilizam a energia gerada através de células a combustível, normalmente usando o hidrogênio (H₂) como fonte de energia [16]. Estas células são responsáveis por realizarem uma reação química entre o H₂ e o oxigênio gerando eletricidade e água e se diferenciam das baterias por necessitarem continuamente do combustível para geração de eletricidade, não armazenando energia. Estes automóveis possuem uma autonomia maior do que os VE e já são encontrados no mercado [17]. Entretanto, devido à dependência de uma infraestrutura de distribuição de hidrogênio e seu alto custo de produção a popularização destes veículos não é uma tarefa trivial. O hidrogênio não é uma fonte primária de energia e sua fabricação é realizada a partir de outras fontes como, por exemplo, a eletrólise da água, que utiliza corrente elétrica para separar o hidrogênio do oxigênio. Processos baseados em combustíveis fósseis são mais eficientes (80%), como por exemplo, a geração a partir do metano. Porém esta libera gases para a atmosfera fazendo com que o processo por eletrólise seja mais adequado por ser potencialmente uma produção limpa e renovável. Além disso, as células a combustível possuem uma vida útil baixa, o que também contribui para que o custo de utilização deste gerador seja alto.

A maioria dos fabricantes de automóveis lançou em 2010 veículos conectáveis a rede elétrica (PEV, *Plug-in Electric Vehicles*), o que evidencia o aumento do interesse em PEV pelos consumidores. Com o crescente número de veículos conectados à rede elétrica, nasce a necessidade de gerenciar a energia e a infraestrutura de distribuição de eletricidade com o objetivo de dimensionar e otimizar seu funcionamento para a nova realidade. Existem projeções que esperam um crescimento do mercado global de 425 mil unidades em 2016 para 2,5 milhões em 2025 [18]. Assim, esta alta quantidade de veículos conectados à rede pode representar uma ameaça à estabilidade e qualidade da mesma

[19], ao se considerar que inúmeros automóveis serão inevitavelmente conectados de forma simultânea [20].

2.2 V2G, Conexão do Veículo à Rede Elétrica

O conceito V2G (*Vehicle to Grid*) introduz a ideia de se controlar a energia fluindo entre o veículo e a rede elétrica de forma bidirecional, atendendo tanto as necessidades dos consumidores quanto das concessionárias [21]. Isto significa que a energia poderia fluir na rede tanto para carregar as baterias dos automóveis quanto para cobrir um surto de demanda local (energia sai das baterias para ser injetada na rede elétrica). Um motorista comum, que utiliza um automóvel para deslocar-se ao trabalho, o mantém parado em 95% do tempo. Com isso, se for considerado que eles estão conectados e carregando, tornam-se sistemas de armazenamento de energia distribuído funcionando como um backup da rede. Uma vantagem seria os automóveis estarem frequentemente com carga completa, quando estacionados, o que configura a possibilidade do usuário se beneficiar ao fornecer energia.

Pode-se dizer que o V2G faz parte de um conceito maior chamado Redes Elétricas Inteligentes (REI), ou *Smart Grids* [22]. A proposta da REI é de integrar várias tecnologias baseadas em sistemas computacionais para tornar o sistema elétrico mais autônomo, confiável, seguro, eficiente, ambientalmente correto e responsivo em tempo real, como mostrado na Figura 2.1 [23]. Algumas tecnologias que viabilizarão as redes inteligentes são: infraestrutura avançada de medição (AMI), sistemas de comunicação, equipamentos de eletrônica de potência inteligentes, microgeração, geração distribuída, precificação dinâmica e V2G [11]. A *Smart Grid* permitirá que o consumidor de energia se transforme também em um fornecedor por utilizar fontes renováveis de geração de energia como painéis solares, geradores eólicos, sistemas de armazenamento de energia [24].

Além de backup para sistema elétrico, o V2G incentiva o usuário a optar por VEs como meio de transporte. Ele poderá fornecer energia ao sistema elétrico quando for conveniente e obter um possível benefício, como, por exemplo, uma redução da tarifa. Assim, o preço de energia irá variar conforme as necessidades de mercado tornando-se mais dinâmico e fiel à realidade do momento.

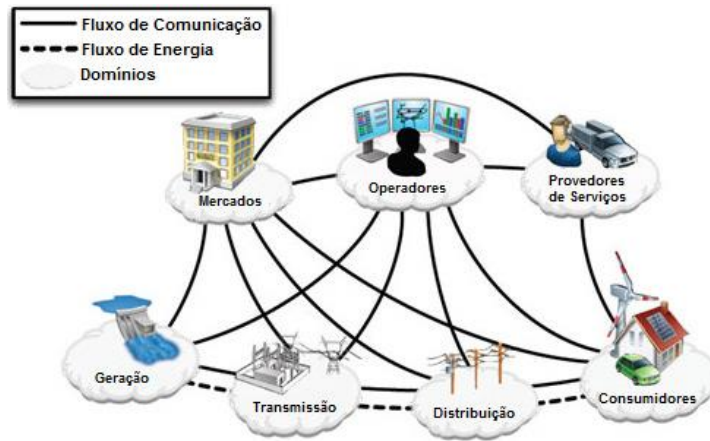


Figura 2.1 Integração de diferentes domínios formando a *Smart Grid* [25].

Por outro lado, o V2G exige uma complexidade no funcionamento da rede. Para que a energia flua de forma bidirecional é necessário que exista um sistema de comunicação entre as redes elétricas e os veículos para controlar e gerenciar a quantidade de energia e sua direção, entrando ou saindo das baterias. Problemas de estabilidade de tensão poderão ser enfrentados caso vários automóveis entrem no modo fornecedor ou consumidor simultaneamente. Como, por exemplo, caso muitos veículos entrem em modo fornecedor, próximos entre si, o sistema elétrico poderá sofrer uma sobretensão, devido ao excesso de fontes geradoras. As Redes Elétricas Inteligentes seriam responsáveis por contornar estas situações gerenciando o fluxo de energia entre os veículos, os consumidores e a geração, tornando o sistema elétrico seguro e confiável.

Uma desvantagem para usuário utilizando o V2G seria o desgaste prematuro da bateria de seu veículo. Como será visto mais a frente, a bateria é um fator crítico ao VE e é sensível à quantidade de ciclos de carga e descarga, degradando-se conforme este número aumenta. Como o V2G se caracteriza por uma contínua troca de energia entre a rede elétrica e os veículos, as baterias sofrerão mais ciclos de carga e descarga quando utilizam este recurso. Assim, o usuário deverá avaliar se os benefícios obtidos utilizando o V2G irão superar os custos relacionados ao desgaste acelerado de seu sistema de armazenamento.

Para suportar o fluxo de energia relacionado à carga dos PEVs, um aumento da capacidade das redes elétricas poderá ser necessário. Por outro lado, como os veículos são sistemas de armazenamento conectados à rede, podendo fornecer localmente a energia necessária em um momento de uso excessivo, isso poderá se refletir em uma

redução no valor de demanda máxima na linha de distribuição referente ao momento que os veículos estão atuando como fornecedores.

Um possível empecilho em relação à adoção do V2G é a dificuldade de conciliar os interessados: usuário, concessionária e o governo, de forma a todos se sentirem satisfeitos e beneficiados com o uso da tecnologia.

2.3 Infraestrutura de Recarga

A infraestrutura de carga é um componente crítico ao sucesso dos veículos elétricos [26]. Um estudo do MIT aponta que criar postos para abastecimento em rede nacional nos EUA é um desafio ainda maior do que o desenvolvimento de baterias economicamente viáveis para alimentar os automóveis [27].

A sociedade internacional dos engenheiros da mobilidade (SAE) [28] definiu padrões para os carregadores dos automóveis elétricos (EVSE – *Electric Vehicle Supply Equipment*). A norma J1172 define os tipos de conectores e os níveis de carga suportados, AC Nível 1 e AC Nível 2, para os carregadores internos aos veículos [29]. A norma J2293 [30] define os requisitos para os carregadores externos aos automóveis, responsáveis por transferir a energia da rede em AC diretamente para as baterias em CC. A Tabela 2.2 mostra os padrões de carregadores CC e CA.

Os carregadores CA Nível 1 são especificados para uma tensão de 120 V CA, que é a mais comum em instalações domésticas, podendo chegar a correntes de 15 ou 20 amperes e utilizam conectores compatíveis com as tomadas convencionais. Dependendo da capacidade da bateria o tempo de carga pode variar entre três a vinte horas, sendo mais indicado para cargas noturnas devido à longa duração.

Os carregadores CA Nível 2 são especificados para uma tensão de 220 a 240 V CA e, apesar dos conectores suportarem uma corrente máxima de 80 A (SAE J1172), as correntes normalmente medidas nas instalações estão na faixa de 32 A. Este é normalmente o padrão usado por estações públicas e privadas de recarga por reduzir significativamente o tempo de carregamento em relação ao CA Nível 1.

Tabela 2.2 Padrões de carregadores

Tipo Carregador	Tensão	Corrente (A)	Potência (kW)
CA Nível 1	110 a 120 V CA	15 a 20	1,9
CA Nível 2	220 a 240 V CA	80	19,2
CA Nível 3 ¹	220 a 400 V CA	-	43
CC Nível 1	200 a 450 V CC	80	19,2
CC Nível 2	200 a 450 V CC	200	90
CC Nível 3 ²	200 a 600 V CC	400	240

¹ CA Nível 3 a ser definido.

² CC Nível 3 a ser homologado.

Os carregadores CC funcionam em tensões mais elevadas, são chamados de carga rápida CC (Nível 2 e Nível 3) e possuem três níveis de capacidade como mostra a Tabela 2.2. A proposta destes carregadores é de servirem ao público de forma semelhante aos postos de reabastecimento de combustível atuais. Este tipo de carga permite reduzir significativamente o tempo de carregamento permitindo uso intensivo do veículo como, por exemplo, em viagens de longa distância. No padrão CC, o circuito de conversão de energia CA em CC encontra-se fora do veículo e utiliza a rede trifásica em 208 V CA, 480 V CA ou 600 V CA com capacidade de corrente de até 400 amperes. A conexão para a carga é realizada diretamente à bateria sendo responsabilidade do posto gerenciar o carregamento das células [31].

Os carregadores CA Nível 3 estão ainda em definição pela SAE, mas as discussões envolvem carregadores trifásicos, tensões que podem chegar a 400 V CA e potências na faixa de 43 kW. Os carregadores CC Nível 3 estão em processo de homologação. A Tabela 2.3 aponta o tempo de carga para os diferentes tipos de carregadores [32].

Para o ambiente do V2G, os carregadores CA Nível 2 são mais indicados por utilizarem conectores dedicados e cargas de longos períodos, seja em instalações públicas, domésticas ou corporativas. Além disso, este padrão já permite os usuários controlarem o carregamento dos veículos à distância, através de aplicativos, podendo decidir quando ceder ou receber energia consultando preços de mercado, o que poderia incentivar o uso da tecnologia.

Tabela 2.3 Tempo de carga para diferentes veículos e padrões de carregadores

Configuração do Veículo Elétrico	Capacidade da bateria (kWh)	CA Nível 1 120 VAC, 16A, 1,6 kWh	CA Nível 2 240 VAC, 32A, 6,5 kWh	CC Nível 3 480 VAC, 85A, 60 kWh
PHEV – 10 milhas	4	2 h 30 min	35 min	4 min
PHEV – 20 milhas	7	4 h 22 min	1 h 5 min	7 min
PHEV – 40 milhas	13	8 h 8 min	2 h	13 min
BEV	20	12 h 30 min	2 h 5 min	20 min
BEV	35	21 h 53 min	5 h 23 min	35 min
PHEV Ônibus	50	31 h 15 min	7 h 41 min	50 min
Observação: A eficiência do circuito foi considerada na conversão CA Nível 1: $120 \text{ V CA} \times 16 \text{ A} \times 0,85 \text{ eficiência} = 1,6 \text{ kW}$ CA Nível 2: $240 \text{ V CA} \times 32 \text{ A} \times 0,85 \text{ eficiência} = 6,5 \text{ kW}$ CC Nível 3: $480 \text{ V CA} \times 85 \text{ A} \times 0,85 \text{ eficiência} \times \sqrt{3} = 60 \text{ kW}$				

2.4 Conclusões Parciais

A capacidade energética, a autonomia e o tempo de carregamento dos veículos elétricos bem como o conceito de V2G foram apontados neste capítulo. Ao analisar a Tabela 2.1 nota-se que os veículos elétricos são em torno de cinco vezes mais eficientes que os movidos à combustão (considerando apenas a etapa final de conversão no veículo), mas esta eficiência é reduzida quando é também considerada a eficiência do processo de geração de eletricidade.

Foi possível verificar que diferentes padrões de carregadores foram estipulados e, para o V2G, o carregador CA Nível 2 é o mais adequado. Percebe-se que a autonomia dos veículos ainda é pequena e que os sistemas de armazenamento de energia ainda são o ponto crítico dos automóveis elétricos, limitando as possibilidades de uso. Apesar dos carregadores rápidos CC (Nível 3) idealmente fornecerem uma potência de 240 kW, esta capacidade permite apenas uma autonomia de 135 km quando, no caso ideal, um veículo tipo Nissan Leaf é carregado em aproximadamente em seis minutos. Atualmente um

veículo a combustão convencional permite uma autonomia de 500 km com uma carga menor que cinco minutos (abastecimento de cinquenta litros de gasolina). Entretanto, novos padrões e tecnologias poderão ser desenvolvidos no futuro permitindo que o desempenho dos VE se torne comparável ou superior aos padrões atuais.

Nota-se que as baterias são o limitador principal do uso intensivo dos automóveis elétricos e que necessitam ainda de um aprimoramento. No Capítulo 3, o carregamento das células de Lítio e as formas de equalização são estudadas. Será verificado que a estrutura de BMS adotada permite carregar as baterias diretamente na rede trifásica CA, sugerindo um tipo de carregador para ser utilizado seguindo os requisitos do CA Nível 3.

CAPÍTULO 3 – CARREGAMENTO DE BATERIAS

Como observado ao final do Capítulo 2, as baterias são um ponto crítico nos VE e necessitam ainda de aprimoramento para tornarem o novo meio de transporte competitivo. Elas não só adicionam aos veículos um custo extra, ocupam espaço e aumentam o peso como também, em alguns casos, principalmente nas baterias de íons de Lítio, introduzem riscos à segurança quando submetidas a impacto ou uso abusivo, devido à instabilidade térmica. Além disso, as baterias degradam ao longo da vida do automóvel reduzindo o desempenho do veículo e provocando gastos associados à substituição [33].

Um estudo mais aprofundado sobre o funcionamento das células de Lítio e outros tipos de baterias encontra-se no Apêndice A. As células de Lítio do tipo LiFePO_4 foram escolhidas para a construção do inversor por serem consideradas mais robustas no quesito segurança, suportarem um número elevado de ciclos de carga e descarga (3000 ciclos), serem indicadas a aplicações em alta potência (da ordem de 100 kW) e por serem largamente disponíveis no mercado.

Este capítulo estuda o funcionamento da célula de Lítio como o objetivo de entender o comportamento das células na carga e na descarga e as formas de estimação da energia disponível. Além disso, os tipos mais comuns de circuitos balanceadores de energia são apresentados. Primeiramente os equalizadores passivos e em seguida os ativos baseados em capacitores, indutores e transformadores. Por fim, equalizadores baseados em conversores chaveados são apresentados e sua semelhança com o conversor proposto nesta tese é discutida.

3.1 Carregamento das Células de Lítio

A taxa C define o valor de corrente requerido para carregar ou descarregar completamente a bateria em uma hora. Por exemplo, uma célula de 20 Ah possui uma taxa C de 20 amperes, o que significa que $0,5C = 10A$ e que nesta taxa a bateria levaria duas horas para carregar completamente. Porém, isto normalmente não ocorre porque o carregador não mantém a corrente constante durante todo o processo de carga. Ao final

da carga, a corrente reduz gradualmente para continuar carregando, mas impedindo a bateria de ultrapassar a tensão máxima. A Figura 3.1 mostra um processo de carga em que a corrente se mantém constante em torno de 1C no primeiro estágio e no segundo mantém a tensão constante 3,6V para carregar uma célula de Lítio LiFePO₄ (LFP ou Fosfato de Ferro-Lítio). Existem células que suportam serem carregadas a taxas maiores que *C*. Nas células do tipo LiFePO₄ a tensão máxima considerada é 3,65V.

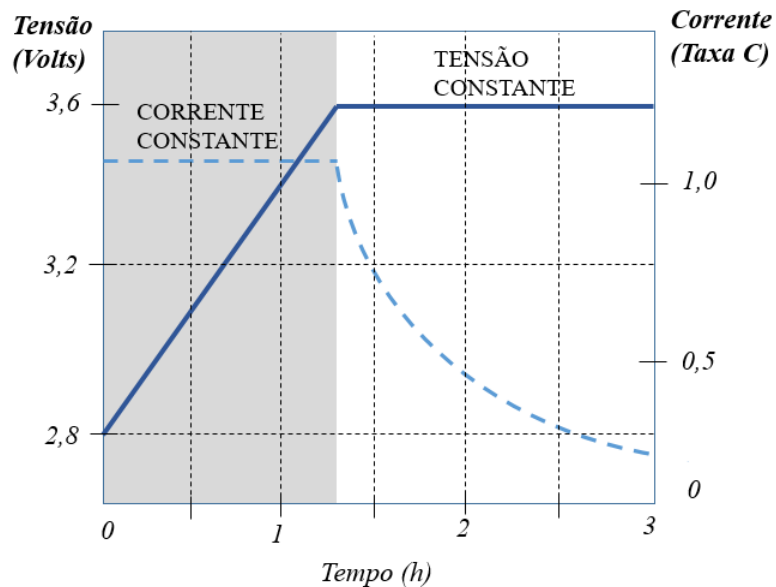


Figura 3.1 Curva típica para carregamento das baterias de LFP [34].

Carregar uma bateria de LCO (4,2V) com uma tensão de 4,1V pode levar a uma carga de apenas 90% e assim provocar perda de 10% na capacidade de armazenamento [35]. A Figura 3.2 apresenta curva da tensão da célula LFP em função do SOC e uma comparação entre e a bateria de Chumbo com taxa *C* similar, submetidas a uma carga de corrente constante de 0,5C [36][37]. É possível notar que nas baterias de LFP quando SOC está entre 10% a 90% a tensão da célula se mantém aproximadamente constante e próxima aos 3,4V, o que torna estimativa do SOC nesta faixa mais complexa do que nas células de Chumbo em que as variações são maiores para a mesma faixa de SOC.

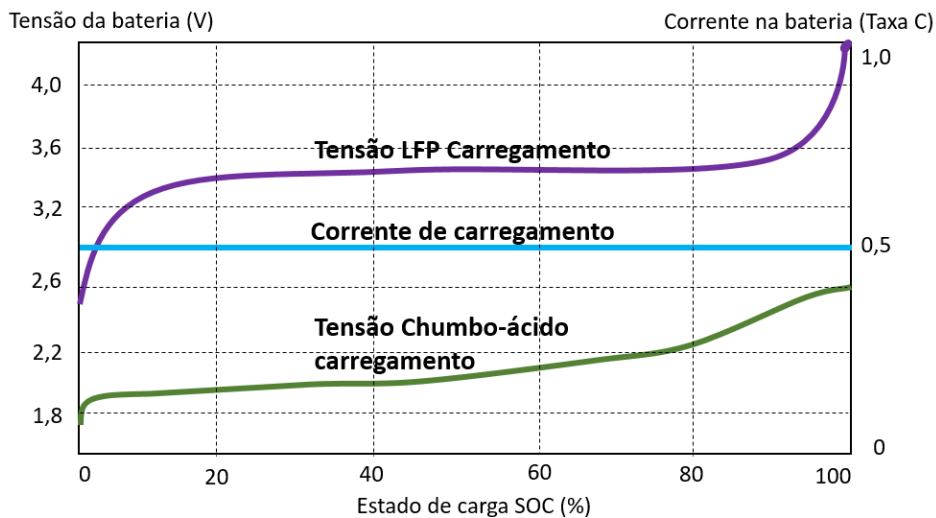


Figura 3.2 Comparação de carregamento entre LFP e Chumbo-ácido [37].

Um excesso de tensão ou tensão muito baixa nos terminais das baterias contribui para provocar danos irreversíveis e degradação acelerada nos ciclos de carga e descarga. Ao observar a Figura 3.2 é possível perceber que uma tensão típica de 3,5 V a 3,85V já seriam o suficiente para iniciar o modo tensão constante com um SOC maior que 90% nas células LFP. Quanto menor for a tensão deste estágio mais tempo a bateria irá necessitar para se carregar completamente. Assim, o compromisso entre degradação da bateria e velocidade de carga deverá ser avaliado pelo projetista do carregador considerando os objetivos finais da aplicação.

Testes realizados em [38] sugerem que tensões em torno de 3,65V são consideradas suficientes para carregar baterias de LFP no segundo estágio sem provocar desgaste acelerado das células. A Figura 3.3 mostra a perda de capacidade das células em função dos ciclos de carga/descarga. Nota-se que foi possível alcançar 2000 ciclos com uma capacidade de 80% do valor original, o que é considerado excelente para as opções disponíveis atualmente no mercado.

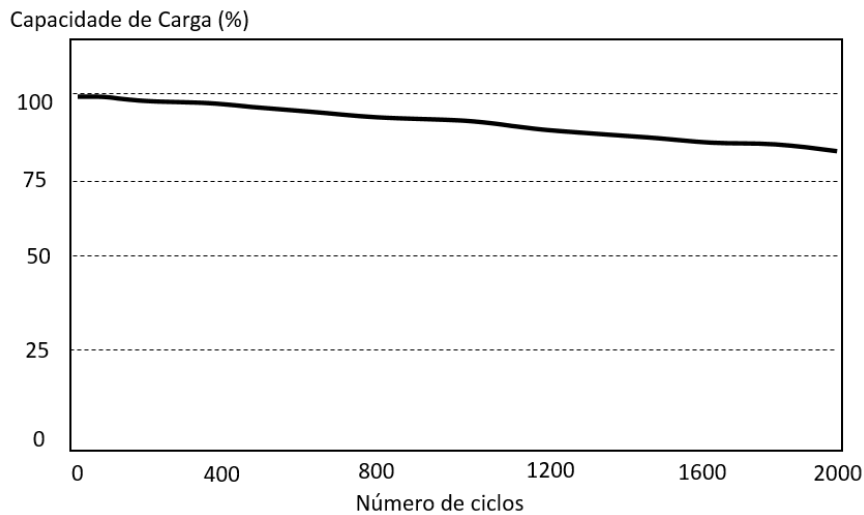


Figura 3.3 Perda de capacidade ao longo dos ciclos de carga e descarga [38].

3.2 Modelo Elétrico da bateria LFP

O modelo elétrico da bateria LFP é representado por uma fonte CC, uma resistência série R_s e dois ramos RC paralelos conectados em série. Estes valores são parâmetros que variam em função do SOC e da corrente na bateria [4]. A fonte CC representa a tensão de circuito aberto, R_s representa a resistência interna e as constantes de tempo $R1C1$ e $R2C2$ são usadas para representar respostas transientes. Ao observar a Figura 3.4(b) verifica-se que ao se provocar um degrau de corrente saindo da bateria, a tensão V_t nos seus terminais apresenta uma queda inicial, provocada por R_s , e em seguida uma resposta mais rápida e depois lenta, modeladas por $R1C1$ e $R2C2$, respectivamente. A referência [5] mostra um estudo das células prismática LFP em que os parâmetros são extraídos e seu grau de complexidade, mas não é o foco desta tese extrair o modelo elétrico das células LFP cilíndricas de 20Ah utilizadas nesta tese com especificações apresentadas no Anexo 1. Entretanto, estudos podem ser realizados no futuro com o objetivo estimar com maior precisão a carga das células e com isso melhorar o equalizador construído nesta tese.

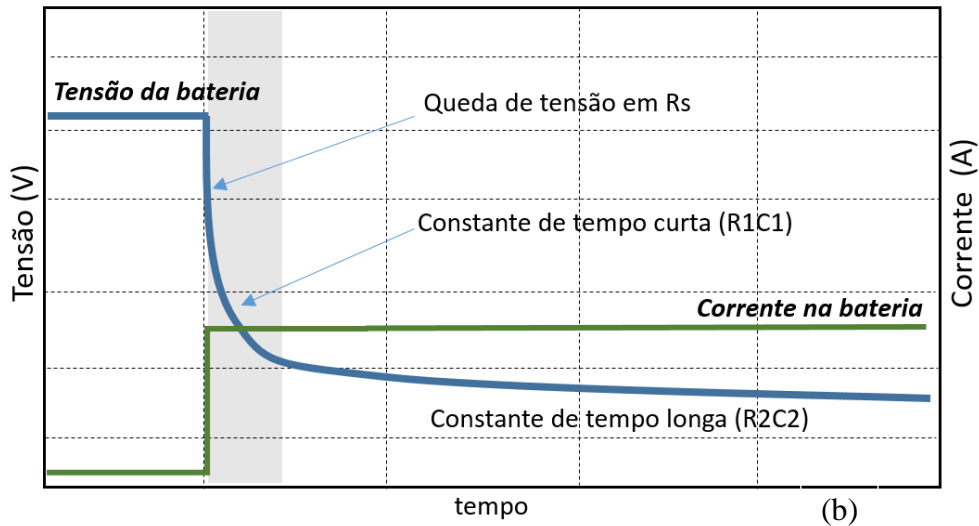
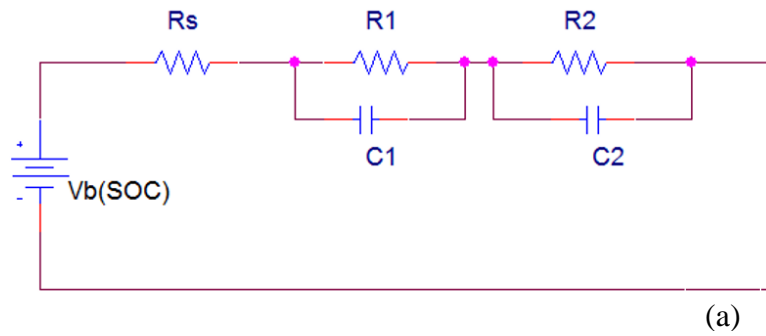


Figura 3.4 (a) Modelo elétrico da célula de Lítio-íon (b) Resposta ao degrau de corrente I_s [4], [39].

Ao analisar o modelo da Figura 3.4(a), nota-se que devido às impedâncias internas das células, a tensão medida nos seus terminais (V_t) irá variar em função da corrente que está fluindo, o que torna complexa a estimação da carga disponível na célula.

3.3 Estimação do estado da carga (SOC)

SOC significa o estado da carga (*State of Charge*) e é uma medida que indica a quantidade de energia ainda disponível nas células, sendo um valor que varia de 0 (0%) a 1 (100%). A forma mais direta de estimar este valor é contabilizando através de medição direta a quantidade de carga (Q) entrando e saindo da célula. Definindo matematicamente, seja Q_0 , a carga inicial da bateria, tem-se que [5]:

$$Q_s = Q_0 - \int i_s dt \quad (3.1)$$

em que Q_S é o valor atual da carga e i_S é a corrente saindo da bateria quando for positiva e quando for negativa indica a corrente entrando na bateria. Dessa forma, podemos definir o SOC como:

$$SOC = Q_S / Q_N \quad (3.2)$$

onde Q_N é a capacidade nominal da bateria. Este método é chamado contador de Columb, ou método ampere-hora (AH). Para obter precisão neste método é necessário conhecer Q_0 e Q_N a priori para então calcular Q_S . Entretanto, obter estes valores não é uma tarefa trivial por exigir realizar um ciclo completo de carga e descarga. Devido à integração apontada em (3.1), pequenos erros que são inerentes ao processo de medição de i_S são acumulados provocando uma divergência, ao longo dos ciclos, entre o valor real da carga e o valor estimado. Como observado Figura 3.3, Q_N varia ao longo dos ciclos da bateria. Como forma de zerar estes erros, o sistema deve frequentemente se aproximar de SOC=0 e SOC=1 para atualizar valores de Q_N e Q_0 . Esta pode não ser uma tarefa factível para todas as aplicações. Como alternativa a isso, é possível combinar o AH com métodos que serão apresentados mais adiante, como por exemplo, o OCV (*Open Circuit Voltage*).

O método OCV se baseia na tensão de circuito aberto da bateria. Como pode ser observado na Figura 3.5(a) existe uma relação não linear entre esta tensão e o SOC na carga na descarga em baterias LFP. Porém, este método pode apresentar uma precisão baixa, pois a relação apresenta uma histerese devido ao longo tempo exigido para estas células alcançarem a tensão OCV de regime permanente, como sugere a Figura 3.5(b) [40]. Esta curva aponta as condições de descanso de um minuto (vermelho), cinco minutos (verde) e sessenta minutos (preto) da bateria após pulsos de correntes. Além disso, a região plana da curva nos 80% da carga intermediária também dificulta muito a estimação do SOC com precisão.

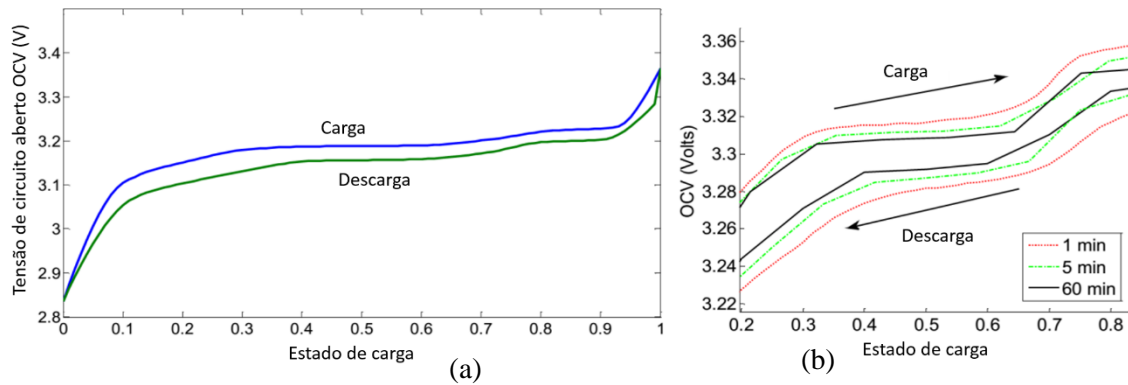


Figura 3.5 (a) Curva OCV em função do SOC para carga e descarga. (b) Curva OCV-SOC com intervalos de descanso para a bateria de 1, 5 e 60 minutos [40].

Como alternativa a essas dificuldades outros métodos foram propostos na literatura [41]. Como é possível observar na , redes neurais (RN) podem ser utilizadas para estimar o SOC e se destacam por possuírem a habilidade de solucionar a modelagem de sistemas complexos, não lineares através de algoritmos de treinamentos com dados de entrada e saída. Este método permite estimar SOC para qualquer tipo de bateria, mas os dados de treinamento e a metodologia utilizadas são muito sensíveis para a estimação com precisão. Dependendo da combinação de ambos, o sistema pode não convergir.

O método baseado em Filtro Kalman Estendido (EKF) depende de um modelo elétrico fiel das células para obter uma boa precisão [40]. Este é obtido através de experimentos para obter o modelo da bateria conforme apresentado na Seção 3.2 e pode incluir outras variáveis como temperatura e idade das células. Este método utiliza equações de estado para estimar os valores dos parâmetros elétricos da bateria e com isso deduzir o valor do SOC. A vantagem deste método é a alta precisão obtida nos resultados.

Tabela 3.1 Métodos de estimação da carga em baterias de Lítio.

Método de SOC	Vantagem	Desvantagem
AH Ampere-hora	<ul style="list-style-type: none"> • Simples. 	<ul style="list-style-type: none"> • Acumulação de erro. • Exige calibração periódica com ciclos de carga e descarga. • SOC inicial conhecido.
OCV Tensão de circuito aberto da bateria	<ul style="list-style-type: none"> • Precisão maior que o método AH. 	<ul style="list-style-type: none"> • Longo tempo para estabilizar • Necessita de tensão em aberto para a bateria. • Curva quase plana em 80% do SOC. • Baixa precisão.
RN Redes Neurais	<ul style="list-style-type: none"> • Versátil. 	<ul style="list-style-type: none"> • Longos períodos de treinamento. • Precisão depende da qualidade dos dados de treinamento. • Possibilidade de não convergir. • Complexidade de implementação.
EKF Filtro Kalman Estendido	<ul style="list-style-type: none"> • Muito preciso. 	<ul style="list-style-type: none"> • Necessidade de modelo elétrico acurado para a célula. • Variação com a temperatura. • Complexidade de implementação.

3.4 Considerações sobre equalização das células

Diversas formas de estimar o SOC das células foram discutidas e foi possível perceber que são necessários o monitoramento e o controle das baterias para evitar os estados proibidos que provocam danos e aceleram o desgaste das mesmas. Foi visto que existe uma relação entre a tensão nos terminais da célula e a quantidade de energia que ela possui. Quanto maior for a tensão da célula, maior será sua carga, porém devido as variações de impedância que ocorre entre as células, seja na fabricação ou no funcionamento, mesmo que aplicada as iguais condições de funcionamento, os SOC e as tensões das células irão possuir valores diferentes. É também função do BMS estimar o SOC para equalizar a carga das células [42], [43]. Nesta tese apenas a tensão da célula é considerada para realizar a equalização, com base na hipótese de que a longo prazo a

variação média do SOC de cada célula será proporcional à respectiva variação média de tensão.

3.5 Influência do *Ripple* de corrente nas células

Como foi visto, a forma ideal de carregar uma célula de Lítio é realizada pelo método corrente constante, tensão constante. Entretanto, este controle de carga só poderá ser realizado quando o inversor estiver submetido a um carregador CC. Quando o inversor estiver conectado à rede elétrica para carregar, ele está operando em CA e a forma de onda de corrente das células se apresenta de forma pulsada. Como será observado nas simulações do Capítulo 5, as frequências dos pulsos de corrente dependem das frequências da moduladora (f_1) e da moduladora do PWM. Contudo, sempre haverá uma componente de baixa frequência ($2 \times f_1$), por causa da parte oscilante da potência ativa, referente às componentes fundamentais da tensão e da corrente no lado CA.

Submeter as células de Lítio a pulsos de corrente pode provocar desgaste acelerado e elevação de temperatura [44]. Em [45], a presença de pulsos na corrente das células de Lítio mostrou abreviar o tempo de carregamento, principalmente pela etapa de tensão constante. Os períodos entre pulsos reduzem a concentração de íons na célula o que aumenta a capacidade de absorção de energia dentro dos limites de operação.

Na referência [46] um carregador de indução magnética foi proposto para células de LFP e investigou-se a influência de pulsos de 100 a 120Hz sobre o desgaste das baterias. Foram realizados dois mil ciclos de carga com objetivo de comparar efeitos do carregamento pulsado (CP) e o carregamento convencional (CC) nas células. Concluiu-se ao final do processo que a perda em capacidade da célula (desgaste) não foi significativamente mais baixa (1,2%) sendo considerada aceitável. Além disso, a eficiência no modo CP também foi menor, porém a redução também foi pequena (1,5%), o que significa que a quantidade de potência entregue à célula pelo carregador foi menor. Este resultado é interessante e será considerado permitir correntes pulsadas nas células do inversor tanto no acionamento do motor quanto na conexão à rede CA.

3.6 Sistemas de Gerenciamento de Baterias (BMS)

Sistemas de gerenciamento de baterias (BMS) são fundamentais para otimizar o desempenho nos dispositivos que utilizam várias células. Eles são responsáveis por proteger contra danos, estimar e aumentar a vida da bateria e manter o sistema de bateria em condições saudáveis [47]. O BMS realiza várias tarefas como: medir tensão, corrente e temperatura das células para calcular os SOC, proteger as células, gerenciar a temperatura do sistema, e o mais importante, garantir que a carga total está uniformemente distribuída entre as células, equalizando (ou balanceando) o armazenador de energia.

O desbalanceamento de energia pode ocorrer por diversos motivos sejam eles internos ou externos à célula. Causas internas estão relacionadas à fabricação da célula devido a variações quanto à capacidade de armazenamento, impedância e autodescarga. Causas externas ocorrem devido a variações de impedância nos componentes de proteção associados às células e, principalmente, pela diferença de temperatura ao longo do conjunto. Variações nas características eletroquímicas das células também provocam desbalanceamento [48].

Existem diversas topologias de circuito BMS para realizar o processo de equalização. Estes circuitos podem ser passivos ou ativos. Os BMS passivos se baseiam na dissipação de energia das células mais carregadas para equalizar o sistema. Eles utilizam resistores para transformar o excesso de energia das células em calor. Dessa forma, eles são pouco eficientes por desperdiçarem energia, porém estruturas mais simples de serem realizadas.

Já os BMS ativos são eficientes por transferir energia entre as células, porém são complexos de serem realizados devido à necessidade de controle inerente ao processo. Esta técnica utiliza componentes passivos armazenadores como capacitores, indutores e transformadores para servir de elemento intermediário na transferência de energia. Por exemplo, carrega-se um capacitor com parte da energia da célula com maior SOC e em seguida transferem-na para a célula com menor SOC.

Os circuitos equalizadores eficientes utilizam processadores para executarem a lógica de transferência comandando chaves semicondutoras, como transistores MOSFETs e IGBTs, para conectar os elementos armazenadores às células desejadas.

Quando estes circuitos se tornam sofisticados, assemelham-se aos conversores de eletrônica de potência como as topologias buck-boost e conversores Multinível como é o caso desta tese [49], [50]. Porém, devido ao excesso de chaves e complexidade, a razão custo-benefício destes equalizadores pode não justificar o seu uso prático. Nesta tese, aborda-se essa questão utilizando um circuito multinível para integrar as funções de driver do motor, gerenciador das células e carregador em um só conversor, possibilitando aumentar a economicidade nesse tipo de aplicação.

3.6.1 Equalizadores Resistivos

Como mencionado no Capítulo 3, quando as baterias de Lítio carregam completamente não há passagem de corrente impedindo que outras células em série no circuito recebam corrente. Um método simples é incluir resistores em paralelo com as baterias como mostrado na Figura 3.6(a), chamado de Resistor Fixo Shunt (FR, *Fixed Resistor*) [51]. Entretanto, este método não regula a corrente consumida pelos resistores e assim não regula totalmente a tensão das células.

Uma forma de tornar o processo mais eficiente é incluir chaves semicondutoras em série com os resistores. Assim as chaves só entrariam em condução quando a tensão das células excedesse o limite máximo estabelecido. A Figura 3.6(b) mostra o circuito proposto. Nesta situação não há necessidade de calcular o SOC, o que torna o circuito de controle muito simples.

A desvantagem deste processo é que o excesso de energia nas células é dissipado em calor pelos resistores desperdiçando energia e não transferindo para as outras células como é feito nos métodos apresentados mais adiante.

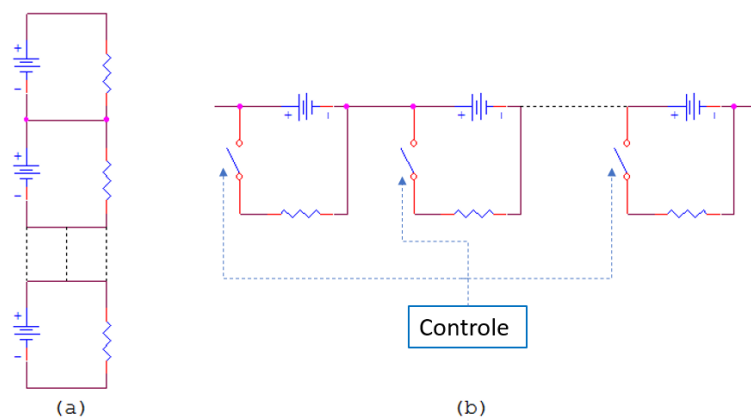


Figura 3.6 Balanceamento passivo resistivo. (a) Resistor shunt fixo. (b) Resistor shunt chaveado [51].

3.6.2 Equalizadores capacitivos

Como o próprio nome sugere, os equalizadores capacitivos utilizam capacitores para armazenar temporariamente parte da energia da célula mais carregada para transferi-la a outras células. A Figura 3.7(a) mostra a topologia. A desvantagem está na limitação de cada capacitor só permitir trabalhar com células adjacentes. Sendo assim o tempo de equalização é considerado longo. A Figura 3.7(b) mostra uma topologia que permite acelerar este processo em quatro vezes devido à existência de um segundo nível de capacitor (C3) no circuito [52].

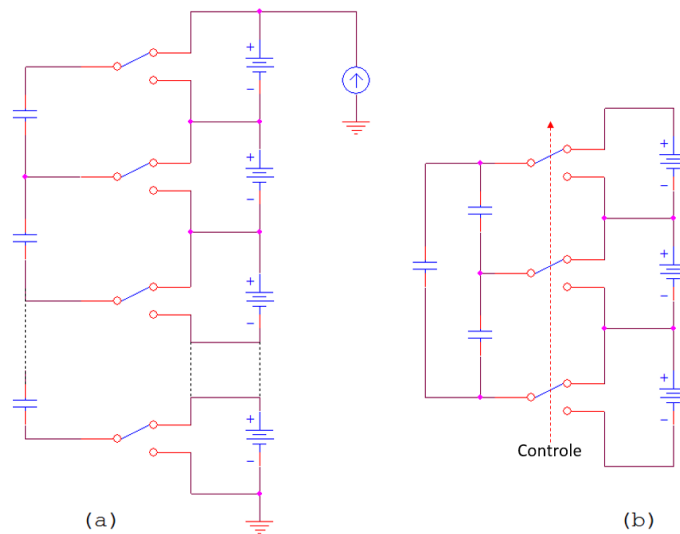


Figura 3.7 Equalizadores capacitivos. (a) Capacitor chaveado. (b) Capacitor chaveado em dois níveis [52].

Estes circuitos são capazes de operar tanto durante o carregamento como no descarregamento das células. É necessário dimensionar as chaves e os capacitores corretamente para evitar que uma corrente de valor elevado danifique estes componentes. Como são ligados diretamente, o fluxo de energia fica apenas limitado pelas resistências internas a estes componentes.

3.6.3 Equalizadores indutivos e a transformadores

Os equalizadores indutivos ou a transformadores podem transferir energia entre células, entre grupos de células ou de célula para grupo de células e vice-versa. Normalmente por funcionarem com correntes maiores, são mais compactos e o tempo para equalização é mais rápido, quando comparado com os sistemas capacitivos. Entretanto, devido à presença de indutores e transformadores o custo do sistema é

relativamente maior e perdas ocorrem no acoplamento magnético dos transformadores. Além disso, como funcionam com frequências de chaveamento altas, filtros com capacitores necessitam ser acoplados às células para suavizar os pulsos de corrente [53]. A Figura 3.8 mostra sistemas equalizadores usando apenas um ou mais indutores.

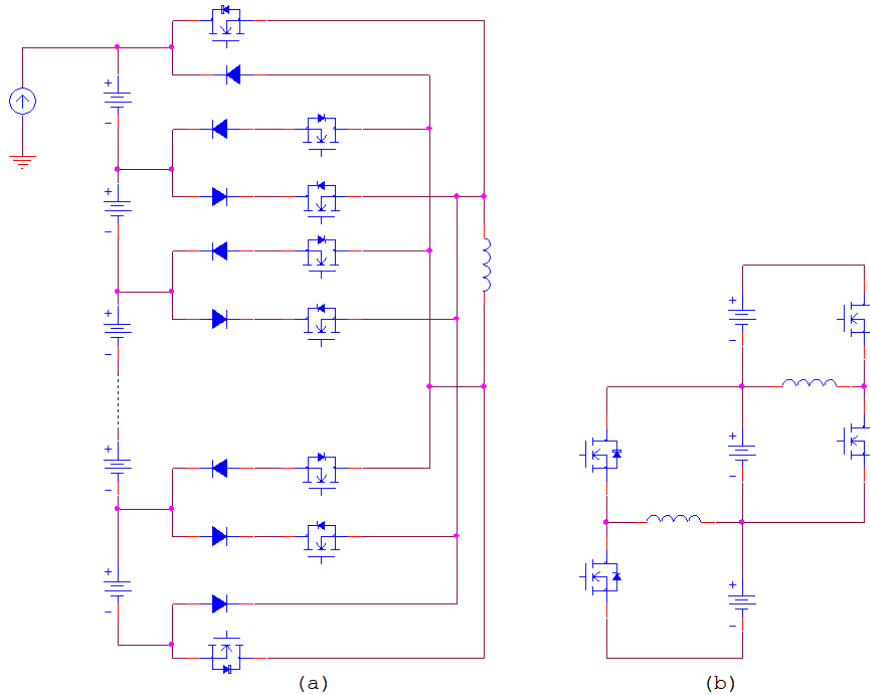


Figura 3.8 Equalizadores indutivos. (a) Indutor único. (b) Múltiplos indutores [54].

A Figura 3.8(a) aponta uma proposta de equalizador usando apenas um indutor para transferir energia entre todo o conjunto chamado de SSI (*Single Switched Inductor*). A fonte de corrente representa o carregador, o controlador mede as tensões nas células e escolhe duas para transferir a energia. Normalmente a célula com maior energia transfere parte da energia para a menos carregada e assim sucessivamente até que todas as células estejam carregadas igualmente e completamente.

Na topologia com múltiplos indutores, mostrada na Figura 3.8(b), uma semelhança com a estrutura buck-boost pode ser verificada [54]. O módulo elementar de balanceamento é composto por um indutor e dois transistores e é capaz de transferir energia entre as células adjacentes. Assim o número de módulos será sempre um a menos que o número de células. O controle é feito através de PWM, regulando-se a largura de pulso é possível controlar a intensidade de corrente fluindo nos dois sentidos no indutor.

Topologias que utilizam transformadores normalmente transferem energia de uma célula para todo o conjunto (ou fonte do carregador) ou vice-versa. A Figura 3.9(a) mostra um conversor Flyback. Quando a chave conectada ao primário do transformador é acionada, uma parcela da energia do conjunto (ou fonte) é armazenada no transformador, quando a chave é liberada a maior parte da energia vai para a célula com menor tensão através do diodo.

Na topologia Foward, Figura 3.9(b), a chave é acionada para a célula com maior tensão e parte da energia desta é então transferida para o transformador. Em seguida, a energia é distribuída para todo o conjunto.

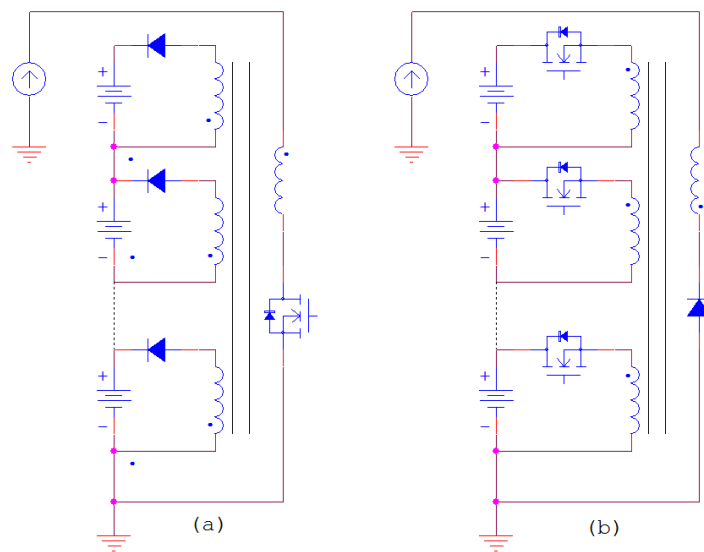


Figura 3.9 Equalizadores com transformadores. (a) Topologia Flyback. (b) Topologia Foward [54].

3.6.4 Equalizadores Modulares

O conceito de equalizadores modulares ou módulos de potência de bateria (*BPM*) é apresentado em [55]. Nesta topologia cada célula possui um circuito de potência bidirecional que normalmente ficam próximos às células e podem ser conectados em série e/ou paralelo para aumentar a potência ou autonomia do conjunto. A Figura 3.10 mostra o esquema de um carregador com módulos conectados em série. Durante o carregamento uma fonte CC é conectada nos terminais externos do circuito e a corrente da carga pode ser controlada pelas chaves MOSFET dos conversores. Por outro lado, durante a descarga os terminais externos são usados para ligar a carga e os módulos são selecionados pelas chaves para atingir uma determinada tensão necessária ao funcionamento da aplicação.

Realizando uma combinação dos módulos durante o funcionamento é possível equalizar a descarga das células otimizando o consumo de energia das baterias.

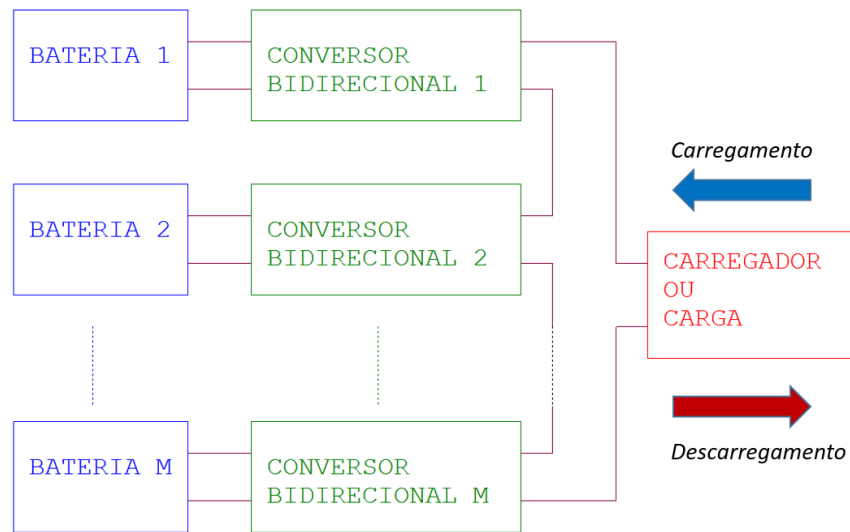


Figura 3.10 BMS modular com células conectas em série [55].

3.6.4.1 Equalizadores Modulares a Conversor Buck-Boost

Conversores de potência Buck (*Step-Down*), Boost (*Step-Up*) ou Buck-Boost são largamente utilizados em sistemas de balanceamento por serem eficientes, mas com a desvantagem do alto custo e complexidade. A Figura 3.11 mostra um conversor Buck/Boost utilizado para transferir a energia de uma fonte ou de todo o conjunto de células para as células com menos carga usando chaves MOSFET e chaveamento modulado por largura de pulso (PWM), normalmente em alta frequência.

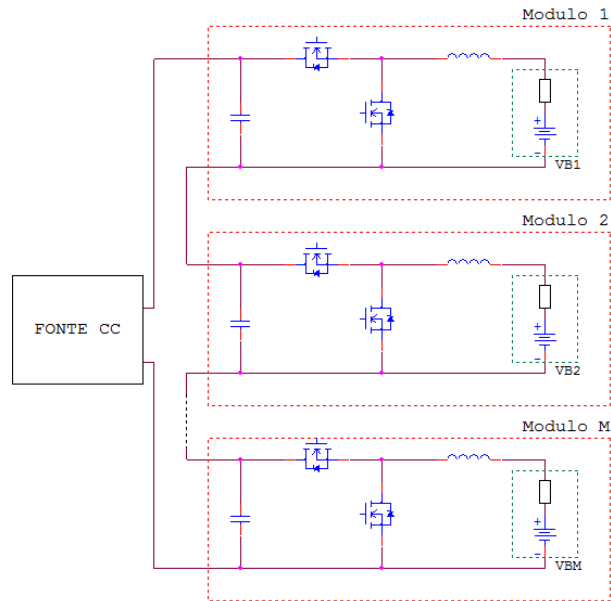


Figura 3.11 Carregador equalizador modular Buck/Boost [55].

Este é atraente por permitir equalizar a energia nas células individualmente quando, o SOC das mesmas é monitorado, e por utilizar apenas dois semicondutores por módulo. Além disso, o circuito permite utilizar o método corrente constante tensão constante conforme apontado mencionado no Capítulo 3. Uma desvantagem desta topologia está na presença indutores em cada módulo. Para potências elevadas, este componente pode se tornar um inconveniente aumentando exageradamente o custo e espaço ocupado pelo equipamento. Uma análise mais profunda desta topologia é realizada em [55].

3.6.4.2 Equalizadores Modulares Full-Bridge (Ponte Completa)

Os equalizadores modulares com configuração em Ponte H Completa lembram o caso anterior, porém o conjunto de quatro chaves por módulo, conforme mostrado na Figura 3.12, permite o carregador operar também com fontes de tensão CA. Estes conversores de potência são chamados de Conversor Multinível em Cascata (CHB) e são estudados em maior profundidade no Capítulo 5 [56], [57].

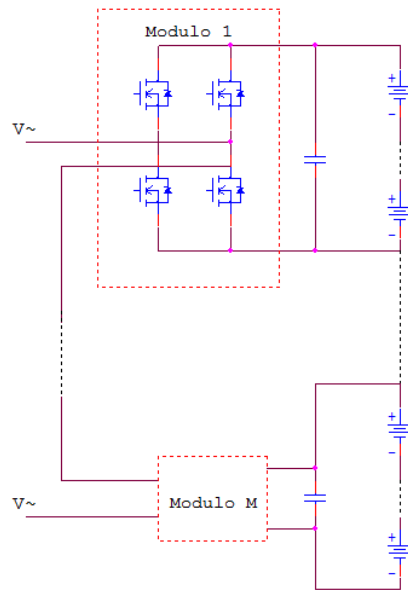


Figura 3.12 Equalizador a conversor multinível com ponte completa [56].

Como estes conversores são bidirecionais, podem operar tanto carregando as baterias através da fonte CA como fornecendo energia das baterias para uma carga ou até para a própria rede elétrica. Em modo carregador, por exemplo, durante o semi-ciclo positivo da corrente absorvida pelo lado CA, as chaves Q1 e Q4 entram em funcionamento para conectar o conjunto de baterias à fonte e produzir uma corrente entrando nas mesmas e no capacitor do módulo. Durante o semi-ciclo negativo da fonte CA, o acionamento de Q2 e Q3 permite produzir também uma corrente entrando nas células (baterias) e assim o carregador é capaz de operar em ambos os semi-ciclos. Além disso, um acionamento de Q1 e Q3 ou de Q2 e Q4 permite realizar um curto-circuito nos terminais de saída do módulo e retirá-lo de operação, desviando a corrente para fluir para os outros módulos. Uma central de controle deve monitorar a corrente da fonte, tensão da fonte, corrente e tensão dos módulos e regular o número de módulos em operação, para dosar a quantidade de energia saindo ou entrando no conversor. Normalmente o número de módulos em operação varia proporcionalmente com o valor da tensão instantânea da fonte CA (modo carregador). No modo fornecedor de energia, uma tensão CA pode ser sintetizada aumentando e reduzindo a quantidade de módulos em operação.

Para realizar a função de balanceamento de energia, no modo carregador o conversor aproveita para seleccionar os módulos com células menos carregadas mais vezes com o objetivo de equalizar o carregamento. Em modo de descarga, os módulos mais

carregados são priorizados na escolha de forma a descarregar as baterias uniformemente [58].

3.7 Conclusões Parciais

Neste capítulo verificou-se que a tensão de operação da célula LFP está na faixa de 2,8V a 3,65V e que o método corrente constante seguido de tensão constante deve ser utilizado no carregamento. Este resultado é importante e será utilizado quando o inversor estiver conectado à rede elétrica para carregar. Inicialmente o controlador do inversor irá manter a corrente que entra no conversor constante até que a primeira célula atinja a tensão máxima para em seguida reduzir gradualmente a corrente até que ela fique baixa o suficiente para considerar o fim a carga.

Apontou-se que devido a célula possuir uma impedância interna, estimar a carga disponível quando a célula está em operação é uma tarefa complexa, porém como não é o foco desta tese, apenas a tensão da célula será considerada para estimação da carga disponível.

Diferentes abordagens para sistemas de balanceamento de energia foram apontadas. Foi possível verificar que os equalizadores passivos não são indicados para aplicações que demandem maior eficiência devido ao desperdício de energia. Sugere-se que os equalizadores capacitivos são lentos para equalizar a energia e que os indutivos são mais compactos e mais rápidos, porém de custo mais elevado. Além disso, a presença de indutores ou espiras isoladas de transformadores tornam estes circuitos mais caros e complexos de se controlar [59]-[62].

Equalizadores de bateria com topologia similar aos inversores Multinível, como será visto no próximo capítulo, são especialmente interessantes para a aplicação em VE por operarem alimentados por múltiplas fontes de tensão CC, que são as células de Lítio. Assim, é possível utilizar a estrutura Multinível para controlar a energia de cada célula.

Nesta tese, propõe-se integrar as funções de acionamento do motor, carregador da bateria (em CA ou em CC) e BMS num único conversor. Possíveis desvantagens deste tipo de conversor estão no alto custo, excesso de chaves e complexidade, porém ao integrar estas diversas funções, o conversor pode tornar-se viável à aplicação por dispensar o uso de circuitos adicionais e por estender a vida útil da bateria. No Capítulo

5, características destes conversores são estudadas, diferentes topologias são analisadas e uma arquitetura de conversor possuindo um número reduzido de chaves é proposta.

CAPÍTULO 4 – TOPOLOGIA DE INVERSORES MULTINÍVEL PARA PROPULSÃO E EQUALIZAÇÃO

No Capítulo 3, verificou-se que os equalizadores de bateria mais sofisticados se assemelham aos inversores multiníveis em cascata. Eles convertem a energia de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA) e vice-versa [63], [64].

Inversores de potência tradicionais de dois níveis, como o mostrado na Figura 4.1, quando utilizam a modulação PWM de alta frequência podem provocar problemas de aquecimento nos motores, tensão de modo comum nas bobinas e altos níveis de distorções harmônicas (THD) [65].

Por outro lado, as topologias de conversores multiníveis têm se destacado em aplicações de sistemas de energia renováveis [66], nos sistemas que controlam a qualidade da energia das redes elétricas como os compensadores de reativos e filtros de potência, nos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) [67], e no acionamento dos motores de propulsão para Veículos Elétricos [68], [69]. Estes conversores possuem uma qualidade na forma de onda da saída muito superior aos conversores tradicionais de dois níveis.

O sistema multinível sintetiza a forma de onda na saída com vários degraus, formados a partir de múltiplas fontes CC aplicadas na entrada que podem ser baterias, capacitores, pilhas combustível, células fotovoltaicas, etc. Na medida em que o número de fontes aumenta, cresce a quantidade de degraus da saída aproximando a forma senoidal pura. Este fato melhora o desempenho do inversor de diversas formas: permite reduzir perdas causadas pela produção de harmônicos, aumenta a vida útil do sistema e elimina a necessidade de uso de transformadores ou filtros tornando o sistema mais compacto e eficiente.

Neste capítulo, são estudadas diferentes estruturas de conversores de potência que podem ser usados na propulsão veicular. As vantagens de se utilizar a topologia Multinível para VE são discutidas. A topologia Ponte Completa em Cascata (CHB, *Cascaded H-Bridge Multilevel Converter*) [70] é propícia por utilizar fontes CC flutuantes, que podem ser substituídas por células de Lítio permitindo controle individual

e independente. Assim, o conversor transforma-se também em um equalizador de energia das baterias. Por fim, conversores multinível com um número reduzido de chaves (conversores compactos) descritos na literatura são analisados.

4.1 Inversores tradicionais

Conversores trifásicos de potência de dois níveis, como o mostrado na Figura 4.1, são os inversores para propulsão veicular mais comuns do mercado. Eles são caracterizados por possuírem apenas dois níveis de tensão na saída, poucas chaves semicondutoras e utilizam a modulação PWM para sintetizar a tensão de saída. Por usar apenas duas chaves semicondutoras por fase, os conversores deste tipo não são tolerantes a falhas nesses dispositivos, pois não há redundância dos mesmos. Além disso, a potência atingida por conversores deste tipo geralmente está limitada pelas características elétricas dos semicondutores [33]. Uma desvantagem deste tipo de conversor é a necessidade de elevar a frequência de chaveamento para melhorar a qualidade de suas formas de onda de saída.

A Figura 4.1 mostra o esquema de um sistema BMS independente do inversor acionador do motor. Nota-se que as chaves que formam o inversor estão submetidas à tensão total do conjunto de baterias e que não se pode definir quais células irão compor a tensão de saída. Normalmente, todas as células estão ativas participando do processo de sintetização da forma de onda da saída e o controle da tensão não aproveita a conexão série dinâmica entre as células para reduzir ou aumentar a tensão de saída. Este BMS é apenas um circuito gerenciador de energia acoplado que opera de forma independente ao inversor.

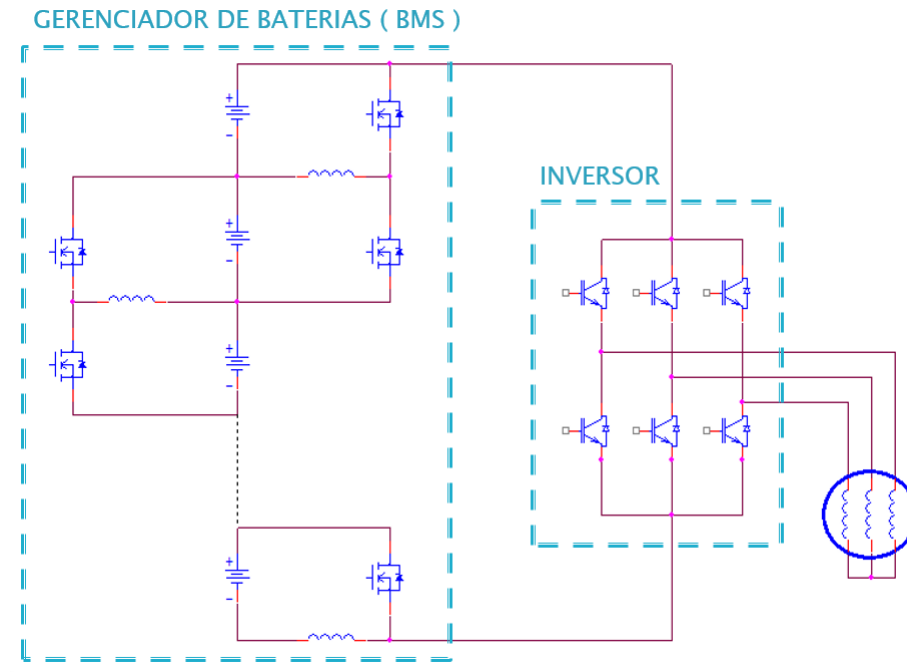


Figura 4.1 BMS independente ao Inversor trifásico tradicional de dois níveis.

Devido à comutação em dois níveis, ocorrem transições com grande variação de tensão em um curto período de tempo, ou seja, um valor alto de dV/dt . Muito já foi discutido na literatura sobre o efeito prejudicial que um dV/dt excessivo pode provocar aos inversores e aos motores. Problemas de rompimento no isolamento do semicondutor, envelhecimento precoce, falhas, aquecimento e emissão de interferência eletromagnética são apontados [71]. Vários inversores fabricados com a tecnologia tradicional possuindo altas variações de tensão (dV/dt) já foram identificados como motivo de falhas em motores elétricos. Como conversores multinível geram a saída em degraus com baixos dV/dt , previnem falhas e aumentam a vida útil dos motores [72].

4.2 Conversor Multinível em Cascata

Os conversores multinível tradicionais podem ser divididos em três tipos de topologias já consolidadas na literatura: conversor grampeado a diodo (*Diode Clamped*) e seu caso particular NPC (*Neutral Point Clamped*) [73], conversor capacitor flutuante (FC, *Flying Capacitor*) e conversor ponte completa (ou ponte H) em cascata (CHB) [74]. Uma análise dos tipos de MLI tradicionais é realizada no Apêndice B, nesta seção somente o conversor CHB será estudado por ser o mais indicado aos interesses da tese.

Enquanto os conversores NPC e FC utilizam chaves semicondutoras de menor tensão associadas em série para aumentar a potência do inversor, os conversores em cascata são formados a partir da associação série de vários inversores de menor tensão (módulos), o que permite a modularidade. Nesta topologia, cada módulo (ponte H ou meia ponte) possui uma fonte CC (ou capacitor) isolada eletricamente das demais, a forma geral de um conversor CHB trifásico é apresentado na Figura 4.2 [72], [75].

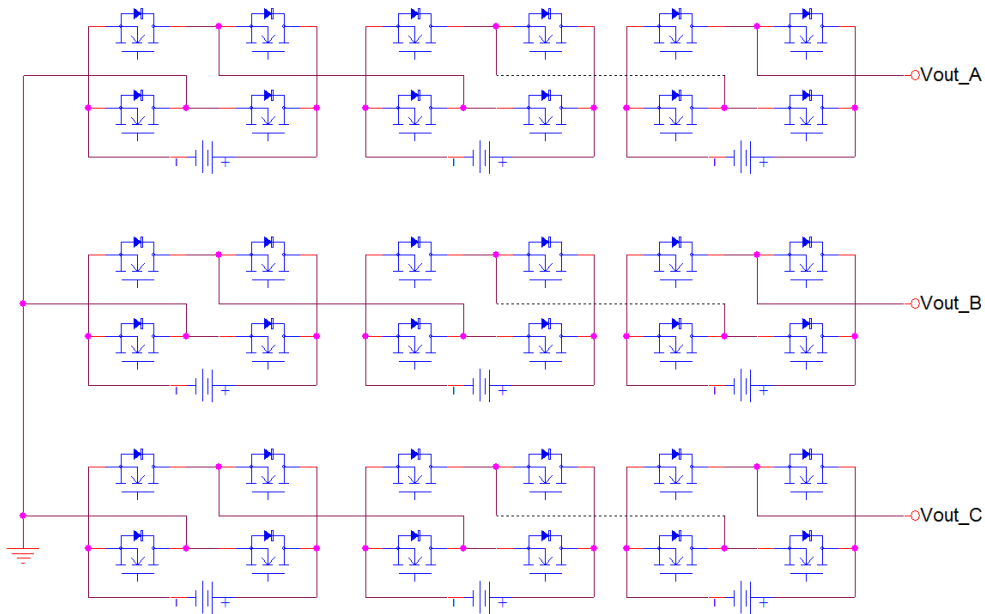


Figura 4.2 Forma geral conversor multinível CHB trifásico.

Cada módulo é formado por um inversor monofásico que é o circuito ponte H ligado a uma fonte CC de valor V_{cc} que permite produzir tensões nos terminais de saída com três valores, $-V_{cc}$, 0 e $+V_{cc}$, conforme mostrado na Tabela 4.1. A partir da associação série dos módulos é possível gerar degraus na forma de onda da saída. Cada módulo adicionado é responsável por adicionar um degrau tanto ao semi-ciclo positivo quanto ao negativo da saída. Um conversor com quatro módulos, por exemplo, produziria uma tensão na saída com nove níveis ($-4V_{cc}$ a $4V_{cc}$). Dessa forma, para um conversor cascata com um número n de níveis tal que $n = 2m + 1$ em que m é a quantidade de módulos, o número de chaves c é tal que $c = 2n - 2$, considerando que n é sempre ímpar e maior ou igual a 3. A Figura 4.3 mostra dois circuitos ponte H conectados para formar um conversor multinível com cinco níveis.

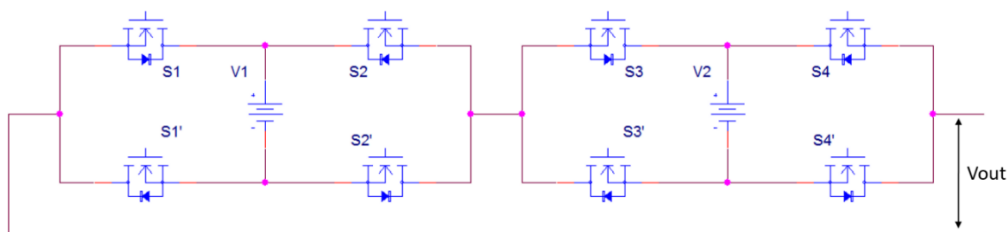


Figura 4.3 Conversor CHB de cinco níveis.

Tabela 4.1 Estados e saída de um módulo.

$S1$	$S1'$	$S2$	$S2'$	V_{out}
1	0	0	1	$+V_{cc}$
1	0	1	0	0
0	1	1	0	$-V_{cc}$
0	1	0	1	0

A vantagem da topologia cascata está na sua modularidade. A relação entre o aumento dos degraus da tensão da saída e o número de módulos no circuito é linear. Isto permite conectar centenas de módulos por exemplo, e ainda ocupar um espaço proporcional a centenas de células de Lítio aumentando a potência e atingindo tensões elevadas a partir de elementos de potência reduzida. Cada bateria possui uma ponte completa e são fontes isoladas, o que permite comandá-las de maneira independente para escolher as células com liberdade de forma a utilizá-las de maneira uniforme. Em um conversor cascata de N níveis, existem N graus de liberdade na escolha do acionamento das células, o que permite otimizar o balanceamento de energia entre as células. Diversas formas de controle das tensões CC (ou SOC) em conversores multinível cascata já foram propostas na literatura, assunto que é estudado no Capítulo 5.

Por outro lado, os conversores em cascata são mais complexos de serem controlados devido ao alto número de chaves semicondutoras. Para o correto desempenho do circuito é necessário garantir que os capacitores (ou baterias) possuam a energia necessária ao funcionamento. Para isso, um controle da saída deve ser realizado com intuito de carregar ou descarregar energia do elo CC dos submódulos e um balanceamento deve ser feito com o objetivo de equalizar a energia entre as células.

Em [132] um conversor multinível cascata trifásico (CHB) foi proposto para compor o inversor do motor e o sistema apresentou um bom desempenho em termos de eficiência. A redução do dV/dt e da quantidade de chaveamentos melhorou a robustez as interferências eletromagnéticas. O uso de chaves MOSFET permitiu distribuir a dissipação de calor em vários elementos. Dessa forma, os resultados foram considerados satisfatórios para o uso do multinível CHB com a função BMS integrada.

4.3 Conversores Multinível Compactos (número reduzido de chaves)

O avanço dos conversores multinível dispensou o uso de filtros e transformadores para integração com a rede elétrica e acionamento de motores. Vários conversores Multinível que diferem das topologias clássicas NPC, FC e CHB visando reduzir a quantidade de semicondutores já foram propostos na literatura [8]. A redução do número de chaves no circuito permite ganhos em eficiência, redução de espaço e redução de custo. As topologias com número de chaves reduzido são divididas em dois grupos: híbridos e não híbridos. Os conversores híbridos utilizam módulos que produzem apenas tensão unipolar positiva (ou negativa) e utilizam uma ponte H ao final da associação dos módulos para permitir inverter a polaridade da tensão de saída [76], [77]. Já os não-híbridos utilizam a estrutura básica modular para formar todo o conversor e a mesma estrutura permite gerar tensão positiva e negativa na saída [78].

Os tipos de conversores que atendem ao objetivo desta tese devem possuir características que são desejadas para a aplicação nos veículos elétricos, são elas: fontes CC isoladas, que permite liberdade na conexão entre as células, modularidade, que proporcione escalabilidade e expansão do sistema para centenas de células e possibilidade de equalizar a energia das fontes CC estendendo a autonomia do sistema. Além disso, o conversor BMS deve comportar a energia fluindo de forma bidirecional para carregar as baterias e reaproveitar a energia cinética em momentos de frenagem do veículo (ou descida) e permitir também injetar a própria energia das células nas redes elétricas.

4.3.1 Conversor compacto tipo I

Em [79] apresenta-se um conversor multinível que realiza a associação série do elemento formado pelo circuito meia ponte conectado a uma fonte CC (bateria). Ao repetir este circuito m vezes gera-se um conversor multinível com número de níveis tal

que $n = 2m + 1$, como mostra a Figura 4.4. A Tabela 4.2 mostra os estados das chaves para gerar as tensões positivas, zero e negativas de cada módulo. Babaei et al. também propôs em [80] um circuito equivalente para este conversor.

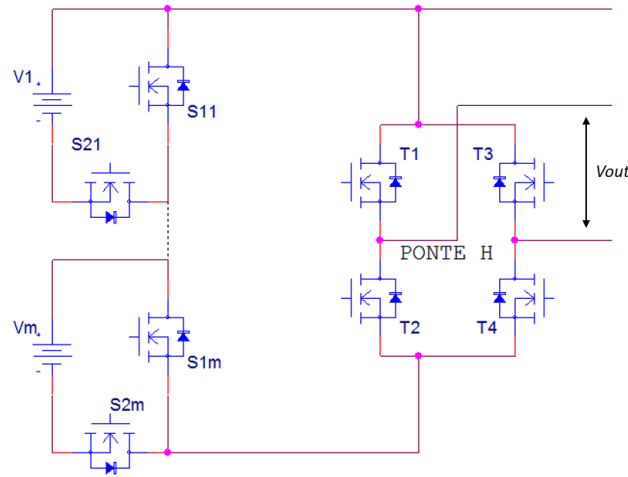


Figura 4.4 Conversor compacto tipo I (híbrido)

A vantagem deste conversor está na redução do número de chaves do circuito. Para um conversor de n níveis e com c chaves a relação é tal que $c = n + 3$, sendo $n=3, 5, 7, 9$ e assim por diante. Quando muitos níveis são utilizados, por exemplo para acionar o motor do veículo com múltiplas baterias, o número de chaves reduz-se a aproximadamente metade quando comparado com o circuito CHB.

Tabela 4.2 Estados do conversor compacto tipo I

$S11$	$S21$	$S21$	$S22$	$T1$	$T2$	$T3$	$T4$	$Vout$
1	0	0	1	1	0	0	1	+V1
0	1	1	0	1	0	0	1	+V2
1	0	1	0	1	0	0	1	+V1+V2
0	1	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	-V1
0	1	1	0	0	1	1	0	-V2
1	0	1	0	0	1	1	0	-V1-V2
0	1	0	1	0	1	1	0	0

Entretanto, o uso da ponte H para permitir gerar tensões negativas é uma desvantagem que deve ser verificada, o que caracteriza esta topologia como híbrida. Ao observar o circuito da Figura 4.4, percebe-se que as chaves que formam a ponte H estão submetidas à tensão total da saída e neste caso perde-se a possibilidade de utilizar chaves tipo MOSFET de baixa tensão (dezenas ou centenas de volts) que são rápidas e eficientes. Esta ponte H deve ser projetada com semicondutores que suportem tensões maiores do que a soma das tensões geradas por todos os módulos. Essas chaves são maiores e de alto custo, como o custo das chaves de um conversor de dois níveis trifásico tradicional em que seis chaves de alta potência são necessárias para gerar as saídas PWM. No sistema proposto, três pontes H independentes são adicionadas ao conjunto de módulos e assim utiliza-se doze semicondutores de alta potência, além das chaves que compõem os módulos. Assim, os valores esperados de custo, tamanho e perdas são maiores que em um conversor tradicional.

Por outro lado, como BMS este conversor torna-se muito atraente. Semelhante ao que ocorre no CHB, é possível regular a energia de cada célula de forma independente, com m graus de liberdade. Como será visto no Capítulo 5, essa característica permite simplificar o algoritmo de equalização reduzindo os custos associados a implementação de controladores quando comparado à topologia Escada (LMC).

4.3.2 Conversor compacto tipo II

Nilkar propõe em [81] um conversor cascata em que cada módulo possui um inversor sub-multinível com quatro semicondutores e duas fontes CC conforme mostra Figura 4.5. Apenas uma chave pode entrar em condução e as outras devem estar abertas. Cada módulo deste circuito permite gerar cinco níveis de tensão incluindo o zero. Ao associar vários deles em série, a contribuição gerada por eles é de dois degraus no semi-ciclo positivo e negativo da saída, ou seja, quatro níveis para a saída. A Tabela 4.3 mostra os estados possíveis e as tensões geradas por eles.

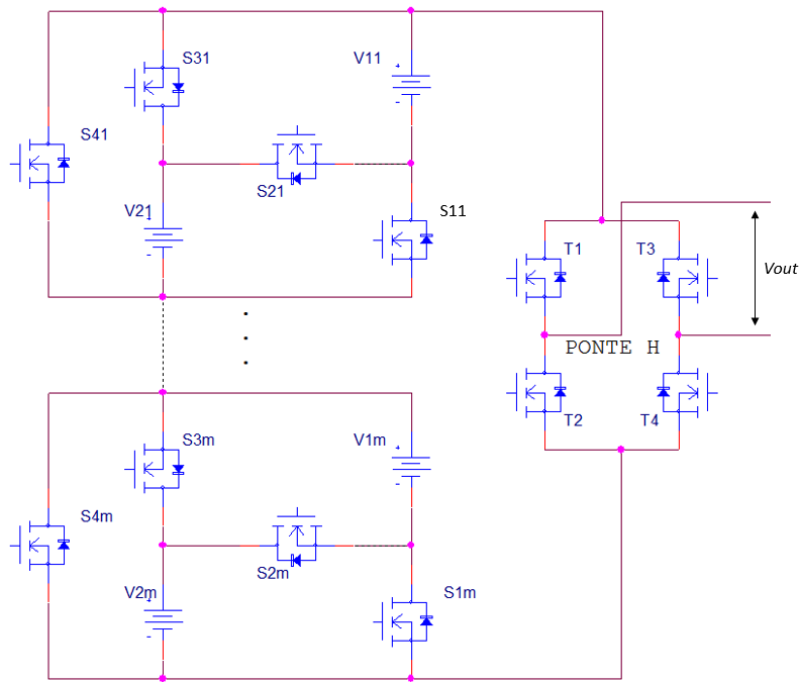


Figura 4.5 Conversor compacto tipo II

Quando a chave $S1i$ encontra-se fechada (e as demais abertas) a tensão da fonte $V1$ é aplicada à saída, a chave $S3i$ aplica a tensão $V2$, a chave $S2$ aplica a tensão $V1+V2$ na saída e a chave $S4i$ aplica um curto na saída.

Tabela 4.3 Estados do módulo 1 do conversor tipo II

$S1i$	$S2i$	$S3i$	$S4i$	$Vout$
1	0	0	0	+V1
0	1	0	0	+V2
0	0	1	0	+V1+V2
0	0	0	1	0

A vantagem deste circuito está também no número reduzido c de chaves tal que para n níveis $c = n + 3$. Ao comparar com o CHB, aproximadamente metade do número de chaves é necessário para gerar o mesmo número de níveis na saída. Por outro lado, cada módulo só permite gerar tensões positivas e uma ponte completa se faz necessária novamente caracterizando esta topologia como híbrida. As desvantagens são as mesmas do tipo I. Como gerenciador de carga das células, este circuito também permite um algoritmo de baixa complexidade semelhante ao necessário nos conversores CHB e tipo I.

4.3.3 Conversor compacto Tipo III

O conversor tipo III proposto por Khosroshahi em [82] é formado por uma estrutura cascata de módulos com duas fontes CC e quatro chaves ideais. No caso em que chaves com bloqueio unidirecional são utilizadas, como IGBTs e MOSFETs, cada módulo utiliza seis semicondutores, como mostra a Figura 4.6. As chaves $S11$ e $S41$ são, cada uma, formadas por dois semicondutores com o objetivo de permitir a corrente fluir em ambos sentidos. Uma ponte H é usada na saída da associação série dos módulos, o que configura o conversor compacto como do tipo híbrido. Quando uma chave ideal no módulo é acionada as três outras devem estar abertas e assim as tensões geradas por cada módulo são $+V1$, $+V2$, $+V1+V2$ e zero, como no caso das estruturas do tipo I e II. A Tabela 4.4 mostra os estados possíveis e a tensão gerada de cada módulo.

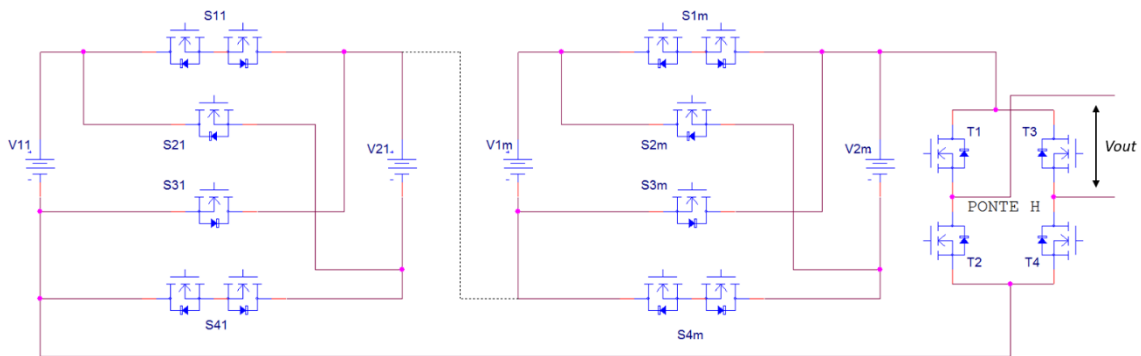


Figura 4.6 Conversor compacto tipo III

Tabela 4.4 Estados do módulo 1 do conversor tipo III

$S11$	$S21$	$S31$	$S41$	Va
1	0	0	0	$+V11$
0	1	0	0	$+V21$
0	0	1	0	$+V11+V21$
0	0	0	1	0

Caso chaves do tipo MOSFET ou IGBT, que possuem bloqueio unidirecional sejam utilizadas no projeto deste conversor serão necessários dois dispositivos para formar $S1i$ e $S4i$. Assim, o número de semicondutores s necessário para realizar um conversor de n níveis é tal que $s = \frac{3n+5}{2}$, $n = 5, 9, 13 \dots$ Como esta estrutura é híbrida, as vantagens e desvantagens são semelhantes ao que ocorre nos tipos I e II, porém nota-

se a necessidade de um número maior de semicondutores devido a duas chaves, $S2i$ e $S3i$, em cada módulo serem bidirecionais. Nesta topologia, também é possível controlar individualmente a energia das células como ocorre nos outros tipos híbridos.

4.3.4 Conversor compacto Tipo IV

O conversor tipo IV proposto por Mokhberdoran em [83] também mistura chaves unidirecionais e chaves bidirecionais como o que ocorre no tipo III, porém em uma forma não híbrida. Nesta estrutura, duas chaves bidirecionais SU e SL , quatro chaves unidirecionais e duas fontes CC constituem o módulo. Cada conjunto permite adicionar quatro níveis na forma de onda de saída como ocorre nos tipos II e III. A Figura 4.7 mostra os módulos básicos do conversor, que ao serem conectados em série permitem constituir um conversor multinível de n níveis com saída positiva e negativa sem necessidade de ponte H. A Tabela 4.5 mostra os estados das chaves de um módulo para sua tensão de saída V_a .

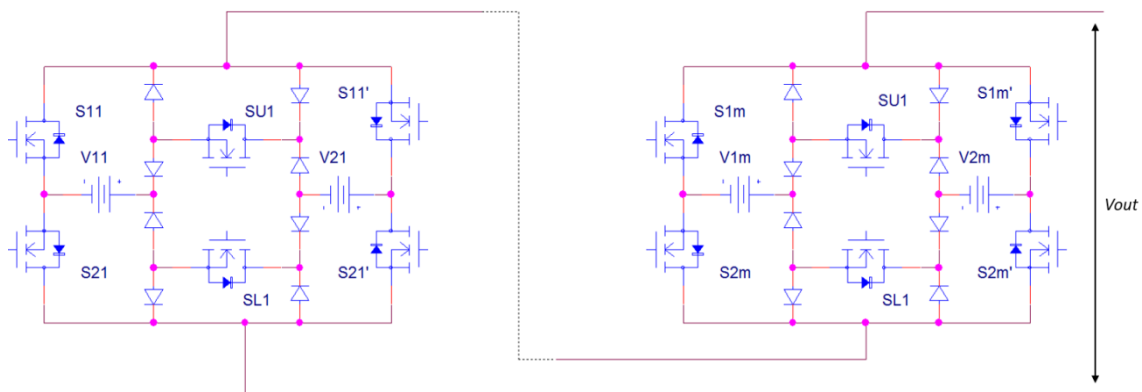


Figura 4.7 Conversor compacto tipo IV

Para um número m de módulos o número de níveis n é tal que $n = 4m + 1$. Sendo s o número de semicondutores, pode-se deduzir que $s = \frac{3n-1}{2}$, para $n = 5, 9, 13, 17 \dots$ Se consideradas chaves unidirecionais para o projeto, cada módulo passa a possuir oito semicondutores e verifica-se que $s = 2n - 2$. Ao observar esta relação conclui-se que é semelhante à obtida em relação à topologia multinível CHB.

Pelo ponto de vista do controle das baterias, a complexidade aumenta, porém levemente. No caso do CHB cada nível está associado a um estado do módulo sendo simples definir os estados a partir de uma tabela ordenada por tensão das células. Na topologia em questão, de posse de uma tabela das células que irão operar, deverá existir

uma verificação de quais módulos possuem duas células ativas, pois seus estados serão distintos.

Considerando-se que a topologia tipo IV possui semicondutores equivalentes entre si, requerendo, portanto, dois semicondutores para formar uma chave bidirecional e circuitos de disparo mais complexos, não se percebe vantagem em custo e espaço ao implementar o conversor integrado almejado nesta tese optando por esta tecnologia, quando comparado ao CHB.

Tabela 4.5 Estados do módulo 1 do conversor tipo IV

<i>S11</i>	<i>S11'</i>	<i>S21'</i>	<i>S21</i>	<i>SU1</i>	<i>SL1</i>	<i>Va</i>
1	0	0	1	0	0	+V11+V21
0	0	0	1	0	1	+V21
1	0	0	0	1	0	+V11
0	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	0	1	-V11
0	0	1	0	1	0	-V21
0	1	1	0	0	0	-V11-V21

4.3.5 Conversor compacto Tipo V

Babaei propõe em [80] um módulo contendo duas fontes e seis chaves bidirecionais em condução e unidirecionais em bloqueio (diodo). Cada conjunto é capaz de gerar tanto tensões positivas quanto negativas permitindo agregar quatro degraus de tensão na saída do conversor formado pela associação série destes módulos. A relação entre o número de chaves c e o número de níveis n gerado pelo conversor é tal que $c = \frac{3}{2}(n - 1)$, $n = 5, 9, 13...$ o que significa que em um conversor com muitas células ocorre uma redução de aproximadamente 25% na quantidade de chaves, quando comparado ao CHB. A Figura 4.8 mostra a topologia do conversor compacto tipo V.

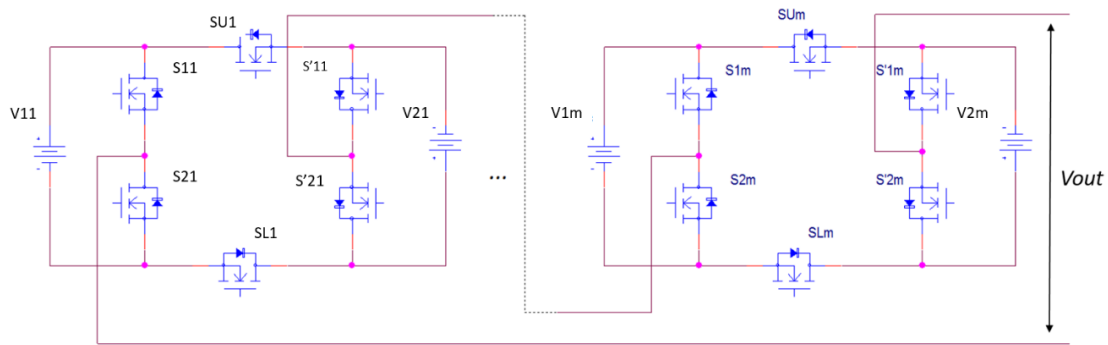


Figura 4.8 Conversor compacto tipo V

A Tabela 4.6 mostra os estados das chaves de um módulo e as possíveis tensões geradas. Pelo ponto de vista do controle de carga das baterias, este conversor é equivalente ao multinível CHB porque permite também livre associação das células de Lítio. Apesar do equalizador necessitar de um algoritmo pouco mais complexo por possuir duas células por módulo, a complexidade é equivalente à do tipo IV. Assim, esta topologia parece ser atraente pela possibilidade de optar por redução de chaves projetando um circuito mais eficiente e menor. Porém, o conversor compacto tipo Escada, que será estudado em seguida, sugere uma redução de chaves ainda maior.

Tabela 4.6 Estados do módulo 1 do conversor tipo V

$S11$	$S'11$	$S21$	$S'21$	$SU1$	$SL1$	Va
1	0	1	0	0	1	$+V11+V21$
1	0	0	1	0	1	$+V11$
0	1	1	0	0	1	$+V21$
0	1	0	1	0	1	0
1	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	0	$-V21$
1	0	0	1	1	0	$-V11$
0	1	0	1	1	0	$-V11-V21$

4.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo verificou-se que os conversores multinível são vantajosos por apresentarem uma qualidade de forma de onda superior e, devido à modularidade, a possibilidade de utilizar componentes de baixa tensão e combiná-los para atingir

potências elevadas, quesito necessário a aplicações em veículos elétricos. No Capítulo 5 o conversor multinível Escada proposto é apresentado e analisado em detalhes.

CAPÍTULO 5 – CONVERSOR ESCADA E TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

Neste Capítulo, a aplicação da topologia chamada Conversor Multinível tipo Escada (LMC, *Ladder Multilevel Converter*) é proposta como uma alternativa devido ao número menor de semicondutores, sendo estudada em profundidade. Ao utilizar esta estrutura para realizar funções de BMS e inversor simultaneamente, é perceptível que o grau de independência no controle das células torna-se limitado e complexo, porém formas factíveis de gerenciar as células são sugeridas como soluções e no Capítulo 6 uma lógica de equalização é proposta.

5.1 Conversor Multinível Escada (LMC)

Foi concebida uma topologia compacta que é obtida a partir da estrutura CHB redesenhada, verificou-se que a mesma estrutura é apresentada em [84], porém nesta tese são apresentados de forma original um caminho para sua concepção e técnicas para equalização, como será visto no Capítulo 6. Para efeitos de análise, considera-se o conversor formado por dois módulos com cinco níveis (degraus) de saída conforme mostrado na Figura 5.1, cujas chaves superiores são complementares às inferiores (quando uma está fechada a outra necessariamente está aberta e vice-versa). O módulo 1 é formado pelas chaves $S1$, $S1'$, $S2$, $S2'$ e a fonte $V1$, enquanto o módulo 2 é formado por $S3$, $S3'$, $S4$, $S4'$ e $V2$.

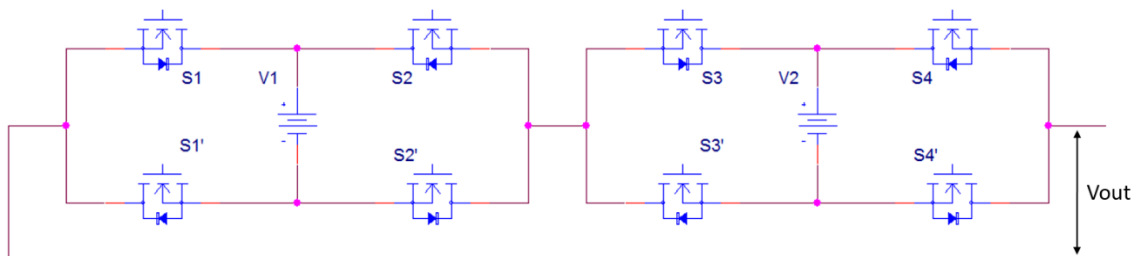


Figura 5.1 Circuito CHB em cascata com dois módulos (5 níveis).

Considerando que as chaves do módulo m , S_m estão acionadas (*LIG*) em 1, desligadas (*DES*) em 0 e que são complementares, define-se a função de chaveamento C_m como:

$$C_m = \begin{cases} 1, & \text{se } S_m \text{ LIG e } S'_m \text{ DES} \\ 0, & \text{se } S_m \text{ DES e } S'_m \text{ LIG} \end{cases} \quad (5.1)$$

Para o caso da estrutura CHB da Figura 5.1 é possível definir a tensão de saída V_{out} em função do chaveamento, como [116]:

$$V_{out} = V_1(C_1 - C_2) + V_2(C_3 - C_4) \quad (5.2)$$

Ao substituir a fonte V_2 do segundo módulo por uma fonte V_{2n} de mesmo valor, porém negativa, define-se então que:

$$V_{out} = V_1(C_1 - C_2) + V_{2n}(C_3 - C_4) \quad (5.3)$$

Onde:

$$V_{2n} = -V_2 \quad (5.4)$$

Ao inverter a polaridade da fonte deve-se atentar ao fato de que as chaves utilizadas são todas iguais e neste caso semicondutores Mosfet tipo N que são bidirecionais em condução, porém unidirecionais em bloqueio (diodo). Assim, a orientação do diodo de bloqueio deve acompanhar o sentido da fonte. Quando um dos terminais da chave está conectado a uma célula, deve-se sempre conectar o catodo do diodo ao polo positivo da fonte CC (e o anodo ao negativo) de modo a evitar fluxo de corrente quando as chaves se encontram abertas. Assim, é possível expressar a tensão de saída do circuito da Figura 5.2 como:

$$V_{out} = V_1(C_1 - C_2) - V_2(C_3 - C_4) \quad (5.5)$$

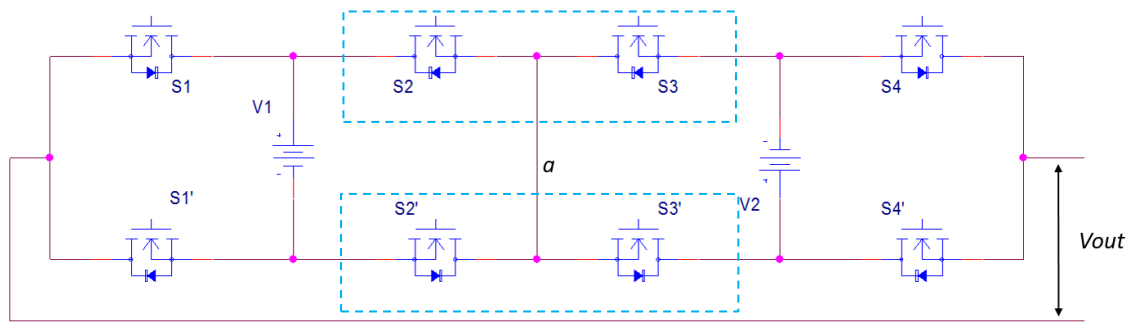


Figura 5.2 Circuito CHB com dois módulos (redesenhado).

Para sintetizar os degraus de tensão na saída, as baterias do conversor devem ser conectadas com mesma orientação de polaridade para somar os V_{cc} , por exemplo, $V1+V2$ ($2 V_{cc}$) na Figura 5.2. Caso as duas células sejam conectadas em série com orientação opostas, através da conexão indicada pelo ponto a da Figura 5.2, a tensão de saída será $V1-V2$ que é aproximadamente zero e não contribui para aumentar a tensão de saída. Caso essa conexão (ponto a) seja removida, perde-se a possibilidade de conectar células adjacentes em polaridades semelhantes, o que significa que o polo positivo da fonte $V1$ não poderá mais conectar no positivo da fonte $V2$ e também que os polos negativos da fonte $V1$ e $V2$ não se conectam mais.

Para o caso proposto nesta tese, as fontes CC possuem todas aproximadamente o mesmo valor, pois são baterias de Lítio com tensão nominal de 3.2V. Assim, ao utilizar o caminho indicado por a , o par de módulos irá produzir a tensão zero (0 V) na saída. Como é possível produzir a tensão zero simplesmente acionando as chaves para realizar um curto-circuito nos terminais de saída, de forma a corrente não passar por nenhuma fonte, considera-se remover o ponto a .

Ao analisar o circuito sem a conexão a , verifica-se que as chaves $S2$ e $S3$ são iguais, de mesmo sentido e realizam a mesma função, assim como as chaves $S2'$ e $S3'$. Isto permite remover um dos pares de chaves complementares (por exemplo $S3$ e $S3'$) e obter o circuito da Figura 5.3. Esta estrutura é interessante porque permite construir um conversor não-híbrido com um número reduzido de chaves e ainda produzir tensões que vão de $-m V_{cc}$ a $+m V_{cc}$. A Tabela 5.2 mostra a comparação da quantidade de chaves necessárias para as diferentes estruturas de conversor apontadas neste capítulo e no anterior.

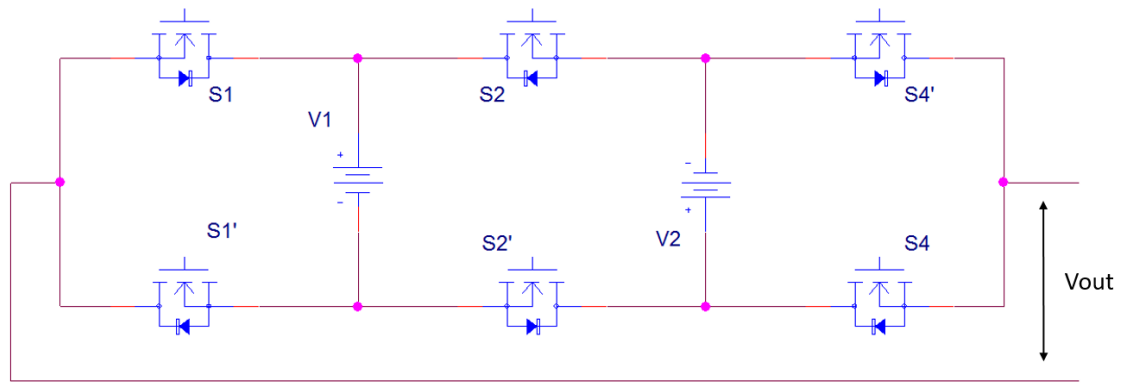


Figura 5.3 Conversor compacto Escada proposto, com 5 níveis

Considerando que as chaves são ideais, é possível estabelecer a relação:

$$C_2 = C_3 \quad (5.6)$$

E assim rescrever (5.5) como:

$$V_{out} = V_1(C_1 - C_2) + V_2(C_4 - C_2) \quad (5.7)$$

Para gerar as diferentes tensões de saída, os disparos dos conjuntos complementares visam adicionar células conectadas em série com mesma orientação de forma a incrementar a tensão de saída. Para gerar as tensões negativas, basta ativar-se as chaves complementares (que estavam abertas). A Tabela 5.1 e a Figura 5.4 mostram os estados das chaves em um conversor tipo Escada com cinco níveis. Os algoritmos de controle e simulações deste conversor são explorados em detalhes no Capítulo 6.

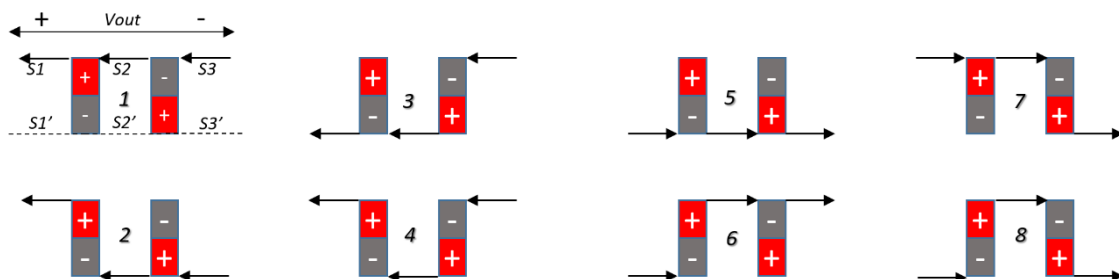


Figura 5.4 Formas de associação das células no LMC.

Tabela 5.1 Estados de saída do conversor LMC de dois módulos

<i>Estado</i>	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S1'</i>	<i>S2'</i>	<i>S3'</i>	<i>Vout</i>
1	1	1	1	0	0	0	0
2	1	0	0	0	1	1	V _{cc}
3	0	0	1	1	1	0	V _{cc}
4	1	0	1	0	1	0	2 V _{cc}
5	0	0	0	1	1	1	0
6	0	1	1	1	0	0	-V _{cc}
7	1	1	0	0	0	1	-V _{cc}
8	0	1	0	1	0	1	-2 V _{cc}

A vantagem desta topologia está na quantidade reduzida de chaves c . É possível deduzir que a relação será tal que $c = n + 1$, sendo n o número de níveis da tensão de saída. Isso significa que para uma grande quantidade de módulos, o conversor compacto irá possuir aproximadamente metade da quantidade de chaves quando comparado ao multinível CHB. A estrutura generalizada do conversor proposto nesta tese é apontada na Figura 5.5.

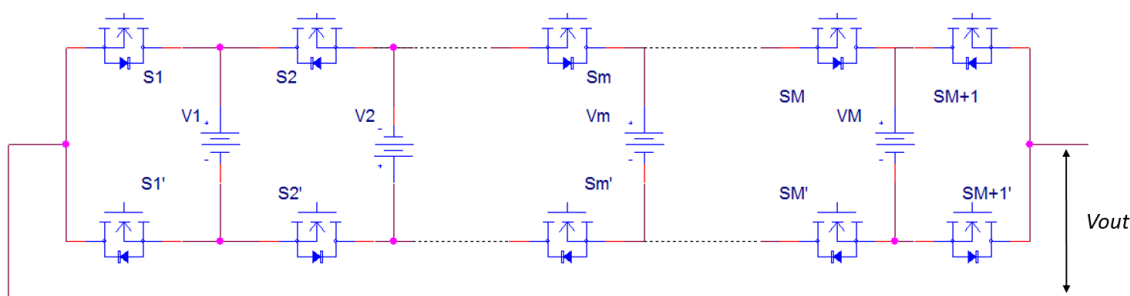


Figura 5.5 Conversor compacto LMC proposto, forma generalizada.

Considerando m como sendo cada módulo do conversor e possuindo uma fonte CC (V_m) e dois semicondutores (S_m e S_m'), constata-se que para uma quantidade M de módulos, haverá $M+1$ pares de chaves complementares. Sendo a função de chaveamento C_m definida como em (5.1), verifica-se que a tensão de saída V_{out} do conversor da Figura 5.5 é definida como:

$$V_{out} = V_1(C_1 - C_2) + V_2(C_3 - C_2) + V_3(C_3 - C_4) + \dots + V_M(C_{M+1} - C_M) \quad (5.8)$$

Rescrevendo (5.6) na forma geral, definindo V_m como a tensão da bateria do módulo, a tensão de saída V_{out} do conversor é dada por:

$$V_{out} = \sum_{m=1}^{M+1} V_m (C_{m+1} - C_m) (-1)^m \quad (5.9)$$

Como será visto no Capítulo 6, a desvantagem deste conversor está na complexidade maior necessária para manter as células balanceadas. Devido à estrutura possuir células adjacentes com polaridades opostas, ao retirar uma célula do circuito, considerando um conversor com mais de quatro células, a célula seguinte, ao entrar no circuito, irá entrar com polaridade oposta às demais. Isso deve ser considerado no algoritmo de controle. Dessa forma, a liberdade de acionamento das células torna-se limitada, não se pode mais introduzir as baterias no circuito em qualquer ordem com todos os graus de liberdade, porém soluções para essas questões são propostas adiante.

5.2 Componentes utilizados nos conversores compactos

A escolha do tipo de dispositivo semicondutor que irá comandar as células de Lítio em cada módulo é definida primeiramente pela tensão de bloqueio que a chave suporta (V_{bloq}). Em seguida, deve-se considerar a capacidade de condução e dissipação de potência. No caso do conversor de dois níveis apresentado no início deste capítulo, o IGBT (*insulated gate bipolar transistor*) é o componente utilizado devido a sua capacidade de suportar tensões mais elevadas, ser mais rápido na comutação e necessitar menos corrente para acionamento, quando comparado ao GTO (*gate-turn-off-thyristor*) [79].

Quando a tecnologia multinível é utilizada, uma desvantagem evidente é a necessidade de utilizar um grande número de chaves e ainda uma quantidade alta de circuitos acionamento para cada chave (*gate driver circuit*). Entretanto, as tensões de bloqueio necessárias de cada módulo (V_m) são menores e, considerando uma quantidade de degraus na tensão de saída N , esta pode ser definida como $V_m = V_{bloq}/N$. No caso do conversor Escada, a tensão V_m das chaves internas (S_2 a S_m) é o dobro quando comparado ao CHB, pois elas necessitam suportar a soma das células adjacentes. Contudo, para tensões nominais das células suficientemente baixas, esses diferentes requisitos para tensões nominais das chaves podem ter pouca influência no custo. Por este

motivo, semicondutores do tipo MOSFET são mais apropriados para esta aplicação. Eles apresentam tensão de bloqueio mais baixa (V_{ds}), uma resistência de condução (*on resistance*) menor e uma frequência de trabalho maior quando comparados aos IGBTs. Além disso, semicondutores de tensão baixa são mais fáceis de serem encontrados no mercado, mais baratos e seus circuitos para acionamento são de simples implementação, o que reduz o custo do conversor [8]. A Tabela 5.2 aponta a quantidade de semicondutores para cada topologia estudada em função da quantidade de degraus n da tensão de saída.

Tabela 5.2 Quantidade de componentes em função dos níveis (n) para formar o conversor

Topologia	Fonte CC	Chaves	Diodos
NPC	$(n-1)/2$	$2n-2$	$(n-1)(n-2)/2$
FC	$(n-1)(n-2)/2$	$2n-2$	$2n-2$
CHB	$(n-1)/2$	$2n-2$	$2n-2$
TIPO I	$(n-1)/2$	$n+3$	$n+3$
TIPO II	$(n-1)/2$	$n+3$	$n+3$
TIPO III	$(n-1)/2$	$3(n+5)/2$	$3(n+5)/2$
TIPO IV	$(n-1)/2$	$3(n-1)/2$	$(5n-11)/2$
TIPO V	$(n-1)/2$	$3(n-1)/2$	$3(n-1)/2$
LMC	$(n-1)/2$	$n+1$	$n+1$

Observando a Tabela 5.2 é possível perceber que o conversor compacto LMC é a estrutura que utiliza o menor número de semicondutores e por isso foi escolhida para ser investigada nesta tese. Apesar dos conversores compactos tipo I e II também possuírem número reduzido de chaves, eles não são uma solução atraente por serem híbridos e assim possuírem chaves de alto custo que suportam tensões elevadas quando comparadas às chaves dos módulos.

5.3 Métodos de Modulação

Como foi apontado no início deste capítulo, a qualidade da tensão gerada pelo conversor é relevante para aumento da eficiência e vida útil do sistema formado pelo VE. Existem diferentes formas de modular a tensão de saída. Geralmente o projetista deve

encontrar um compromisso satisfatório entre complexidade, eficiência e redução de harmônicos.

Os métodos de modulação aplicados em conversores multinível são classificados em dois grupos: os que se baseiam na frequência fundamental [70], [85] e os que utilizam PWM [86]. No primeiro grupo, os semicondutores geralmente realizam uma ou duas comutações por ciclo da frequência fundamental para formar a tensão em degraus mostrada na Figura 5.6(a). Para este caso, dois métodos conhecidos são utilizados: eliminação seletiva de harmônicos (SHE – *Selective Harmonic Elimination*) [87], [88], [89] e controle vetores espaciais (SVC – *Space Vector Control*) [90]. No segundo grupo, as comutações das chaves são realizadas várias vezes por ciclo caracterizando uma tensão de saída em degraus, porém modulada em alta frequência como mostra Figura 5.6(b). Dois métodos conhecidos normalmente utilizados são PWM senoidal multinível (SPWM) e PWM vetorial (*Space Vector PWM*) [91].

As modulações PWM por comutarem em alta frequência, tendem a ser menos eficientes que os métodos que comutam poucas vezes por ciclo da fundamental, por exemplo, a modulação em degraus (*Staircase*). Existem modulações que combinam modulação PWM e SHE permitindo reduzir as distorções na saída, porém demandam mais recursos computacionais e memória [92]. Modulações muito complexas já foram sugeridas na literatura e propõem redes neurais e algoritmos genéticos como alternativa a reduzir ainda mais a distorção harmônica [93]. Entretanto, a modulação atraente para esta tese deve compor um equilíbrio entre simplicidade de algoritmo e baixo THD, de forma a tornar o sistema escalável a centenas de células de Lítio. A modulação proposta nesta não deve possuir alta frequência como mostrado na Figura 5.6(b), mas sim um aspecto similar ao SHE, sem o alto grau de complexidade nos cálculos dos ângulos de disparo.

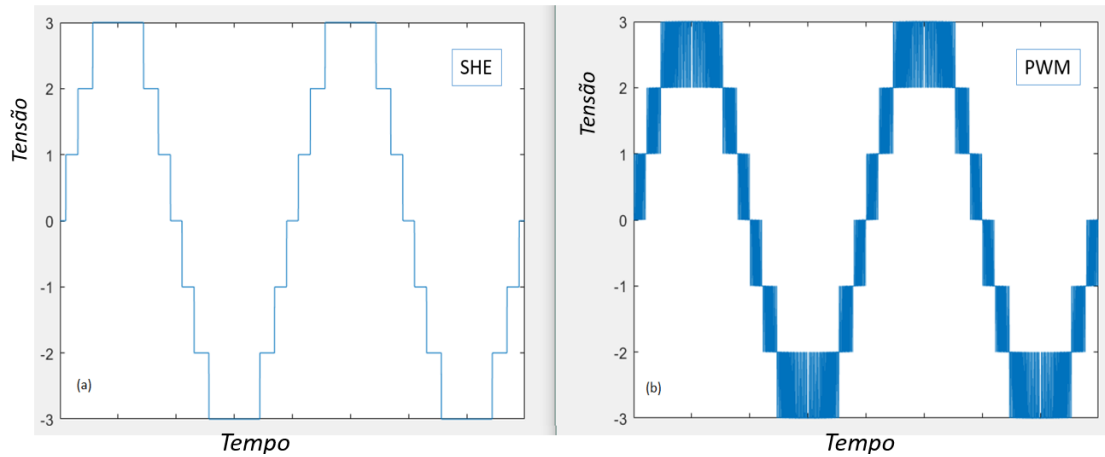


Figura 5.6 Tensão de saída do conversor sete níveis: (a) modulação SHE, (b) Modulação PWM

5.3.1 Modulação por Vetores Espaciais (SVC)

O método de modulação por vetores espaciais (SVC) pode ser utilizado em todos os tipos de conversores multinível. O princípio de funcionamento se baseia em encontrar um vetor que minimiza o erro espacial entre a referência e a saída [94]. A Figura 5.7 apresenta o diagrama de vetores para conversores multinível dois, três e cinco níveis na saída. Estes diagramas são universais e independem do tipo do conversor. O objetivo é encontrar a sequência de vetores espaciais que minimiza o erro em relação a V^* que é o vetor de referência. Calculam-se os períodos de chaveamento (*duty cycle*) para cada vetor definido no triângulo do diagrama (V_j, V_{j+1}, V_{j+2}), define-se então a relação:

$$V^* = \frac{(T_j V_j + T_{j+1} V_{j+1} + T_{j+2} V_{j+2})}{T} \quad (5.10)$$

e:

$$T = T_j + T_{j+1} + T_{j+2} \quad (5.11)$$

em que T_j, T_{j+1} e T_{j+2} são os tempos de chaveamento de cada vetor e T é o período de chaveamento.

A vantagem deste método está em produzir um conteúdo menor de harmônicos na saída quando comparado ao PWM senoidal multinível [95]. Entretanto, com o aumento da quantidade de células no conversor, como é o caso desta tese, a complexidade ao encontrar os triângulos cresce muito tornando difícil a implementação prática [96].

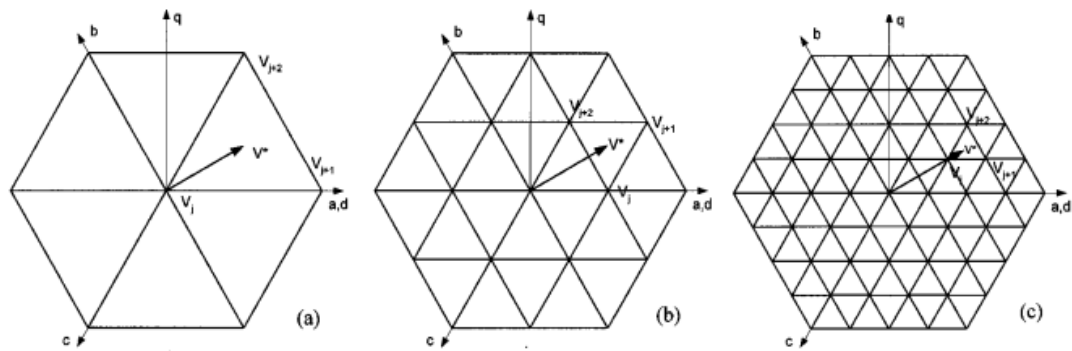


Figura 5.7 Diagrama de vetores para a modulação SVC.

5.3.2 Eliminação Seletiva de Harmônicos

O método de eliminação seletiva de harmônicos (SHE, *Selective Harmonic Elimination*) se baseia em definir o ângulo α das funções de chaveamento dos módulos que formam o conversor. A soma das funções de chaveamento que disparam as chaves produz V_{out} . A relação entre a tensão de saída (V_{out}) e as funções de chaveamento, $f_m(\alpha)$, que disparam as chaves é definida por:

$$V_{out}(\alpha) = \sum_{m=1}^M V_m f_m(\alpha) \quad (5.12)$$

Em que o índice m identifica o módulo, M é o número total de módulos e V_m é a tensão da célula de Lítio.

Como será visto no Capítulo 6, algoritmos são usados no controle para manter as tensões das baterias todas próximas, o que permite considerar que V_m é tal que: $V_1 = V_2 = V_3 \dots$. A Figura 5.8 mostra V_{out} do conversor de cinco níveis em função dos sinais de disparo (f_m). Nota-se que mesmo alterando a sequência de disparo, não se altera o resultado final por considerar as tensões V_m todas iguais.

A quantidade de módulos define então a quantidade de ângulos α de disparo. Quanto maior for o número de células, maior a quantidade de harmônicos que se pode anular e menor também será a distorção harmônica total.

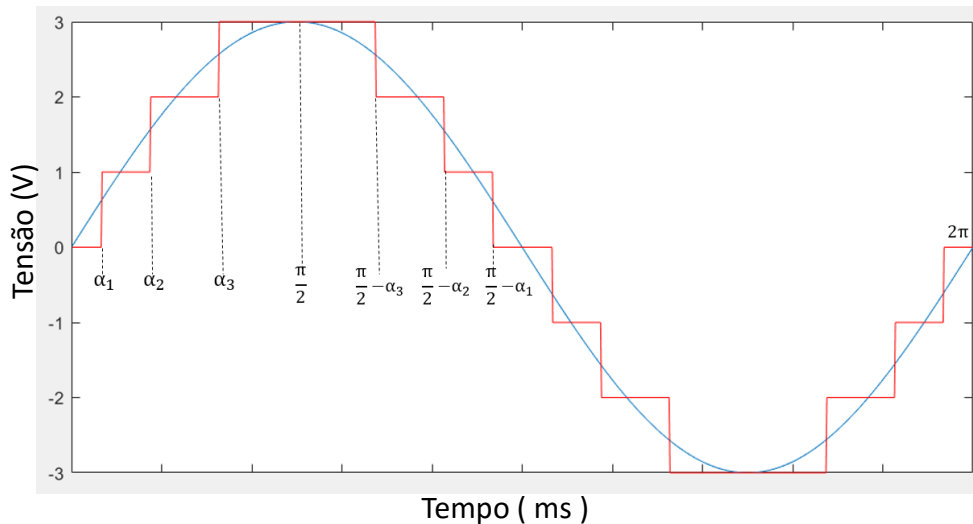


Figura 5.8 Ângulos de disparo α_1 , α_2 e α_3 do conversor de sete níveis.

Como a quantidade de níveis é tal que $n = 2m + 1$, a relação entre os níveis e a quantidade de harmônicos que se pode eliminar (H) é tal que:

$$H = \frac{n-1}{2} \quad (5.13)$$

Um estudo detalhado com cálculos para eliminação de harmônicos e redução de THD em diferentes casos é realizado no Apêndice C.

5.3.3 SPWM (PWM Senoidal Multinível)

Como apontado no início deste capítulo, a modulação PWM se baseia em comparar a referência com uma portadora triangular de frequência superior. No caso de conversores multinível contendo N degraus na tensão de saída, $N-1$ portadoras triangulares são utilizadas e podem ser separadas na amplitude (*vertically shifted carriers*) ou defasadas no tempo (*horizontally shifted carriers*) como mostra a Figura 5.9 [90]. Três casos existem:

1. Quando todas as portadoras estão em fase, *PD (Phase Disposition)*, como mostra a Figura 5.9(c).
2. Quando as portadoras que sintetizam tensão positiva estão em fase e as negativas em fase oposta, *PO (Phase Opposition)*, como mostra a Figura 5.9(d).
3. Quando as portadoras alternam as fases, *APOD (Alternate Phase Opposition Disposition)*, Figura 5.9(e). Modulação utilizada nesta tese.

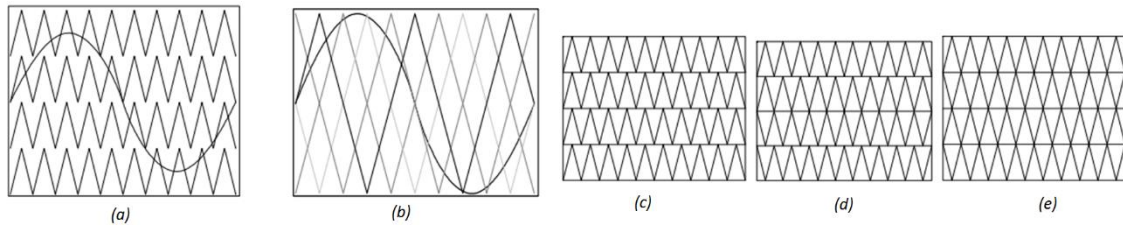


Figura 5.9 Tipos de modulação multinível PWM.

A vantagem de se utilizar as portadoras separadas no tempo está em garantir que cada módulo irá entrar em operação a mesma quantidade de vezes independente do sinal de referência. Todavia, quando deseja-se realizar o balanceamento de carga das baterias, é importante que os módulos permaneçam ativos por tempos diferentes e o controle decida a ordem de acionamento. Simulações serão realizadas adiante com o objetivo de selecionar o tipo de modulação PWM que introduz menor THD.

Um ponto importante é que a frequência da portadora triangular define a quantidade de comutações dos semicondutores por ciclo da fundamental. Quanto maior for a frequência da portadora, maior será o número de transições e assim, conforme será constatado adiante, maiores serão as perdas e possível aumento de THD. Para redução das comutações, verificou-se que a modulação SHE é mais indicada, porém concluiu-se que a complexidade cresce de forma acelerada. Assim o projetista deverá especificar as características de modulação que satisfaça o compromisso entre complexidade, distorção harmônica e perdas de chaveamento.

Como será visto adiante, análises de THD em diferentes casos foram realizadas através do Matlab (Apêndice D), utilizando a definição apontada em (5.14), considerando os 50 primeiros harmônicos. Para a análise, assume-se casos em que as portadoras triangulares possuem apenas o dobro da frequência fundamental (PWM1) a até cem vezes maior que a frequência da fundamental (PWM50). Considera-se também a modulação (PWM1) em que a portadora triangular possui fase de 180 graus em relação a PWM1. A Figura 5.10 mostra a forma tensão de saída (em vermelho) para diferentes casos de modulação em um conversor de sete níveis. É importante ressaltar que para atingir o nível $THD = 14,6\%$ é importante que as fases das portadoras triangulares estejam travadas (*phase locked*) com a fase do sinal de referência (sincronismo). Esta funcionalidade não é complexa de ser atingida uma vez que o sinal de referência e as portadoras triangulares são geradas no mesmo controlador utilizando tabelas. Como a variação da frequência da

portadora pode causar problemas no acionamento do motor é necessário investigar as implicações deste tipo de modulação em baixa frequência nas correntes do motor.

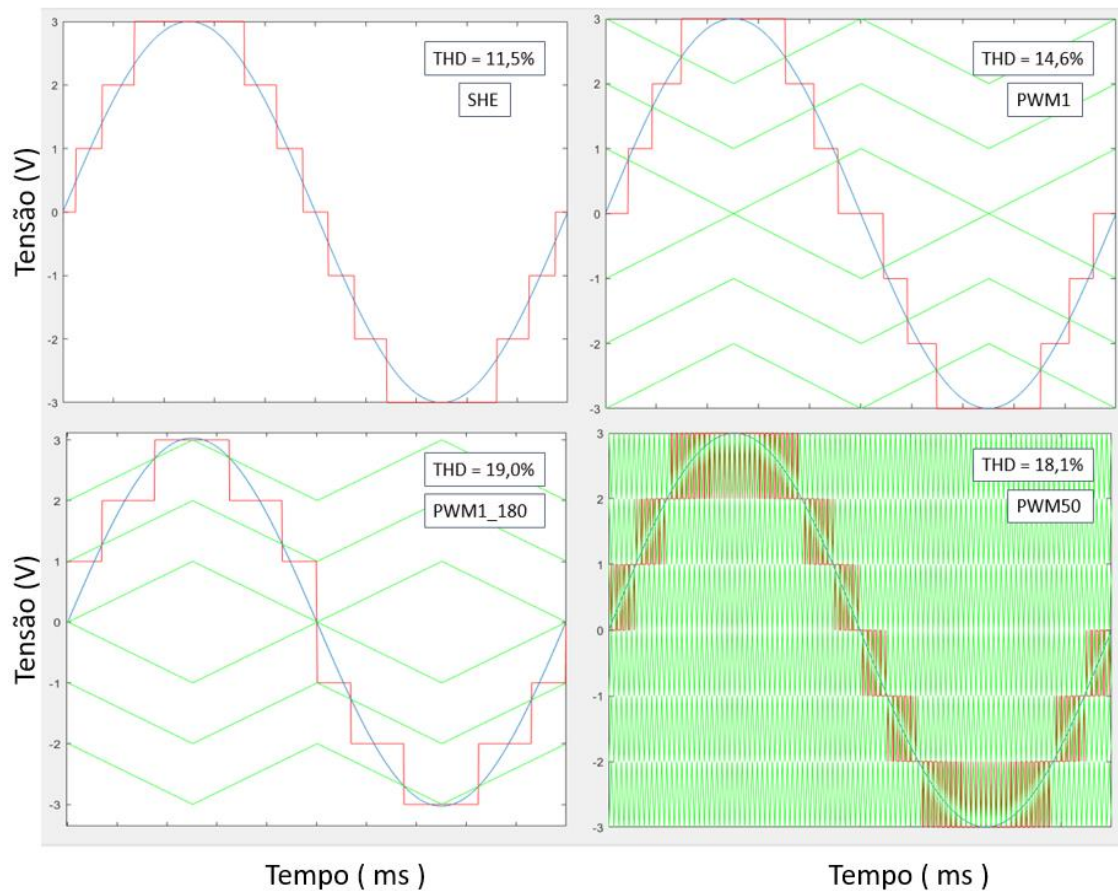


Figura 5.10 Conversor sete níveis. (a) Modulação SHE (3 ângulos), (b) PWM dois ciclos de triangular, (c) PWM com dois ciclos de triangular 180 graus, (d) PWM com 100 ciclos de triangular.

5.4 Análise de Harmônicos para SPWM e SHE

Verificou-se que a modulação PWM possui um algoritmo de disparo das chaves com menor complexidade quando comparado ao método SHE, pois aquele aplica somente uma comparação seno-triângulo enquanto este deverá solucionar um sistema de equações não lineares em que o número equações é o número de módulos que compõem o conversor. O custo computacional no caso da SHE cresce conforme a quantidade de módulos aumenta, tornando-se bastante complexo para um número grande que inviabiliza o projeto. Além disso, uma pequena variação nos instantes de disparo ou desbalanceamento nas fontes CC há o surgimento de harmônicos não previstos no projeto perdendo a riqueza do método.

Como forma de avaliar o ganho em redução de harmônicos (THD) e melhora na eficiência do conversor, um *script* em Matlab (Apêndice D) calculou as distorções harmônicas nos casos PWM1 e PWM10 em que a frequência da portadora triangular PWM é o dobro da fundamental (120Hz) e vinte vezes maior (1200Hz), respectivamente, e comparou-as ao método SHE, apenas para avaliar a ordem de grandeza em ambos os métodos.

No *script* é possível definir o número de módulos do conversor, a frequência da fundamental, a frequência do PWM, o número de ciclos da fundamental e os ângulos de disparo da SHE. De posse dos sinais gerados em ambas modulações, aplica-se a transformada de Fourier (FFT) para medir os harmônicos gerados nos dois casos e computar o THD considerando os primeiros 50 harmônicos, que é definido por:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{50} h_k^2}}{h_1} \quad (5.14)$$

Em que h_1 é o módulo do harmônico fundamental e h_k são todos os harmônicos subsequentes até um valor máximo definido, neste caso 50. Esta razão então define o nível de distorção na saída. Serão apresentados os resultados para o conversor multinível contendo de um a sete módulos (*níveis* = 3, 5, 7, até 15) utilizando SHE para o caso específico em que o THD é minimizado [98].

No caso da modulação PWM, realizaram-se várias simulações modificando-se a quantidade de ciclos e fase das portadoras triangulares. A menor distorção harmônica foi obtida quando se utilizaram portadoras triangulares com dois ciclos por período da fundamental (60Hz), modo PWM1 (portadora 120Hz), apresentado na Figura 5.11. Este resultado é favorável por permitir melhorar a eficiência do conversor, na medida em que cada modulo irá realizar o menor número de comutações (quatro). Foi considerado computar o THD para quantidade de até 70 módulos (141 níveis), quando então foram obtidos valores de THD inferiores a 1% para todos os casos simulados, conforme mostrado na Tabela 5.3.

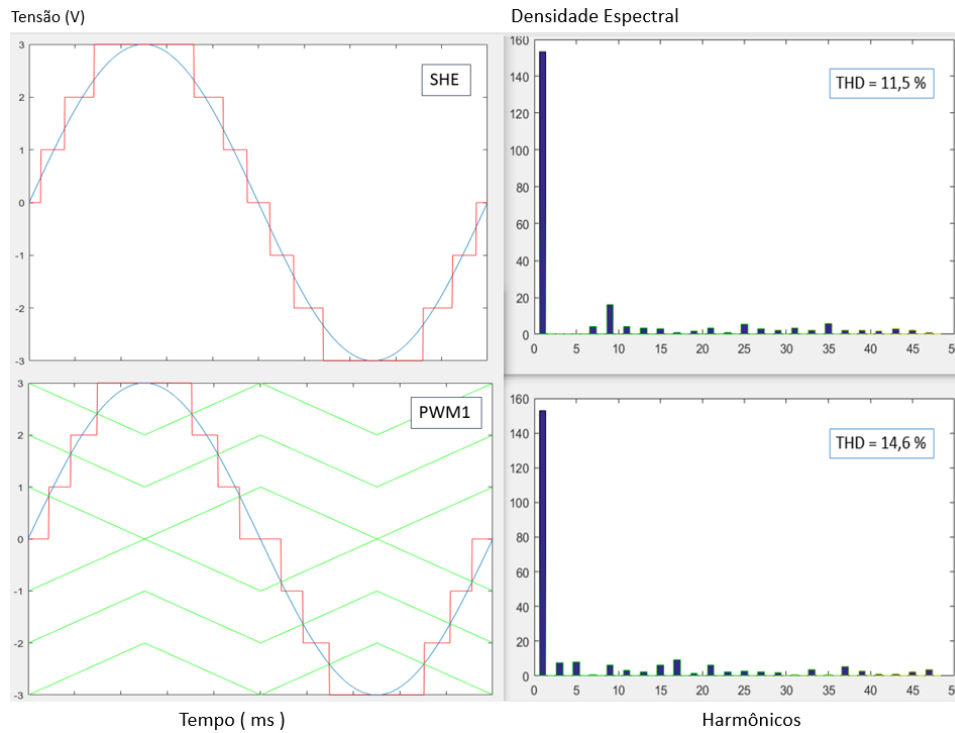


Figura 5.11 Análise de frequências da tensão de saída do conversor de sete níveis. Método SHE THD=11,5%, (b) PWM1 THD=14,6%.

Tabela 5.3 THD estimado em diferentes técnicas de modulação

Sem Filtro	THD (%)	THD (%)	THD (%)	THD (%)
Níveis\ Mod	SHE	PWM1	PWM1_180	PWM10
3	28,96	36,57	48,34	53,0
5	16,42	20,75	26,46	27,0
7	11,53	14,60	18,99	18,12
9	8,90	11,23	14,61	13,88
11	7,26	9,16	11,84	11,07
13	6,13	7,80	9,98	9,31
15	5,32	6,74	8,48	7,63
17	-	5,95	7,55	7,04
21	-	4,84	6,06	5,95
41	-	2,42	3,04	2,71
61	-	1,60	2,07	1,89
81	-	1,13	1,57	1,42
101	-	0,93	1,31	1,12
121	-	0,75	1,11	0,94
141	-	0,64	0,99	0,85

Observando a Tabela 5.3 nota-se que o menor THD é obtido quando a modulação SHE é implementada, resultado anteriormente comprovado em [98]. Entretanto, devido à complexidade computacional, esta solução torna-se pouco atraente quando considerado um número de células elevado. Verificou-se, como esperado, que à medida que o número de níveis aumenta, a distorção se reduz.

Em termos práticos, este resultado é limitado. Quando a modulação PWM é utilizada, a frequência da portadora triangular é escolhida no intuito de filtrá-la. Ao retirar o conteúdo de alta frequência, o nível de distorção da tensão resultante é menor quando comparado aos métodos anteriormente apresentados, em especial o SHE. É importante lembrar que, neste caso, os filtros são baixas impedâncias nas frequências de rejeição e a energia filtrada é perdida e não entregue ao motor [99]. Dessa forma, o baixo nível de THD da Tabela 5.3 pode ser um indicador do grau de eficiência que o conversor possui ao sintetizar a tensão de saída.

Com intuito de investigar as implicações da modulação PWM de alta frequência na distorção da tensão resultante (após a filtragem), um filtro passa baixas FIR de ordem 100 e frequência de corte de 3 kHz foi aplicado aos sinais obtidos no *script* anterior para remover o conteúdo de alta frequência do PWM, simulando o que ocorreria na prática. Assim, os sinais sintetizados em PWM1 (fundamental em 60Hz e portadora de 120Hz), PWM50 (fundamental 60Hz e portadora de 6kHz) e SHE são filtrados para em seguida ser aplicada a transformada de Fourier e computar o THD considerando os primeiros 50 harmônicos, utilizando a Equação (5.14). A Tabela 5.4 apresenta os resultados obtidos considerando o processo de filtragem.

Deve-se lembrar que ao projetar um conversor multinível para VE utilizando células de Lítio (3 V), muitos módulos sempre estarão em operação devido à tensão baixa, por exemplo, para atingir uma tensão de 120 Vrms são necessárias 60 baterias (121 níveis). Este é um cenário diferente dos conversores que implementam sistemas multinível contendo poucos módulos [100], [101], assemelhando-se mais ao caso dos conversores do tipo MMC com elevada quantidade de níveis [102]. Como as células são fontes CC disponíveis, esta característica deve ser explorada como forma otimizar o custo e eficiência do conversor.

Tabela 5.4 THD para tensões moduladas e filtradas com diferentes degraus.

Com FIR	THD (%)	THD (%)	THD (%)
Níveis\ Mod	SHE	PWM1	PWM50
3	27,77	35,35	7,69
5	15,20	19,65	3,22
7	10,28	13,55	1,76
9	7,62	10,18	1,55
11	6,00	8,15	1,12
13	4,87	6,79	1,04
15	3,93	5,66	0,70
17	-	4,80	0,98
41	-	1,58	0,57
121	-	0,40	0,30

Devido a sempre existirem muitos degraus na saída (121 níveis), como observado na Tabela 5.3 e na Tabela 5.4, mesmo realizando poucas comutações como no caso do PWM1, atinge-se níveis de THD considerados baixos (0,4%), que são próximos a modulação em alta frequência filtrada simulando um caso prático (0,3% em PWM50). Mesmo considerando a energia do ruído gerado quando não se utiliza filtros em PWM1 (Tabela 5.3), atinge-se um THD de 0,75%, resultado que pode ser considerado próximo aos anteriores. Dessa forma, devido ao número reduzido de comutações e baixo THD obtido pela modulação PWM1, esta é escolhida a compor o conversor desta tese.

No funcionamento normal do veículo, a tensão nominal e a frequência da fundamental estarão dinamicamente aumentando e reduzindo devido aos processos de aceleração e frenagens. Este fato implica que o número de degraus modifique se seja mais baixo em alguns momentos implicando em um THD maior. Entretanto, como ainda muitas células de Lítio são necessárias para atingir a tensão compatível ao motor elétrico o THD continua suficientemente baixo. Como a modulação PWM1 implica em poucos chaveamentos em uma frequência fundamental mais alta não provoca um impacto relevante na síntese da tensão de saída.

5.5 Conclusões Parciais

O conversor compacto LMC proposto foi estudado em profundidade. Este conversor sugere uma eficiência maior quando comparado ao multinível com ponte H em cascata, porém existem limitações no seu funcionamento e na ordem de acionamento dos módulos que compõem as células para formar a tensão de saída. Esta lógica é analisada no Capítulo 6.

Os tipos de modulação e as distorções provocadas também foram estudados. Verificou-se que devido a particularidades do conversor LMC proposto é conveniente utilizar uma modulação que implique em um número baixo de comutações. O método PWM com portadora triangular de baixa frequência (PWM1) se mostrou promissor ao objetivo da tese devido a simplicidade de implementação e ao baixo THD e dV/dt . Obter módulos com uma eletrônica de baixo custo e um algoritmo de controle de baixa complexidade permitem a escalabilidade da solução. Nesta tese considera-se que centenas de células serão utilizadas para comandar o motor do veículo de forma a atingir a tensão necessária. Este conceito pode ser estendido para aplicações em redes elétricas de média tensão, por exemplo, com milhares de células para formar tensões na faixa de quilovolts (kV) sugerindo soluções como forma de armazenar energia e melhorar a qualidade da tensão da rede elétrica. Trabalhos neste campo poderão ser realizados no futuro.

Para ser possível explorar os resultados e melhorar a qualidade da saída, é importante que as células de Lítio possuam tensões próximas entre si, caso contrário distorções não previstas aparecerão. Para isso, além do controle da tensão na saída, existe a necessidade de ativamente controlar a tensão em cada célula, com intuito de distribuir a energia entrando ou saindo do conversor balanceando a carga no sistema. Além disso, o processo de equalização também permite estender a autonomia de todo o sistema. No Capítulo 6, algoritmos de balanceamento serão explorados e simulações em Matlab serão realizadas com forma de validar o desempenho. No Capítulo 7, um protótipo do conversor em menor escala é construído e avaliado, à luz das considerações anteriores, sua lógica de funcionamento é descrita e resultados obtidos são apresentados.

CAPÍTULO 6 – BALANCEAMENTO DE CARGA

Como foi estudado nos Capítulos 4 e 5, os conversores multinível cascata são formados por módulos compostos por um conjunto de semicondutores associados a uma ou mais fontes CC. Formas de acionamento das chaves para sintetizar a tensão de saída foram exploradas e concluiu-se que uma modulação PWM de baixa frequência sincronizada com a frequência fundamental se mostrou apropriada ao sistema. Um chaveamento lento causa uma distorção maior na tensão quando comparado ao PWM de alta frequência, entretanto este último implica em aumento de perdas no sistema. No caso particular do veículo elétrico, centenas de células formam o armazenador de energia de forma que a maioria delas sempre estará em funcionamento. Assim, a tensão sintetizada a partir de um número grande de degraus reduz significativamente o conteúdo harmônico (THD).

Diferentes tipos de elementos podem ser escolhidos para realizar a função da fonte CC como, por exemplo, capacitores, super-capacitores, células fotovoltaicas, baterias ou uma combinação destes componentes. Na maioria dos casos, em sistemas com múltiplas fontes CC, é desejável monitorar o fluxo de energia das células individualmente com o objetivo de distribuir uniformemente equalizando a energia do sistema. Um desbalanceamento pode levar a uma degradação da qualidade da tensão de saída, perdas, em muitos casos, a um colapso total do sistema [103].

No conversor proposto nesta tese, as fontes CC são formadas por baterias de Lítio. Um desbalanceamento de energia das células implica diretamente na interrupção precoce da operação do sistema. Isto irá refletir em uma baixa na autonomia, pois se uma célula chegar a tensão mínima antes que as outras, o sistema deverá parar. Da mesma forma, ao se carregar as células de energia, a primeira que alcançar a tensão máxima irá definir o fim do carregamento, o que também reflete em redução de autonomia.

O balanceamento de carga das fontes CC pode ser realizado utilizando ou não realimentação. Quando o controle não utiliza realimentação, uma alternância entre os padrões de chaveamento das células é realizada segundo uma lógica. No caso de um conversor com baixa frequência de chaveamento (SHE), distribui-se a energia que está

fluindo simplesmente alternando o tempo em as células estão operando [104], conforme mostra a Figura 6.1, para deixá-las operando o mesmo tempo. Neste caso, a taxa de alternância das células está necessariamente atrelada à frequência da referência.

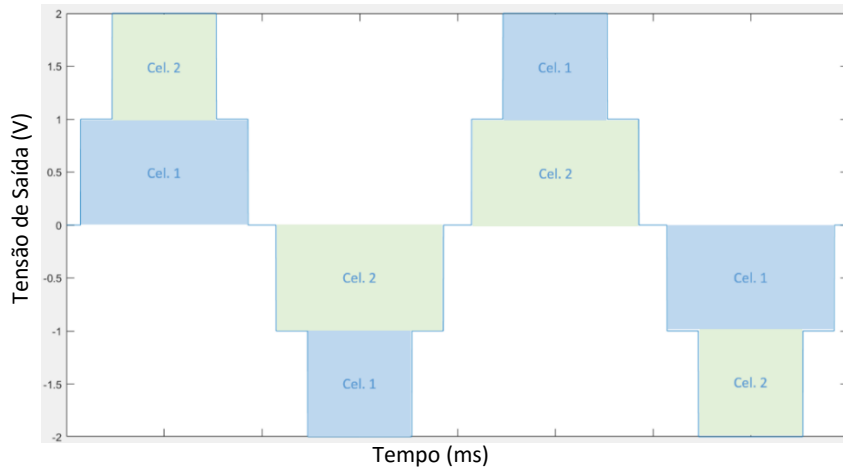


Figura 6.1 Conversor de cinco níveis SHE com alternância de células para balanceamento.

Os algoritmos sem realimentação não consideram que de fato existe uma variação real dos componentes e também uma variação na forma de consumo que levam ao desbalanceamento, que de fato ocorre na prática. Porém, em alguns casos específicos, por exemplo, o baixo custo e a baixa complexidade podem tornar a lógica uma opção viável. Já à equalização com realimentação, o ajuste do tempo é realizado de forma a equilibrar a energia das células do conjunto. Nesta tese, apenas a equalização com realimentação será contemplada.

A modulação PWM multinível é composta por várias portadoras triangulares, cada uma associada a um módulo do conversor. As que estão mais próximas da base fazem com que as células permaneçam em operação por mais tempo. Analogamente ao que ocorre no caso da Figura 6.1, é possível modificar a sequência das portadoras triangulares, e assim das células, de forma a atingir uma distribuição uniforme da energia que está fluindo. A Figura 6.2 mostra um conversor de sete níveis PWM em que é possível modificar a sequência das células várias vezes por ciclo.

Em [103] uma proposta de controle para balanceamento das tensões CC nos capacitores de um conversor CHB de cinco níveis de 250W é implementada e uma simulação para um conversor de 6,6kW de 11 níveis é realizada. O conversor funciona como um STATCOM e é conectado à rede elétrica. Nessa proposta, as tensões CC são monitoradas e a tensão na saída de cada módulo é regulada de forma a controlar corrente

que flui no capacitor do módulo. Um controle PI é utilizado para manter as tensões CC no valor especificado.

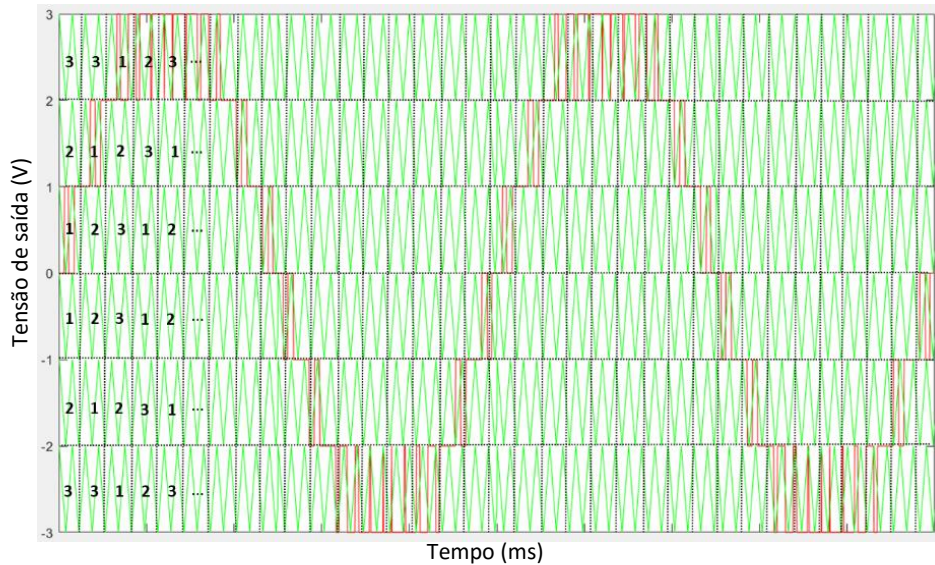


Figura 6.2 Conversor de sete níveis PWM com alternância de células para balanceamento.

Em ambos os casos anteriores, os módulos são formados por capacitores e a dinâmica do controle deve ser rápida e regular a quantidade de energia que flui no capacitor. Normalmente, para efeitos de redução de espaço e custo, os capacitores são calculados para armazenar somente a energia necessária para suprir alguns ciclos da tensão de saída, o que força que o controle seja praticamente instantâneo. Nos conversores estudados nesta tese (topologia CHB e topologia Escada), os módulos são compostos por células de Lítio que armazenam uma quantidade de energia muito maior que os capacitores e por isso uma equalização pode ser atingida utilizando um controle lento e menos complexo.

Em [105] é apresentado um algoritmo para balanceamento de SOC em um conversor trifásico CHB formado por três *strings* de seis módulos, cada módulo possui várias células de NiMH e é conectado à rede de 1,6kV para armazenamento de energia. Neste circuito o controle de energia nos módulos é feito com o objetivo de equalizar os SOC dos módulos.

Nesta tese para efeitos de simplificação da análise apenas as tensões das células de Lítio serão utilizadas para equalização. O objetivo é controlar as tensões das células estendendo a autonomia do veículo, evitando tensões proibidas e reduzindo as distorções na saída.

Como será visto ao longo deste capítulo, a parte inicial que forma o algoritmo de balanceamento proposto nesta tese para equalizar as células no conversor LMC é similar ao utilizado para balancear o conversor CHB e dessa esta topologia será estudada inicialmente.

6.1 Equalização na topologia CHB

Como estudado no Capítulo 4, o conversor multinível CHB possuindo fontes CC isoladas permite modularidade facilitando expansão para um grande número de módulos. Um conversor de M módulos, possuindo $n = 2M + 1$ níveis, possui sua tensão máxima de saída (V_{out}) definida por:

$$V_{out} = \sum_{m=1}^M V_{Bm} \quad (6.1)$$

Em que V_{Bm} é a tensão da bateria Bm do módulo m . Assim, todas as células de Lítio são monitoradas e ordenadas de modo que, para um conjunto de baterias B , definido como:

$$B = \{B_1, B_2, \dots, B_M\} \quad (6.2)$$

É possível ordenar as células em ordem crescente e obter um conjunto B_{sort} tal que:

$$B_{sort} = \{B_1^*, B_2^*, \dots, B_M^*\} \quad (6.3)$$

O que significa que a bateria com a menor tensão é definida por B_1^* e a de maior tensão será B_M^* [106]. Assim, o conversor CHB acionando um motor, utilizando a modulação PWM1 apontada no Capítulo 5, terá sua amplitude de saída (V_{out_motor}) definida por:

$$V_{out_motor} = \sum_{m=1}^M V_{B(M-m)}^* \quad (6.4)$$

Onde as tensões V_{Bm}^* são as tensões das células de Lítio ordenadas e M é a quantidade de células necessárias para gerar a saída. Para o conversor funcionando como carregador, a tensão de saída (V_{out_charge}) é sintetizada de forma a manter ativas por mais tempo as células com menor tensão (e assim menos carregadas), definindo-se que:

$$V_{out_charge} = \sum_{m=1}^M V_{Bm}^* \quad (6.5)$$

É importante lembrar que nos momentos de declive e frenagem devido ao aproveitamento energético, o conversor também deverá considerar aplicar (6.5).

Utilizando o método de modulação PWM1, é possível definir os ângulos de disparo dos módulos, tal que:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_M \leq \pi/2 \quad (6.6)$$

A Figura 6.3 mostra os ângulos de disparo para um conversor de sete níveis utilizando a modulação PWM1 definida no Cap. 5, em que para cada ciclo do sinal de referência ocorrem dois ciclos da portadora triangular.

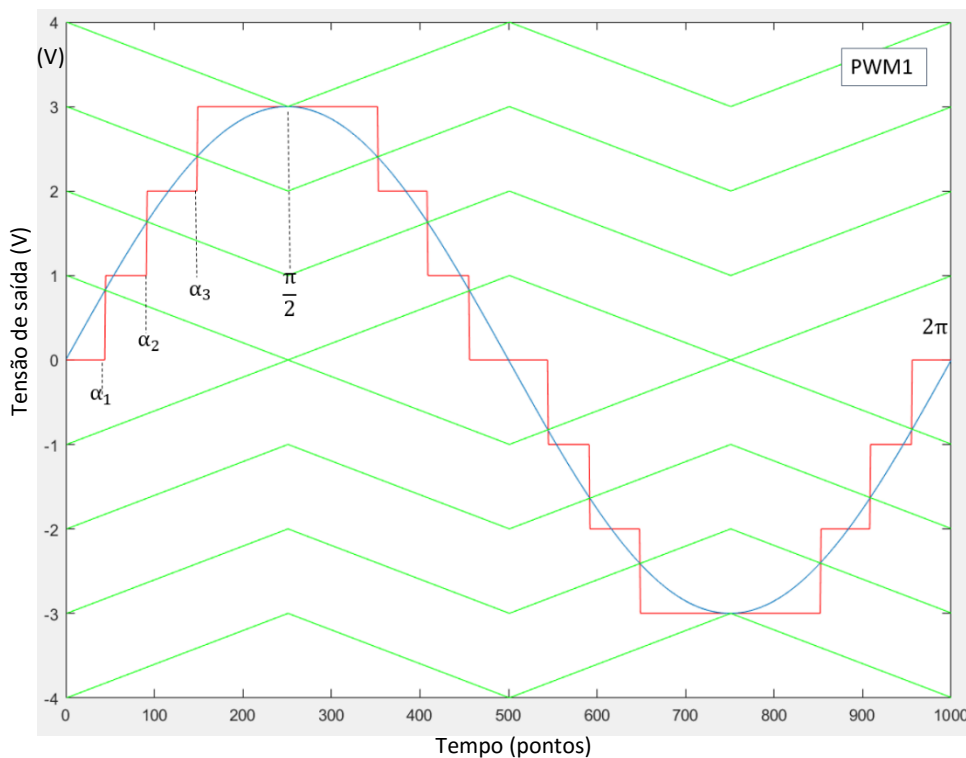


Figura 6.3 Ângulos disparo α_m do conversor de sete níveis e modulação PWM1 (APOD).

No caso geral, a carga transferida entre a bateria B_m e o terminal CA da respectiva fase do conversor é dada pela integral da corrente CA, desde α_m até $\pi - \alpha_m$. Se a corrente estiver em fase com a tensão, então a carga transferida a cada bateria será proporcional a $\pi - 2\alpha_m$.

Nota-se então que a bateria com maior tensão será a que experimentará a maior descarga. Sendo assim, como se pode acionar as células em qualquer ordem, basta-se ativar as baterias na ordem desejada que a função de balanceamento será alcançada, como

foi concluído em [106]. Analogamente, se o objetivo é equalizar as cargas durante o carregamento, a célula de menor tensão deve ser priorizada neste algoritmo. Deve-se atentar para que defasagem entre tensão e corrente do conversor não inverta o sentido da corrente média nas células, neste caso deve-se inverter a ordem das baterias.

6.1.1 Simulações do balanceamento no CHB

Como forma de validar este resultado, um conversor multinível CHB possuindo oito células foi modelado em Simulink. O modelo empregado para simular o conversor utiliza capacitores para representar a função das baterias, como forma de simplificar seu modelo elétrico, e as tensões iniciais próximas ao valor nominal das baterias definem a quantidade de carga inicial em cada módulo. Chaves tipo MOSFET formam as pontes H. Uma fonte de corrente alternada com amplitude fixada em 10 amperes, em fase e na frequência de 60 Hz, foi configurada como carga para o conversor representando a corrente de um motor. A Figura 6.4 apresenta o modelo do sistema simulado.

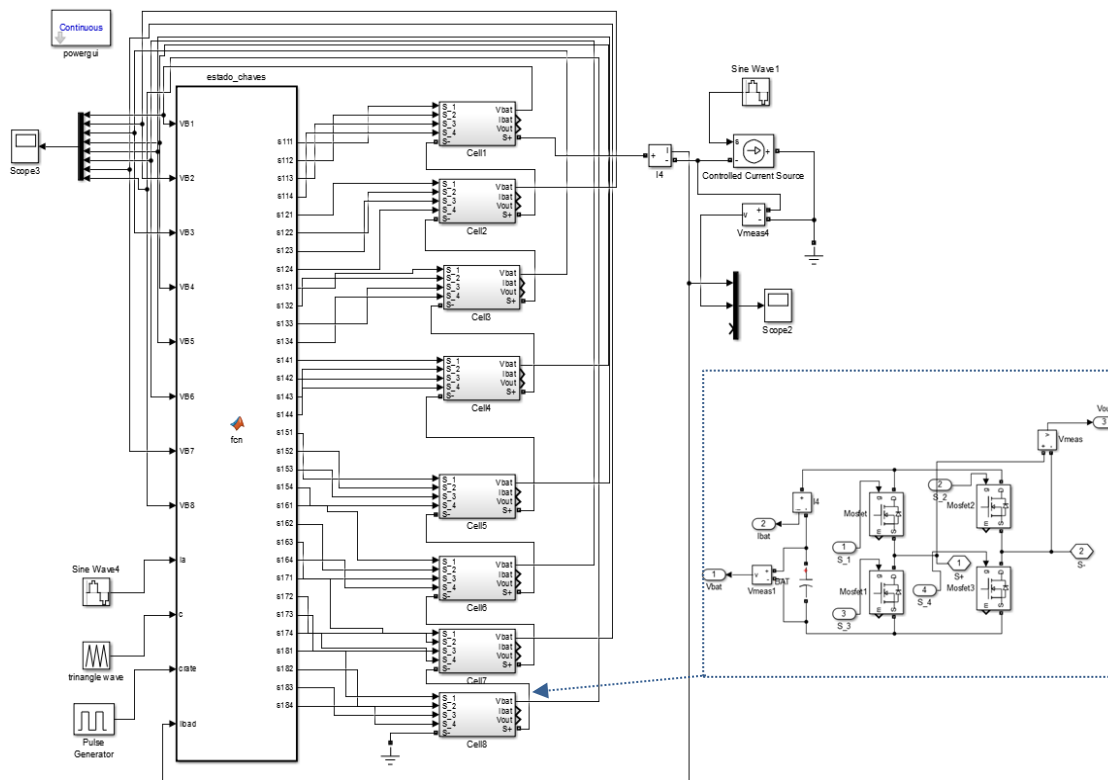


Figura 6.4 Esquema do conversor CHB de 17 níveis simulado no Simulink.

Considerando que as células de Lítio possuem uma capacidade nominal $Q = 20$ Ah (especificadas no Anexo 1) e a tensão nominal de $V = 3,2V$, estima-se a energia de uma célula (E_{cm}) é tal que:

$$E_{cm} = Q V = 64 Wh \quad (6.7)$$

Como a energia em um capacitor é definida por:

$$E_{cm} = \frac{1}{2} C V^2 \quad (\text{joules}) \quad (6.8)$$

Faz-se então que (6.7) = (6.8) para calcular um capacitor de capacitância $C = C_b$ contendo uma energia próxima a da célula de Lítio e obtém-se que:

$$C_b = 16,07 k F \quad (6.9)$$

Para simular o circuito da Figura 6.4 foram consideradas tensões iniciais aleatórias com uma variação de aproximadamente 10% na tensão, o que significa uma variação em termos de energia de até 21%, conforme mostra a Tabela 6.1.

Tabela 6.1 Valores iniciais para tensão dos capacitores

Cel.	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8
Volts	3,18	3,12	3,22	3,30	3,26	3,00	3,03	3,06
V (%)	6,0	4,0	7,3	10	8,6	0,0	1,0	2,0
E (%)	12,3	8,1	15,2	21,0	18,0	0,0	2,0	4,0

Como forma de acelerar a simulação, foi empregado um valor de capacitância mil vezes menor que o da equação (6.9) e a execução do algoritmo de equalização é feita a cada dois ciclos da tensão de saída sendo 60 Hz sua componente fundamental. A tensão dos capacitores ao longo da simulação é mostrada no gráfico da Figura 6.5.

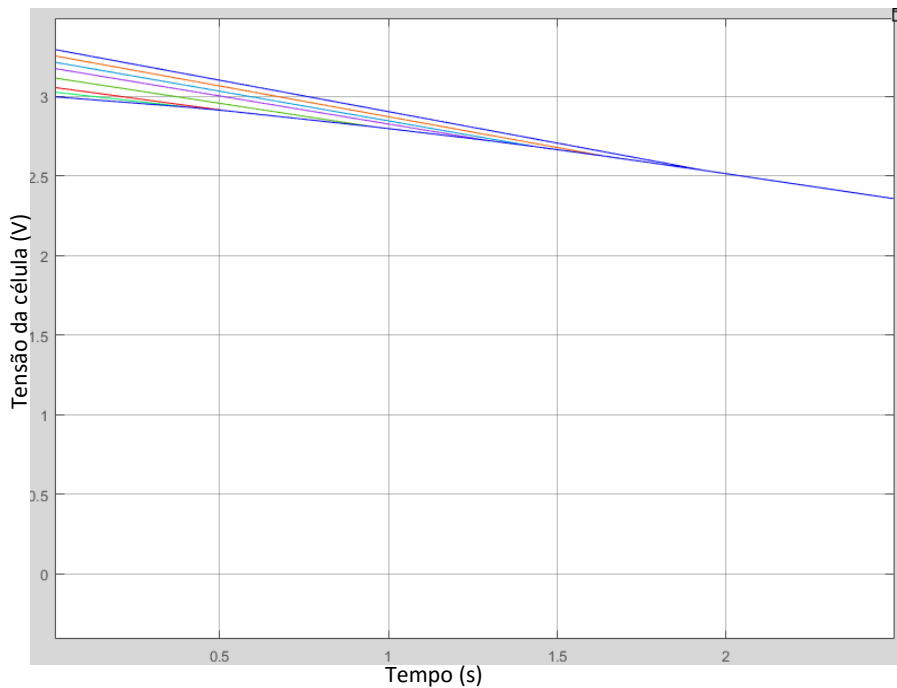


Figura 6.5 Simulação de descarga das células no conversor CHB.

Ao observar a Figura 6.5 percebe-se que ocorre uma convergência da tensão dos capacitores mesmo quando eles iniciam com valores de tensão diferentes em um tempo de aproximadamente 1,7 s. Como esperado, o algoritmo para a topologia CHB realiza a ordenação das células e assim prioriza aquela com maior tensão. Na topologia CHB, apenas uma célula muda de estado quando um nível é adicionado ou retirado e com isso apenas um par de chaves muda de estado. Assim, em um conversor de 17 níveis, quando todas as células operam, 68 transições irão ocorrer a cada ciclo da saída.

Analogamente, quando o conversor está conectado à rede elétrica, a corrente pode fluir para carregar as células e dessa forma a célula de menor tensão deve ser priorizada (permanecer mais tempo ativa). A conexão entre o conversor e a rede deve ser realizada através de um indutor. A diferença de fase da saída em relação à rede irá regular a intensidade e a direção da corrente. Na prática, um PLL é utilizado para sincronizar as tensões da rede e do conversor. A Figura 6.6 mostra a tensão das células ao longo da carga dos capacitores quando uma defasagem de $+90^\circ$ é aplicada entre a rede e o conversor com um indutor de conexão de 10mH, resultando em uma corrente de aproximadamente 10A entrando nas células.

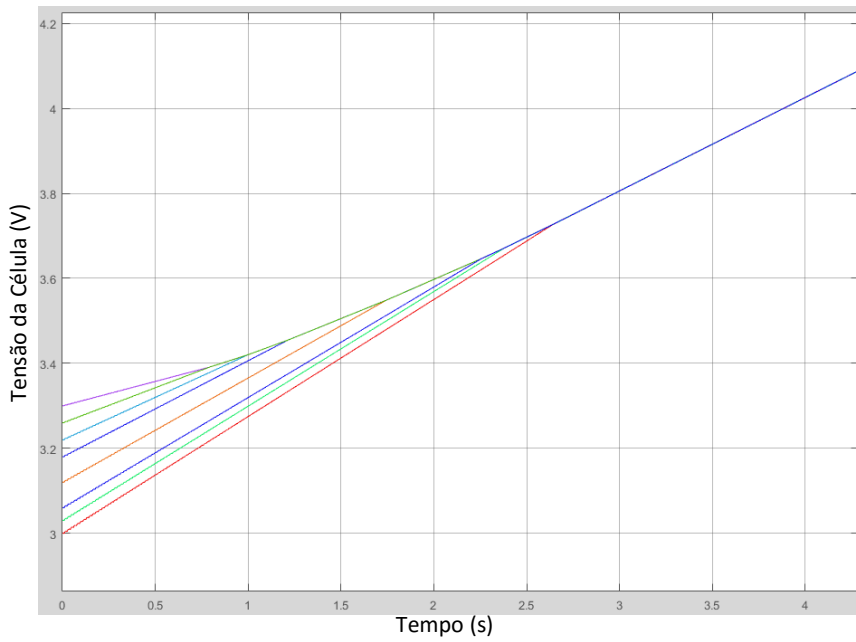


Figura 6.6 Simulação de carga das células no conversor CHB.

Observando a Figura 6.6 é possível perceber que a convergência das tensões CC ocorre em um tempo de menor que o tempo dispendido para carregar as células (2,6s). Isto ocorre porque neste caso há uma defasagem entre a tensão e corrente na saída que reflete em uma corrente reversa na bateria durante a carga quando tensão e corrente na saída possuem polaridades semelhantes. A Figura 6.7 mostra o exemplo quando uma diferença de $+90^\circ$ entre a tensão (laranja) e a rede (azul claro) produz uma corrente defasada de aproximadamente -135° carregando as células.

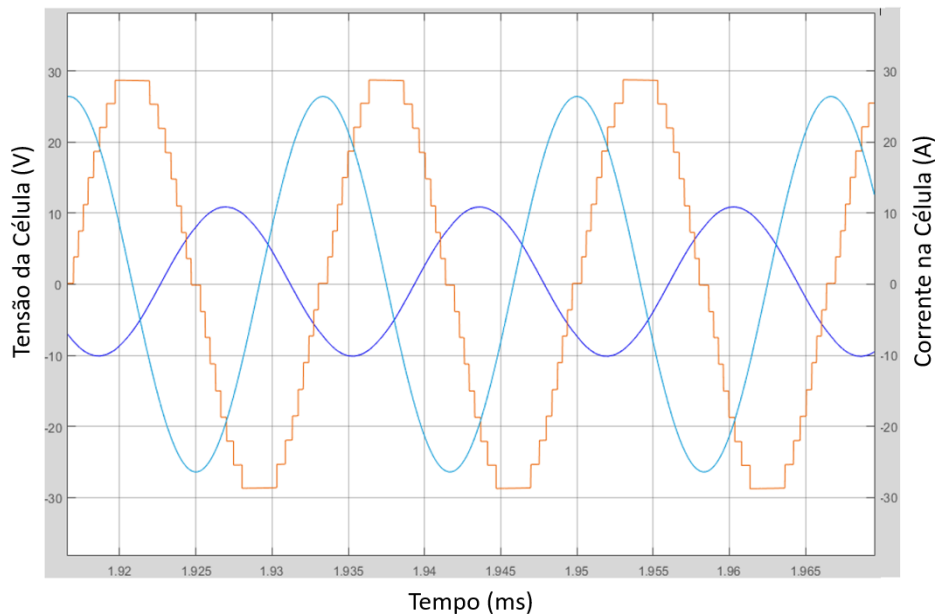


Figura 6.7 Exemplo de defasagem entre tensão (laranja) e corrente (azul) no conversor.

Ao observar a corrente carregando a célula (azul claro) na Figura 6.8, percebe-se que há uma inversão no sentido da mesma quando a tensão e corrente na saída possuem polaridades semelhantes, esta quantidade de energia não é adicionada à célula, mas sim removida durante o carregamento. Sendo assim, a equalização durante a carga será mais lenta do que no processo de descarga, para uma mesma magnitude de corrente.

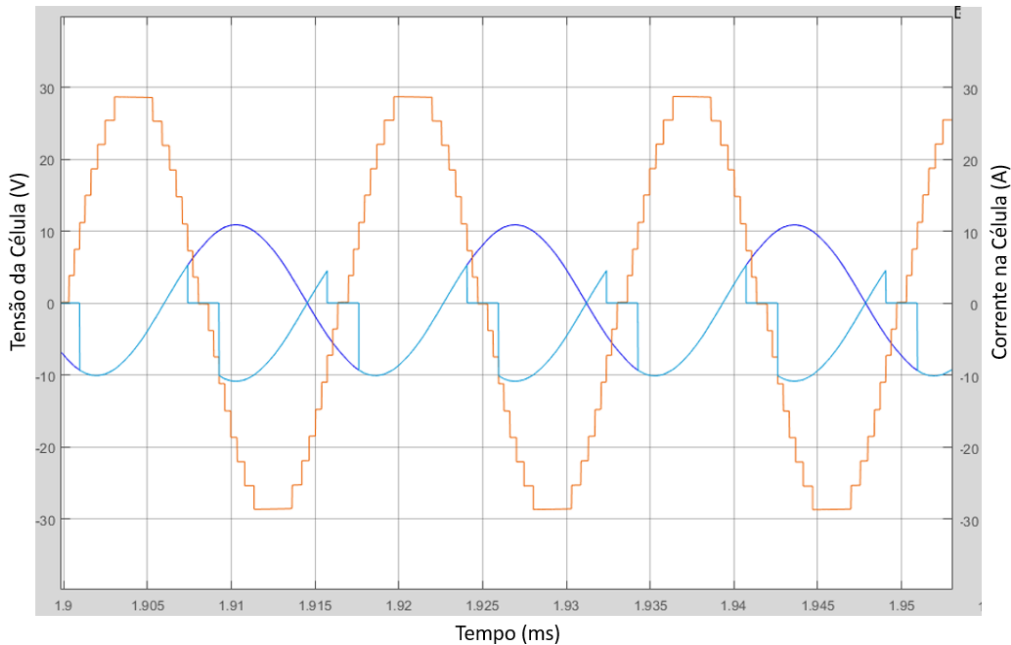


Figura 6.8 Carregamento da célula (azul claro) em função da tensão (laranja) corrente (azul) na saída.

Analogamente, devido ao fator de potência indutivo apresentado pelos motores, a corrente na saída do conversor fica atrasada em relação à tensão. Esta característica irá refletir em uma corrente reversa na bateria nos momentos em que a tensão e a corrente de saída possuem polaridade opostas. Quanto maior for a defasagem entre tensão e corrente na saída, maior será a corrente reversa. A polaridade do valor médio da corrente na bateria é que irá indicar se a mesma está descarregando ou carregando. Conforme o sentido de referência das correntes CC estabelecido nesta tese, polaridades negativas estão carregando as células, enquanto polaridades positivas estão descarregando. A Figura 6.9 mostra um exemplo da corrente na célula quando uma defasagem de $+30^\circ$ da corrente em relação à tensão do conversor é aplicada ao sistema. Neste caso não há conexão com a rede, o conversor está conectado diretamente à carga (fonte de corrente $+30^\circ$). Nesta figura é possível perceber que a média da corrente é positiva e dessa forma está descarregando a célula.

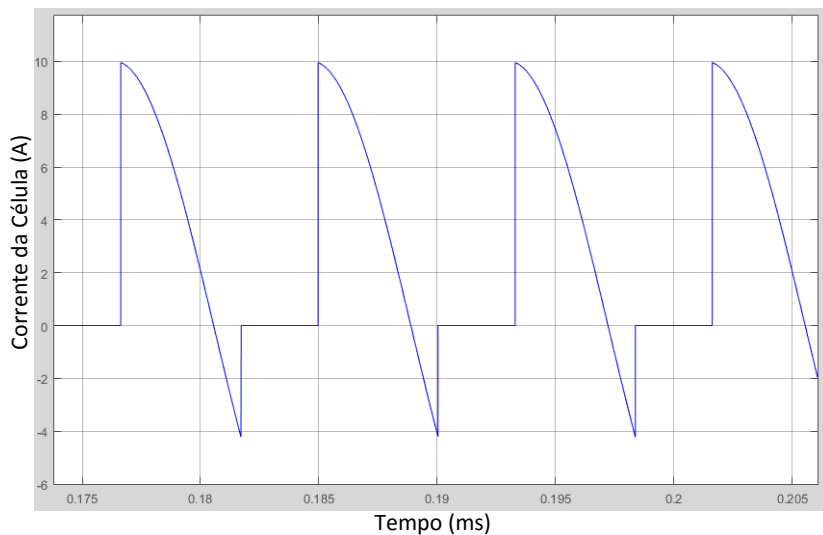


Figura 6.9 Exemplo de corrente na célula quando a corrente na saída está defasada de $+30^\circ$ em relação a tensão do conversor descarregando as células.

6.2 Equalização na topologia Multinível Escada

Como visto no Capítulo 5, a topologia multinível Escada (LMC), mostrada na Figura 6.10, permite reduzir o número de semicondutores em aproximadamente a metade. Este fato aumenta a eficiência, reduz custos e ainda possibilita construir um conversor mais compacto. Das estruturas estudadas nos capítulos 4 e 5, ela se mostrou ser a mais compacta e por este motivo foi escolhida para servir ao interesse desta tese. Entretanto, devido ao número de chaves reduzido e à alternância de polaridade das baterias, não se pode acionar as células em qualquer ordem. Por exemplo, se V2 estiver inativa, porém V1 e V3 estiverem ativas, a tensão produzida na saída será V1-V3, que é aproximadamente zero, pois estas células estarão com polaridades opostas e como visto no Capítulo 5, esta condição deve ser impedida. Estados que associam fontes CC com polaridades opostas são considerados proibidos. Em [84] a estrutura foi analisada, porém uma forma de equalização não foi proposta. Adiante a lógica de equalização denominada algoritmo Escada é proposta.

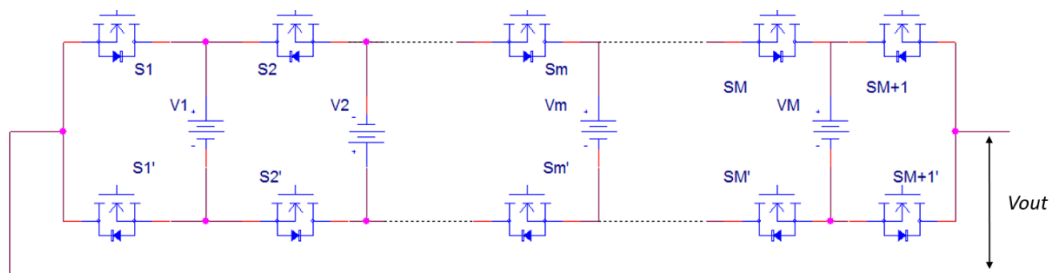


Figura 6.10 Estrutura geral do conversor multinível Escada.

O Algoritmo é composto por duas partes. A primeira se baseia em ordenar as M células de forma crescente de tensão, como em (6.3), para criar uma sequência de células $B_{sort_m}^*$ contendo m células, em que m define o número de células que necessitam estar em funcionamento para gerar a amplitude desejada na saída. Definidas as células ativas, por exemplo, as m células com maior tensão, gera-se uma sequência de zeros (0) e uns (1), L_m^* , em que em (0) a célula está inativa e em (1) a célula está ativa. As m células com maior tensão estarão ativas, enquanto as restantes estarão inativas. Isso permite analisar a sequência de células ativas respeitando a topologia e localização de cada uma na estrutura do conversor.

Em seguida, esta sequência deve ser manipulada segundo uma lógica que remova os estados proibidos, chamadas de singularidades (Si), transferindo-os para outras células mais carregadas, porém um pouco menos, mas que podem ser incluídas na sequência. A Figura 6.11 mostra um exemplo de uma Si quando a sequência $B_{sort_4}^* = 2\ 4\ 1\ 3$ transforma-se em $L_4^* = 1\ 0\ 1\ 0$ e é corrigida para ser viável em $L_4^{**} = 0\ 1\ 1\ 0$ em que a célula de posição 1 foi substituída pela 2.

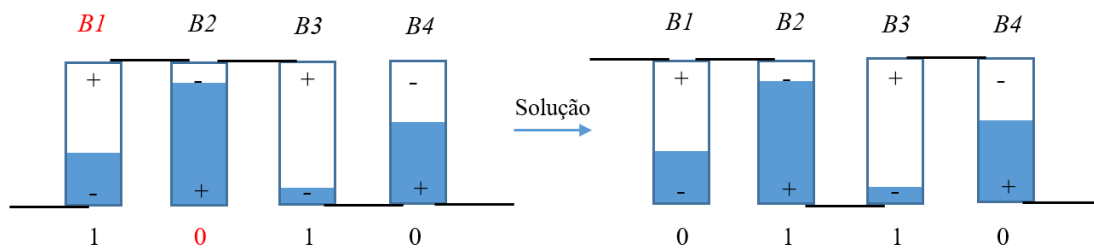


Figura 6.11 Exemplo de estado proibido (a) e solução (b) em um conjunto de quatro células.

O princípio básico desta lógica é impedir que existam na sequência L^* um ou mais zeros (0) consecutivos possuindo uns (1) nas suas extremidades ($1\ 0\ 0\ 0... 1$) que são as singularidades. Os estados proibidos devem ser impedidos porque conectam células em polaridades opostas e assim reduzem a tensão de saída, uma vez que a bateria possui $+V_{cc}$, cada célula invertida irá adicionar $-V_{cc}$ à saída. A Tabela 6.1 mostra alguns estados proibidos gerados a partir da sequência crescente (em tensões), por exemplo, do conjunto $B_{sort_8}^* = 7\ 6\ 2\ 4\ 8\ 5\ 1\ 3$ e, à direita, a sequência obtida utilizando o algoritmo proposto.

Tabela 6.2 Soluções dos estados proibidos gerados em B^*

No. Células	Seq. de estados L^*	Solução em L^{**}	Singularidades
2	1 0 1 0 0 0 0 0	0 1 1 0 0 0 0 0	1
3	1 0 1 0 1 0 0 0	1 1 1 0 0 0 0 0	2
4	1 0 1 0 1 0 0 1	1 1 1 1 0 0 0 0	2
5	1 0 1 1 1 0 0 1	1 1 1 1 1 0 0 0	1
6	1 1 1 1 1 0 0 1	1 1 1 1 1 0 0 1	0
7	1 1 1 1 1 1 0 1	1 1 1 1 1 1 1 0	1

Naturalmente, quando o conversor está sintetizando o primeiro degrau, demanda uma célula apenas, não sendo necessária a manipulação para retirar os estados proibidos. De forma análoga, quando o último degrau está sendo sintetizado, não há necessidade de escolha, apenas ativam-se todas as células.

A segunda parte do algoritmo utiliza resultados determinísticos e se baseia em a partir de L_m^{**} obter os $m+1$ estados das chaves, C_{m+1}^{**} . Isto é feito utilizando a equação (5.6) (Cap. 5) em que a tensão V_{out} de saída do conversor da Figura 6.10 é definida como:

$$V_{out} = V_1(C_1 - C_2) + V_2(C_3 - C_2) + V_3(C_3 - C_4) + \dots + V_M(C_{M+1} - C_M) \quad (6.10)$$

Em que V_m é a tensão da célula e C_m é a função de chaveamento que comanda o par S_m e S'_m , tal que:

$$C_m = \begin{cases} 1, & \text{se } S_m \text{ LIG e } S'_m \text{ DES} \\ 0, & \text{se } S_m \text{ DES e } S'_m \text{ LIG} \end{cases} \quad (6.11)$$

Para controlar as tensões das células o algoritmo deve ser capaz de manipular a sequência de células alterando a ordem e quantidade que estão ativas. Dada uma sequência ótima de células, L_m^{**} , encontrada pelo algoritmo proposto, tem se que:

$$L_m^{**} = \{L_{1*}, L_{2*}, \dots, L_{M+1*}\} \quad (6.12)$$

Em que a bateria L_{m*} é o elemento que produz a tensão V_m e foi escolhido para ser acionado na melhor sequência viável apresentada na Tabela 6.2. Assim, para uma dada bateria, sua atividade pode ser definida como:

$$L_m = \begin{cases} 1, & \text{se cel. } m \text{ está ativa} \\ 0, & \text{se cel. } m \text{ está inativa} \\ -1, & \text{se cel. } m \text{ se cel. negativa} \end{cases} \quad (6.13)$$

Assim, é possível calcular a tensão V_{out} a partir de uma sequência L e dos estados das chaves, C_1 a C_{M+1} utilizando a equação (5.6) do Capítulo 5:

$$V_1(C_1 - C_2) = V_1 L_{1*} \quad (6.14)$$

$$V_2(C_3 - C_2) = V_2 L_{2*} \quad (6.15)$$

$$V_3(C_3 - C_4) = V_3 L_{3*} \quad (6.16)$$

...

$$V_M(C_M - C_{M+1})(-1)^{M+1} = V_M L_{M*} \quad (6.17)$$

Rescrevendo o conjunto de equações na forma do sistema linear (6.14), é possível obter a matriz A que definirá os estados de cada módulo e assim obter as células ativas (B), tal que:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ & & & \dots & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{1*} \\ C_{2*} \\ \dots \\ C_{M*} \\ C_{M+1*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1*} \\ L_{2*} \\ \dots \\ L_{M*} \\ L_{M+1*} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

Porém, o algoritmo se propõe a realizar a operação inversa, a partir da melhor sequência de células deve-se calcular os estados das chaves. Assim, invertendo o sistema, obtém-se o vetor ótimo, C_{m+1}^{**} , que definirá o estado das chaves, tal que:

$$C_{m+1}^{**} = A^{-1} L_m^{**} \quad (6.19)$$

Definido o número de células que o conversor possui, é possível calcular a matriz inversa A^{-1} e guardar essa informação na memória do controlador, evitando custo computacional.

Como visto ao final do Cap. 5, a modulação irá definir o número de células que necessitam ser ativadas, nb . Dessa forma o diagrama de estados do algoritmo é mostrado na Figura 6.12 se baseia nas seguintes etapas:

1. Verifica-se se nb é igual a 1, se for, segue-se para o passo 9. Caso negativo, seguir para o passo 2.

2. Verifica-se se nb é igual ao número máximo de células do conversor, caso sim, seguir para o passo 10. Caso não seguir para o passo 3.
3. O algoritmo consulta a ordenação das tensões das baterias B_{sort} para em seguida ativar as células mais carregadas até alcançar o número nb de baterias gerando a sequência L^* ideal. Segue-se para o passo 4.
4. Analisa-se L^* para identificar as S_i que ocorrem ns vezes. Se a sequência não possui S_i , seguir para o passo 8. Caso sim, seguir para o passo 5.
5. Remove-se as S_i , porém armazena-se suas localizações e suas tensões. Inicia-se o processo de transferir as S_i de menor tensão para a célula desativada ao lado da S_i de maior tensão.
6. Repete-se o passo 5 reduzindo até que $ns \leq 1$. Se $ns=0$, então termina a iteração atual e a sequência processada $L^{*'} = L^{**}$, segue-se para o passo 8. Caso $ns=1$ segue-se para o passo 7 em que $L^{*'}$ deve ser analisada novamente.
7. Busca por possíveis locais de inserção de S_i , gera-se uma nova ordenação das posições em potencial e ativa-se a posição que favorecer a célula de maior tensão.
8. Encontrada a sequência L^{**} aplica-se (11) e finaliza-se o algoritmo, segue-se para o passo 11.
9. Ativa-se a célula de maior tensão e segue-se para o passo 8.
10. Ativam-se todas as células do conversor e segue-se para o passo 8.
11. Aguarda próximo semi-ciclo da tensão de saída e segue-se para o passo 1.

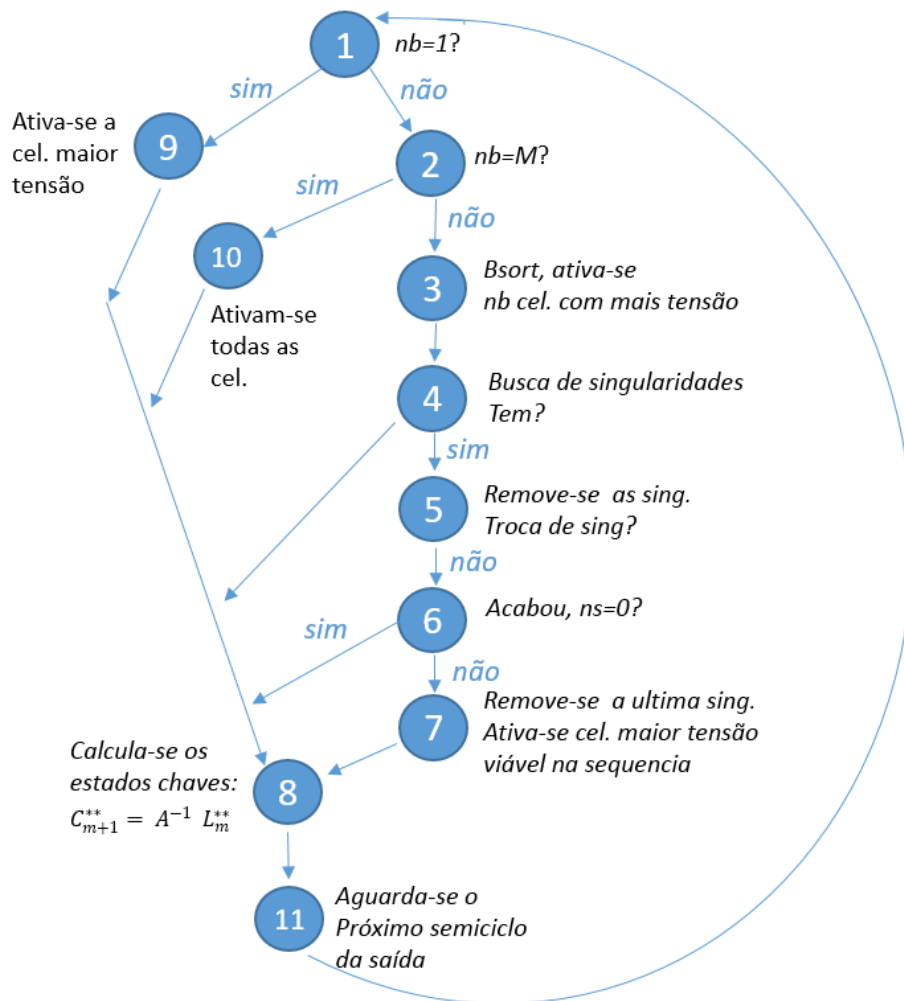


Figura 6.12 Diagrama de estados do algoritmo proposto.

A análise considera que o conversor está acionando um motor e assim a célula de maior energia (ou tensão) deve ser priorizada. Analogamente, o algoritmo é também capaz de gerenciar a conexão do conversor à rede elétrica para carregar e neste caso realiza a equalização priorizando as baterias de menor tensão.

6.2.1 Simulação do balanceamento em Multinível Escada

Como forma de validar o algoritmo, um conversor LMC de 17 níveis foi modelado em Simulink como mostra a Figura 6.13. O conversor utiliza capacitores para realizar a função das baterias, devido a simplicidade do modelo elétrico. As tensões iniciais próximas ao valor nominal das células definem a quantidade de carga inicial. Para efeitos de comparação, os mesmos valores capacitância, $C = 16 F$ (foi considerada uma capacitância mil vezes menor para acelerar a simulação), e as tensões iniciais das células da simulação em CHB, foram considerados (Tabela 6.1).

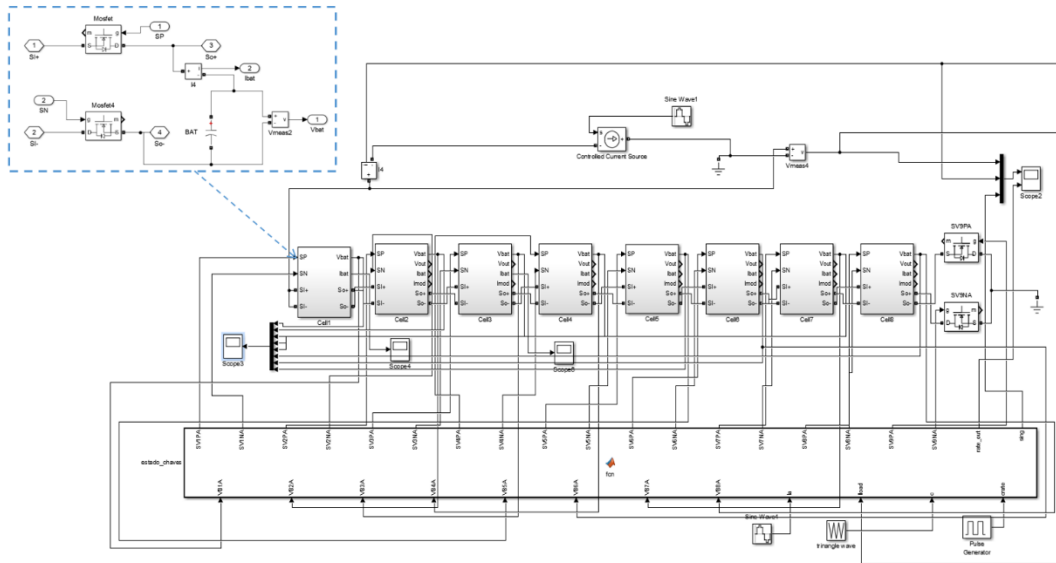


Figura 6.13 Conversor LMC conectado à uma fonte de corrente para simulação.

Três tipos de simulação foram realizados considerando o caso particular do conversor LMC formado por oito módulos. Na primeira simulação, uma fonte de corrente senoidal de 10 A na frequência 60Hz é conectada na saída para emular a propulsão do motor. As formas de onda da tensão de saída (em azul) e a corrente na carga (em laranja) são mostradas na Figura 6.14. As tensões dos capacitores de cada módulo ao longo da simulação são mostradas todas juntas na Figura 6.15.

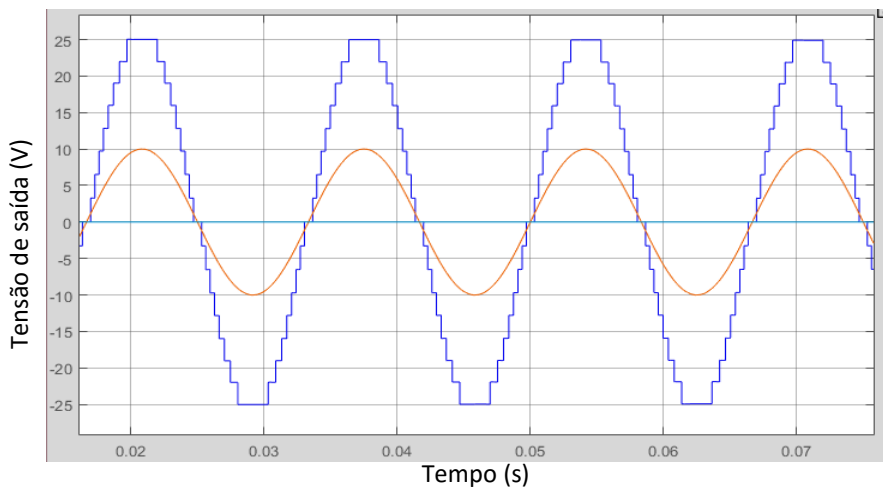


Figura 6.14 Tensão de saída (azul) e corrente (laranja) da simulação 1.

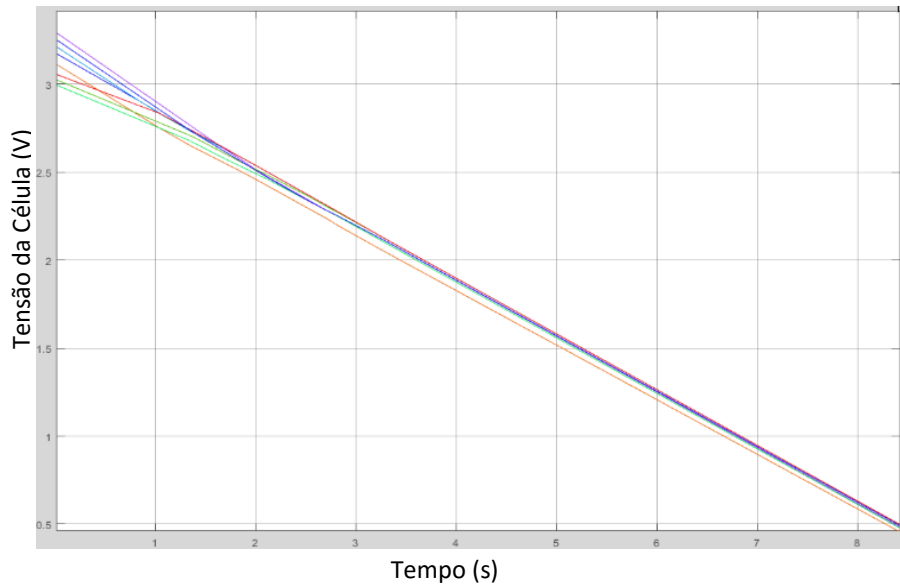


Figura 6.15 Tensão dos capacitores na simulação 1.

Analisando a Figura 6.15, observa-se o correto balanceamento de energia nas células ao verificar a lenta convergência das tensões dos capacitores. Em um tempo de aproximadamente oito segundos, a tensão das células é inferior a 0,5V. Na prática, uma célula LFP não deve ultrapassar a tensão de 3,65V e nem ficar abaixo de 2,8V, e conseqüentemente, o processo deve ser interrompido fora destes limites. Considera-se interromper a descarga quando a primeira célula alcançar a tensão inferior, para então iniciar um processo de carga que será explorado em seguida.

Para comprovar a carga das células, a segunda simulação foi realizada. Uma fonte de tensão CA de 26,4Vp, que é a tensão máxima produzida pelo o conversor, foi conectada ao conversor utilizando um filtro (indutor) de valor 10 mH, como mostra a Figura 6.16.

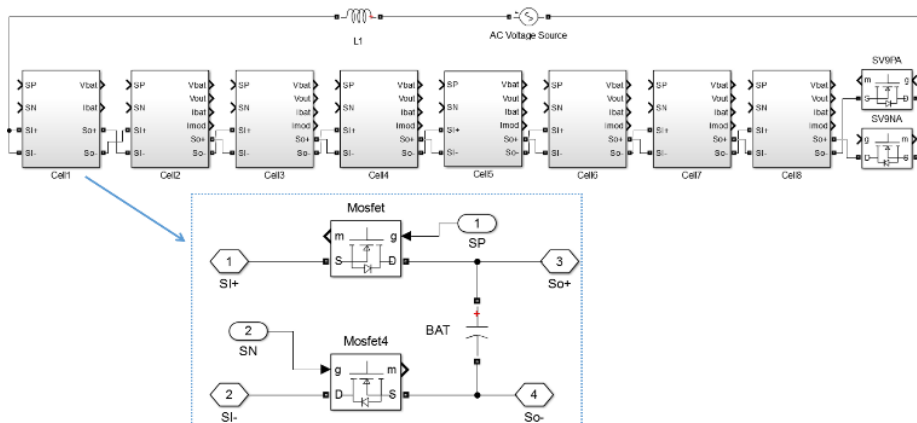


Figura 6.16 Conexão do conversor LMC com a rede utilizando o filtro L1.

Para a simulação 2, foi considerada uma defasagem entre a tensão do conversor em relação a rede de $+90^\circ$ com o intuito de gerar a corrente máxima carregando as células (aproximadamente 10A). A Figura 6.17 mostra as formas de onda da tensão de saída (em azul), tensão da rede elétrica (em azul claro) e corrente na carga (em laranja).

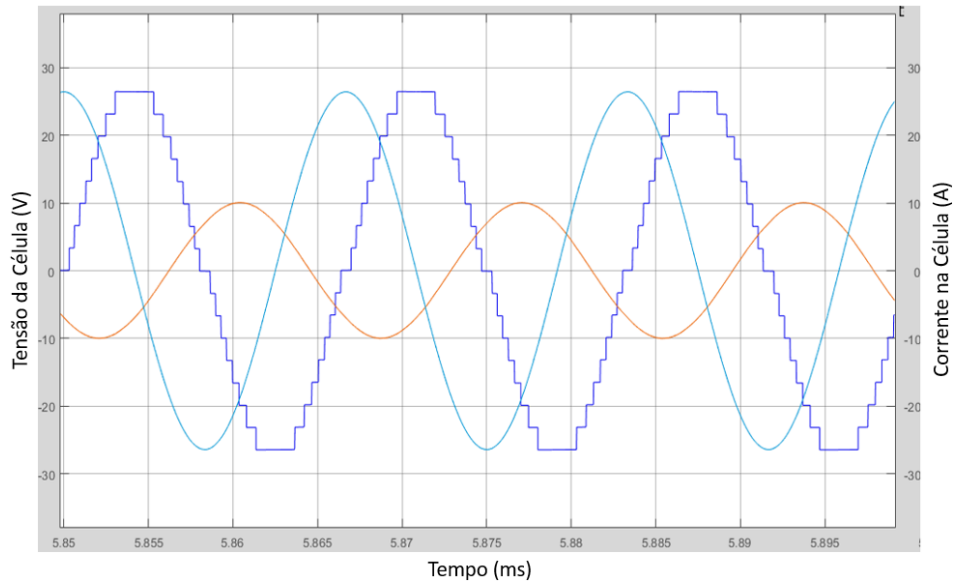


Figura 6.17 Tensão de saída, tensão da rede e corrente na simulação 2.

As tensões dos capacitores ao longo da simulação são mostradas na Figura 6.18. Novamente percebe-se que as tensões dos capacitores convergem lentamente ultrapassando o limite máximo especificado pelo fabricante da célula. Sendo assim, o processo de carga deve ser interrompido, sugerindo também que apenas um ciclo de carga não é suficiente para que o algoritmo equalize as tensões das baterias.

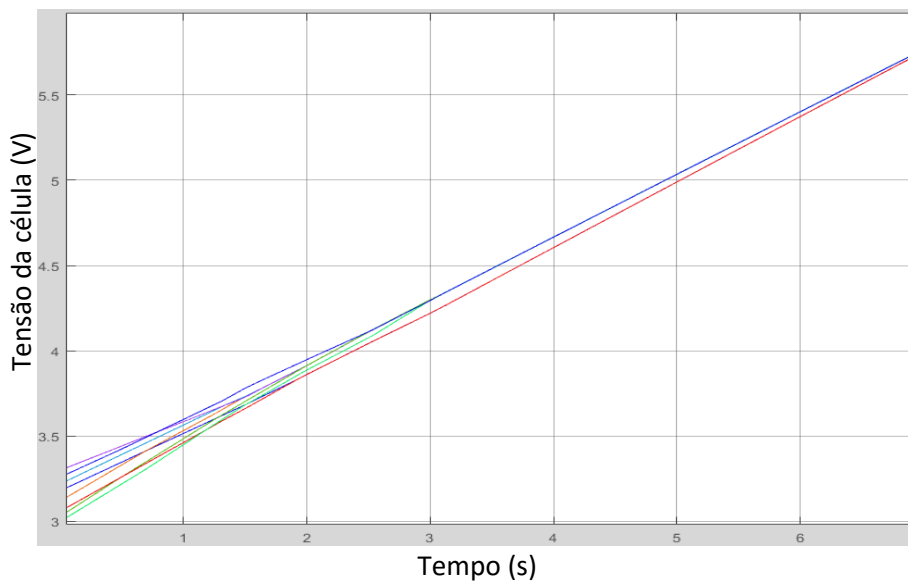


Figura 6.18 Tensão dos capacitores na simulação 2.

Como forma de validar a convergência por completo das tensões a simulação 3 foi realizada. Nesta é adicionada a fonte de corrente da simulação 1 uma lógica que inverte o sentido da corrente comandada pelo próprio algoritmo. Isto permite ao algoritmo analisar as tensões e alternar entre carga e descarga como forma de impedir tensões proibidas nestes processos. A Figura 6.19 mostra o gráfico das tensões dos capacitores ao longo da simulação 3. E a mostra a tensão de início de cada ciclo carga ou descarga e maior variação percentual entre as tensões.

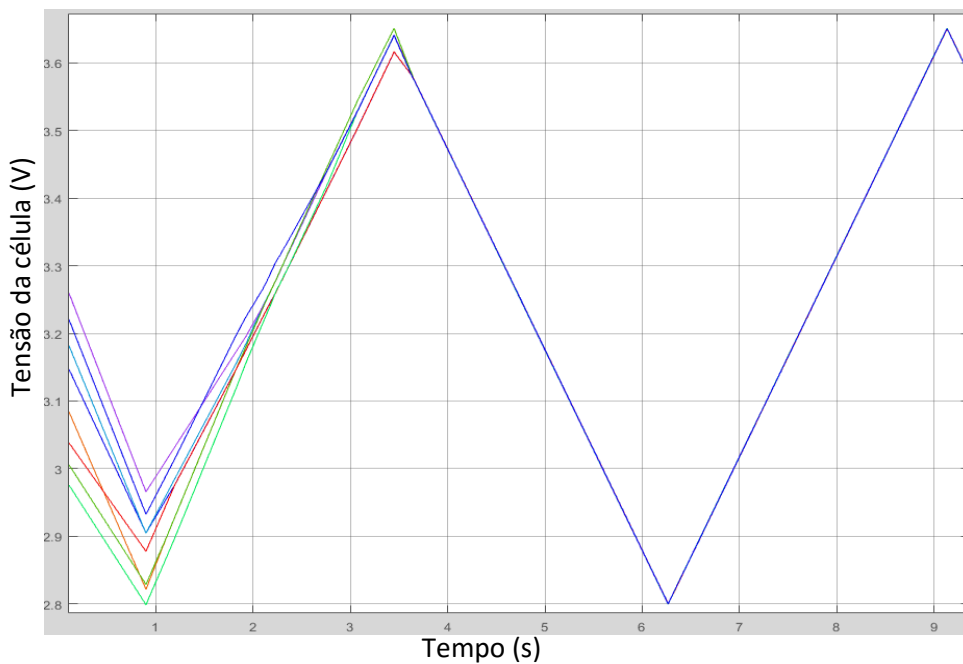


Figura 6.19 Tensão dos capacitores na simulação 3.

Tabela 6.3 Valores iniciais de tensão dos capacitores nos ciclos da simulação 3

#Sim	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	(%)
1 C	3,18	3,12	3,22	3,30	3,26	3,00	3,03	3,06	10,0
2 D	2,90	2,82	2,90	2,97	2,93	2,80	2,82	2,88	6,1
3 C	3,62	3,64	3,64	3,64	3,64	3,64	3,65	3,62	0,8
4 D	2,80	2,80	2,80	2,80	2,80	2,80	2,80	2,80	0,0
5 C	3,65	3,65	3,65	3,65	3,65	3,65	3,65	3,65	0,0

Observando a Figura 6.20 é possível perceber que em um tempo menor que dois ciclos de carga ou descarga, as tensões dos capacitores tornam-se aproximadamente iguais, apontando que mesmo quando as variações existentes entre as células são intensas,

ainda assim é possível realizar a equalização. Considerando que a capacidade de carga C das células foi reduzida mil vezes, na prática é provável haver tempo suficiente para que a convergência das células ocorra em um tempo menor que um ciclo. Por outro lado, a simulação considera que todas as células são exatamente iguais entre si, o que na prática não ocorre. Dessa forma, no Capítulo 7, o controle das células de Lítio através das tensões CC é avaliado a partir dos resultados obtidos.

Outro ponto importante é a análise das correntes que fluem pelas células com o objetivo de evitar um desgaste acelerado. Na prática, as baterias de Lítio tendem a ser menos robustas do que os capacitores, principalmente quando a forma de onda é apresentada de maneira pulsada. Como analisado anteriormente, o número de chaves reduzido e a necessidade de equalização força uma alternância periódica nos estados das células de todo o conjunto. A corrente que sai do conversor em um dado instante de tempo flui necessariamente por todas as células que estão ativas naquele instante. Quando o algoritmo é executado, um novo conjunto é escalado e dessa forma células entram e saem de operação. Sendo assim, a forma de onda observada em uma célula de Lítio nada mais é do que o produto da sua função de chaveamento pela corrente vista na carga. A Figura 6.20 mostra o exemplo de uma célula que entrou e saiu diversas vezes durante a descarga simulando a tração do motor. Nesta figura percebe-se uma mudança do padrão de corrente após o terceiro ciclo da forma de onda, fato que é atribuído ao algoritmo que altera periodicamente a sequência das células.

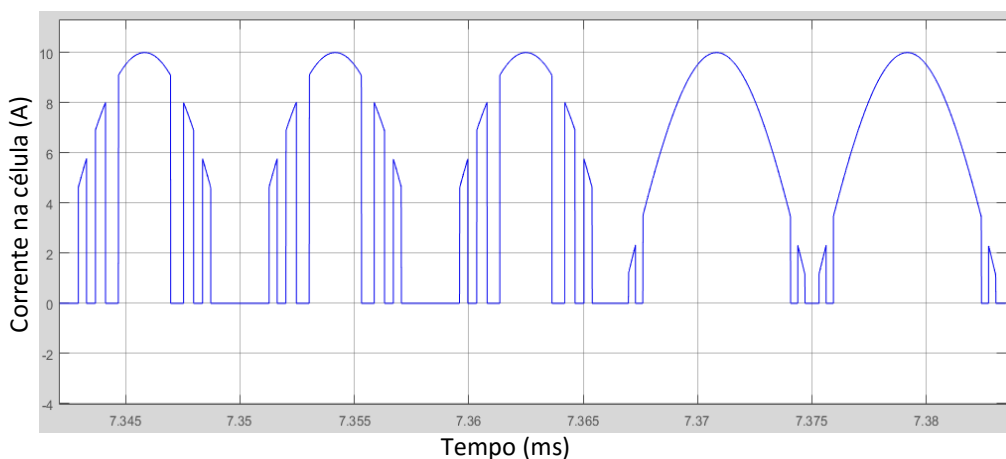


Figura 6.20 Corrente de uma célula durante a simulação 1.

Alguns estudos foram realizados e mostraram que formas de corrente pulsada e de alta frequência podem aprimorar o tempo de carregamento, inclusive quando apresentam pulsos no sentido oposto [45], [107]. O tempo em que a célula está inativa

pode ser importante por permitir que os íons se espalhem e se distribuam uniformemente pela bateria. Em [46] um experimento com correntes pulsadas na frequência de 100 Hz comparado ao carregamento com CC, por 2000 ciclos da célula LFP foi realizado. Constatou-se uma redução pequena na eficiência da bateria (88% para 86,5%) e uma perda de capacidade (16,3% para 15,1%) quando a corrente é pulsada. Entretanto, o ganho em redução de espaço e custo final do equipamento, a redução do número de chaves e a eliminação de filtros e transformadores pode compensar o uso da estrutura LMC.

6.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo um estudo da forma de equalização de energia na topologia CHB foi realizado e simulações comprovaram que através da ordenação das células é possível realizar o balanceamento de energia.

Além disso, mostrou-se uma forma de realizar a equalização na topologia LMC. Uma lógica chamada algoritmo Escada, que analisa a sequência e substitui as singularidades, foi proposta e seu funcionamento comprovado, quando um conversor de 17 níveis foi simulado utilizando chaves MOSFET e capacitores de capacitância elevada.

Os resultados mostram ser viável integrar o gerenciador BMS com o sistema de tração do veículo, tanto na descarga durante o acionamento do motor, quanto no carregamento, quando a conexão com a rede elétrica é realizada. Os resultados sugerem ser viável o uso do conversor Escada para a aplicação em veículos e em sistemas de armazenamento de energia.

CAPÍTULO 7 – VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

No Capítulo 6, formas de equalizar a energia nos conversores cascata foram analisadas, propostas e simuladas. Verificou-se através de simulações que é possível convergir as tensões das células tanto quando elas estão sendo descarregadas, por exemplo, durante o acionamento do motor, ou quando elas estão sendo carregadas, por exemplo, na conexão com a rede elétrica ou durante um evento de frenagem. Como forma de avaliar estes resultados experimentalmente, um conversor monofásico multinível ponte completa em cascata (CHB) contendo oito células de LiFePO₄ (LFP) foi desenvolvido. Embora a topologia do conversor não seja do tipo Multinível Escada, ela permite liberdade total no acionamento das células sendo assim possível testar algoritmos complexos como o Escada e assim realizar comparações futuras em desempenho.

Como forma de validar o funcionamento do sistema multinível utilizando baterias, um conversor monofásico foi construído. O conversor não permite conexão direta aos motores elétricos trifásicos normalmente utilizados nos automóveis, porém a arquitetura projetada permite replicar o sistema construído em duas vezes e suprir facilmente esta demanda. Com poucas melhorias, é provável que este sistema permita gerenciar centenas de células utilizando o mesmo controlador central.

Este equipamento foi desenvolvido com o propósito de estudar a dinâmica de carga e descarga das células, os algoritmos de equalização apresentados no Capítulo 6, bem como observar qualidade da tensão e a corrente na saída, sendo suficiente para este trabalho. Entretanto, a tecnologia permite aprofundar o estudo em futuras investigações em diferentes áreas, como por exemplo, algoritmos de equalização das baterias, comportamento das células, SOC, disparo de chaves, conexão com a rede entre outras.

Neste capítulo, a arquitetura do conversor é discutida. Em seguida, a metodologia dos testes é apontada. Por fim, resultados são apresentados e discutidos.

7.1 Arquitetura do conversor

O conversor multinível construído é formado por um conjunto de oito módulos conectados a um controlador central que executa a lógica de funcionamento e está em

permanente comunicação com os módulos para comandá-los e monitorá-los. O controle central pode decidir a quantidade, quais células e o momento que as mesmas serão ativadas ou desativadas no circuito. Um cabo flat realiza uma rede serial RS-485 [108] entre as partes e o envio de um sinal digital que fornece a frequência e sincronismo em 60Hz, que também é do tipo RS-485. Este tipo de comunicação foi escolhido por utilizar um par diferencial, o que permite uma robustez na comunicação frente aos ruídos eletromagnéticos. Cada módulo possui um endereço de comunicação diferente, quando o controle envia comandos a um dado módulo, somente este responde, os demais apesar de receberem as informações, não respondem e não executam comandos. A Figura 7.1 mostra o diagrama de blocos básico do conversor construído.

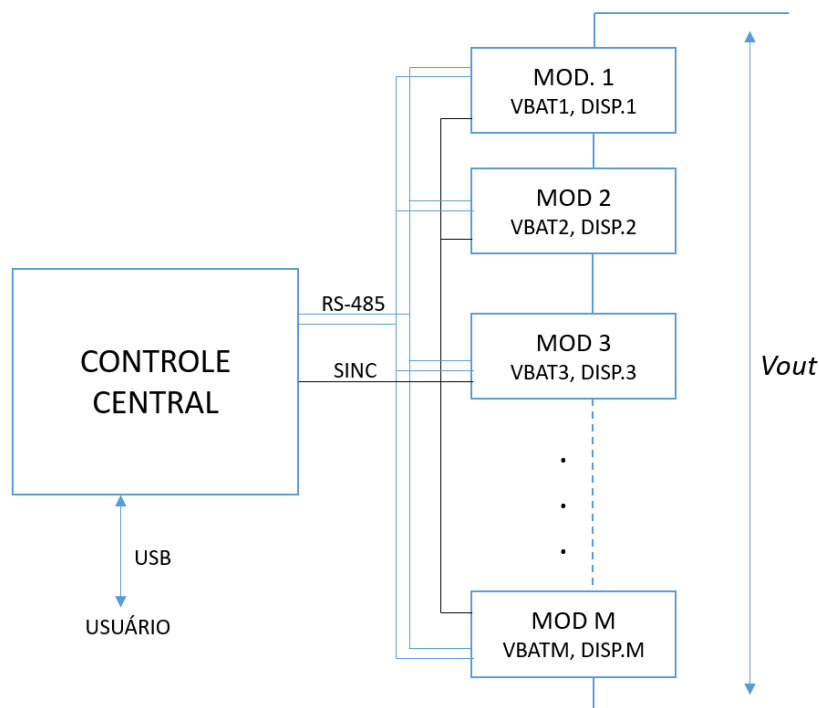


Figura 7.1 Diagrama de blocos do conversor CHB (M=8).

Uma placa de desenvolvimento SMT32F407G que contém um controlador tipo ARM M4 [109] executando instruções na frequência de 168MHz é utilizada para realizar a função do controle central. Uma placa base foi desenvolvida para fornecer a alimentação nos níveis compatíveis ao processador (5V e 3,3V), realizar a interface de comunicação e sincronização do sistema na frequência desejada com cada um dos módulos do conversor. A Figura 7.2 mostra o controle central do sistema.

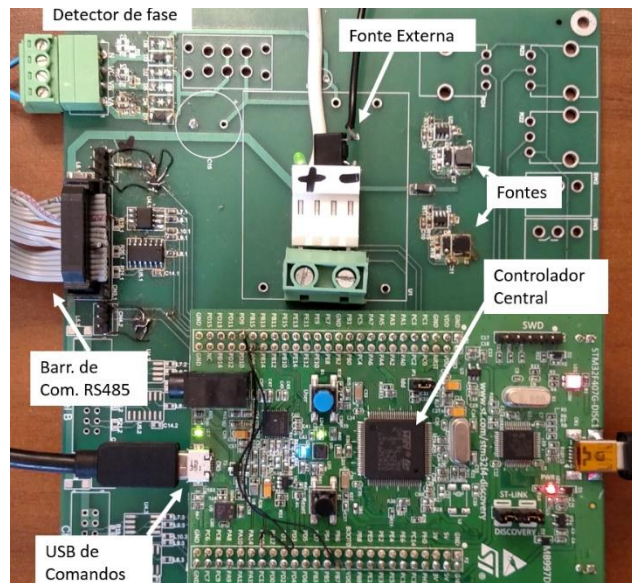


Figura 7.2 Placa de controle central do conversor.

No circuito da célula, cada módulo possui um conversor DC/DC para fornecer uma alimentação isolada do potencial do barramento. Isto é necessário pois o conversor tem o objetivo de permitir a associação das células dinamicamente, devendo estas estarem em potencial flutuante. Cada módulo é formado por uma célula de LFP (Anexo 1), um circuito ponte completa com quatro semicondutores MOSFET de potência [110], dois drivers para disparo [111] e um microcontrolador PIC18F25K50 (PIC) [112]. Este último é responsável por gerenciar cada módulo, monitorando a tensão da célula, comunicando-se ao controle central e disparando as chaves nos momentos estabelecidos. A Figura 7.3 mostra o diagrama com os blocos que formam o módulo.

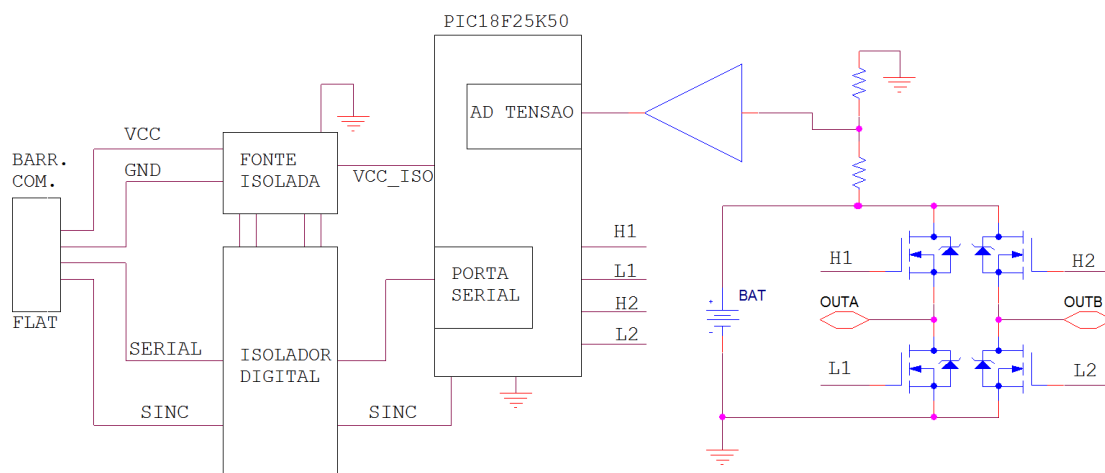


Figura 7.3 Esquema de ligações em um módulo.

Isoladores digitais [113] são usados para isolar os potenciais da bateria e do controle central e permitir o fluxo dos sinais digitais de comunicação e sincronismo (SINC). A tensão da célula é monitorada através do conversor analógico/digital (A/D) interno ao microcontrolador, que responde periodicamente a leitura ao controle central. Ao receber medições de todas as células, o controle central realiza os algoritmos de equalização calculando os estados de cada módulo. Ao receber os novos estados, os módulos aguardam um pulso de sincronismo modificado (SINC) que indica o momento de atualização das saídas. A mudança de estados tem o objetivo de gerar uma forma de onda em degraus priorizando as células mais ou menos carregadas como visto no Capítulo 6. A Figura 7.4 mostra o conjunto de módulos do conversor construído formado por oito células de Lítio.

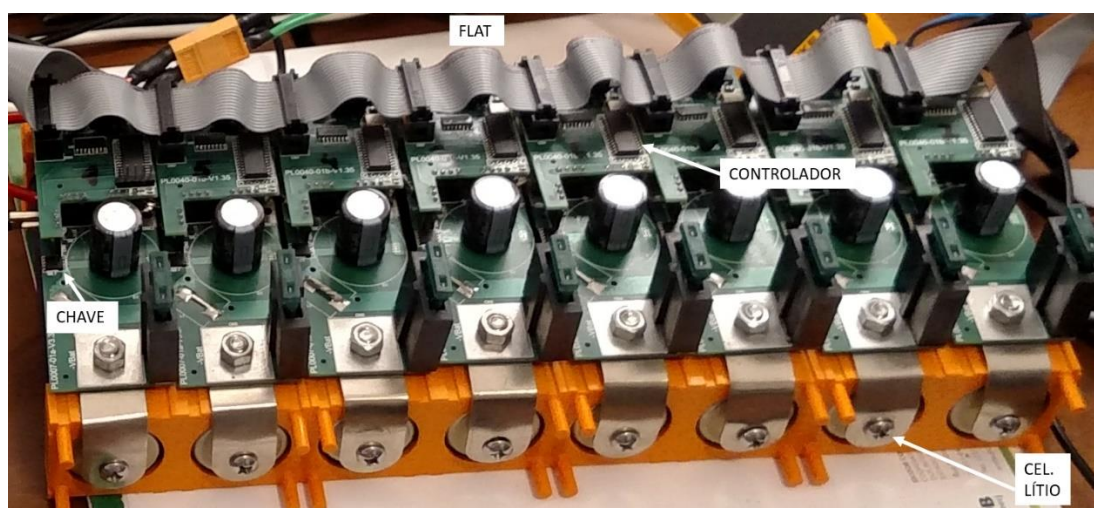


Figura 7.4 Conversor construído contendo oito células de Lítio.

Para acionar um par de chaves em meia ponte, um driver como o IRS2301S é necessário para converter os sinais lógicos HIN e LIN enviados pelo microcontrolador em 5V para os níveis de tensão (12V) necessários ao disparo das chaves conforme mostrado na Figura 7.5. A dificuldade maior está no disparo da chave superior, Q1, uma vez que o potencial de referência da mesma está conectado ao ponto comum entre as chaves (IN), que são os terminais de saída do módulo. Sendo assim, o driver necessita adicionar a este potencial o valor da tensão de disparo para assim obter um valor de tensão de *gate* (VGS) suficiente para a chave conduzir corretamente. O capacitor C14 é o elemento que armazena a energia adicional empregando a técnica *bootstrap*.

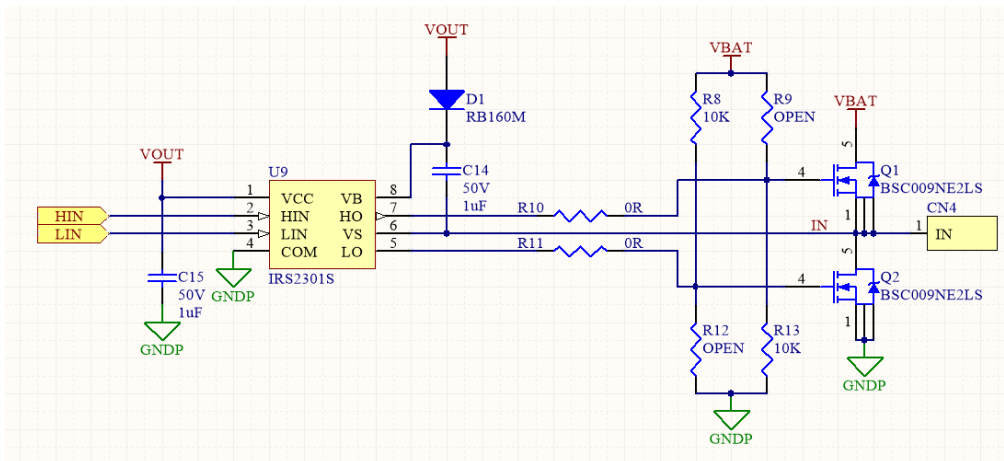


Figura 7.5 Esquemático de disparo do circuito meia ponte que compõe módulo.

O controlador PIC tem a função de decidir o momento em que o disparo da chave irá ocorrer. Através de implementação por software da modulação PWM1, uma tabela de seno é comparada a uma tabela com onda triangular, como mencionado no Capítulo 6, e ambas sempre estão sincronizadas. A taxa em que ocorrem as comparações define a resolução nos ângulos de disparo que formam a saída senoidal e é denominada aqui de frequência PWM. Uma baixa resolução do PWM irá refletir em uma maior distorção harmônica (THD) na saída.

Devido ao desempenho inferior ao esperado do processador PIC executando ciclos de instruções a 12MHz, não foi possível atingir a meta inicial estabelecida para a frequência PWM que era de 12KHz. A incapacidade de gerenciar interrupções paralelas provocou atrasos e na leitura das tabelas que se apresentaram como distorções aleatórias nos momentos em que ocorrem as comunicações. Reduzir a taxa PWM para a faixa de 3 KHz se mostrou suficiente para estabilizar a tensão da saída. A princípio, um controlador do tipo ARM M0 [114] permite solucionar esta questão por ser mais rápido e possui periféricos que paralelizam as tarefas. Além disso, este processador é vendido atualmente pela metade do valor do controlador que foi utilizado.

Outro aspecto importante resultante da melhora no desempenho no processador é o possível ganho de precisão nas leituras das tensões das células. Além da baixa resolução do conversor A/D (10 bits), o fraco desempenho do processador PIC não permitiu implementação de filtros tipo média móvel associado a um número consecutivo de leituras. O novo processador sugerido possui uma resolução de 12 bits e a possibilidade de utilizar filtros digitais.

7.2 Metodologia de Testes

Através da programação do controle central e envio de comandos pela USB, o usuário pode configurar as opções de operação do conversor, que são: carga, descarga, acionamento de motor e conexão com a rede. Além disso, como o controlador central possui um PLL para sincronismo com a rede, é possível observar o comportamento da corrente de saída do conversor através do ajuste da fase da saída em relação à rede elétrica. Devido a quantidade de módulos reduzida, um transformador 12V (40A) para 127V, largamente disponível no mercado, foi utilizado para aumentar a tensão de saída e permitir conectar o conversor à rede e a cargas compatíveis como, por exemplo, um motor monofásico de 1/2 CV 127 V. Ao conectar o conversor à USB, armazenam-se as leituras periódicas das tensões das células em arquivo texto para em seguida pós-processar e realizar a análise gráfica dos resultados.

Para realizar a carga das baterias, um indutor de 10 mH de corrente máxima de 20A é utilizado para conectar o conversor ao transformador. Como ambos têm características de fontes de tensão, o indutor evita surtos de corrente durante as comutações. Neste modo de operação, deve-se garantir que a chave 1 do circuito da Figura 7.6 está na posição aberta e que a chave 2 está selecionando a conexão com a rede. Para regular a corrente que está entrando nas células de Lítio, o PLL do controlador ajusta a fase da saída que deve estar atrasada em relação à rede como mostra a Figura 7.8. A amplitude desta tensão deve ser regulada para um valor próximo ao da rede visto pelo secundário do transformador. Neste caso, treze níveis na forma da tensão estão presentes, o que indica que apenas seis módulos dos oito disponíveis estão operando. A Figura 7.7 mostra o ambiente de teste composto pelo conversor, transformador, filtro, chaves e instrumentos de medição.

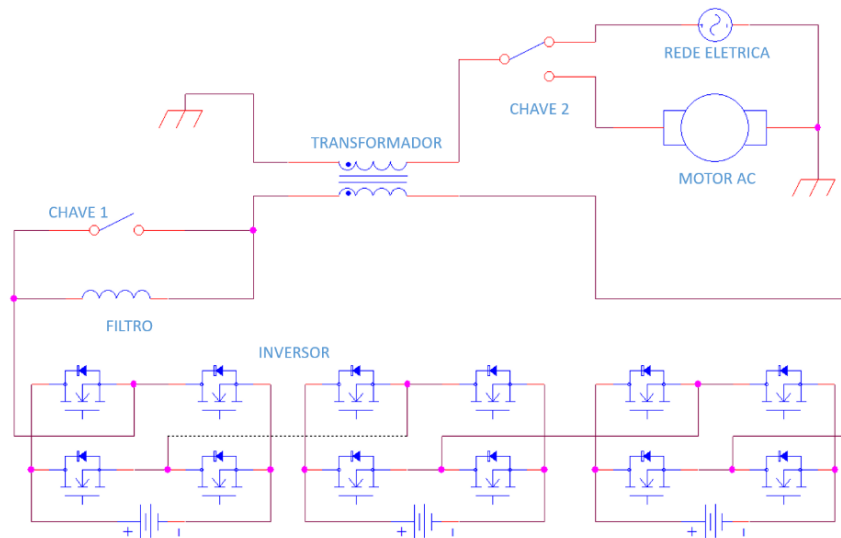


Figura 7.6 Circuito de teste do conversor, conexão com a rede e motor de indução.



Figura 7.7 Ambiente de teste, conversor, analisadores, transformador e filtro.

Como foi visto no Capítulo 3, a forma de se carregar uma célula de Lítio é através do método corrente constante, tensão constante. Para seguir este método, o controle regula a diferença de fase para manter constante a corrente no conversor. Em seguida, quando a primeira célula atinge o limite superior de 3,65V, a diferença de fase é reduzida gradualmente, reduzindo-se a corrente de forma a limitar as tensões em 3,65V e ainda manter o carregamento. Quando a diferença de fase está próxima a zero, o controlador envia comando para que as chaves dos módulos entrem em modo alta impedância e o carregamento é então encerrado.

Como este circuito é bidirecional, o controle também permite adiantar a fase da saída e fornecer a energia acumulada pelas baterias à rede elétrica. Isso pode ser interessante em alguns modelos de negócio em Redes Elétricas Inteligentes (*Smart Grids*)

como, por exemplo, quando a tarifa de energia está muito elevada em alguns horários e deseja-se vender energia para a rede.

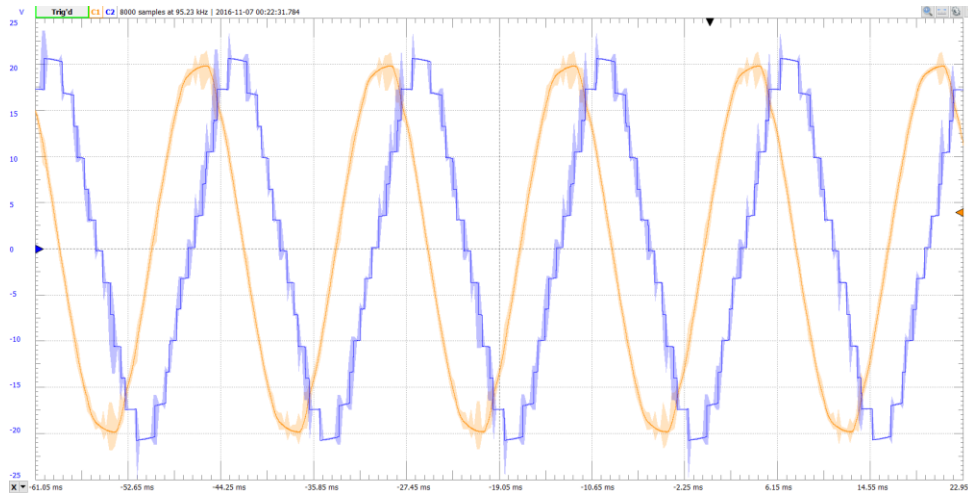


Figura 7.8 Defasagem entre tensão da rede e saída do conversor de +90 graus.

7.3 Resultados obtidos

Como forma de avaliar a tecnologia construída, quatro aspectos foram analisados. O primeiro avalia a capacidade do conversor em sintetizar e controlar a tensão à luz das análises realizadas na tese. O segundo aspecto verifica a capacidade de sincronizar as tensões da saída e da rede elétrica e assim controlar a corrente que flui tanto para carregar como descarregar as células. Os últimos dois testes têm por objetivo observar a curva de tensão durante a carga e descarga das células e avaliar a capacidade do conversor em realizar a equalização.

7.3.1 Qualidade na forma da saída

Para verificar a qualidade da saída, um instrumento captador de sinal (*Digilent Analog Discovery 2*) [115] foi conectado nos terminais do conversor e a tensão foi analisada tanto no tempo e quanto na frequência. A Figura 7.9 mostra a tensão no tempo quando o sistema está acionando uma bomba de água (sem carga) de 1/2 CV (motor de indução monofásico) em 60 Hz e fornecendo uma corrente aproximada de 7 A.

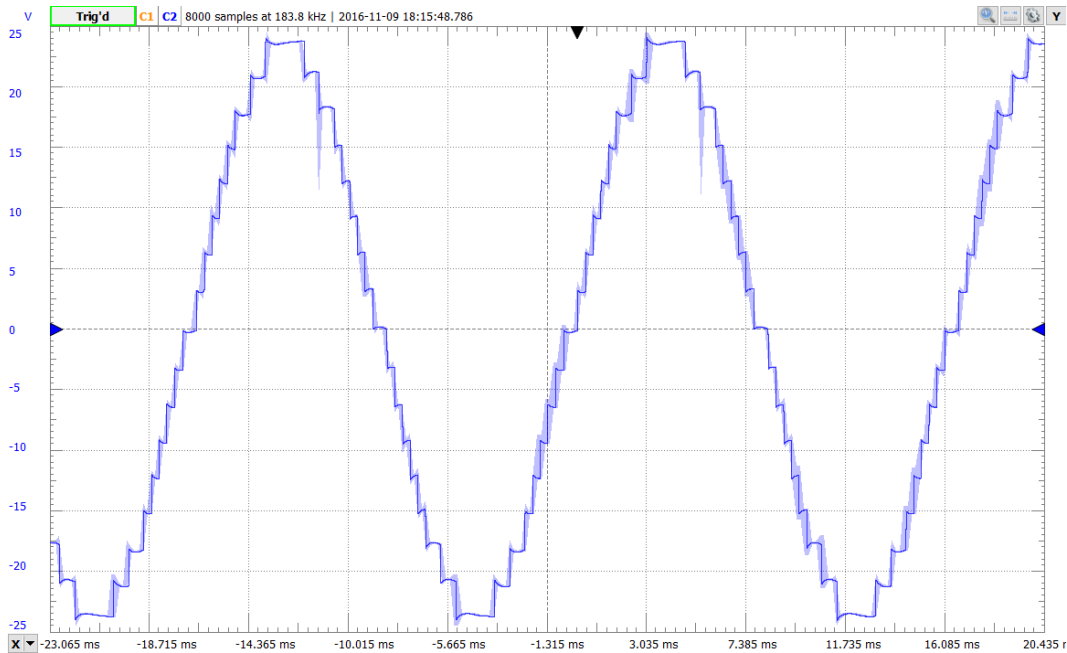


Figura 7.9 Forma de onda do conversor acionando um motor monofásico.

Observando a Figura 7.9, verifica-se que a tensão de saída possui 17 níveis, o que indica que todas as células estão em operação, como previsto. É possível notar afundamentos em cada degrau. Isto é natural porque as baterias estão entrando e saindo de operação periodicamente. Quando uma célula inicia o fornecimento de energia, sua tensão inicial se reduz devido à impedância de saída.

Uma análise da tensão da Figura 7.9 no âmbito de frequências é realizada utilizando o mesmo instrumento de captura. É possível verificar impulsos referente aos harmônicos ímpares, 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz, etc, com amplitudes distintas e menores que a fundamental (60 Hz). Este resultado coincide o discutido ao final do Capítulo 5 e mostra um comportamento esperado do conversor.

O analisador também permite calcular o valor do THD para tensão de 17 níveis e o valor encontrado foi de -26,89 dBc. A unidade dBc indica que o cálculo foi realizado em decibéis relativos à fundamental (60Hz). Sendo assim, é possível converter o THD para percentual, conforme a equação (7.1) e (7.2) e compará-los aos valores encontrados no Capítulo 5.

$$-27,43 = 20 \log_{10} THD \quad (7.1)$$

$$THD = 10^{-1,3715} = 4,25 \% \quad (7.2)$$

Para avaliar a qualidade da tensão de saída em função da quantidade de células em operação, realiza-se o procedimento apontado na Figura 7.10 reduzindo o número de células em operação, repetindo com valores de 3 a 15 níveis. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 7.1.

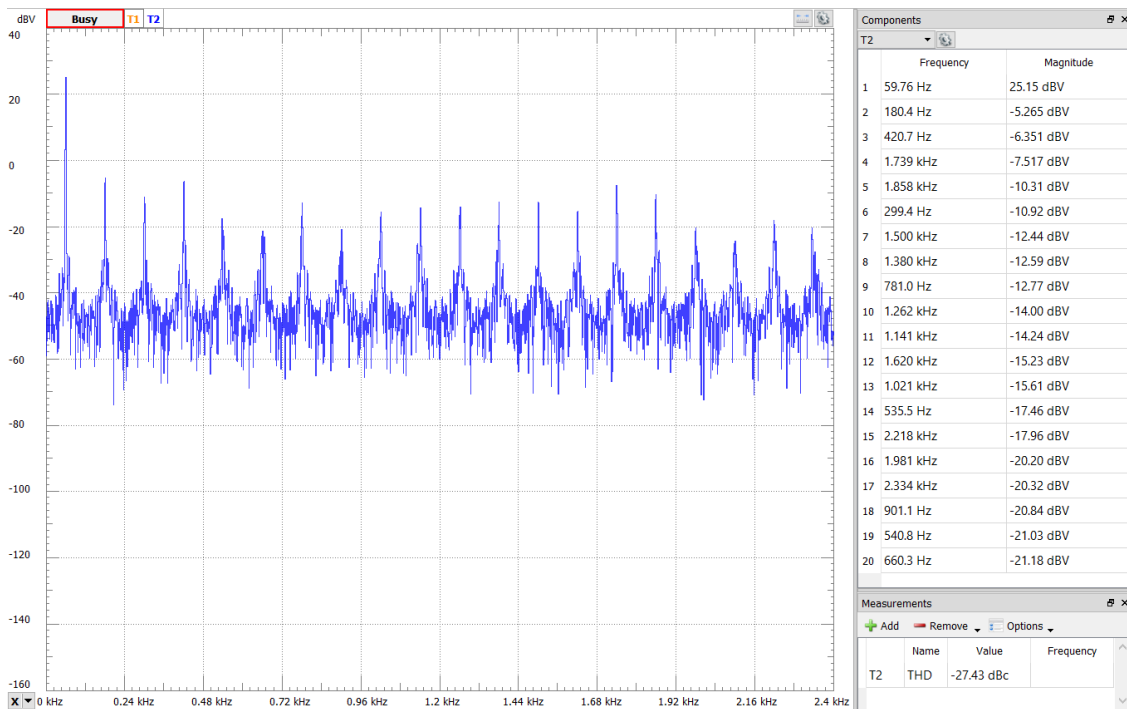


Figura 7.10 Análise dos harmônicos da saída com 17 níveis.

Tabela 7.1 Valores de THD obtidos para o conversor construído.

Níveis	THD (%)
17	4,25
15	4,52
13	6,89
11	9,02
9	10,13
7	19,28
5	26,30
3	67,60

Na tabela observa-se que as distorções medidas são próximas e inferior em alguns casos aos valores simulados no ao final do Capítulo 5 apontados nas tabelas Tabela 5.3 e Tabela 5.4. Para uma forma com 17 níveis, o valor do THD medido de 4,25 % é inferior ao estimado de 5,95 %. Isto ocorre porque os componentes possuem impedâncias não ideais que absorvem as frequências mais altas, sendo entendidos como filtros passa baixa. Dessa forma, os resultados são considerados satisfatórios para o desempenho do conversor.

7.3.2 Controle da conexão com a rede

Como já mencionado anteriormente, o equalizador de cargas possui a capacidade de gerenciar a conexão com a rede elétrica através do PLL. Para avaliar a capacidade de controle da corrente entrando ou saindo do conversor, a fase da saída é ajustada para diferentes casos e a corrente na saída é observada como mostra a Figura 7.12. Por exemplo, na Figura 7.8, a diferença de fase de aproximadamente $+90^\circ$ provoca uma corrente máxima entrando nas células de aproximadamente 3,5A. As simulações realizadas no Capítulo 6 sugerem uma corrente maior para a mesma defasagem (aprox. 10A), porém a resistência intrínseca ao indutor e a presença do transformador reduzem este patamar máximo. A Figura 7.11 mostra os pontos medidos e a Figura 7.12 mostra as formas de onda em diferentes casos: quando não troca energia com a rede (0A), quando carrega as células ao máximo (-3,5A) e quando fornece o máximo de energia para a rede (+3,5A).

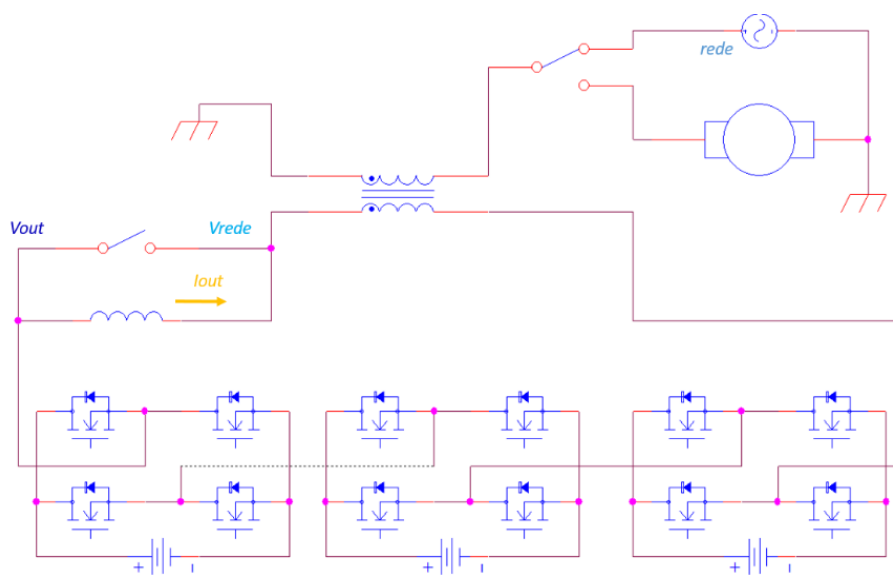


Figura 7.11 Pontos de medição no circuito quando conectado à rede elétrica.

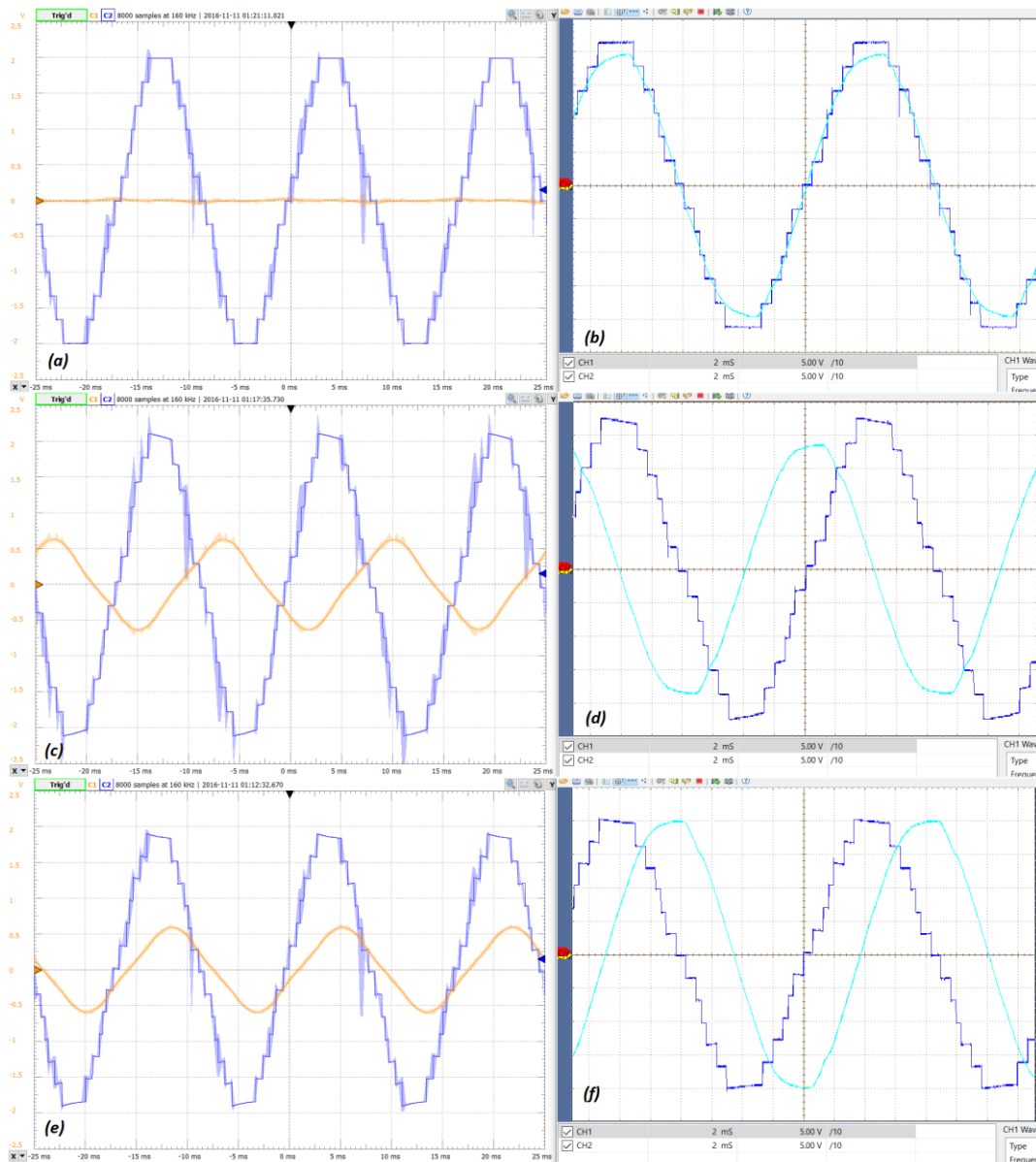


Figura 7.12 Variação da corrente em função da diferença de fase: zero (a e b), +90 graus (c e d) e -90 graus (e e f). Tensão de saída (azul), corrente de saída (laranja) e tensão da rede (azul claro).

Ao observar a Figura 7.12(a) verifica-se que a corrente em laranja é próxima de zero e que a tensão do conversor está na faixa de 20V, operando com seis células. Ao analisar a Figura 7.12(b), nota-se que a tensão do conversor (em azul escuro) está com uma diferença de fase próxima a zero em relação à rede medida no secundário do transformador (em azul claro). Este comportamento está de acordo com o esperado e mencionado nesta tese. Ainda é possível verificar que as tensões CC se mantêm constante. Em seguida, o experimento carrega as células com a corrente máxima, Figura 7.12(c), defasando as tensões de +90°, Figura 7.12(d). É possível notar que ocorrem elevações nas tensões CC indicando que as mesmas estão absorvendo energia. No teste de descarga

com a corrente máxima, Figura 7.12(e), a defasagem da saída é de -90° e é possível notar que as tensões CC sofrem afundamentos indicando que estão fornecendo energia para acionar o motor.

7.3.3 Equalização no carregamento

Para avaliar a equalização no carregamento das células, as medições realizadas pelo controlador PIC foram enviadas durante todo o teste. Ao finalizar a carga das células, usando o método corrente constante tensão constante, os dados lidos são pré-processados por filtros média móvel de tamanho 100 para reduzir o ruído presente nas medições. Tal ruído está atrelado à incapacidade do processador PIC e circuito analógico de fornecerem medidas mais precisas e devido à presença de ruído relativo ao disparo das chaves para formar a saída. A Figura 7.13 apresenta as tensões das células ao longo do carregamento em corrente constante de aproximadamente 3,5A.

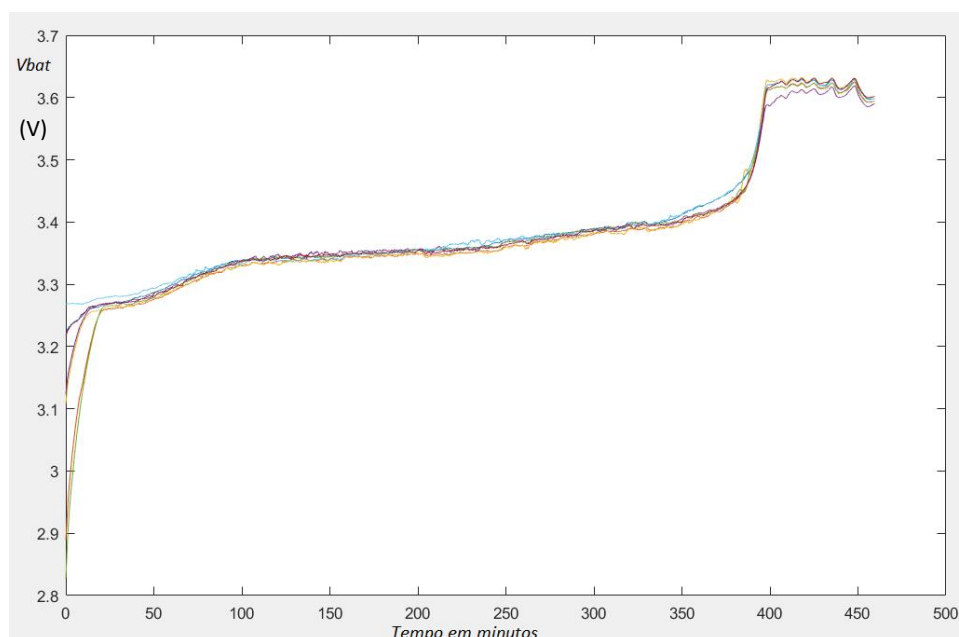


Figura 7.13 Tensão das células do conversor durante a carga das baterias.

Observando o gráfico da Figura 7.13 percebe-se que as células possuíam valores de tensão diferentes e assim quantidades de energia variadas no início do carregamento. Após aproximadamente 30 min de carregamento, as tensões das células aproximaram-se e assim permaneceram durante todo o processo de carregamento. Esta curva é bastante semelhante à da Figura 3.2(Cap. 3) em que a tensão de uma célula LFP varia em função da carga disponível na mesma (SOC). Como a corrente é constante, o SOC da célula irá

se refletir na energia acumulada ao longo do tempo como já foi mencionado no método contagem de Coulomb apontado no Capítulo 3. Quando a primeira célula atinge 3,65V a corrente é reduzida gradualmente até ficar baixa o suficiente para desligar o conversor.

O desempenho do equalizador se mostrou satisfatório uma vez que manteve a tensão das células próximas entre si até o final do carregamento. Entretanto, o algoritmo utilizado foi o mesmo realizado no Cap. 6 para a simulação do conversor CHB. Este resultado sugere que provavelmente o conversor irá equalizar as células utilizando o algoritmo Escada, sendo um próximo passo testá-lo.

7.3.4 Equalização no acionamento do motor

A equalização quando o automóvel está em deslocamento permite estender a autonomia do veículo. Para verificar o desempenho do conversor neste caso, um motor de indução (1/2 CV) sem carga foi utilizado para descarregar as células com uma corrente próxima a 7A. A Figura 7.14 permite observar as tensões das células durante esta operação.

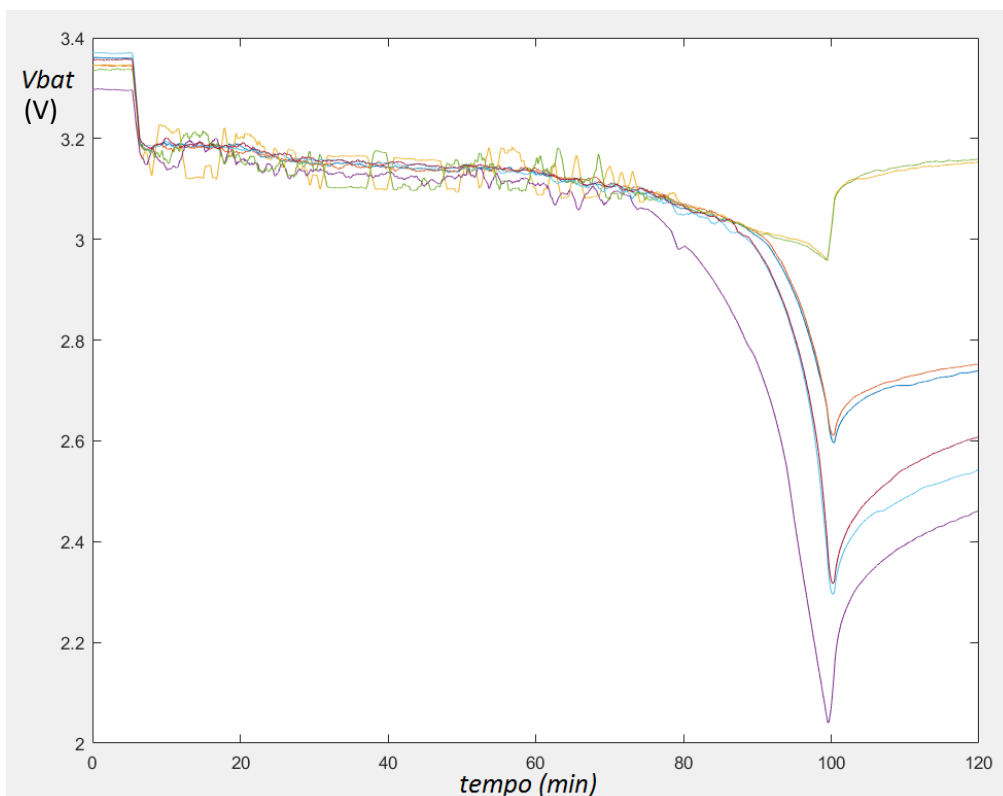


Figura 7.14 Tensão das células do conversor durante o acionamento do motor.

Ao observar a Figura 7.14 percebe-se que as tensões das células inicialmente estavam entre 3,3V e 3,4V. Ao iniciar o acionamento do motor, todas caíram para valores próximos a 3,2V. Isto ocorreu porque as células foram carregadas utilizando o método da Figura 7.13 e por possuírem impedâncias distintas, após um tempo de relaxamento (aproximadamente uma hora), as tensões convergiram para valores diferentes, sugerindo diferentes SOC finais. Além disso, ao longo do acionamento do motor, percebeu-se variações maiores em tensão em algumas células em relação ao teste anterior. Isto ocorre provavelmente devido ao ruído adicional presente no acionamento do motor. Uma melhora na instrumentação do processo de leitura das células provavelmente aprimoraria a equalização.

Analisado o gráfico da Figura 7.14, nota-se que uma célula (em roxo) descarregou-se mais cedo do que as demais definindo o término da descarga e sugerindo estar com um menor SOC (ou mais desgastada). Foi possível notar que duas células estavam com maior SOC (ou mais saudáveis) e que mesmo ao final do teste possuíram uma tensão próxima a 3V, sugerindo que uma melhor distribuição energética e ainda permitiria estender o teste por mais tempo.

7.4 Conclusões parciais

Neste capítulo a metodologia de construção do conversor inteligente, a realização dos testes e os resultados foram apresentados e discutidos. Verificou-se que o conversor conseguiu produzir a tensão máxima contendo 17 níveis e com baixo nível de distorção harmônica. Foi possível acionar um motor de indução monofásico (1/2 CV) utilizando oito células e um transformador elevador de tensão. Tal abordagem agrega benefícios como aumento da vida útil do motor, distribuição da dissipação de potência e capacidade de equalização das baterias.

Quando conectado à rede elétrica, foi possível verificar o satisfatório desempenho do conversor que permitiu controlar a corrente tanto fornecendo energia quanto carregando as células. Verificou-se que o sistema composto por transformador (12V/127V, 40A) e filtro (indutor de 10 mH 20A) impediram o sistema de trocar correntes superiores a 3,5A que produzam potências ativas. Como alternativa este problema, um indutor de menor valor deve ser utilizado. Ao adicionar apenas duas células ao equalizador, é provável ser possível utilizar um transformador de (24V/127V) e manter

todas as células ativas durante a conexão com a rede, melhorando o sistema de equalização.

Verificou-se que os controladores dos módulos são os principais limitadores na ampliação do sistema para centenas de células, utilizando esta tecnologia. Uma frequência de 3 kHz para o PWM, por exemplo, se mostrou satisfatória para o conversor formado por oito módulos. Entretanto, esta frequência permite sintetizar uma senóide com apenas 50 pontos ($3000/60$). Neste caso, $1/2$ de ciclo da tensão seria definido por apenas 25 pontos para gerar 17 níveis. Percebe-se que a frequência do PWM irá influenciar na resolução dos ângulos de disparo e que para um número de módulos elevado, é ideal que se tenha uma frequência de PWM compatível. Como o THD se reduz muito quando o número de níveis fica elevado, é possível considerar que o número de pontos em $1/2$ ciclo pode ser semelhante ao número de níveis. Sendo assim, para um conversor com 60 módulos (121 níveis) é ideal que se tenha em torno de 242 pontos por ciclo da fundamental, o que implica em uma frequência de PWM de 14,5 KHz.

Além disso, quando o número de módulos aumenta, a velocidade de comunicação entre o controlador central e as células deve aumentar de forma a garantir a comunicação entre todas as partes e um tempo considerado suficiente. Controladores para realizar estas tarefas estão disponíveis no mercado por um custo inferior ao dispendido no projeto, sugerindo-se a utilização do Cortex-M0.

O algoritmo de equalização da topologia CHB foi validado e verificou-se que o sistema é capaz de distribuir a energia que flui no conversor pelas células. Uma melhoria nas medições das tensões e na estimação de energia das células (SOC) pode ser importante quando deseja-se testar algoritmos de equalização mais complexos, como por exemplo, o Escada.

Após análise da curva de descarga das tensões CC, as impedâncias das células pareceram estar muito diferentes entre si, indicando que agregar uma estimativa de SOC melhoraria a equalização. Este efeito é percebido quando as tensões estão próximas entre si durante o fluxo de corrente, porém quando o conversor é desligado estas tensões estabilizam para valores diferentes. Como visto no Capítulo 3, o modelo elétrico da bateria é composto por uma tensão CC associada a uma impedância. Quando a corrente não flui pela célula, a tensão CC reflete com maior fidelidade a carga disponível na célula. Assim, este resultado sugere que se forem consideradas a impedância das células no

equalizador, um possível aumento da autonomia do sistema poderá ser alcançado. Entretanto isto irá provocar um aumento na complexidade dos algoritmos.

CAPÍTULO 8 – CONCLUSÃO

Nesta tese um estudo da integração da lógica do gerenciador de energia das células com o sistema de tração do automóvel elétrico foi proposto. A topologia de conversor denominado Escada para o uso em veículos elétricos foi proposta como uma forma de compactação e aumento de eficiência frente à topologia CHB. O acréscimo em complexidade computacional da equalização das células foi discutido. O algoritmo chamado Escada, que permite balancear a energia em um conversor LMC de 17 níveis, foi proposto e simulações comprovaram a convergência das tensões e a controlabilidade no acionamento do motor e conexão com a rede.

Como forma de comprovar resultados práticos, um protótipo do conversor do tipo CHB com oito células, que permite testar diferentes tipos de algoritmos de equalização, incluindo o Escada, foi construído. Testes foram realizados para comprovar o correto funcionamento no que se refere à qualidade da tensão de saída, ao controle da conexão com a rede e à equalização de energia das células na carga e na descarga.

Verificou-se uma forma de onda de tensão na saída do protótipo com baixo nível de conteúdo harmônico (menor que 5%) quando sete ou mais células estão em operação. Foi possível controlar a conexão com a rede elétrica para fornecer e consumir energia. Através das leituras de tensão durante os testes, a equalização de energia foi comprovada. Notou-se que as variações de impedância das células e ruídos presentes nas leituras das tensões dificultaram a estimação de energia nas células (SOC) com maior precisão.

8.1 Contribuições

Uma arquitetura de conversor em que cada célula é monitorada pelo controle central permitindo comunicação entre todos os processadores através de um mesmo barramento foi proposta e testada. Este tipo de abordagem pode simplificar a construção do conversor na medida que reduz a quantidade conexões entre as partes e pode ser utilizada em futuros trabalhos.

Uma plataforma (protótipo) que permite futuras investigações e análises foi criada para ser entendida, explorada, desenvolvida e melhorada. Estudos em diferentes áreas

como baterias, conversores de potência, algoritmos de controle e equalização podem ser continuados ou iniciados.

Uma forma de integração do BMS ao conversor do tipo Escada foi proposta como uma maneira de tornar o sistema de potência do VE mais eficiente e compacto. Uma análise matemática foi formulada para a estrutura e um algoritmo de equalização foi proposto e comprovado através de simulações em um conversor LMC de 17 níveis. Este tipo de conversor pode ser investigado em outros trabalhos.

8.2 Trabalhos futuros

Como já mencionado, melhorias diretas no protótipo construído podem ser realizadas. O desempenho do processador dos módulos, chamado de PIC, operou com frequência de PWM e taxa de comunicação abaixo do esperado. A utilização de um processador mais rápido poderia melhorar a leitura das tensões, melhorar a equalização e expandir o sistema para centenas de módulos utilizando um mesmo controlador.

Outro trabalho que poderá ser realizado inclui o teste do algoritmo Escada no conversor CHB construído para verificação do seu funcionamento real. Além disso, uma pequena alteração nas placas do protótipo construído pode ser realizada para transformá-lo na topologia Escada, utilizando um número menor de chaves. Uma comparação das estruturas LMC e CHB poderá ser realizada, por exemplo, em termos de acionamento do motor, conexão com a rede e tempos de carga e descarga.

Estudos mais aprofundados no campo das células de Lítio podem ser realizados. É provável que a melhoria na estimação da carga disponível nas células permitirá aperfeiçoar a equalização e aumentar a autonomia do sistema. Algoritmos que monitoram a energia nas células podem ser pesquisados e propostos para eleger as células em operação, diferentemente do que foi empregado neste trabalho, que baseia-se unicamente na tensão.

Algoritmos de equalização das células para conexão do conversor a um carregador CC podem ser explorados, conforme mostrado na Figura 1.1 apresentada no início desta tese. A utilização do enrolamento do motor como filtro do carregador CC pode ser verificada. Uma vez concebidos os algoritmos, estes poderiam ser utilizados para acionamento de motores CC ou armazenadores de energia com conexões em CC.

REFERÊNCIAS

- [1] World Health Organization WHO, “7 million premature deaths annually linked to air pollution”. Disponível em: <http://www.who.int/mediacentre/news/releases/2014/air-pollution/en/>. Acessado em: 10 de Setembro 2016.
- [2] Chan, C.C.; Bouscayrol, A; Chen, K., "Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* , vol.59, no.2, pp.589,598, Feb. 2010.
- [3] Hosseini, S.S.; Badri, A; Parvania, M., "The plug-in electric vehicles for power system applications: The vehicle to grid (V2G) concept," *Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International* , vol., no., pp.1101,1106, 9-12 Sept. 2012
- [4] Dahn J, Ehrlich G., “Lithium-Ion Batteries. In: Linden’s Handbook of Batteries”. *4th ed. New York: McGrawHill*; 2011. Chapter 26.
- [5] F. Abo-Elyousr, F. Abd-Elbar, H. Abo-Zaid and G. Rim, "Accurate Modeling of Prismatic Type High Current Lithium-Iron-Phosphate (LiFePO4) Battery for Automotive Applications," *Energy and Power Engineering*, Vol. 4 No. 6, 2012, pp. 465-481.
- [6] Earle, G.; Kiewicz-Schlansker W., “LiFePO4 Battery Pack Per-Cell Management System”. Disponível em: <http://sites.lafayette.edu/ece492-sp11/files/2011/02/LiFePO4-Battery-Pack-Per-Cell-Management-System-Morton-Conference-Paper-Lafayette-College.pdf>. Acessado em: 14 de Agosto 2014.
- [7] Daowd, M.; Omar, N.; Van den Bossche, P.; Van Mierlo, J. “Passive and Active Battery Balancing comparison based on Matlab Simulation”. In Proceedings of 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2011), Chicago, IL, USA, Setembro 2011.
- [8] Agrawal, Rekha, and Shailendra Jain. "Comparison of reduced part count multilevel inverters (RPC-MLIs) for integration to the grid." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 84 (2017): 214-224.
- [9] D'Arco, S., L. Piegari, and P. Tricoli. "A modular converter with embedded battery cell balancing for electric vehicles." *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS)*, 2012. IEEE, 2012.

- [10] Tsirinomeny, Martel; Rufer, Alfred, "Configurable Modular Multilevel Converter (CMMC) for a universal and flexible integrated charging system," *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, vol., no., pp.1,8, 20-22. Maio 2014
- [11] Briones, Adrene; et al. "Vehicle-to-Grid (V2G) Power Flow Regulations and Building Codes Review by the AVTA". *Idaho National Laboratory. United States Department of Energy*. Setembro 2012.
- [12] D.M Falcão, "Integração de Tecnologias para Viabilização da Smart Grid". *Anais do III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, 18-21 Maio, Belém PA, 2010.
- [13] Miller, J.M., "Energy storage system technology challenges facing strong hybrid, plug-in and battery electric vehicles," *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, vol., no., pp.4,10, 7-10. Setembro 2009
- [14] Clement-Nyns, Kristien, Edwin Haesen, and Johan Driesen. "The impact of charging plug-in hybrid electric vehicles on a residential distribution grid." *IEEE Transactions on Power Systems* 25.1 (2010): 371-380.
- [15] Campanari, Stefano, Giampaolo Manzolini, and Fernando Garcia De la Iglesia. "Energy analysis of electric vehicles using batteries or fuel cells through well-to-wheel driving cycle simulations." *Journal of Power Sources* 186.2 (2009): 464-477.
- [16] "Hydrogen Fuel Cells launching the H-society". Disponível em: <http://biophysics.sbg.ac.at/fuelcell/fuelcell.html> (Acessado em 14 de Agosto de 2014)
- [17] F. Garcia de la Iglesia, "Energy and environmental analysis of electric and Fuel cell vehicle through Well-to-Wheel driving cycle simulations", Master thesis, Politecnico di Milano, 2007.
- [18] "The Global Market for Electric Vehicle Supply Equipment is Expected to Reach 2.5 Million Units in 2025". Disponível <http://www.navigantresearch.com/newsroom/the-global-market-for-electric-vehicle-supply-equipment-is-expected-to-reach-2-5-million-units-in-2025>. Acessado em: 15 de Agosto de 2014.
- [19] Borba, Bruno Soares Moreira Cesar. "Modelagem integrada da introdução de veículos leves conectáveis à rede elétrica no sistema energético brasileiro". *Diss. Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2012.
- [20] Wencong Su; Mo-Yuen Chow, "Performance Evaluation of an EDA-Based Large-Scale Plug-In Hybrid Electric Vehicle Charging Algorithm," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol.3, no.1, pp.308,315, March 2012 doi: 10.1109/TSG.2011.2151888

- [21] Hosseini, Sayed Saeed, Ali Badri, and Masood Parvania. "Smart parking lot to minimize residential grid losses based on customer priorities." *Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on*. IEEE, 2013.
- [22] CGEE Relatório Final da Ação n. 01.51.51.04, "Redes Elétricas Inteligentes: Contexto Nacional". *Panorama Internacional da Implementação de Redes Inteligentes no Setor Elétrico*, Dezembro 2012.
- [23] Rafael Deléo Oliveira, José Carlos de Melo Vieira Júnior, "Benefícios e Desafios de Redes Inteligentes", Universidade de Salvador, UNIFACS, Revista Eletrônica de Energia, Dezembro 2012
- [24] D. Falcão, "Smart Grids e Microrredes: O Futuro já é Presente", in the VIII Symposium of Automation of Electrical System (SIMPASE), Rio de Janeiro, Brasil, Agosto 2009.
- [25] Anjos, Reginaldo Silva dos. "SGMIee–Software de gestão da medição inteligente de energia elétrica". *Universidade Federal do Ceará*. Diss. 2013.
- [26] Wencong Su; Eichi, H.; Wentz Zeng; Mo-Yuen Chow, "A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment", *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* , vol.8, no.1, pp.1,10, Fevereiro 2012.
- [27] P. Behr, "M.I.T. Panel Says a Charging Infrastructure May Be a Bigger Roadblock for Electric Vehicles Than Technology," in *Scientific American*, edição, 2011. Disponível em: <http://www.scientificamerican.com/article/mit-panel-electric-vehicles/>. Acessado em 14 de Agosto 2014
- [28] Sociedade Internacional dos Engenheiros Automotivos. Disponível em: <http://www.sae.org/>. Acessado em 14 de Agosto 2014
- [29] Toepfer, C. "SAE electric vehicle conductive charge coupler, SAE J1772." *Society of Automotive Engineers* (2009).
- [30] Foley, Aoife M., Ian Winning, and Brian P. Ó Gallachóir. "Electric vehicle: infrastructure regulatory requirements." *Irish Transport Research Network: Proceedings of the inaugural conference of the Irish Transport Research Network (ITRN 2010)*, University College Dublin, Dublin. 31 Aug-1 Sep 2010. Irish Transport Research Network, 2010.
- [31] Bai, Sanzhong, Du Yu, and Srdjan Lukic. "Optimum design of an EV/PHEV charging station with DC bus and storage system." *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010.

[32] Electric Transportation Engineering Corporation, "Electric Vehicle Charging Infrastructure Deployment Guidelines for the Oregon I-5 Metro Areas of Portland, Salem, Corvallis and Eugene,". Disponível em: <http://www.rmi.org/Content/Files/Oregon%20EV%20Infrastructure%20%20Guidelines.pdf>. Acessado em: 10 de Setembro 2016.

[33] Altaf, F. "Thermal and State-of-Charge Balancing of Batteries using Multilevel Converters", Göteborg : *Chalmers University of Technology (R - Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology*, no: 1403-266X), 2014

[34] Lighting Global, "Lithium-ion Battery Overview". *Technical Notes Issue 10*, International Finance Corporation, Maio 2012. Disponível em: http://www.lightingglobal.org/wp-content/uploads/bsk-pdf-manager/67_Issue10_Lithium-ionBattery_TechNote_final.pdf. Acessado em 14 de Agosto 2014.

[35] Battery University, "Charging Lithium-ion". Disponível em: http://batteryuniversity.com/learn/article/charging_lithium_ion_batteries. Acessado em 14 de Agosto 2014.

[36] Hua, AC.-C.; Syue, B.Z.-W., "Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and LiFePO₄ battery," *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International* , vol., no., pp.1478,1483, 21-24. Junho 2010

[37] PowerStream, "How to charge Lithium Iron Phosphate High Capacity Rechargeable Lithium Ion Batteries". Disponível em: <http://www.powerstream.com/LLLF.htm>. Acessado em 14 de Agosto 2014.

[38] Lu, Languang. "LiFePO₄ battery performances testing and analyzing for BMS". ECG, Engine Control Group, Tsinghua University, Disponível em: <http://www.cse.anl.gov/us-china-workshop-2011/pdfs/batteries/LiFePO4%20battery%20performances%20testing%20for%20BMS.pdf>. Acessado em 10 de Setembro 2016.

[39] Yao, Low Wen; Aziz, J.A, "High capacity lifepo₄ battery model with consideration of nonlinear capacity effects," *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International* , vol.1, no., pp.182,187, 2-5 Junho 2012

[40] Huria, T., Ceraolo, M., Gazzarri, J., and Jackey, R., "Simplified Extended Kalman Filter Observer for SOC Estimation of Commercial Power-Oriented LFP Lithium Battery Cells," SAE Technical Paper 2013-01-1544, 2013, doi:10.4271/2013-01-1544.

[41] Zheng Zhu; Jinwei Sun; Dan Liu, "Online state of charge EKF estimation for LiFePO₄ battery management systems," *Intelligent Signal Processing and*

Communications Systems (ISPACS), 2012 International Symposium on, vol., no., pp.609,614, 4-7. Novembre 2012

[42] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, Jun. 2008.

[43] K. Jonghoon, S. Jongwon, C. Changyoon, and B. H. Cho, "Stable configuration of a Li-Ion series battery pack based on a screening process for improved voltage/SOC balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 411–424, Jan. 2012.

[44] Savoye, François, et al. "Impact of periodic current pulses on Li-ion battery performance." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.9 (2012): 3481-3488.

[45] Li, Jun, et al. "The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries." *Journal of Power Sources* 102.1 (2001): 302-309.

[46] Beh, H.Z.; Covic, G.A; Boys, J.T., "Effects of pulse and DC charging on lithium iron phosphate (LiFePO₄) batteries," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013 IEEE , vol., no., pp.315,320, 15-19, Settembre 2013

[47] Daowd, Mohamed; Omar, Noshin; Van Den Bossche, Peter; Van Mierlo, Joeri, "A Review of Passive and Active Battery Balancing based on MATLAB/Simulink", *International Review of Electrical Engineering*, Vol. 6 Issue 7, p2974, Novembre 2011

[48] Kim, Jonghoon, et al. "Stable configuration of a Li-ion series battery pack based on a screening process for improved voltage/SOC balancing." *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.1 (2012): 411-424.

[49] S. D'Arco, L. Piegari, P. Tricoli, "Power and balancing control considerations on modular multilevel converters for battery electric vehicles", in *Proc. 15th Conf. Power Electron. And Appl. (EPE'13 ECCE Europe)*, Lille, France, 2013

[50] Chang-Hua Lin; Hsuan-Yi Chao; Chien-Ming Wang; Min-Hsuan Hung, "Battery management system with dual-balancing mechanism for LiFePO₄ battery module," *TENCON 2011 - 2011 IEEE Region 10 Conference* , vol., no., pp.863,867, 21-24 Novembre 2011

[51] Kutkut, N.H.; Divan, D.M., "Dynamic equalization techniques for series battery stacks," *Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96.*, 18th International , vol., no., pp.514,521, 6-10 Oct 1996

- [52] Baughman, AC.; Ferdowsi, M., "Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.2277,2285, June 2008
- [53] Hsieh, Yao C., et al. "Dynamic charge equalization for series-connected batteries." *Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT'02. 2002 IEEE International Conference on*. Vol. 1. IEEE, 2002.
- [54] Thanh Hai Phung; Crebier, J-C; Chureau, A; Collet, A; Van Nguyen, T., "Optimized structure for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE* , vol., no., pp.1374,1381, 6-11 March 2011
- [55] Wei Hong; Kong-Soon Ng; Jin-Hsin Hu; Chin-Sien Moo, "Charge equalization of battery power modules in series," *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International* , vol., no., pp.1568,1572, 21-24 Junho2010
- [56] Maharjan, Laxman, et al. "State-of-charge (SOC)-balancing control of a battery energy storage system based on a cascade PWM converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.6 (2009): 1628-1636.
- [57] Kouro, Samir, et al. "Recent advances and industrial applications of multilevel converters." *IEEE Transactions on industrial electronics* 57.8 (2010): 2553-2580.
- [58] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, Janeiro/Fevereiro 1999.
- [59] H. Shen, W. Zhu, and W. Chen, "Charge equalization using multiple winding magnetic model for lithium-ion battery string," in *Proc. Asia Pacific Power Energy Eng. Conf.*, 2010, pp. 1–4.
- [60] P. Sang-Hyun, P. Ki-Bum, K. Hyoung-Suk, M. Gun-Woo, and Y. MyungJoong, "Single-magnetic cell-to-cell charge equalization converter with reduced number of transformer windings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2900–2911, Jun. 2012.
- [61] K. Chol-Ho, K. Moon-Young, P. Hong-Sun, and M. Gun-Woo, "A modularized two-stage charge equalizer with cell selection switches for seriesconnected lithium-ion battery string in an HEV," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3764–3774, Aug. 2012.
- [62] K. Chol-Ho, K. Moon-Young, and M. Gun-Woo, "A modularized charge equalizer using a battery monitoring IC for series-connected Li-Ion battery strings in electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3779–3787, Aug. 2013.

- [63] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Motor Drivers", Academic Press, 1a. Edição, 2006
- [64] Jahns, T.M.; Blasko, V., "Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives," *Proceedings of the IEEE*, vol.89, no.6, pp.963,975, Junho 2001
- [65] Tolbert, Leon M., Fang Z. Peng, and Thomas G. Habetler. "Multilevel inverters for electric vehicle applications." *Power Electronics in Transportation, 1998*. IEEE, 1998.
- [66] Dasgupta, Souvik, et al. "Application of four-switch-based three-phase grid-connected inverter to connect renewable energy source to a generalized unbalanced microgrid system." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.3 (2013): 1204-1215.
- [67] Deng, Fujin, and Zhe Chen. "A control method for voltage balancing in modular multilevel converters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.1 (2014): 66-76.
- [68] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec. 2007.
- [69] F. Khoucha, S. M. Lagoun, K. Marouani, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, "Hybrid cascaded H-bridge multilevel-inverter" *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 29, No. 7, July 2014.
- [70] Encarnação, Lucas Fizera. "Compensador Síncrono Estático Multinível para Sistemas de Distribuição em Média Tensão". Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Escola de Engenharia, *Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ – Brasil*, Agosto 2009.
- [71] Steinke, Juergen K. "Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14.3 (1999): 649-654.
- [72] Escalante, Miguel F., J-C. Vannier, and Amir Arzandé. "Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49.4 (2002): 809-815.
- [73] Nabae, Akira, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi. "A new neutral-point-clamped PWM inverter." *IEEE Transactions on industry applications* 5 (1981): 518-523.
- [74] L. Maharjan, T. Yamagishi, and H. Akagi, "Active-power control of individual converter cells for a battery energy storage system based on a multilevel cascade PWM converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1099–1107, Mar. 2012.

- [75] P. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 202–208, Jan./Feb. 1997.
- [76] Kangarlu, Mohammad Farhadi, and Ebrahim Babaei. "A generalized cascaded multilevel inverter using series connection of submultilevel inverters." *IEEE transactions on power electronics* 28.2 (2013): 625-636.
- [77] Liu H, Tolbert LM, Khomfoi S, Ozpineci B, Du Z. Hybrid cascaded multilevel inverter with PWM control method. In: *Proceedings of the IEEE power electronical specification conference*, June. p. 162–6.
- [78] Ajami A, Reza Jannati Oskuee M, Toopchi Khosroshahi M, Mokhberdoran A. Cascade-multi-cell multilevel converter with reduced number of switches. *IET Power Electron* 2014;7:552–8.
- [79] Su, Gui-Jia. "Multilevel DC-link inverter." *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.3 (2005): 848-854.
- [80] Babaei, Ebrahim, and Seyed Hossein Hosseini. "New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches." *Energy Conversion and Management* 50.11 (2009): 2761-2767.
- [81] Nilkar Mohammad, Ebrahim Babaei, Mehran Sabahi. A new single-phase cascade multilevel inverter topology using four-level cells. In: *Electrical Engineering (ICEE)*; 2012. p. 348–53.
- [82] Khosroshahi, Mahdi Toupchi. "Crisscross cascade multilevel inverter with reduction in number of components." *IET Power Electronics* 7.12 (2014): 2914-2924
- [83] Mokhberdoran Ataollah, Ajami Ali. Symmetric and asymmetric design and implementation of new cascaded multilevel inverter topology. *IEEE Trans Power Electron* 2014;29:6712–24.
- [84] Gupta Krishna Kumar, Jain Shailendra. A novel multilevel inverter based on switched DC sources. *IEEE Trans Indust Electron* 2014;61:3269–78.
- [85] Lai, Jih-Sheng, and Fang Zheng Peng. "Multilevel converters-a new breed of power converters." *IEEE Transactions on industry applications* 32.3 (1996): 509-517.
- [86] Rodriguez, Jose, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications." *IEEE Transactions on industrial electronics* 49.4 (2002): 724-738.

- [87] Li, Li, et al. "Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters." *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.1 (2000): 160-170.
- [88] Guan, Eryong, et al. "Selective harmonic elimination techniques for multilevel cascaded H-bridge inverters." *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. Vol. 2. IEEE, 2005.
- [89] Dahidah, Mohamed SA, and Vassilios G. Agelidis. "Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula." *IEEE Transactions on power electronics* 23.4 (2008): 1620-1630.
- [90] J. Rodríguez, L. Morán, C. Silva, and P. Correa, "A high performance vector control of a 11-level inverter," in *Proc. 3rd Int. Power Electronics and Motion Control Conf.*, Beijing, China, Aug. 2000, pp. 1116–1121.
- [91] Aspalli, M. S., and Anil Wamanrao. "Sinusoidal pulse width modulation (SPWM) with variable carrier synchronization for multilevel inverter controllers." *Control, Automation, Communication and Energy Conservation*, 2009. INCACEC 2009. 2009 International Conference on. IEEE, 2009.
- [92] Li, Li, et al. "Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters." *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.1 (2000): 160-170.
- [93] Tolbert, Leon M., Yue Cao, and Burak Ozpineci. "Real-time selective harmonic minimization for multilevel inverters connected to solar panels using artificial neural network angle generation." *IEEE Transactions on industry applications* 47.5 (2011): 2117-2124.
- [94] López, Óscar, et al. "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.5 (2008): 1933-1942.
- [95] Kanchan, R. S., et al. "Space vector PWM signal generation for multilevel inverters using only the sampled amplitudes of reference phase voltages." *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 152.2 (2005): 297-309.
- [96] L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu, and P. Pillay, "Multilevel space vector PWM technique based on phase-shift harmonic suppression," in *Proc. IEEE APEC*, New Orleans, LA, Feb. 2000, pp. 535–541.
- [97] Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electrical Power Systems, *IEEE 519*, 1993.

- [98] Espinosa, Carlos Alberto Lozano, Ivonne Portocarrero, and Mauricio Izquierdo. "Minimization of THD and angles calculation for multilevel inverters." *International Journal of Engineering & Technology, IJET-IJENS*12.05 (2012): 83-86.
- [99] Von Jouanne, Annette, et al. "Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed AC motor drive systems." *IEEE Transactions on Industry Applications* 32.4 (1996): 919-926.
- [100] Wiechmann, Eduardo P., et al. "On the efficiency of voltage source and current source inverters for high-power drives." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.4 (2008): 1771-1782.
- [101] Rodríguez, José R., et al. "PWM regenerative rectifiers: state of the art." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52.1 (2005): 5-22.
- [102] Hagiwara M., Maeda R., Akagi H., "Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 6, June 2011
- [103] Fujii, Kansuke, and Rik W. De Doncker. "A novel DC-link voltage control of PWM-switched cascade cell multi-level inverter applied to STATCOM." *Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005..* Vol. 2. IEEE, 2005.
- [104] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, Janeiro/Fevereiro 1999.
- [105] L. Maharjan, S. Inoue, H. Akagi, and J. Asakura, "State-of-Charge (SOC)-Balancing control of a battery energy storage system based on a cascade PWM converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1628–1636, Jun. 2009.
- [106] Young, Chung-Ming, et al. "A single-phase multilevel inverter with battery balancing." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.5 (2013): 1972-1978.
- [107] J. Wu-Shun and C. Wei-Liang, "Design and Implementation of a Charge Equalization Using Positive/Negative Pulse Charger," in *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE, 2007*, pp. 1076-1081.
- [108] Axelson, Jan. "Networks for Monitoring and Control Using an RS-485 interface." *Microcomputer Journal* 1 (1995): 27.
- [109] Wickert, Mark A. "Using the ARM Cortex-M4 and the CMSIS-DSP library for teaching real-time DSP." *Signal Processing and Signal Processing Education Workshop (SP/SPE), 2015 IEEE. IEEE, 2015.*

- [110] Infineon Technologies, BSC009NE2LS manual de uso. Disponível em: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSC009NE2LS-DS-v02_03-en.pdf?fileId=db3a304332d040720132dd4232240e1d. Acessado em 10 de outubro 2016.
- [111] International Rectifier, IRS2301 manual de uso. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/irs2301pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153567a7ec527fe>. Acessado em 10 de outubro 2016.
- [112] PIC, Microchip. "18F25K50 Manual de uso". (2012).
- [113] Wayne, Scott. "iCoupler® Digital Isolators Protect RS-232, RS-485, and CAN Buses in Industrial, Instrumentation, and Computer Applications." *Analog Dialogue* 39.10 (2005).
- [114] ST Technologies, STM32F030F4 manual de uso. Disponível em: <http://www.st.com/en/microcontrollers/stm32f030f4.html>. Acessado em 10 de outubro 2016.
- [115] Dabacan, Mircea. *Analog Discovery Technical Reference Manual*. Tech. Rep. Pullman, WA, USA: Digilent Inc. Retrieved 5th July 2014. Disponível em: http://www.digilentinc.com/Data/Products/ANALOG-DISCOVERY/Discovery_TRM_RevB_1.pdf, 2013. Acessado em 10 de outubro 2016.
- [116] Baughman, AC.; Ferdowsi, M., "Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.2277,2285, June 2008
- [117] Axsen, Jonn, Kenneth S. Kurani, and Andrew Burke. "Are batteries ready for plug-in hybrid buyers?." *Transport Policy* 17.3 (2010): 173-182.
- [118] Axsen, Jonn, Andy Burke, and Kenneth S. Kurani. "Batteries for plug-in hybrid electric vehicles (PHEVs): goals and the state of technology circa 2008." *Institute of Transportation Studies* (2008).
- [119] Lighting Global, "Lithium-ion Battery Overview". *Technical Notes Issue 10*, International Finance Corporation, Maio 2012. Disponível em: http://www.lightingglobal.org/wp-content/uploads/bsk-pdf-manager/67_Issue10_Lithium-ionBattery_TechNote_final.pdf. Acessado em 14 de Agosto 2014.
- [120] Toshiba Rechargeable Battery SCIB. Disponível em: <http://www.scib.jp/en/> (Acessado em 14 de Agosto 2014)

- [121] Busquets-Monge, Sergio, et al. "Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends." *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.4 (2008): 1751-1758.
- [122] C. Newton and M. Sumner, "Neutral point control for multi-level inverters: Theory, design and operational limitations," in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 1997, pp. 1336–1343
- [123] Yuan, Xiaoming, Herbert Stemmler, and Ivo Barbi. "Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter." *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. Vol. 2. IEEE, 1999.
- [124] Shukla, Anshuman, Arindam Ghosh, and Avinash Joshi. "Improved multilevel hysteresis current regulation and capacitor voltage balancing schemes for flying capacitor multilevel inverter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.2 (2008): 518-529.
- [125] Lee, Won-Kyo, et al. "A comparison of the carrier-based PWM techniques for voltage balance of flying capacitor in the flying capacitor multilevel inverter." *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06.*. IEEE, 2006.
- [126] Jun Wang; Burgos, R.; Boroyevich, D., "A survey on the modular multilevel converters — Modeling, modulation and controls," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE* , vol., no., pp.3984,3991, 15-19. Settembre 2013
- [127] H. Akagi, "Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. II, pp. 3119-3130, Novembre 2011.
- [128] Ding, K.; Cheng, K. W E; Wang, S.X.; Wang, D.H.; Zhanghai Shi, "Five-level cascaded multilevel motor driver for electrical vehicle with battery charge management," *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities* , vol., no., pp.1,6, 14-17 Dezembro 2008
- [129] J. Bélanger, L.-A. Gregoire, and W. Li, "Control and Performance of a Modular Multilevel Converter System," presented at the CIGRÉ Canada, *Conference on Power Systems*, Halifax, September 6- 8, 2011, Halifax, 2011.
- [130] D'Arco, S.; Piegari, L.; Quraan, M.S.; Tricoli, P., "Battery charging for electric vehicles with modular multilevel traction drives," *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on* , vol., no., pp.1,6, 8-10 April 2014
- [131] Altaf, Faisal. "Thermal and State-of-Charge Balancing of Batteries using Multilevel Converters." (2014).
- [132] Josefsson, Oskar. *Investigation of a Multilevel Inverter for Electric Vehicle Applications*. Chalmers University of Technology, 2015.

[133] Yao, Low Wen; Aziz, J.A, "High capacity lifepo4 battery model with consideration of nonlinear capacity effects," *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International* , vol.1, no., pp.182,187, 2-5 Junho 2012

APÊNDICE A COMPARAÇÃO DOS TIPOS DE BATERIAS

Baterias são formadas por conjuntos de uma ou mais unidades eletroquímicas chamadas células. As células armazenam energia de forma química, contida nas ligações atômicas, e convertem-na em eletricidade através das reações Redox (e vice-versa), quando um circuito externo é conectado em seus terminais [4]. Também conhecida como reação de redução-oxidação, a redução se caracteriza por perda de elétrons e a oxidação por ganho de elétrons na reação. Os íons de Lítio se movem do eletrodo positivo para o eletrodo negativo durante o processo de carga e, analogamente, do eletrodo negativo para o positivo quando a bateria é descarregada.

A composição da bateria é constituída por três elementos: o anodo, que é o eletrodo negativo, cede elétrons para o circuito externo e reage oxidando, o catodo que é o eletrodo positivo, recebe elétrons do circuito externo e reage reduzindo, e o eletrólito que é um condutor iônico, permite a transferência de carga (fluxo de íons) no interior da bateria. Normalmente o nome das baterias define os tipos de eletrodos que são utilizados. Os eletrólitos são tipicamente líquidos como água ou outros solventes tais como sais, ácidos ou alcalinos, para permitirem a condutividade dos íons. Porém não permitem condução de elétrons, caso contrário um curto-circuito ocorreria internamente. Algumas baterias possuem eletrólitos em gel ou em estado sólido.

A.1 – Características das baterias recarregáveis

Existem vários tipos de células recarregáveis com distintos materiais ativos e, por consequência, diferentes características no desempenho. As baterias mais comuns e baratas, largamente utilizadas no mercado são as de Chumbo-ácido. Este tipo de material confere à bateria robustez à alta capacidade de descarga e segurança térmica, porém são pesadas e tóxicas ao meio-ambiente, devido à presença do Chumbo. Outras baterias comuns são as de Níquel-Cadmio (NiCd) e Níquel-Metal-Hidreto (NiMH) que também são quimicamente estáveis, porém apresentam efeito memória e auto-descarga elevada.

As baterias que mais servem à proposta deste trabalho são as de íons de Lítio (Li-Íon) que podem ser formadas por diversos materiais conferindo características variadas, porém necessitam de controle [118]. Elas se diferenciam das anteriores por apresentar

alta densidade de energia e capacidade de descarga, alta eficiência, ausência de efeito memória e, em alguns casos, robustez aos ciclos de carga e descarga. Por outro lado, as células de Lítio são quimicamente instáveis e podem produzir grande quantidade de calor quando submetidas a situações extremas. A Tabela A.1 apresenta as características dos principais tipos de bateria encontrados atualmente no mercado em função dos parâmetros principais.

Tabela A.1 – Características das baterias encontradas no mercado.

	Chumbo	NiCd	NiMH	LiCoO2	LiMn2O4	LiFePO4
Densidade (Wh/kg)	40	80	110	220	150	110
Tensão Nominal (V)	2	1,2	1,2	3,7	3,8	3,3
Capacidade Descarga (C)				3	30	125
Eficiência Energética (%)	60	75	70	90	90	95
Tempo de carga (h)	8	1,5	4	2 a 4	2 a 4	< 2
Sobretensão (V)	0,4	-	-	0,1	0,1	0,7
Controle (BMS)	Não	Não	Não	Sim	Sim	Sim
Ciclos	400	500	500	>500	>300	> 2000
Auto-descarga (%/mês)	20	30	35	10	10	8
Tempo de Vida (anos)	2 a 8	5 a 7	5 a 10	>5	>5	>5
Temperatura de Carga (°C)	-40 a 50	0 a 40	0 a 40	0 a 45	0 a 45	0 a 45
Temperatura de Descarga (°C)	-40 a 60	-20 a 70	-20 a 65	-20 a 60	-30 a 60	-30 a 60
Efeito Memória	Não	Sim	Sim <NiCd	Não	Não	Não
Segurança / Robustez	Alta	Alta	Alta	Baixa	Media	Alta
Geração de Calor (KJ/g)				650	150	10
Toxicidade	Chumbo	Cádmio	Não	Não	Não	Não
Custo	1	2	2,4	4	6	8

A maioria das células de Lítio atualmente disponíveis no mercado difere-se pela composição do eletrodo positivo, que impacta em variações no custo, segurança, potência e densidade energética. A referência [119] aponta os tipos de materiais disponíveis e suas características principais. O Grafite é o material mais utilizado como eletrodo negativo nestas baterias, entretanto outras composições estão em desenvolvimento como, por exemplo, o titanato de Lítio, $Li_4Ti_5O_{12}$, que oferece alta robustez aos ciclos de carga e descarga, carregamento rápido e maior segurança, ao custo de uma densidade energética menor. Este tipo de bateria já está se tornando disponível no mercado [120] e em alguns veículos elétricos comerciais, por exemplo, o Mitsubishi MiEV.

As células compostas de óxido de Lítio-Cobalto ou LCO (LiCoO_2) são as baterias mais comuns no mercado e encontradas nos equipamentos eletrônicos portáteis de consumo de massa como mp3 players, telefones celulares, laptops e tablets. As baterias de Lítio polímero também utilizam os mesmos materiais. Como é possível verificar na Tabela A.1 as LCO possuem a maior densidade de energia sendo leves e eficientes para aplicação. Todavia, estas baterias são bastante sensíveis ao excesso de tensão em seus terminais e quando entram em situações extremas como sobrecarga ou sobretensão a reação redox produz alta quantidade de calor, o que pode levar a fogo ou até a explosão [37]. Por este motivo, esse tipo de bateria não é indicado para aplicações que demandam alta energia ou alta potência, como é o caso dos veículos elétricos, uma vez que o potencial de destruição em caso de falhas de funcionamento tornar-se-ia elevado. Além disso, os circuitos de controle e carga destas células são precisos e redundantes em segurança, o que torna o custo da eletrônica elevado. O Cobalto é um material nobre e com isso o custo dessas células é maior quando comparada com as outras de Lítio.

Como tentativa de solucionar este problema da segurança, pesquisadores desenvolveram eletrodo positivo composto por óxidos de Lítio-Manganês (LiMn_2O_4), sendo possível produzir quatro vezes menos calor que as baterias de Lítio-Cobalto. Entretanto, este sistema ainda possui baixa tolerância a sobretensão, produz calor considerado crítico, para aplicações de potência, e degrada rapidamente quando submetidos aos ciclos de carga e descarga [119].

As baterias que vêm se destacando recentemente no mercado são as compostas por Lítio, Ferro e Fosfato (LiFePO_4) sendo utilizadas em aplicações de potência móveis como, por exemplo, furadeiras de alto impacto, bicicletas elétricas, automóveis elétricos e até ônibus elétricos. Como se pode verificar na Tabela A.1, a principal vantagem destas células está na sua tolerância a sobretensão e baixa geração de calor. Assim, tornam-se mais seguras quando as aplicações demandam alta potência e energia. Além disso, elas são mais robustas aos ciclos de carga e descarga e apresentam alta capacidade de corrente, requisitos que são fundamentais para viabilizar a tecnologia dos veículos elétricos.

A desvantagem no uso das baterias de Lítio está na necessidade de utilizar circuitos complexos de controle tanto para a carga quando para descarga, pois há necessidade de evitar situações de sobretensão e sobrecorrente para garantir a segurança e integridade das células. No caso das baterias de Chumbo-ácido, NiMH e NiCd, a

associação de células não necessita de controle, pois naturalmente a energia foi entre elas distribuindo igualmente a carga. Entretanto, no caso das baterias de Lítio, existe a necessidade de realizar equalização das cargas. Isso ocorre porque quando uma célula completa sua carga, ou seja, o estado da carga está em 100% (SOC=1), ela não permite mais a passagem de corrente (células em série), mesmo que seja para carregar outras células com SOC menor [37]. Analogamente, quando uma célula esvazia completamente (SOC≈0), mesmo que as outras ainda possuam carga, todo o conjunto deve interromper o funcionamento para impedir que esta célula se danifique. Assim, sistemas de balanceamento de carga devem continuamente transferir a carga das mais carregadas para as menos carregadas com o objetivo de distribuir a energia igualmente.

Apesar de serem superiores, as baterias de Lítio ainda não atendem a todos os requisitos especificados pelo Consórcio de Baterias Avançadas dos Estados Unidos (USABC). O USABC apresentou os parâmetros mínimos necessários que as baterias dos VEs devem alcançar em 2020 para atingirem um padrão aceitável, conforme mostrado na Tabela A.2 [117].

Tabela A.2 – Requisitos para as baterias dos Veículos Elétricos USABC [52].

Características	Unid	Sistema VE	Célula VE
Pulso de Descarga Máxima (30 s)	W/kg	470	700
Pulso de Carga Regenerativo (10 s)	W/kg	200	300
Densidade de Energia (descarga de C/3)	Wh/kg	235	350
Capacidade de Energia (descarga de C/3)	kWh	45	-
Tempo de Vida	Anos	15	15
Capacidade de Ciclos	Ciclos	1000	1000
Preço de Venda para 100.000 unidades	USD/kWh	125	100
Temperatura de Operação	°C	-30 a +52	-30 a +52
Tempo de Recarga Normal	Horas	< 7	< 7
Tempo de Recarga Rápida	Minutos	15 (80%)	15 (80%)
Tensão Máxima de Operação	Volts	420	-
Tensão Mínima de Operação	Volts	220	-
Corrente de Máxima (30 s)	Ampere	400	400
Operação em Baixa Temperatura (-20°C)	%	> 70	>70
Temperatura sem Danificar	°C	-40 a +66	-40 a +66
Auto-descarga Máxima	%/mês	1	1

Ao analisar a Tabela A.2, verifica-se que os quesitos de densidade energética, tempo de vida e autodescarga ainda estão aquém do exigido. Para os tempos de recarga,

a Tabela A.3 mostra os valores calculados considerando uma bateria de 45 kWh e os padrões de carregadores apontados no Capítulo 2. Em um cenário ótimo, considera-se 90% da potência máxima do carregador, devido à eficiência do equipamento e variações na rede elétrica.

Tabela A.3 – Cálculo para requisitos do USABC.

Padrão Carregador	Potência de Carga (kW)	Perc. Carga dos 45 kWh (%)	Tempo de Carga
CA Nível 1	1,7	100	26 h 28 m
CA Nível 2	17,3	100	2 h 43 m
CA Nível 3	38,7*	100	1 h 10 m
CC Nível 1	17,3	80	2 h 5 m
CC Nível 2	81	80	27 m
CC Nível 3	216*	80	10 m

*Valores ainda a serem definidos.

Na Tabela A.3, os carregadores padrão CA foram considerados em um cenário doméstico (carga normal) e espera-se um período de carga menor que sete horas para preencher 100% da bateria, segundo os requisitos do USABC. É possível perceber que somente os carregadores CA Nível 2 e CA Nível 3 foram suficientes para tal situação. É importante lembrar que estes carregadores se encontram dentro do veículo e só necessita da instalação elétrica nos padrões especificados, o que facilita a utilização do usuário, pois ele não precisa adquirir equipamentos de custo elevado.

Considerando a carga rápida, que são carregadores CC externos aos veículos, a Tabela A.2 aponta que o tempo máximo especificado pela USABC para atingir 80% da carga (SOC=0,8) é de 15 minutos. Na Tabela A.3, os três últimos carregadores foram considerados rápidos e verificou-se que somente o padrão CC Nível 3 permitiu preencher o requisito de tempo de carga. Entretanto, como este carregador ainda necessita ser homologado, ele não se encontra no mercado atualmente.

Como é abordado no Capítulo 3, existem dois tipos de equalizadores de bateria: os passivos e os ativos. Os circuitos equalizadores passivos são caracterizados por dissiparem a energia adicional, normalmente através de resistores, para controlar a tensão ou SOC da bateria. Já os ativos possuem a capacidade de redistribuir a energia excedente de uma célula para outra e muito possuem estruturas semelhantes aos conversores chaveados. Cada célula possui uma ou mais chaves que são acionadas permitindo uma

associação dinâmica em série das mesmas. Este tipo de configuração permite o controle individual de cada célula.

APÊNDICE B TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEL TRADICIONAIS

B.1 - Tipos de Conversores Multinível

Os conversores Multinível podem ser divididos em três tipos tradicionais de topologias já consolidadas na literatura: conversor grampeado a diodo (NPC – *Neutral Point Clamped*), mostrado na Fig. 1(a), conversor grampeado a capacitores (FC – *Flying Capacitor*) mostrado na Fig. 1(b) e conversor ponte completa em cascata (CHB – *Cascaded H-bridge*), mostrado na Fig. 1(c) [74]. Para efeitos de análise, os conversores apresentados na Fig.1 são todos de três níveis possuindo duas fontes CC para permitir gerar as tensões $-V_{cc}$, 0 e $+V_{cc}$, em forma de degraus como mostrado na Fig. B.1(d). Ao aumentar o número de níveis dos conversores e, conseqüentemente, a quantidade de fontes CC na entrada, a forma de onda na saída torna-se mais próxima da forma senoidal, com um número maior de degraus. Cada topologia será brevemente estudada com o propósito de indicar a mais adequada a compor o sistema integrado do acionador do motor elétrico e BMS para esta tese.

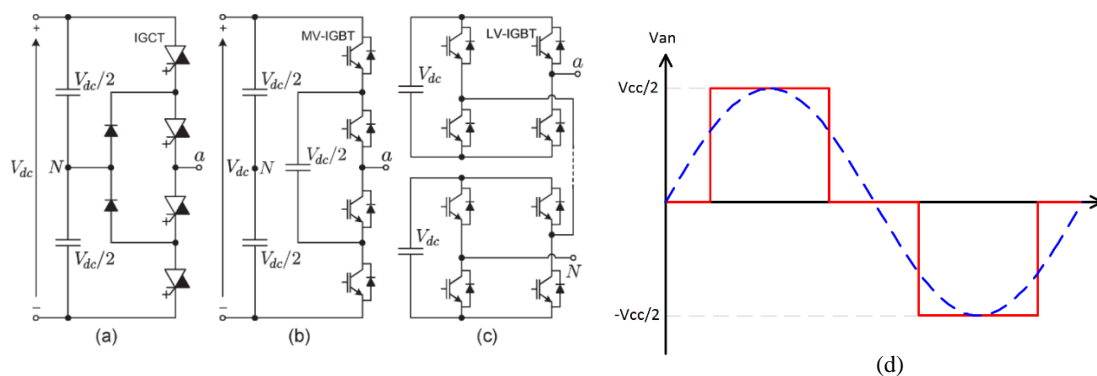


Figura B.1 – Tipos de conversores Multinível NPC (a), FC(b), CHB (c), forma de onda (d).

B.2 Conversor Multinível grampeado a diodos (NPC)

O conversor de três níveis NPC é formado por quatro chaves, duas fontes CC e dois diodos. Dois capacitores conectados em série têm por função dividir a tensão do elo CC (V_{cc}) no ponto comum, chamado ponto neutro (N). A tensão V_{an} sintetizada pelo conversor pode ser visualizada na Fig. B.1(d). A Tabela B.1 mostra os estados para gerar as três tensões possíveis da saída. Ao fechar as chaves S1 e S2 a tensão sobre o capacitor C1, V_1 é aplicada a saída, ao fechar as chaves e S3 e S4 a tensão negativa do capacitor C2, $-V_2$, é aplicada a saída. Quando as chaves S2 e S3 são fechadas, a tensão de condução do diodo D1 ou D2 aparece na saída, idealmente a tensão deve ser zero. As chaves S1 e S3 e as chaves S2 e S4 formam pares complementares, o que significa que quando uma chave do par é acionada, a outra obrigatoriamente deve ser desligada e vice-versa.

Tabela B.1 – Conversor NPC de três níveis

S1	S2	S3	S4	V_{an}
1	1	0	0	$+V_{cc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{cc}/2$

Para aumentar o número de níveis do conversor, dois capacitores, quatro chaves e dez diodos são adicionados ao circuito da Fig. B.1(a) formando o conversor de cinco níveis como mostrado na Fig. B.2. Neste circuito a tensão do elo CC é dividida igualmente nos quatro capacitores e os pares complementares de chaves formados por S1 e S5, S2 e S6, S3 e S7 e o par S4 e S8. Através do acionamento das chaves mostrado na Tabela B.2, é possível gerar uma forma de onda com cinco degraus mostrada na Fig. B.2(b). A quantidade de chaves em função dos níveis (n) é tal que: $2n - 2$ e a quantidade de diodos de grampeamento é dada por: $\frac{(n-1)(n-2)}{2}$.

É possível perceber que a relação entre a quantidade de chaves e capacitores (ou fontes) cresce de forma linear na medida que aumenta o número de degraus da forma de saída.

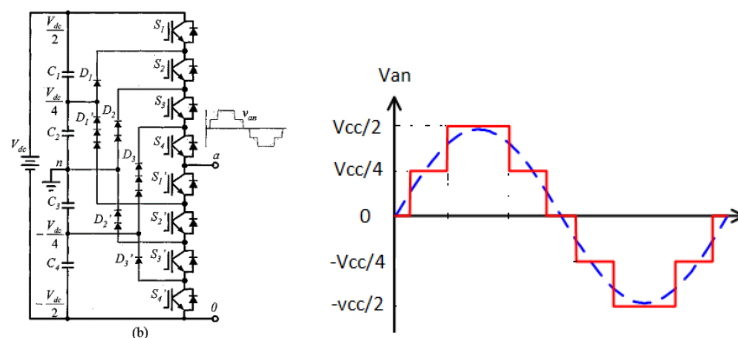


Figura B.2 – Conversor NPC de cinco níveis.

Tabela B.2 – Conversor NPC de cinco níveis

S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	Van	Cell
1	1	1	1	0	0	0	0	+Vcc/2	1, 2
0	1	1	1	1	0	0	0	+Vcc/4	2
0	0	1	1	1	1	0	0	0	-
0	0	0	1	1	1	1	0	-Vcc/4	3
0	0	0	0	1	1	1	1	-Vcc/2	3, 4

Rodriguez *et al.* [86] faz uma análise completa do conversor de cinco níveis e aponta que o número de diodos cresce de forma quadrática devido a necessidade de bloquear diferentes tensões reversas. Apesar de cada chave necessitar bloquear apenas a tensão de $V_{cc}/4$, os diodos D2 e D3, por exemplo, necessitam suportar as tensões reversas $V_{cc}/2$ e $3V_{cc}/4$, respectivamente. Um projeto otimizado deverá considerar todos os diodos iguais, suportando a tensão reversa básica de $V_{cc}/4$. Os diodos D2 e D3 necessitam de uma associação séries de dois e três diodos, respectivamente, para atingir os valores anteriormente mencionados. A disposição deles é mostrada na Fig. B.2. O aumento excessivo gerado na quantidade de diodos a partir do aumento de níveis inviabiliza o uso da tecnologia para números de níveis da ordem de dezenas ou mais. Um grande número de diodos gera um aumento nas perdas de condução e chaveamento, maior ocupação de espaço e maior dissipação de calor.

A vantagem desta topologia está na simplicidade de funcionamento: as múltiplas tensões CC são geradas naturalmente através da associação série dos capacitores. Entretanto, existem limitações na operação do conversor para manter o correto balanceamento das tensões CC. Estudos já foram realizados com o objetivo de resolver este problema e alguns propõem o uso de circuitos adicionais para regular as tensões,

umentando muito a complexidade em controlar as tensões sobre os capacitores para níveis maiores que quatro [121][122].

B.3 Conversor grampeados a capacitores (FC)

O conversor FC possui uma estrutura semelhante ao conversor NPC, com capacitores principais em série no elo CC criando um ponto comum. Entretanto, este conversor não utiliza os diodos grampeadores, mas sim capacitores (flutuantes) com valores menores que armazenam tensões CC intermediárias e que são conectados entre as chaves internas. Através do acionamento das chaves em sequências específicas, é possível combinar essas tensões para gerar degraus na forma de onda da saída. O número de chaves cresce linearmente com o aumento dos níveis (N), porém o número de capacitores cresce de forma quadrática, uma dificuldade semelhante a encontrada na estrutura NPC em que os diodos crescem também de forma acelerada [123]. A Tabela B.3 mostra a expansão do circuito conforme N cresce.

Tabela B.3 – Quantidade de elementos no conversor FC, N é o número de níveis.

Elemento	Quantidade
Chaves Semicondutoras	$2(N - 1)$
Capacitores Flutuantes	$\frac{(N - 1)(N - 2)}{2}$
Capacitores do elo CC	$(N - 1)$

Para o conversor FC de três níveis a Tabela B.4 mostra as quatro combinações de estados das chaves para gerar a tensão de saída mostrada na Fig. B.2(d). Nos estados 1 e 4 os capacitores do elo CC estão conectados no nó x , gerando a tensões de $V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$ na saída respectivamente. Nos estados 2 e 3, ambos geram a tensão de zero volt, porém se a corrente de saída é positiva, o capacitor flutuante encontra-se carregando no estado 2 e descarregando no estado 3 [124]. A Fig. B.3 mostra o caminho realizado pela corrente nos quatro estados possíveis. Uma análise detalhada do conversor é realizada em [125].

Tabela B.4 – Estados do conversor FC de três níveis

Estado	S1	S2	S3	S4	Van
1	1	1	0	0	$+V_{cc}/2$
2	0	1	1	0	0, +
3	0	0	1	1	0, -
4	0	0	0	0	$-V_{cc}/2$

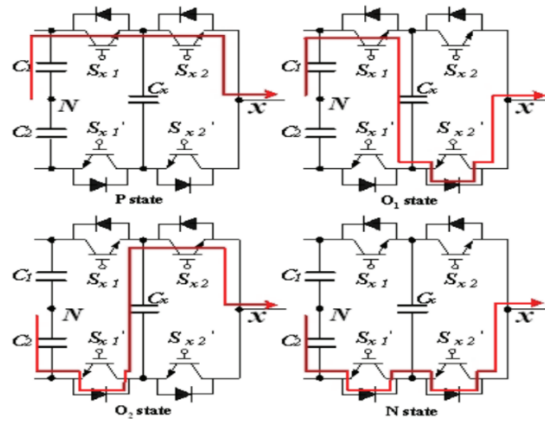


Fig. B.3- Caminho da corrente no conversor FC de três níveis

Com o objetivo de atingir tensões mais altas e maior potência, é possível expandir o número de níveis deste conversor aumentando os degraus da forma de onda de saída. Com isso, o conteúdo harmônico gerado reduz conforme o circuito cresce. O conversor FC de cinco níveis é mostrado na Fig. B.4(a). Neste conversor, seis capacitores flutuantes iguais entre si são utilizados para gerar a forma de onda com cinco níveis mostrada na Fig. B.4(b). Três capacitores em série, indicados como C3, são utilizados para formar um capacitor maior que suporte a tensão $3V_{cc}/4$, dois capacitores (C2), para suportar a tensão de $V_{cc}/2$ e um capacitor C1 para suportar a tensão $V_{cc}/4$. As chaves S_{x1}' a S_{x2}' são complementares as chaves S_{x1} a S_{x2} . Considerando a chave S_x com valor 1 se fechada e 0 se aberta, a Equação (B.1) define a tensão de saída V_{an} do conversor em função das tensões dos capacitores V_{cx} .

$$V_{an} = S_1(V_{C1} - V_{C2}) + S_2(V_{C2} - V_{C3}) + S_3(V_{C3} - V_{C4}) + S_4V_{C4} - V_{C1}/2 \quad (B.1)$$

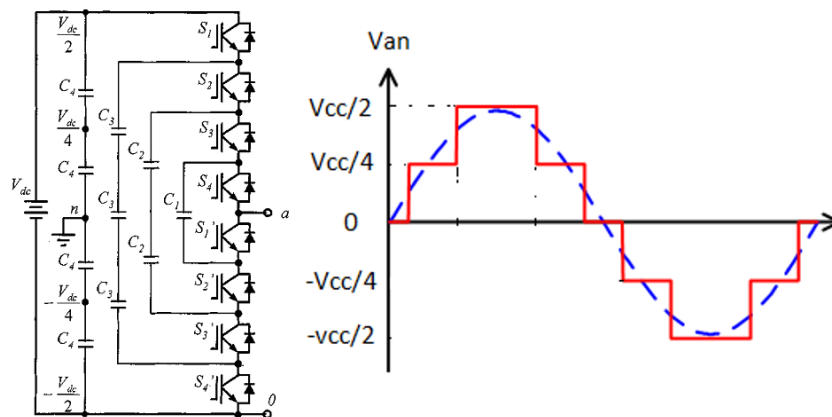


Figura B.4 - Conversor FC de cinco níveis

A Tabela B.5 mostra o que ocorre com os capacitores $C1$, $C2$ e $C3$ nos diferentes estados do conversor gerando a saída V_{an} . O valor 0 para a chave indica que ela está aberta e 1 que ela se encontra fechada. Para os capacitores, 0 indica que ele está fora do circuito, + indica que ele está carregando e - que ele está descarregando. É possível perceber que há estados redundantes (mesma tensão de saída), mas com efeitos contrários sobre a carga dos capacitores e isso permite regular as tensões nos capacitores para mantê-los em valores próximos.

Tabela B.5 – Estados do conversor FC cinco níveis

S1	S2	S3	S4	C1	C2	C3	V_{an}
1	1	1	1	0	0	0	$V_{cc}/2$
1	1	1	0	0	0	+	$V_{cc}/4$
1	1	0	1	0	+	-	$V_{cc}/4$
1	0	1	1	+	-	0	$V_{cc}/4$
0	1	1	1	-	0	0	$V_{cc}/4$
0	0	1	1	0	-	0	0
0	1	0	1	-	+	-	0
0	1	1	0	-	0	+	0
1	0	0	1	+	0	-	0
1	0	1	0	+	-	+	0
1	1	0	0	0	+	0	0
1	0	0	0	+	0	0	$-V_{cc}/4$
0	1	0	0	-	+	0	$-V_{cc}/4$
0	0	1	0	0	-	+	$-V_{cc}/4$
0	0	0	1	0	0	-	$-V_{cc}/4$
0	0	0	0	0	0	0	$-V_{cc}/2$

A vantagem desta topologia está na flexibilidade proporcionada pelos estados redundantes que permite regular melhor a tensão nos capacitores. Para o caso do conversor proposto nesta tese, todos os capacitores deveriam ser substituídos pelas células de Lítio, ou pelo menos, os capacitores principais do elo CC para formar o conversor BMS. Quando o conversor utiliza baterias, uma atenção especial deve ser dada às fontes CC. O tempo de carga e descarga das células normalmente é maior que quando utilizados capacitores, o que permite realizar um controle mais lento das tensões CC. Os limites de tensão das células de Lítio são mais restritos do que quando usados os capacitores, por exemplo, a tensão de um LiFePO_4 normalmente não pode ser menor do que 2,0V e não pode ser maior que 3,6V. A característica principal é que, ao associar as células de Lítio

em série, naturalmente ocorrerá um desbalanceamento entre às tensão/SOC das células devido as diferenças existentes nas características de fabricação e funcionamento, como apontado ao final do Capítulo 3.

Para o caso do conversor, ao substituir os capacitores por células de Lítio é importante controlar o sistema para manter todas as células com valores próximos de tensão/SOC, caso contrário a operação do circuito deverá ser interrompida quando uma célula atingir a maior (ou menor) tensão permitida, o que reduz a autonomia. Nesta topologia, a realizar *strings* de células de Lítio, perde-se o controle individual de cada célula dentro da *string* e assim haverá uma tendência das células a divergirem quanto aos valores de tensão/SOC. Dessa forma, o conversor FC torna-se pouco atraente a aplicação da tese, pois um dos objetivos do conversor proposto nesta tese é justamente regular as tensões/SOC das células de Lítio durante a operação.

B.4 - Conversores Multinível em Cascata

Os Conversores cascata pode ser também implementados em topologia delta, estrela e dupla estrela e seus submódulos (células) são compostos circuitos de meia ponte (*Half Bridge*) ou ponte completa (*H Bridge*), conferindo-lhes a possibilidade de atingir tensões altas utilizando componentes de tensão mais baixa. Dessa forma, estes conversores podem trabalhar em tensões superiores aos conversores convencionais. Além disso, devido à maior quantidade de células, estes conversores possuem uma qualidade de forma de onda superior na saída por possuírem mais degraus, o que lhes atribui um baixo conteúdo harmônico [126].

Quatro topologias do conversor Modular foram propostas na literatura com o objetivo de suprir demandas distintas e são nomeadas como SSBC (*Single-Star Bridge-Cells*), SDBC (*Single-Delta Bridge-Cells*), DSCC (*Double-Star Chopper-Cells*) e DSBC (*Double-Star Bridge-Cells*) [127].

Os conversores SSBC mostrados na Fig. B.5(a) são estruturas com associação de células em *cluster* com ponte completa e conectam à rede elétrica em configuração estrela, ou seja, com quatro terminais, as três fases V_a , V_b e V_c e o ponto comum, V_n , que

pode estar flutuando ou conectado ao neutro. Esta topologia possui a vantagem de não apresentar corrente circulante durante o funcionamento do MMCC.

Os conversores SDBC mostrados na Fig. B.5(b) são similares aos anteriores por apresentarem os mesmos *clusters*, porém são diferenciados por sua conexão trifásica em topologia delta com apenas três pontos (V_a , V_b e V_c), sem ponto comum. Esta configuração é susceptível a corrente circulante. Ambos SSBC e SDBC são chamados de conversores multinível em cascata (MCC).

Os conversores DSCC e DSBC mostrados na Fig. B.5(c) diferem entre si apenas por possuírem células em meia ponte e em ponte completa, respectivamente e são nomeados de conversores modulares multinível (MMC). Entretanto, são distintos dos anteriores por possuírem configuração em estrela dupla com dois pontos não conectados formando um elo CC virtual comum as três fases. Nestes conversores o conjunto tanto na parte superior quanto na parte inferior de cada fase é chamado de braço e denomina-se perna para referir-se aos dois braços da mesma fase.

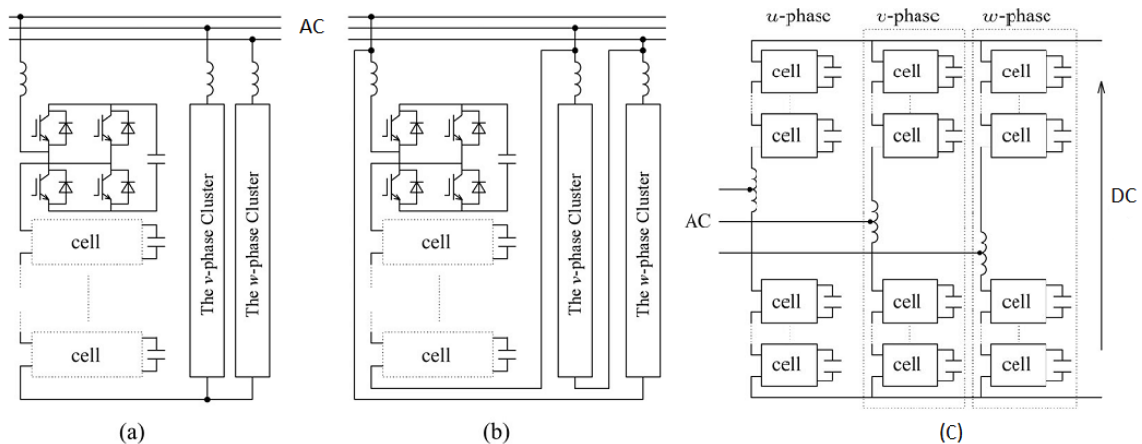


Figura B.5 Topologias de MMCC. (a) SSBC, (b) SDBC e (c) DSCC e DSBC.

De acordo com [127] os conversores em topologia SSBC e SDBC são mais propícios para executarem a função de armazenadores de energia e compensadores de potência ativa ou reativa, não sendo indicados para acionamento de motores. Entretanto, drivers de motores em topologia multinível em cascata foram propostos com sucesso na literatura, por exemplo, em [128].

As topologias DSCC e DSBC são mais indicadas para acionamentos de motores e menos propícias para armazenadores de energia devido à corrente circulante. Esta corrente circula entre as fases dentro do MMC não afetando o lado CC e nem o lado CA,

porém se não controlada, a corrente circulante poderá crescer com o risco de danificar as chaves e outros componentes do circuito [129]. Além disso, como a corrente circulante implica em uma energia fluindo entre as células, sem entrar ou sair do conversor. Dessa forma, ela necessariamente flui através das baterias, o que pode provocar aquecimento e desgaste prematuro das mesmas. Sendo assim, a topologia em *double-star* é mais crítica e mais complexa, devendo ser projetada para possuir um controle que force anulação da corrente circulante.

B.4.1 BMS em topologia Dupla Estrela (*Double Star* - DSCC)

Um carregador gerenciador de baterias com topologia modular multinível DSCC usando chaves MOSFET e integrando driver de motor de veículos elétricos é proposto em [130]. O sistema é capaz de gerenciar as células equalizando a energia durante o carregamento tanto em carga rápida, conectado a uma rede trifásica e atingindo potências da ordem de 40 kW, quanto em carga lenta em rede monofásica doméstica com potência máxima de 2 kW aproximadamente, na tomada de 10 A. O conversor utiliza a corrente circulante da topologia em questão para distribuir a energia entre as “pernas” do conversor possibilitando carregar todas as células mesmo quando for conectado em uma rede monofásica. A carga é feita em dois estágios: o primeiro em corrente constante e o segundo em tensão constante. Porém este carregador não permite transferência da energia das baterias para rede elétrica, como é o propósito desta tese e a tendência da tecnologia nas Redes Elétricas Inteligentes. O esquema do carregador pode ser visualizado na Fig. B.6.

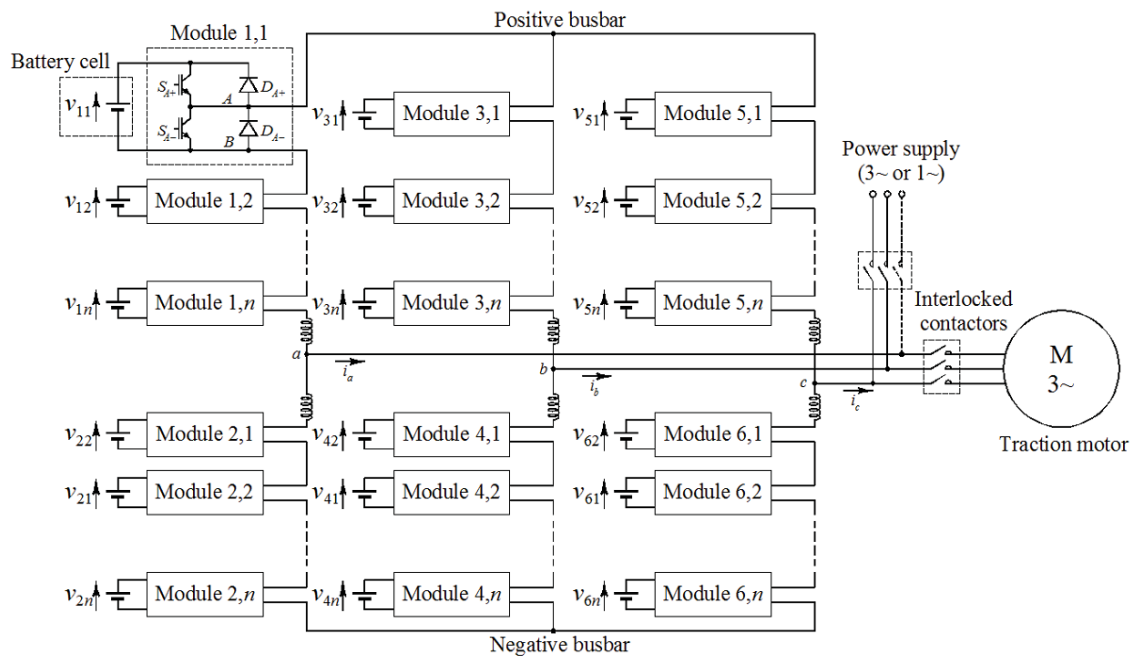


Figura B.6 Conversor Modular Multinível como driver de motor e BMS integrados [130].

Normalmente, conversores multinível como este são utilizados para transmissão de energia CC em altas tensões (HVDC). Para isso, chaves robustas de tensão na ordem de até poucos quilovolts (IGBTs) convertem a energia de corrente contínua para alternada e vice-versa. Estas consomem energia não desprezível nas comutações e com isso devem comutar poucas vezes por ciclo para minimizar as perdas por dissipação.

Entretanto, no caso do BMS, as tensões das células são próximas aos três volts o que possibilita utilizar chaves do tipo MOSFET pequenas, que nesse nível de tensão podem ter baixíssimas dissipações de energia por condução e por comutação, além de dimensões muito menores. Dessa forma, um sistema compacto e de baixas perdas pode ser viabilizado. Deve ser considerado então realizar a dissipação de potência das chaves diretamente nos circuitos impressos com o objetivo de integrar a célula de bateria aos circuitos de potência, disparo das chaves e sensoriamento de temperatura, tensão e corrente distribuindo-se espacialmente as chaves por todo o armazenador de energia.

B.4.2 Conversor Multinível Cascata (CHB ou SSBC)

Um estudo foi realizado [131] propondo um balanceador carregador de baterias de Lítio integrado ao driver do motor de veículos elétricos com topologia conversor multinível em cascata conforme mostra a Fig. B.7(a).

A topologia foi sugerida para funcionar em CC com apenas um *cluster* em motor de corrente contínua, porém as aplicações em veículos elétricos demandam motores AC trifásicos. Para o caso trifásico mostrado na Fig. B.7(b), utilizam-se três *clusters* e em [31] conclui-se que não é factível a integração do driver com o balanceador devido à necessidade de filtrar a corrente de *ripple* que surge nas células durante a operação. Quando não filtrado, este *ripple* poderia provocar um superaquecimento das baterias, perda de energia e desgaste acelerado. Um conversor de tensão trifásico de dois níveis é adicionado para intermediar a conexão entre o elo CC e o ponto trifásico. Assim, o conversor multinível seria responsável por balancear e carregar as células e o conversor de dois níveis realizaria a função de driver do motor ou conexão com a rede trifásica. Apesar de viabilizar a solução tecnicamente, o alto custo associado ao conversor de dois níveis não justifica a utilização deste sistema.

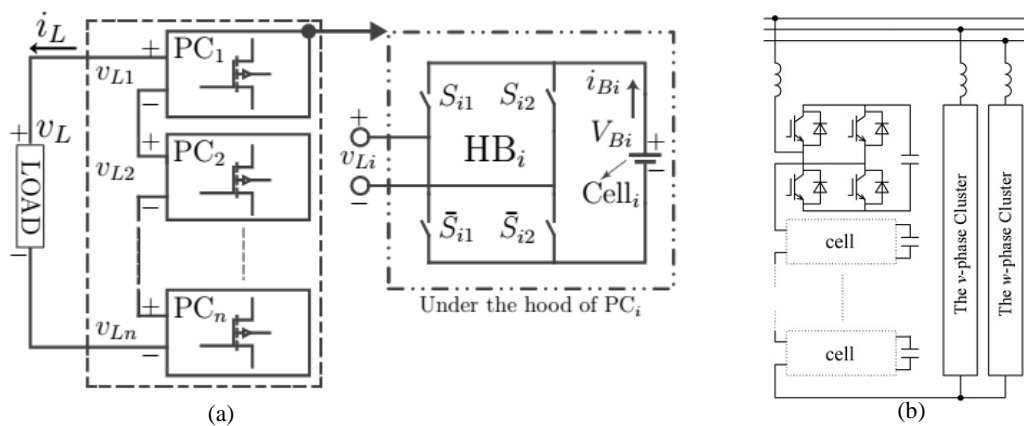


Figura B.7 (a) Conversor multinível proposto em [31]. (b) Conexão com o sistema trifásico.

APÊNDICE C ESTUDO DA ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICOS

Como a tensão de saída do conversor (V_{out}) é periódica possuindo n degraus, é possível defini-la usando as séries de Fourier de através para formar sinal $V(\alpha)$ de ondas quadradas com os disparos (α_k), em que $k = 1, 2, 3 \dots$ são os harmônicos da frequência tal que:

$$V_{out}(\alpha) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \sin(k\alpha) + b_k \cos(k\alpha)) \quad (C.1)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{out}(\alpha) \sin(k\alpha) d\alpha \quad (C.2)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{out}(\alpha) \cos(k\alpha) d\alpha \quad (C.3)$$

Simplificando para o caso do conversor contemplado, considera-se que a tensão de saída possui simetria ímpar, logo $b_k = 0$, e que também possui simetria em $\frac{1}{4}$ de período, então tem-se também $a_k = 0$ para todo k par. Assim, a equação (5.9) pode ser simplificada e obter-se que:

$$V_{out}(\alpha) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin(k\alpha) \quad a_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{out}(\alpha) \sin(k\alpha) d\alpha \quad (C.4)$$

Para $k=1, 3, 5\dots$ observa-se que este sinal é composto apenas por frequências ímpares e múltiplas da frequência fundamental. Aplicando a transformada de Fourier em (C.4), calcula-se que a energia de cada harmônico, h_k , tal que:

$$h_k = \frac{4}{k\pi} \sum_{m=1}^M V_m \cos(k\alpha_m) \quad (C.5)$$

Em que V_m é a tensão da bateria (normalmente 3,2V), k é o índice do harmônico e α_m é o ângulo de disparo das chaves de cada módulo, M é o número total de células. Ao observar (C.5) verifica-se que a forma de onda em degraus é composta apenas por

harmônicos ímpares e a amplitude dos mesmos decaem com o aumento da frequência. Assim, a maior parte da energia do sinal está concentrada nas frequências baixas, como mostra a Fig. C.1, em que é realizada a análise de Fourier da forma de onda em degraus, porém sem o método de eliminação de harmônicos ($\alpha_1=\pi/4$, $\alpha_2=2\pi/4$, $\alpha_3=3\pi/4$).

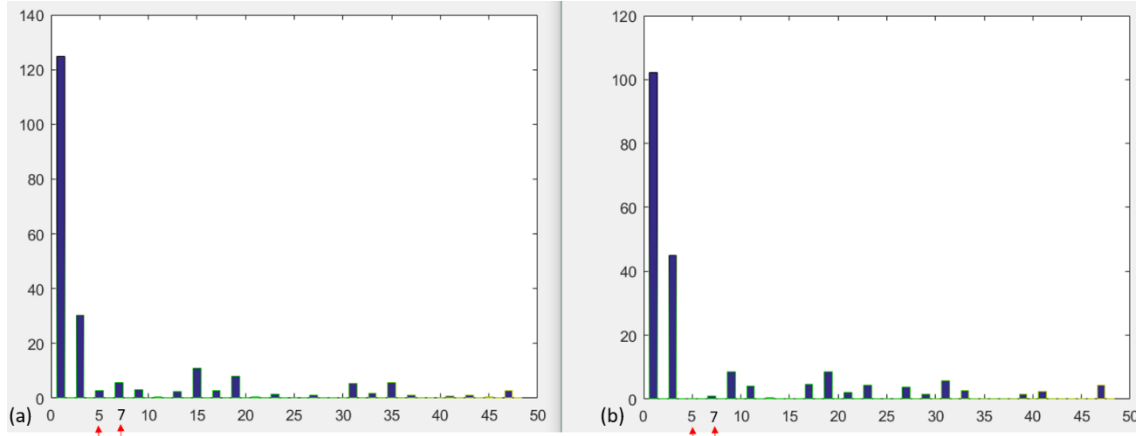


Fig. C.1 – Harmônicos da forma de onda em degraus com sete níveis (a) sem e (b) com eliminação dos harmônicos 5 e 7

No caso do conversor de cinco níveis gerando uma tensão como a da Fig. B.4, deseja-se então eliminar o harmônico mais baixos, $k=3$, para maximizar a distorção harmônica total (THD). Porém, ao considerar um sistema trifásico a três fios, o terceiro harmônico já é anulado naturalmente. Assim, neste exemplo, considera-se eliminar harmônicos para $k=5$ e para $V_m = V_{cc}$, a tensão da bateria, e a tensão de saída com excursão máxima ($2 V_m$), obtém-se que:

$$\begin{cases} \frac{4 V_{cc}}{\pi} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)) = 2 V_{cc} \\ \frac{4 V_{cc}}{5\pi} (\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2)) = 0 \end{cases} \quad (C.6)$$

Resolvendo o sistema de duas equações em (C.6), encontra-se os valores: $\alpha_1=0,93$ $\alpha_2=1,46$. Ao realizar a análise de frequências do sinal, verifica-se realmente a anulação do 5º harmônico como mostrado na Fig. C.1 conforme esperado. Assim, o procedimento pode ser estendido para um número qualquer de módulos no conversor. Todavia nota-se que quando o número de módulos cresce, o sistema torna-se complexo devido a um número excessivo de equações do sistema. Nestes casos aplica-se o processamento off-line: os cálculos são realizados a priori e os valores dos ângulos α são guardados em tabelas, o reduz muito o tempo de processamento.

Por outro lado, em acionamento dos motores de indução a relação $V_{out}/Freq$ deve se manter constante, o que significa que para acelerar o veículo elétrico, aumenta-se tanto a frequência quanto a amplitude da fundamental (aI) e conseqüentemente o índice de modulação (m_i):

$$m_i = \frac{a_1}{MV_{cc}} \quad (C.7)$$

Em que aI é a amplitude da frequência fundamental, M o número total de módulo e V_{cc} é a tensão das células.

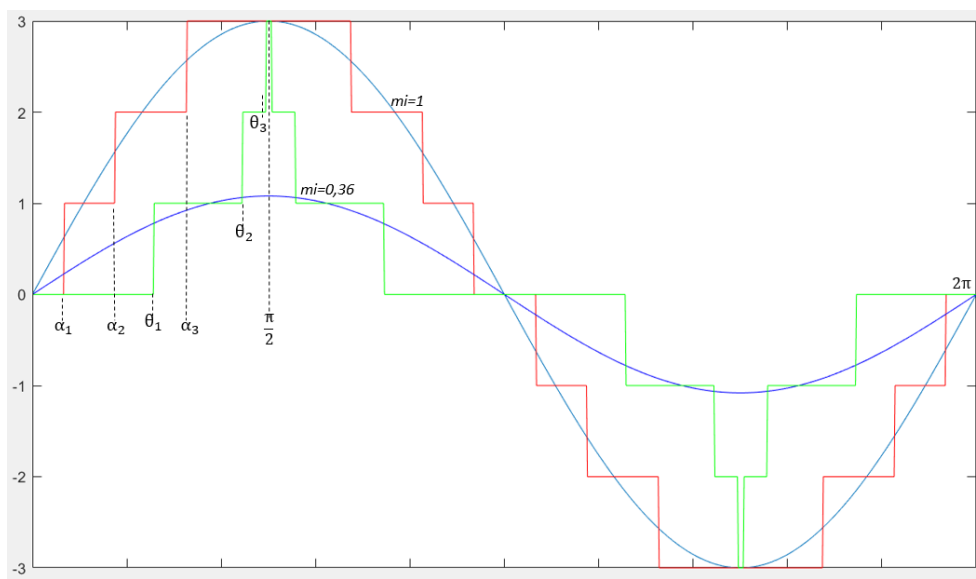


Figura C.2 – Ângulos de disparo para $m_i = 1$ (α_1, α_2 e α_3) e $m_i = 0,36$ (θ_1, θ_2 e θ_3).

Quando $m_i = 1$, a saída apresenta a amplitude máxima na saída com todos módulos ativos, mas quando possui valores pequenos apenas alguns módulos permanecem ativos, o que reduz a quantidade de harmônicos que se pode eliminar. A número de módulos ativos é que define os harmônicos a serem eliminados. A Fig. C.2 mostra o que ocorre com os ângulos de disparo das chaves quando o índice de modulação varia. É possível notar que α deve ser tal que:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_M \leq \pi/2 \quad (C.8)$$

Nota-se então que devem ser cálculos os ângulos de disparo em diferentes índices de modulação. Se na solução do sistema existir um $\alpha_m > \pi/2$, então significa que aquela amplitude da fundamental não pode ser sintetizada pelo conversor usando SHE. A tabela

B.6 mostra o caso de diferentes índices de modulação e os ângulos calculados em um conversor multinível de sete níveis eliminando o 5° e minimizando o THD [121].

Tabela C.1 Ângulos de disparo para o conversor sete níveis em diferentes índices de modulação

m_i	α_1	α_2	α_3	<i>THD</i>
1,0	11,68	31,18	58,58	13,64
0,85	22,77	49,38	64,57	29,61
0,7	38,34	53,93	73,96	47,21
0,6	39,43	58,58	83,10	47,86
0,4	44,17	74,33	87,40	60,58
0,36	29,23	39,24	52,51	59,48
0,2	50,92	63,36	73,19	73,12
0,1	55,85	63,43	83,02	81,26

Um *script* Matlab foi implementado com o objetivo de verificar a distorção harmônica (THD) para os ângulos calculados em [121] e são apresentados na última coluna da tabela C.1. A forma de onda e o espectro da tensão de saída são mostrados na Fig.C.3(a)($m_i=1$), Fig.C.3(b)($m_i=0.7$) e Fig.C.3(c)($m_i=0.3$). O *script* encontra-se no Apêndice D.

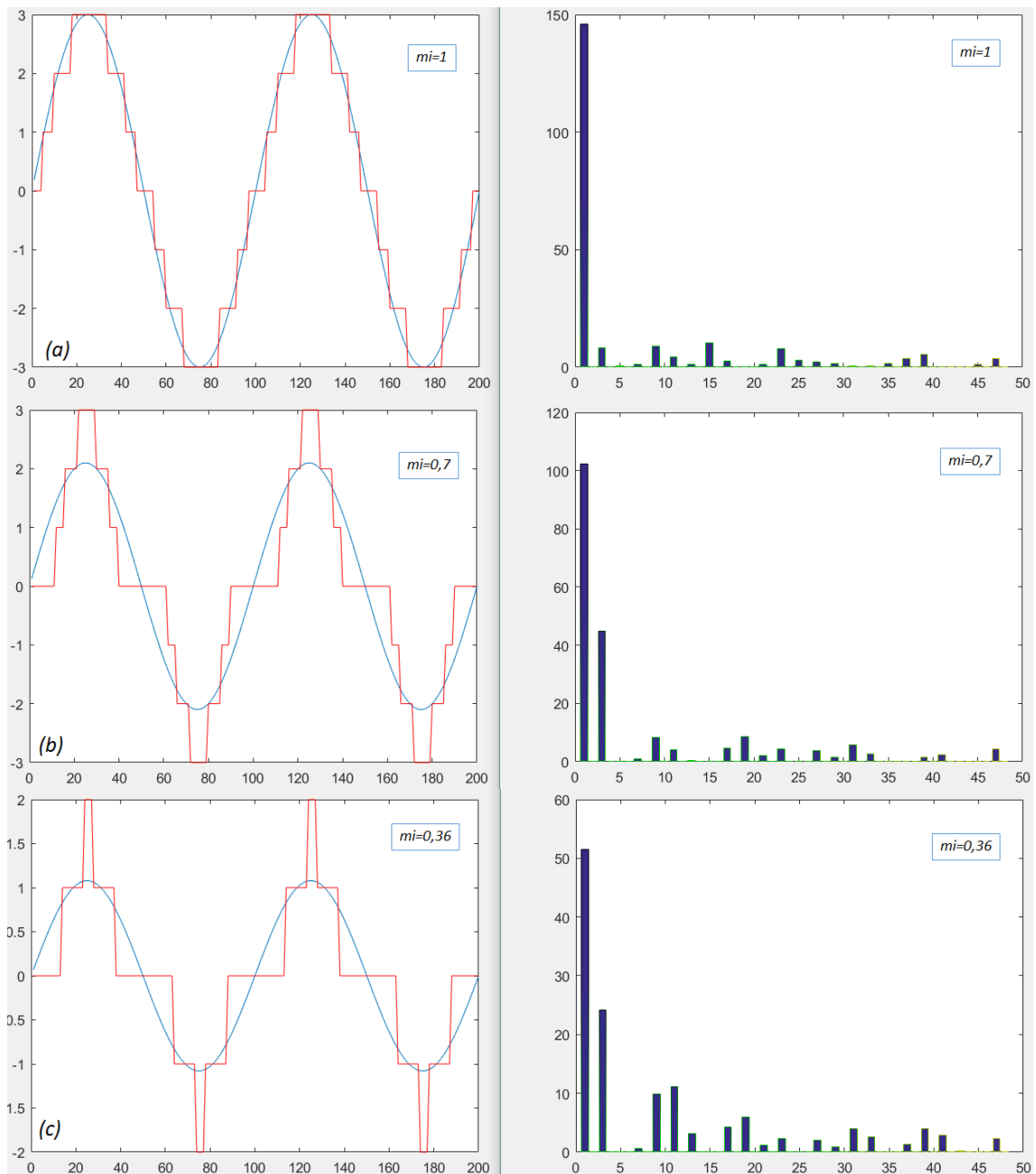


Figura C.3 – Vout com SHE no tempo e espectro para $m_i=1$ (a), $m_i=0,7$ (b) e $m_i=0,36$ (c).

Ao observar a tabela C.1, verifica-se outra desvantagem da modulação SHE, a medida que o índice de modulação reduz, a distorção aumenta.

Considerando o caso dos VE em que centenas de células serão utilizadas, o sistema torna-se muito complexo de resolver e ainda que encontrados os resultados, um número grande de soluções deve ser armazenado devido aos diferentes índices de modulação que serão necessários no controle. Além disso, alguns casos ficarão excluídos, o que dificulta a implementação do controle. Será visto adiante que quando a modulação

multinível PWM é utilizada, algoritmos de menor complexidade são usados para os disparos, simplificando a implementação e atingindo baixas distorções harmônicas.

APÊNDICE D CÓDIGOS MATLAB PARA SHE E THD

Código em Matlab para computar THD em SHE em diferentes m_i

```
%Autor: Paulo Gentil Fernandes (pauloggf@gmail.com)
%Instituição: PEE-COPPE-UFRJ
clear all;close all;

fs = 6000; %frequencia de amostragem
fc = 60; %frequencia do sinal
C = 8; %numero de ciclos para repetir
R = fs/fc; %taxa de onversamp
n = 1:fs/fc; %vetor tempo em amostras
V = 3.2; %tensão da célula

%angulos da SHE diferentes M index
MI(1,:) = [11.68 31.18 58.58 0 0 0 0]; %mi = 1.0
MI(2,:) = [22.77 49.38 64.57 0 0 0 0]; %mi = 0.85
MI(3,:) = [38.34 53.93 73.96 0 0 0 0]; %mi = 0.7
MI(4,:) = [39.43 58.58 83.10 0 0 0 0]; %mi = 0.6
MI(5,:) = [44.17 74.33 87.40 0 0 0 0]; %mi = 0.4
MI(6,:) = [45.85 79.87 88.62 0 0 0 0]; %mi = 0.36
MI(7,:) = [50.92 63.36 73.19 0 0 0 0]; %mi = 0.2
MI(8,:) = [55.85 63.43 83.02 0 0 0 0]; %mi = 0.1

MA = [1 0.85 0.7 0.6 0.4 0.36 0.2 0.1];
for q = 1:8 %variando os indices de modulação mi

M = 3; %numero de módulos (angulos de disparo)
x = M*MA(q)*sin(2*pi*n*fc/fs); %sinal senoidal a ser sintetizado (1 ciclo)
%gerando C ciclos
x2 = x;
for r = 1:C-1
    x2 = [x2 x];
end

%gerando o sinal PWM
xq = x(1:R/4);
ang = 360/R;
a = 0;
b = 0;
for k = 1:R/4
```

```

xq(k)=0;
if(a<90)
    for i=1:M
        if(MI(q,i)<a)
            xq(k)=xq(k)+1;
        end
    end
end
a=a+ang;
end
xr = xq'; %fliplr(xq');
xs = [xq fliplr(xr')];
xe = [xs -xs];

xa = xe;
for j=1:C-1
    xa=[xa xe];
end

figure;
plot(x2(1:2*R));
hold;
plot(xa(1:2*R), 'r');
%plot(xs, 'b');

FFTSZ=R;
XQ =abs(fft(xa,FFTSZ));
X = abs(fft(x,FFTSZ));

figure;bar(1:(R/2)-2,XQ(2:(R/2)-1));
%figure;bar(1:(R/2)-2,X(2:(R/2)-1));

indicesMod = MA(q)

HQ1 = XQ(2)^2;
HQN=0;
for i=3:R/2
    HQN = HQN+XQ(i)^2;
end

THD_stair = 100*sqrt(HQN/HQ1)

end

```

Código em Matlab para computar THD nas modulações SHE e PWM

```
%Autor: Paulo Gentil Fernandes (pauloggf@gmail.com)
%Instituição: PEE-COPPE-UFRJ
clear all;close all;

for q = 1:7 %10:10:70

%quantidade de pontos no sinal triangular (tem q ser par)
%TP =20; %PWM alta frequencia
TP=500; %PWM baixa frequencia

fs = 60000; %frequencia de amostragem
fc = 60; %frequencia do sinal
C = 8; %numero de ciclos para repetir
R = fs/fc; %taxa de onversamp
n = 1:fs/fc; %vetor tempo em amostras
V = 3.2; %tensão da célula
M = q; %numero de módulos

x = M*sin(2*pi*n*fc/fs); %sinal a ser sintetizado (1 ciclo)

%gerando C ciclos
x2 = x;
for r=1:C-1
    x2=[x2 x];
end

%sinal PWM definindo frequencia da portadora triangular
PP = TP/2;
t = tripuls(-PP:PP-1,TP);
t=1-t;

TC = C*R/TP;
ty = t;
for r=1:TC-1
    t=[t ty];
end
tr=t(1:R/2);

%angulos da SHE min THD
ANG(1,:) = [23.2 0 0 0 0 0];
ANG(2,:) = [12.8 41.8 0 0 0 0];
ANG(3,:) = [8.9 27.6 50.5 0 0 0];
```

```

ANG(4,:) = [6.8 20.8 36.2 55.8 0 0 0];
ANG(5,:) = [5.5 16.7 28.6 42.1 59.5 0 0];
ANG(6,:) = [4.6 13.9 23.7 34.2 46.3 62.1 0];
ANG(7,:) = [4 12 20.3 29 38.6 49.7 64.3];
SHE_MAX = 7;

```

```
%gerando o sinal PWM
```

```

xq=x(1:R/4);
ang = 360/R;
a=0;
b=0;
for k=1:R/4
    xq(k)=0;
    if(a<90)
        for i=1:M
            if(M<(SHE_MAX+1))
                if(ANG(M,i)<a)
                    xq(k)=xq(k)+1;
                end
            end
        end
    end
    a=a+ang;
end
xr = xq'; %fliplr(xq');
xs = [xq fliplr(xr)];
xe = [xs -xs];

xa = xe;
for j=1:C-1
    xa=[xa xe];
end

```

```

plot(x2(1:2*R));
hold;
plot(xa(1:2*R), 'r');
%plot(xs, 'b');

```

```
%pwm - portadoras triangulares
```

```

m = zeros(M+1,R/2);
n = zeros(M+1,R/2);
i=0;
for v=1:M+2

```



```

m(v,:) = tr+i;
n(v,:) = tr-i-1;
i=i+1;
end

x_pwm=zeros(1,R/4);
for k=1:R/4
    if(x(k) > 0)
        for v=1:M+2
            if( (m(v,k)) < x(k))
                x_pwm(k) = v;
            end
        end
    end
end
end

xr_pwm = x_pwm'; %fliplr(xq');
xs_pwm = [x_pwm fliplr(xr_pwm)'];
xe_pwm = [xs_pwm -xs_pwm];

xp = xe_pwm;
for j=1:C-1
    xp=[xp xe_pwm];
end

figure; plot(xp(1:2*R),'r')
hold;
plot(x2(1:2*R));

port = [m m m m];
port2 = [n n n n];
for i=1:M
    plot(port(i,:), 'g');
    plot((port2(i,:)), 'g');
end
FFTSZ=R;
XQ =abs(fft(xa,FFTSZ));
X = abs(fft(x,FFTSZ));

figure;bar(1:(R/2)-2,XQ(2:(R/2)-1));
figure;bar(1:(R/2)-2,X(2:(R/2)-1));

Niveis = 2*M+1

```

```

HQ1 = XQ(2)^2;
HQN=0;
for i=3:R/2
    HQN = HQN+XQ(i)^2;
end
THD_stair = 100*sqrt(HQN/HQ1)

XP =abs(fft(xp,FFTSZ));
HP1 = XP(2)^2;
HPN=0;
for i=3:R/2
    HPN = HPN+XP(i)^2;
end
THD_pwm = 100*sqrt(HPN/HP1)
figure;bar(1:(R/2)-2,XP(2:(R/2)-1));

end

```

ANEXO 1 ESPECIFICAÇÕES DA BATERIA LFP

Abaixo encontram-se as especificações das células de LiFePO₄ que são utilizadas na construção do protótipo do conversor proposto nesta tese.

48V 20Ah LiFePO ₄ Battery Pack ,stored energy battery		
38120/16S2P-48V/20Ah LiFePO ₄ Battery Pack		
Model: LY-F16S020		
Item	Specification	Remark
Nominal capacity	20Ah	1C discharge Cell: 38120
Nominal voltage	51.2V	3.2V / 1Cell
Charging voltage	57.6V±0.05V	3.6V / 1Cell
Charging method	CC/CV	(Constant-current and -Voltage with Limited current
Standard charging time	5A/5hour,10Ah/2.5hour	Battery capacity÷charging current×1.5
charging current	10A(0.5C)	0 ~ +40°C
Maximum charging current	20A(1C)	0 ~ +40°C
Continuous discharge current	10A(0.5C)	-20 ~ +60°C
Maximum discharge current	20A(1C)	-20 ~ +60°C
Discharge cutoff voltage	24V	2.0V / 1Cell
Short circuit protection	Exterior short circuit	Automatic recovery
Internal resistance	≤200mΩ	AC Impedance 1kHz
Cycle life	≥1000	
Operating temperature	Standard Charge	0 ~ +40°C
	Standard Discharge	-20 ~ +60°C
Outline dimension	L330*W160*H135mm	Length x wide x height
Pre-wired		Red = Positive,Black = Negative
Protection Circuit Module:PCM-L08S30-471(16S)		
Balance voltage		
Balance current		
Maximal continuous charging current	20A	
Maximal continuous Discharging current	20A	
Over-charge detection voltage	3.90±0.025V	single cell
Over-charge release voltage	3.80±0.05V	single cell
Over-charge detection delay time	0.5S—1.5S	single cell
Over-discharge detection voltage	2.00V±0.08V	single cell
Over-discharge release Voltage	2.30±0.1V	single cell
Over-discharge detection delay time	50mS—150mS	single cell
Over-current detection	100±20A	can adjust
Over-current delay time	5ms—15ms	