



Universidade Federal de Juiz de Fora  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

Jonathan Hunder Dutra Gherard Pinto

CONVERTOR MODULAR MULTINÍVEL APLICADO A SISTEMA HÍBRIDO DE  
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora  
2018

Jonathan Hunder Dutra Gherard Pinto

Conversor Modular Multinível Aplicado a Sistema Híbrido de Armazenamento de  
Energia

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng.  
Coorientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora  
2018

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Hunder Dutra Gherard Pinto, Jonathan.

Conversor Modular Multinível Aplicado a Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia / Jonathan Hunder Dutra Gherard Pinto. -- 2018.

103 p.

Orientador: André Augusto Ferreira

Coorientador: Pedro Gomes Barbosa

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

1. Supercapacitor. 2. Conversor Modular Multinível. 3. Bateria. 4. Veículo Elétrico . 5. HESS. I. Augusto Ferreira, André , orient. II. Gomes Barbosa, Pedro, coorient. III. Título.

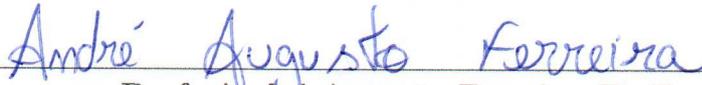
Jonathan Hunder Dutra Gherard Pinto

Conversor Modular Multinível Aplicado a Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 19 de Fevereiro de 2018 .

BANCA EXAMINADORA:



Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Fernando Pinhabel Marafão, Dr.Eng.

Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, UNESP



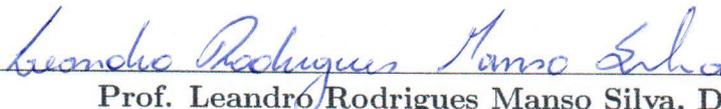
Profa. Janaina Gonçalves de Oliveira, Ph.D.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, Dr.Eng.

Instituto Federal Sudeste de Minas Gerais, IFSudesteMG



Prof. Leandro Rodrigues Manso Silva, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

*Dedico este trabalho à minha mãe,  
meus irmãos, ao meu amor Leticia  
e aos meus familiares.*

## AGRADECIMENTOS

À Deus por me dar saúde e sabedoria para a conclusão de mais uma etapa em minha vida. À minha mãe por nunca medir esforços para tornar realidade meus sonhos. Muito obrigado mãe, te amo! Aos meus melhores amigos, irmãos e pais, Mário e Michael, obrigado pelo carinho, força e ensinamento que vocês me dão sempre. À Erika e à Iaiá por todo o cuidado e carinho ao longo do tempo. Aos meus sobrinhos Arthur, Maria Tereza e Ana Laura. Natália, Poliane e Danilo, obrigado por toda a ajuda nessa trajetória! Marta e Márcio, obrigado pelo carinho ao longo desse tempo de convívio! Aos meus anjos que me guiam lá de cima, Vó e Pai! Ao meu grande amor Leticia por todo companheirismo em todos os momentos, e sempre ter uma palavra de conforto, te amo muito!

Ao Labsolar e NAEP pelos momentos de alegria e aprendizado. Ao Fernando pela amizade e ajuda ao longo do curso. Aos bolsistas Paulinha, Robert, Guilherme, Renan, Gustavo e à todos os novos alunos que iniciaram sua fase no laboratório. Em especial queria agradecer dois amigos que tive o prazer de conhecer e poder aprender, José Américo e Salatiel Lobato. Zé por ser um exemplo de profissional e pelo apoio sempre, obrigado por tudo. Salatiel por todo o carinho e disponibilidade de me ajudar. Este trabalho dedico à vocês!

Agradeço, em especial, meu orientador Prof. André Ferreira pelos ensinamentos, orientações e disposição ao longo do projeto, obrigado por tudo! Ao meu coorientador Prof. Pedro Gomes pelas orientações, carinho e por todos os ensinamentos. Aos professores que me ajudaram ao longo deste trabalho Prof. Pedro Machado de Almeida e Márcio do Carmo Poncílio Rodrigues, obrigado pelos ensinamentos e pela paciência! Todos foram muito importante para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus amigos que sempre estiveram comigo e me dando apoio em todas as minhas fases, em especial Pedro Henrique e Gustavo Sampaio.



## RESUMO

Este trabalho tem como contribuição o desenvolvimento de uma estratégia de equalização das tensões em um conversor multinível modular, como parte integrante de um sistema híbrido de armazenamento de energia. O conversor modular multinível realiza a conexão em série de módulos supercapacitores, o que possibilita aumentar a tensão sem prejudicar a transferência rápida de energia. Em relação à outras topologias, este trabalho permite reduzir a quantidade, volume e massa do elemento magnético da estrutura do conversor. Um banco de baterias de íons de lítio também integra o sistema por intermédio de um conversor estático. Como é a fonte de maior densidade de energia, fornece a potência média requerida pelo carga. A associação com uma fonte de transferência rápida de energia permite aumentar o desempenho dinâmico, a eficiência energética e a vida útil da bateria. Com efeito, tem-se um sistema híbrido de armazenamento de energia que requer estratégias de gestão para múltiplas fontes de suprimento. Os resultados simulados considerando a estimativa da demanda de potência de um protótipo de veículo elétrico, são adequados e propiciam os fundamentos necessários para a construção de um protótipo.

Palavras-chave: Baterias eletroquímicas, conversor modular multinível, frenagem regenerativa, gestão de múltiplas fontes, sistema híbrido de armazenamento de energia, supercapacitores, veículos elétricos.

## ABSTRACT

This work is a contribution to develop a strategy equalization of tensions in a modular multilevel converter as part of a hybrid system energy storage. The multilevel modular converter realizes the series connection of supercapacitor modules, which allows to increase the voltage without cause damages to the quick energy transfer. In relation to other topologies, it allows reduction of the quantity, volume and mass of the magnetic element of the converter structure. A lithium-ion battery bank also integrates the system via a voltage boost converter. This battery is the source of high energy density, which provides the average power required by the load. The association with a fast transfer power source allows for increased dynamic performance, energy efficiency and service life. In fact, there is a hybrid energy storage system that requires management strategies for multiple sources of supply. The simulated results were obtained considering the power demand estimation of an electric vehicle prototype.

Keywords: Electrochemical batteries, modular multilevel converter, regenerative braking, management of multiple sources, hybrid system energy storage, supercapacitors, electric vehicles.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Fotografia do veículo elétrico de pequeno porte em desenvolvimento no Laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência e Laboratório Solar da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).	22
Figura 2	Diagrama esquemático do sistema híbrido de armazenamento de energia. ....	23
Figura 3	Diagrama esquemático de um sistema híbrido ESS. ....	30
Figura 4	(a) Topologia do conversor meia ponte; (b) modelo médio do conversor meia ponte. ....	34
Figura 5	Formas de onda da tensão e corrente nos terminais do conversor em meia ponte: (a) $i_L(t) > 0$ e (b) $i_L(t) < 0$ . ....	35
Figura 6	Associação série de conversores em meia ponte: (a) abaixador e (b) elevador. ....	36
Figura 7	Diagrama esquemático do conversor modular multinível com três módulos em meia-ponte. ....	38
Figura 8	Organização dos algoritmos ou estratégias PWM para conversores multiníveis (FRANQUELO et al., 2008). ....	39
Figura 9	(a) Portadoras triangulares; (b) sinais de disparo dos submódulos; (c) tensão sintetizada nos terminais do conversor. ....	40
Figura 10	Comparação do valor da indutância para cada topologia. ....	41
Figura 11	Estrutura de um módulo do sistema à ser estudado ....	42
Figura 12	Formas de onda do modelo matemático do submódulo para uma variação em degrau na razão cíclica: (a) corrente e (b) tensão. ....	47
Figura 13	Topologia multinível para seis módulos ....	48
Figura 14	Sinais de disparo dos interruptores do MMC com seis submódulos. .	49
Figura 15	Comportamento dinâmico do modelo matemático do conversor MMC com seis submódulos para uma variação em degrau na razão cíclica $\delta$ : (a) corrente e (b) tensão CC. ....	52

Figura 16	Topologia do conversor CC-CC usado para conectar a bateria ao sistemas HESS. ....	52
Figura 17	Comportamento dinâmico das variáveis de estado em relação a uma variação em degrau na razão cíclica: (a) corrente e (b) tensão. ....	55
Figura 18	Diagrama esquemático dos controles do conversor MMC conectado ao sistema HESS. ....	57
Figura 19	Detalhe do controlador de corrente no espaço de estados com malha adicional do erro de corrente. ....	59
Figura 20	(a) Resposta temporal do MMC com o controlador para uma variação em degrau na corrente de referência, (b) Resposta em frequência do sistema com o controlador. ....	61
Figura 21	Diagrama de blocos do controlador de tensão com representação da resposta em frequência do MMC com o regulador de corrente LQR. ....	61
Figura 22	Diagrama de blocos da simplificado malha externa de tensão. ....	61
Figura 23	(a) Resposta a um degrau no valor da tensão de referência do barramento CC, (b) Resposta em frequência da malha externa de tensão em malha fechada. ....	62
Figura 24	Diagrama de blocos da estratégia de equalização dos módulos de SC. ....	63
Figura 25	Simulação do sistema sem e com a malha de equalização. ....	64
Figura 26	(a) Sistema com tensões diferentes em cada módulo SC e (b) Comportamento dos módulos de menor e maior tensão. ....	65
Figura 27	Diagrama esquemático dos controles do conversor conectado à bateria eletroquímica (BT). ....	66
Figura 28	(a) Resposta transitória à variação em degrau da referência de controle e (b) resposta em frequência em malha aberta do controle de corrente da BT. ....	67
Figura 29	Diagrama esquemático do HESS. ....	68
Figura 30	Comportamento da tensão nos supercapacitor (SC) à uma variação de corrente na bateria. ....	68
Figura 31	Exemplo para a obtenção da função de transferência. ....	69
Figura 32	Escolha de quantidade de polos e zeros para a função de transferência. ....	69

Figura 33	Comparação entre o sistema obtido e a referência. ....	70
Figura 34	Sistema de controle e disparo dos conversores. ....	73
Figura 35	Estimativa de velocidade e potência de um veículo elétrico. Fonte: (FERREIRA et al., 2008) .....	74
Figura 36	Circuito equivalente usado para modelar a bateria de íons de lítio. .	75
Figura 37	(a) Corrente nos módulos SC (b) Corrente na BT (c) Tensão na BT e (d) Estado de carga dos módulos SC. ....	77
Figura 38	Sistema de proteção para a tensão do barramento CC. ....	78
Figura 39	Sistema de proteção para a tensão do barramento CC. ....	78
Figura 40	Supercapacitor BMOD0058 E016 B02 Maxwell. ....	79
Figura 41	Equalização das tensões nos módulos supercapacitor. ....	79
Figura 42	Equalização das tensões nos módulos supercapacitor. ....	80
Figura 43	Referência da tensão na bateria com relação à tensão nos módulos SC.	80
Figura 44	Sistema Híbrido Passivo. ....	90
Figura 45	Estrutura de HESS conectado à um conversor CC-CC. ....	91
Figura 46	Estrutura de HESS -bateria conectada à um conversor CC-CC. ....	91
Figura 47	Estrutura de HESS -conexão em cascata. ....	91

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Comparativo entre os cálculos para os indutores. ....	41
Tabela 2	Parâmetros para Simulação .....	46
Tabela 3	Modo de operação para razão cíclica entre $5/6 < \delta < 1$ . ....	49
Tabela 4	Parâmetros para Simulação .....	51
Tabela 5	Parâmetros para Simulação .....	54
Tabela 6	Parâmetros usados para simulação dos módulos SC. ....	64
Tabela 7	Parâmetros do sistema HESS usados na simulação. ....	72
Tabela 8	Especificação das células da bateria de íons de Lítio. ....	75
Tabela 9	Características das células da bateria de íons de Lítio .....	75
Tabela 10	Modos de operação para razão cíclica entre $0 < \delta < 1/6$ . ....	92
Tabela 11	Modos de operação para razão cíclica entre $1/6 < \delta < 2/6$ . ....	93
Tabela 12	Modos de operação para razão cíclica entre $2/6 < \delta < 3/6$ . ....	93
Tabela 13	Modos de operação para razão cíclica entre $3/6 < \delta < 4/6$ . ....	94
Tabela 14	Modos de operação para razão cíclica entre $4/6 < \delta < 5/6$ . ....	94
Tabela 15	Modos de operação para razão cíclica entre $5/6 < \delta < 1$ . ....	95

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- APOD-PWM** PWM com deslocamento de nível e alternância de fase das portadoras triangulares (do inglês *Alternate Phase Opposition Disposition PWM* )
- BMS** Sistema de Gestão de Baterias (do inglês *Battery Management System*)
- BEN** Balanço Energético Nacional Brasileiro
- BLDC** motor CC de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless DC motor*)
- BT** bateria eletroquímica
- CaC** células à combustível
- CC** corrente contínua
- CC/CC** corrente contínua/corrente contínua
- CO<sub>2</sub>** dióxido de carbono
- EPE** Empresa de Pesquisa Energética
- EDLC** capacitor eletroquímico de dupla camada (do inglês *Electrochemical Double Layer Capacitor*)
- ESR** resistência série equivalente (do inglês *Equivalent Series Resistance*)
- ESS** sistema de armazenamento de energia (do inglês *Energy Storage System*)
- EUDC** Ciclo Europeu Extra-Urbano (do inglês *Extra-Urban Driving Cycle*)
- GEE** gases do efeito estufa
- HESS** sistema híbrido de armazenamento de energia (do inglês *Hybrid Energy Storage System*)
- IEA** Agência Internacional de Energia (do inglês *International Energy Agency*)
- INERGE** Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Engenharia Elétrica

**LabSolar** Laboratório Solar Fotovoltaico

**LQR** regulador linear quadrático (do inglês *Linear Quadratic Regulator*)

**MCT** Ministério da Ciência e Tecnologia

**MIPEC** conversor eletrônico com múltiplas entradas (do inglês *multi input power electronic converter*)

**MMC** conversor modular multinível (do inglês *Modular Multilevel Converter*)

**NAEP** Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência

**NEDC** Novo Ciclo Europeu de Condução (do inglês *New European Driving Cycle*)

**PD-PWM** modulação PWM com deslocamento de nível das portadoras triangulares (do inglês *Phase Disposition PWM* )

**PI** controlador proporcional integral

**Proálcool** Programa Nacional do Alcool

**POD-PWM** modulação PWM com deslocamento de nível e de fase das portadoras triangulares (do inglês *Phase Opposition Disposition PWM* )

**PSPWM** modulação PWM com deslocamento de fase das portadoras triangulares (do inglês *Phase Shifted Pulse Width Modulation* )

**PWM** modulação de largura de pulso (do inglês *Pulse Width Modulation*)

**SC** supercapacitor

**UFJF** Universidade Federal de Juiz de Fora

**UPS** fontes ininterruptas de energia (do inglês *Uninterruptible Power Supplies*)

**VE** veículo elétrico

**VEH** veículo híbrido elétrico

**VEP** veículo elétrico *plug-in*

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>19</b>
1.1	Veículos elétricos modernos . . . . .	19
1.2	Motivação . . . . .	21
1.3	Objetivos . . . . .	24
1.4	Contribuição do Trabalho . . . . .	24
1.5	Estrutura do trabalho . . . . .	24
1.6	Publicações . . . . .	25
<b>2</b>	<b>Sistema híbrido de armazenamento de energia</b>	<b>26</b>
2.1	Baterias eletroquímicas . . . . .	26
2.2	Supercapacitores . . . . .	28
2.3	Estruturas de sistemas de armazenamento de energia . . . . .	29
2.4	Conclusões parciais . . . . .	32
<b>3</b>	<b>Modelagem do conversor modular</b>	<b>33</b>
3.1	Conversor CC/CC bidirecional em meia ponte . . . . .	33
3.2	Associação em série de conversores em meia ponte . . . . .	36
3.3	Conversor modular multinível . . . . .	37
3.4	Comparação entre as topologias . . . . .	40
3.5	Modelo matemático de um submódulo do MMC . . . . .	42
3.6	Representação das variáveis em espaço de estados . . . . .	43
3.6.1	O modelo médio no espaço de estados . . . . .	43
3.6.2	Linearização do modelo médio . . . . .	44

3.7	Modelo matemático de um submódulo . . . . .	45
3.7.1	Verificação do modelo obtido . . . . .	46
3.8	Modelo matemático do MMC com seis submódulos . . . . .	47
3.9	Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente . . . . .	52
3.10	Conclusões parciais . . . . .	55
<b>4</b>	<b>Projeto dos controladores do sistema HESS</b>	<b>57</b>
4.1	Controladores do MMC . . . . .	57
4.2	Projeto do controlador de corrente . . . . .	58
4.2.1	Regulador quadrático linear . . . . .	58
4.2.2	Projeto do controlador da tensão do barramento CC . . . . .	60
4.3	Equalização das tensões dos módulos de SC . . . . .	62
4.4	Controladores do conversor associado à BT . . . . .	65
4.4.1	Projeto do controlador de corrente . . . . .	65
4.4.2	Regulador quadrático linear . . . . .	65
4.4.3	Projeto do sistema de Gestão de Energia . . . . .	67
4.5	Conclusões Parciais . . . . .	70
<b>5</b>	<b>Resultados de simulações</b>	<b>72</b>
5.1	Descrição do Circuito Simulado . . . . .	72
5.2	Modelo da Bateria . . . . .	74
5.3	Resistência de Proteção . . . . .	76
5.4	Equalização das tensões dos SC . . . . .	78
5.5	Conversor bidirecional conectado à bateria . . . . .	79
5.6	Conclusões Parciais . . . . .	81
<b>6</b>	<b>Conclusões finais</b>	<b>82</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	84

Referências	85
Apêndice A – Sistemas de armazenamento de energia	90
Apêndice B – Modos de operação do sistema para as variações na razão cíclica	92
Apêndice C – Código fonte - MATLAB	96

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS MODERNOS

Os impactos ambientais provocados pelos gases do efeito estufa (GEE)<sup>1</sup> têm sido um tema muito discutido nas sociedades modernas. Preocupados com as consequências oriundas das mudanças climáticas, organizações governamentais e não governamentais, de diversos países do mundo têm proposto políticas e alternativas para minimizar e até zerar a emissão dos GEE (HILLMAN et al., 2011; SALON et al., 2010).

A utilização de fontes de energia renováveis como a eólica e a solar, bem como a queima de biocombustíveis para geração de eletricidade, são exemplos de iniciativas bem sucedidas, desenvolvidas nos últimos anos para reduzir a emissão global de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) (GOLDEMBERG & GUARDABASSI, 2010; MESQUITA et al., 2013).

Contudo, de acordo com a Agência Internacional de Energia (do inglês *International Energy Agency*) (IEA), o setor de transporte urbano é responsável por aproximadamente 20% da emissão anual de CO<sub>2</sub> na atmosfera. Isto sem considerar a emissão de outros gases e resíduos poluentes resultantes da queima de combustíveis fósseis.

No Brasil essa situação não é diferente. De acordo com o Ministério da Ciência e Tecnologia (MCT), o setor de transporte é responsável por 9% da emissão de CO<sub>2</sub> nos centros urbanos (CARVALHO, 2011; ROCHA, 2013; FERREIRA, 2011). O Balanço Energético Nacional Brasileiro (BEN) de 2016, apresentado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), indicou que a área de transportes consumiu aproximadamente 32,5 % dos combustíveis fósseis em 2015, ficando atrás somente do setor industrial (EMPRESA, 2012).

No final da década de 1970 e início da década de 1980, foi criado no Brasil o Programa Nacional do Álcool (Proálcool) (GOLDEMBERG & GUARDABASSI, 2010; MES-

---

<sup>1</sup>Dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>), óxido nitroso (N<sub>2</sub>O), metano (CH<sub>4</sub>), clorofluorcarbonetos (CFC), hidrofluorcarbonetos (HFC), perfluorcarbonetos (PFC) e hexafluoreto de enxofre (SF<sub>6</sub>) são exemplos de GEE.

QUITA et al., 2013). Este programa intensificou a produção de álcool (etanol) para substituir a gasolina como combustível de veículos automotores. Mais recentemente, a partir de 2000, foram desenvolvidos e comercializados no mercado brasileiro os Veículos FlexFuel, com motores capazes de serem abastecidos com gasolina ou álcool (etanol) (MESQUITA et al., 2013).

Apesar do etanol ser um combustível renovável, obtido da cana de açúcar, as iniciativas anteriores não tiveram o objetivo de minimizar o impacto ambiental provocado pela emissão de GEE, com a queima de combustível fóssil em motores à combustão. No exemplo brasileiro, a intenção foi reduzir a dependência do mercado nacional ao petróleo estrangeiro, depois da crise internacional da década de 1970, e fornecer um mecanismo para controlar o preço do combustível no mercado interno, respectivamente.

Assim, o desenvolvimento e a comercialização de veículos elétricos (VEs) e veículos elétricos híbridos (VEHs) são iniciativas que além de reduzirem a poluição do ar nos centros urbanos, mudam o paradigma energético do sistema de transporte ponto a ponto (MAZON; CONSONI & QUINTÃO, 2013). Sendo assim, dentro deste contexto que esta pesquisa se insere.

Os VE são veículos cuja propulsão é realizada por motores elétricos, cujos motores são alimentados pela energia elétrica armazenada em BTs ou fornecida por alguma fonte de eletricidade embarcada como por exemplo, células à combustível (CASTRO & FERREIRA, 2010).

Já os VEH são veículos que combinam um motor à combustão, um gerador elétrico, um banco de baterias e um ou mais motores elétricos (RASKIN & SHAH, 2006). Estima-se que quatro fatores auxiliam no aumento de sua eficiência dos VEH: assistência do motor elétrico ao de combustão interna, desligamento automático do motor em caso de parada, recarga das baterias a partir de técnicas de frenagem regenerativa e por fim, otimização da transmissão (CASTRO & FERREIRA, 2010).

Países como os Estados Unidos, Japão e alguns países Europeus iniciaram em 2012 um programa que incentiva o uso de veículos alimentados por BT ou que apresente uma menor emissão de gases poluentes (BALSA, 2013). Outros países europeus como: Noruega, França e Alemanha estão adotando ações mais agressivas substituindo suas frotas públicas e privadas de veículos com motores à combustão interna por VE e VEH (BALSA, 2013).

Já no Brasil, a penetração dos VE e VEH é tímida devido ao pouco ou nenhum incentivo governamental (MAZON; CONSONI & QUINTÃO, 2013). Alguns modelos de

VEH já são comercializados no Brasil, como Toyota Prius e Ford Fusion Hybrid. No entanto, os preços são ainda muito elevados para o público em geral.

Os preços mais altos dos VE são devidos a alguns componentes muito específicos como, por exemplo: a bateria eletroquímica. De acordo com (RANDALL, 2017), as baterias de íons de lítio é a tecnologia mais utilizada nesses veículos. Estima-se que as BTs de íons de lítio representem mais de 50% do custo do VE, mesmo considerando uma redução de 23 % ao ano, entre 2013 a 2016, no custo deste componente.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

Os VE e VEH estão em constante aprimoramento. No Toyota Prius, existe um componente denominado *power-split*, cuja função é gerenciar a potência do motor à combustão, entre a movimentação direta do veículo e a geração de eletricidade para carregar o banco de baterias.

Outra tecnologia importante nos VE e VEH é a frenagem regenerativa. Ela consiste em usar parte da energia cinética que seria convertida em calor durante a frenagem por atrito para carregar as BT, ou um banco de capacitores, ou SC. Ou seja, quando o veículo é freado ou mesmo desacelerado, o motor elétrico deixa de realizar tração e passa a gerar eletricidade para recarregar os acumuladores de energia (SANTOS et al., 2009).

Para aumentar a eficiência e para armazenar a energia obtida durante a frenagem regenerativa, podem ser utilizados sistemas híbridos de armazenamento como, por exemplo BT e SC. Apesar dos custos mais elevados dos SC, eles possuem característica dinâmica mais rápida que as baterias, além de conseguirem armazenar uma quantidade maior de carga que os capacitores convencionais (LUKIC et al., 2008). Portanto, o desenvolvimento e adoção de novas tecnologias de baterias, SC, volantes de inércia (do inglês, *flywheels*), entre outras, é fundamental para aumentar a eficiência dos VE e VEH a valores próximos ou superiores aos dos motores à combustão interna (CARVALHO, 2015).

Para sistemas que utilizam BT é necessário conhecimento das características internas e externas são fundamentais para controlar seu desempenho e aumentar sua eficiência. Além de monitorar e controlar parâmetros como tensões, correntes de carga e de descarga, densidade do eletrólito e temperatura de cada célula, o Sistema de Gestão de Baterias (do inglês *Battery Management System*) (BMS) deve gerenciar o estado

de carga e fornecer proteção contra sobrecorrentes entre outros (MAGALHÃES, 2012). Com isso, esse sistema de gestão de energia garante uma longevidade das baterias, protegendo-as de possíveis danos durante sua utilização (MAGALHÃES, 2012). Essa preocupação, é estratégica já que estima-se que o banco de BT represente aproximadamente 50% do valor dos VE.

Na Figura 1 é mostrado a fotografia de um protótipo de um veículo elétrico de pequena escala, kart cross, que está sendo construído por pesquisadores do Laboratório Solar Fotovoltaico (LabSolar) e do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência (NAEP) da UFJF, com apoio financeiro do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Engenharia Elétrica (INERGE) (RODRIGUES et al., 2014).



Figura 1: Fotografia do veículo elétrico de pequeno porte em desenvolvimento no Laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência e Laboratório Solar da UFJF.

Na Figura 2 é ilustrado o diagrama esquemático do sistema híbrido de armazenamento de energia do *kart cross* elétrico da Figura 1. A propulsão do *kart cross* elétrico da Figura 1 será realizada por um motor CC de ímãs permanentes sem escovas (*Permanent Magnets Brushless DC motor*) (BLDC) de 5 kW/48 V (VALLE, 2017). O sistema de armazenamento de energia deste veículo é composto por duas baterias de íons de lítio, conectadas em série, de 24 V/100 Ah cada. Além disso, será utilizado um banco

de supercapacitores de 16,2 V / 58 F. O banco de supercapacitores é conectado ao barramento CC através de um conversor modular multinível (do inglês *Modular Multilevel Converter*) (MMC), enquanto que um conversor CC bidirecional controla o fluxo de energia pela BT.

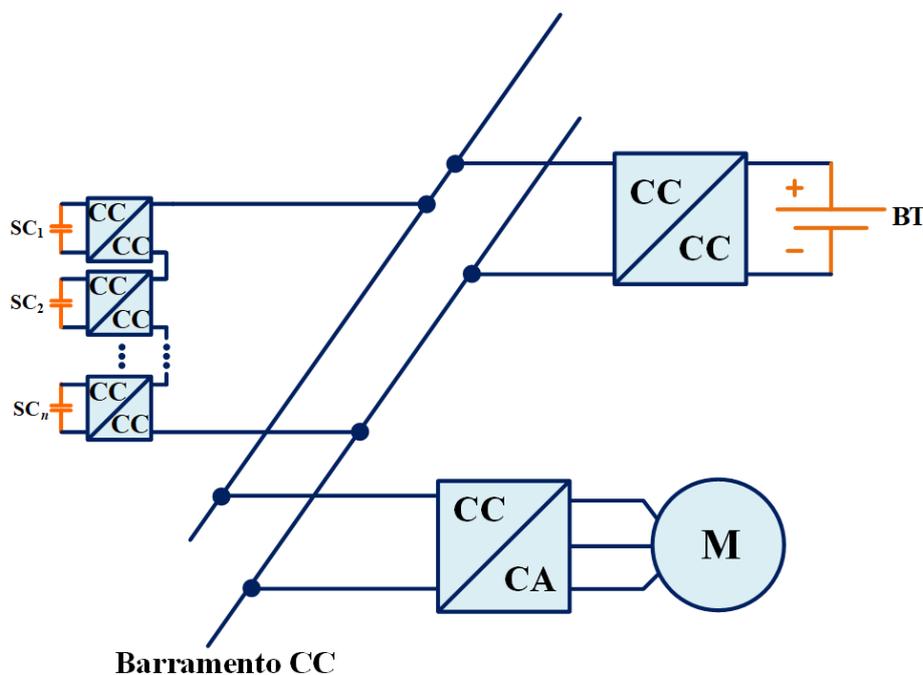


Figura 2: Diagrama esquemático do sistema híbrido de armazenamento de energia.

No sistema híbrido de energia ilustrado na Figura 2 os módulos SC estão conectados em conversores meia ponte bidirecional em corrente, enquanto cada submódulo é conectado em série formando uma estrutura modular ou simplesmente MMC. É necessário então realizar a equalização das tensões dos diversos módulos de SC, pelo fato de estarem conectados em série e existirem pequenas variações em suas respectivas resistências internas. Com isso, pode gerar desequilíbrios no estado de carga de cada banco SC, acarretando numa redução da capacidade de armazenamento.

Por outro lado, como os SC apresentam um tempo de resposta de carga e descarga mais rápido, é interessante conectar os bancos de supercapacitores em paralelo com o banco da BT. Assim, nos instantes de picos de corrente do sistema, devido a frenagem rápidas do VE pode-se carregar os SC rapidamente, evitando dissipar a energia gerada em resistências. A operação em paralelo do banco de SC pode também ser usado com vantagem durante as acelerações rápidas do VE, ficando a BT responsável por atender a demanda de corrente do motor no restante do funcionamento do VE.

Além disso, o BMS realiza o monitoramento das tensões dos módulos SC, contro-

lando os níveis de carga e descarga em cada módulo. Para os instantes de sobrecarga tanto das BTs e dos SCs, foi desenvolvido uma proteção para isolar o sistema no instante de carga. Esta estrutura torna-se interessante, pois ela pode ser utilizada não somente em VE, mas para outras atividades, nas quais necessitam monitorar os níveis de tensão do sistema.

### **1.3 OBJETIVOS**

O principal objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma estratégia de controle para equalizar as tensões em um sistema híbrido de energia, composto por dispositivos acumuladores de energia, neste caso os módulos SC.

Como objetivos específicos estão a revisão da literatura técnica sobre conversores modulares multiníveis, definição da topologia do conversor estudada, modelo matemático da estrutura para associação de módulos, projeto dos controladores para equalizar as tensões dos submódulos do conversor MMC e verificação do desempenho dinâmico do conversor em um sistema híbrido de energia.

### **1.4 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO**

A principal contribuição deste trabalho é a realização de um sistema de controle que possibilita a equalização das tensões em um conversor MMC. Neste trabalho, utilizou-se SCs para cada submódulo do conversor modular multinível. No entanto, com este controle, pode-se utilizar para bancos de baterias, simulando algumas funções do sistema BMS.

### **1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO**

Este trabalho é organizado na divisão de seis capítulos. O Capítulo 2 apresenta uma breve revisão sobre os sistemas híbridos de armazenamento de energia (HESS). No Capítulo 3 são discutidas as topologias utilizadas na literatura para o gerenciamento do fluxo de energia e o modelo matemático para os conversores do sistema HESS. De posse do modelo matemático da topologia MMC determinada para o estudo, realiza-se o projeto dos controladores para tal sistema no Capítulo 4. No Capítulo 5 são realizadas as simulações para verificação do sistema sistema híbrido de armazenamento de energia (do inglês *Hybrid Energy Storage System*) (HESS) e discutido os resultados

obtidos neste trabalho. Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais sobre o desenvolvimento deste trabalho.

## **1.6 PUBLICAÇÕES**

A seguir são listados os artigos científicos publicados, em temas relacionados direta e indiretamente com essa pesquisa de mestrado.

### RESULTADO DIRETO

- [ 1 ] **JONATHAN H.D.G.PINTO**; AVELAR, G. F. ; LOBATO, S. C. ; AQUINO, E. P. ; RODRIGUES, M. C. B. P. ; TOMIN, M. A. ; BARBOSA, P. G. ; FERREIRA, A. A. . Cascade DC-DC Converter Modeling Developed to Supercapacitor Energy Management System. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP 2017, 2017, JUIZ DE FORA. COBEP-2017, 2017.

### RESULTADOS INDIRETOS

- [ 2 ] **JONATHAN H.D.G. PINTO**; LOBATO, S. C. ; OLIVEIRA, J. G. ; FERREIRA, A. A. . An alternative to charging stations for electric vehicles. In: PEDG2017 - 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2017, Florianópolis. 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2017.
- [ 3 ] LOBATO, S. C.; **JONATHAN H.D.G.PINTO** ; OLIVEIRA, F. H. ; PENGO, P. V. ; AVELAR, G. F. ; DEOTTI, L. M. P. ; VALENTIM, J. A. ; GOMES, F. V. ; FERREIRA, A. A. . Microgeração Solar Fotovoltaica. In: Henrique Antônio Carvalho Braga; Pedro Santos Almeida; Pedro Gomes Barbosa. (Org.). Tutoriais do COBEP 2017. 1ed.Juiz de Fora , 2017, v. , p. 93-146.

## 2 SISTEMA HÍBRIDO DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Os sistemas híbridos de armazenamento de energia são formados pela associação de equipamentos com diferentes características e tecnologias de fabricação. Essa associação é fundamental, pois as deficiências ou limitações de um dado armazenador são compensadas pelas características do outro. Um exemplo de um sistema híbrido é aquele formado pela associação de um banco de BT chumbo-ácido com um banco de supercapacitores. As BT chumbo-ácido apresentam baixa densidade de potência e uma elevada densidade de energia. Já os SC apresentam elevada densidade de potência e baixa densidade de energia. Desse modo, a associação das BT chumbo-ácido e SC irá formar um sistema com elevada densidade de potência e energia.

### 2.1 BATERIAS ELETROQUÍMICAS

Uma bateria é composta por um conjunto de células, as quais estão conectados em série e/ou em paralelo. Estas células são capazes de armazenar energia química. A conversão da energia química em elétrica ocorre através de reações eletroquímica de oxidação-redução (redox) (LARMINIE & LOWRY, 2003). De acordo com o tipo de material das células que compõem o interior de uma bateria, elas podem ser classificadas como não recarregáveis (células primárias) ou recarregáveis (células secundárias).

A vida útil das baterias não recarregáveis se encerra quando suas células primárias se descarregam por completo, devendo as mesmas serem descartadas. Este tipo de bateria é utilizado como fonte de sistemas de baixa potência como: relógios eletrônicos, calculadoras e outros aparelhos portáteis. As BT recarregáveis são chamadas de “acumuladores” ou “baterias de armazenamento”. Suas células secundárias podem ser recarregadas com o auxílio de uma fonte externa possibilitando que sejam utilizadas várias vezes. As BT recarregáveis são usadas para alimentar: telefones celulares, *no-breaks*, VE, VEH, notebooks, sistemas de iluminação de emergência entre outros. (PINHO & GALDINO, 2014).

Diferentes tecnologias de baterias recarregáveis estão disponíveis no mercado. As principais características de avaliação das baterias recarregáveis são: densidade de energia, eficiência, capacidade, ciclo de vida, taxa de autodescarga, reciclabilidade dos materiais e custo. Dentre os principais tipos pode-se citar: Chumbo-ácido (Pb-ácido), Níquel-Cádmio(NiCd), Níquel-hidreto metálico (NiMH), íons de lítio(Li-ion) e íons de sal fundido entre outras. De acordo com a operação desejada, elas são classificadas como:

- **Automotivas** são projetadas para descargas rápidas com elevada taxa de corrente e com profundidades de descarga reduzidas. Este tipo de bateria é utilizada na partida de motores à combustão interna.
- **Tracionárias** são usadas para alimentar veículos elétricos. Este tipo de bateria é projetada para operar em regime de ciclo diário com descargas profundas e taxa de descarga moderada.
- **Estacionárias** são utilizadas para aplicações em que as baterias permanecem em regime de flutuação e são utilizadas para sistemas que necessitam de ciclos de carga e descarga. Essas baterias são comumente utilizadas em fontes ininterruptas de energia (do inglês *Uninterruptible Power Supplies*) (UPS) estacionárias.

Os principais desafios tecnológicos associados relacionados a aplicação de baterias eletroquímicas em veículos elétricos são:

- alta confiabilidade;
- alto desempenho (ciclos de vida e profundidade de descarga);
- alta densidade energética;
- ampla faixa de temperatura de operação;
- segurança.

Nos modernos VE e VEH são empregadas BT de íons de lítio para alimentar o sistema de tração do veículo e BT chumbo-ácido para os demais sistemas elétricos e eletrônicos embarcados no veículo. Contudo, diferentemente dos veículos convencionais onde as BT chumbo-ácido são carregadas pelo alternador, nos VE essas baterias são carregadas por um conversor CC-CC, alimentado pela BT de íons de lítio responsável pela tração do automóvel.

## 2.2 SUPERCAPACITORES

Os capacitores são elementos passivos de dois terminais que armazenam energia potencial no campo elétrico induzido no dielétrico que separa dois eletrodos ou placas carregadas com cargas positivas e negativas, respectivamente. Desse modo, eles podem ser descarregados e recarregados diversas vezes.

O avanço da tecnologia de materiais permitiu a fabricação de capacitores capazes de armazenar uma maior quantidade de energia que os capacitores tradicionais. Estes novos elementos são denominados supercapacitores ou capacitores eletroquímicos de dupla camada (do inglês *Electrochemical Double Layer Capacitors*) (EDLCs) ou simplesmente, ultracapacitores. Estes apresentam uma maior capacidade de carga e descarga rápidas quando comparados com os capacitores convencionais e as BT (LUKIC et al., 2008).

A comercialização de módulos SC começou no final da década de 70. Inicialmente eram indicados para produtos eletrônicos de baixa potência devido a baixa tensão que suas células suportavam, tipicamente abaixo de 2,5 V. Com o passar dos anos foi possível desenvolver e empregar os SC em sistemas com tensões maiores. Contudo, foi somente a partir da década de 90 que o uso de SC se difundiu devido as aplicações em VE e VEH (KÖTZ & CARLEN, 2000). Para essas aplicações, os SCs funcionam como fonte de transferência rápida de energia, incorporando um melhor desempenho ao sistema de armazenamento e de conversão de energia do veículo.

Como os módulos SCs apresentam uma baixa resistência série equivalente (do inglês *Equivalent Series Resistance*) (ESR), eles são interessantes para suprirem picos de corrente demandados pelo sistema de tração dos VE. Contudo, para utilizar em sistemas com tensões mais elevadas, vários SCs devem ser associados em série. Com isso, para que as tensões dos diferentes módulos sejam distribuídas uniformemente, deve-se utilizar circuitos auxiliares, os quais podem ser: (i) passivos, formados pela conexão de resistências em paralelo com cada módulos e (ii) ativos, formados por circuitos eletrônicos, ou (iii) híbridos, formado pela combinação das duas estratégias anteriores (KÖTZ & CARLEN, 2000; BELHACHEMI; RAEL & DAVAT, 2000).

O armazenamento de energia em um capacitor padrão é realizado por meio de materiais dielétricos contidos entre suas placas, nos quais podem ser polarizadas sobre aplicação de campo elétrico. Com o alinhamento dos dipolos internos, é estabelecido um campo elétrico. Quanto maior a placa de carga que está contida no SC, maior é o valor

da capacitância, e a energia que pode ser armazenada (HALPER & ELLENBOGEN, 2006). De acordo com (MELO, 2014), os SCs atingem o mesmo nível de energia armazenada. No entanto, isto ocorre por separação em massa e movimentos de cargas. O processo para mover cargas opostas para lados distintos é de natureza eletroquímica, semelhante à tecnologia utilizada em baterias. No entanto, não se trata de uma reação química e sim de um fenômeno físico.

### **2.3 ESTRUTURAS DE SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA**

Nesta seção são ilustradas e discutidas sobre algumas estruturas apresentadas na literatura sobre sistema de armazenamento de energia. Para uma melhor abordagem, no Apêndice A estão apresentadas informações adicionais sobre o tema.

As baterias eletroquímicas são fontes principais dos sistemas de armazenamento de energia (do inglês *Energy Storage Systems*) (ESSs) utilizados para alimentar VE, VEH e veículo elétrico *plug-in* (VEP) (LUKIC et al., 2008; BAISDEN & EMADI, 2004). Contudo as BT apresentam desvantagens como: baixa densidade de potência e um número limitado de ciclos de carga e descarga (LUKIC et al., 2008; BAISDEN & EMADI, 2004; HE et al., 2013).

Por outro lado, o elevado custo dos SCs é um fator que restringe sua utilização em diversas aplicações nas quais são necessários níveis médios ou elevados de tensão. No entanto, para sistemas que apresentam mais de uma fonte de energia, como, por exemplo, baterias, SC e/ou células à combustível (CaC), é possível obter soluções técnicas e econômicas mais viáveis (FERREIRA et al., 2007).

A Figura 3 ilustra uma topologia híbrida de um sistema de armazenamento de energia proposto para alimentar um VE (CHOI; KIM & SEO, 2012). A BT e o SC são conectados a um mesmo barramento CC através de conversores CC-CC. Este barramento também alimenta o conversor CC-CA que aciona o motor responsável pela propulsão do veículo. Esta topologia possui um bom desempenho dinâmico, especialmente para a controlabilidade do fluxo de corrente, pelo fato de o mesmo ser controlado em paralelo. Além disso, esta topologia é tolerante à falhas e mantém o seu funcionamento mesmo que sejam detectados problemas na bateria ou no SC (CHOI; KIM & SEO, 2012).

De acordo com Avelino et al. (2014), o uso de dois conversores CC/CC garante uma maior controlabilidade da estrutura de armazenamento de energia, permitindo controlar independentemente o fluxo de potência em ambas as fontes sendo possível

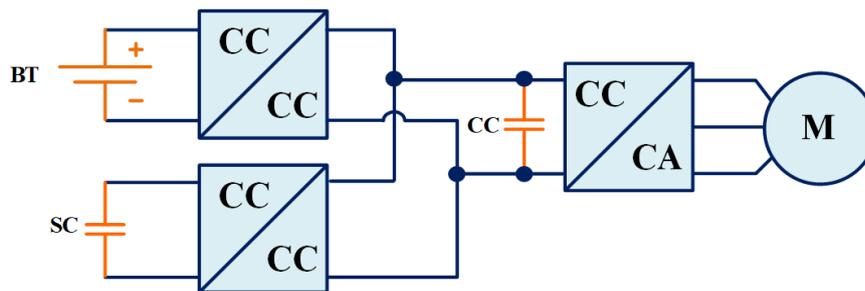


Figura 3: Diagrama esquemático de um sistema híbrido ESS.

limitar os picos de corrente pelas baterias.

Em (NAPOLI et al., 2002) é apresentado um conversor eletrônico com múltiplas entradas (do inglês *multi input power electronic converter*) (MIPEC), baseados em conversores bidirecionais que compartilham o mesmo barramento corrente contínua (CC), para aplicações em veículos elétricos. Em (FERREIRA et al., 2007), os autores apresentam outra topologia MIPEC, utilizando BT, SC e células combustíveis. A topologia utiliza três conversores elevadores bidirecionais em corrente, nos quais compartilham o mesmo barramento. Esta estratégia possibilita o controle individual de cada fonte de armazenamento de energia. Além disso, este arranjo permite reduzir o dimensionamento da célula combustível e aumentar a vida útil das fontes que compõem esta topologia.

Além das topologias estudadas, o controle para este tipo de sistema vem sendo amplamente discutido na literatura. Em HESS, o principal problema apresentado é o desenvolvimento de técnicas para controlar o fluxo de corrente que flui dentro e fora das baterias e além disso, tentar minimizar as perdas de energia observada pelos SCs. Em (CHOI; KIM & SEO, 2012), é proposto um sistema de gerenciamento de energia para o HESS ativa. Com o intuito de encontrar um sistema que otimize os problemas citados acima, foi desenvolvido um algoritmo o qual busca a viabilidade e a otimização de uma situação crítica. Este algoritmo é baseado na dinâmica do Incremento Multiplicativo e Decremento Aditivo (do inglês *Multiplicative Increase Additive Decrease - MIAD*)

Em (AVELINO et al., 2014) é apresentado um sistema HESS composto por bateria e SC para aplicações em VE. A estratégia de controle combina características de múltiplas fontes em termos das densidades de energia e de potência. O sistema gerencia o fluxo de potência entre os diferentes dispositivos de maneira a aumentar a eficiência do sistema de propulsão. O sistema também permite recarregar os SC durante a frenagem regenerativa.

Em (TROVÃO et al., 2013) é proposto um sistema de otimização, utilizando meta-heurística baseada em regras visando gerenciar o fluxo de energia em um conversor multinível acoplado no VE. Este conversor multinível compartilha energia entre duas fontes, BT e SC. Um gerenciamento à longo prazo restringe dinamicamente o espaço de busca com base em um conjunto de regras. Um segundo nível de gerenciamento, de curto prazo, implementa a estratégia de otimização com base em uma técnica meta-heurística. As soluções encontradas para o problema de compartilhamento de energia são usadas para gerar as referências de energia para um controlador de conversores CC/CC de nível inferior.

Em (ORTÚZAR; MORENO & DIXON, 2007) é desenvolvido um sistema composto por um banco de SC e um conversor abaixador-elevador, os quais são instalados em um VE, sendo este alimentado por uma bateria de chumbo-ácido e um motor. Foram utilizadas duas estratégias de controle: a primeira baseada em heurísticas e a outra em um modelo de otimização, que utiliza redes neurais. Após a implementação desses dois métodos, foram realizadas comparações com relação a viabilidade econômica quanto a utilização desses sistemas para um VE. Os resultados encontrados mostram que a redução de custos só justificaria a inclusão desta topologia em um veículo à bateria de chumbo-ácido se a duração desta for estendida acima 50 %. No entanto, isto é improvável. Os mesmos resultados foram estudados para um caso em que ocorre a substituição de baterias de chumbo-ácido por célula à combustível. Neste caso, os custos dos diferentes sistemas para o suporte de energia foram avaliados. Os resultados mostraram uma significativa redução de custos quando as configurações do sistema auxiliar de energia são incluídas em contraste com um sistema alimentado apenas por células à combustível. Além disso, a redução de custos foi maior ao usar ultracapacitores para esse propósito.

Em (BELTRÁN, 2012) é utilizado uma estratégia de controle preditivo para carga e armazenamento de energia renovável. Este controle permite determinar de maneira antecipada os sinais de controle que serão enviados para os conversores conectados à rede. Para realizar a verificação do sistema proposto, foram apresentadas três situações. Os resultados obtidos, mostraram que os sistemas híbridos que apresentam único tipo de dispositivo de armazenamento necessitam de um tamanho maior para absorver flutuações na geração e na demanda. No entanto, em sistemas híbridos, nos quais incluem um maior número de fontes para geração e de armazenamento, o tamanho reduz em, aproximadamente, 6 vezes e o custo em 20 vezes. Por fim, os sistemas híbridos com ligação à rede pública, reduz os dispositivos de armazenamentos em 75% em com-

paração ao caso anterior, mas o custo sofre pouca redução, mas com a vantagem de ter um sistema confiável.

## **2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS**

Neste capítulo foi apresentado uma breve revisão bibliográfica sobre sistemas de armazenamento de energia com ênfase para os HESS. Baseado nas características observadas escolheu-se estudar uma topologia de um HESS para atender a demanda de potência de um VE, na qual são combinadas duas fontes de armazenamento de energia, um SC e uma BT. O SC permite contornar as limitações das BT relativas as operações de descarga e carga rápidas que ocorrem durante os processos de aceleração e frenagem bruscas, respectivamente. No próximo capítulo serão apresentadas as etapas da modelagem matemática e do controle da topologia do conversor modular proposto usado para gerenciar a energia do banco de SC do sistema HESS.

### 3 MODELAGEM DO CONVERSOR MODULAR

Diferentes topologias de conversores CC/CC, de potência elevada, vêm sendo propostas e utilizadas em sistemas de armazenamento de energia destinados a VE e sistemas de energia renováveis (SUN et al., 2016). De uma maneira geral, as topologias isoladas de conversores têm sido menos utilizadas nas aplicações de VE devido ao maior volume (LI et al., 2011). A associação em série ou em paralelo de conversores estáticos ou de células de comutação pode ser utilizadas toda vez que a fonte de alimentação não é capaz de fornecer a tensão ou corrente demandadas pela carga (BRAGA & BARBI, 2000). Para aumentar a confiabilidade de uma associação é necessário, além de dividir a potência fornecida entre os vários módulos, equalizar as tensões e correntes nos terminais de cada de conversor ou célula de comutação. Essa característica permite sintetizar formas de onda de tensão e corrente com vários níveis nos terminais do conversor (LUDOIS & VENKATARAMANAN, 2014).

Os conversores multiníveis podem ser utilizados nos HESS para gerenciar a energia armazenada em bancos de SC proveniente dos sistemas de frenagem regenerativa de veículos elétricos (MONTESINOS-MIRACLE et al., 2013; WU et al., 2014). Com isso, este capítulo apresenta uma topologia de um conversor modular multinível proposto para ser utilizado no HESS com o objetivo de alimentar um protótipo de VE.

#### 3.1 CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL EM MEIA PONTE

Para trabalhar com sistemas de regeneração de energia, deve-se utilizar um conversor que seja bidirecional em corrente para realizar o procedimento de carga e descarga nos módulos SC. Na Figura 4 é apresentada a topologia do conversor em meia ponte (do inglês *half-bridge*). Este é um conversor de energia de dois quadrantes, capaz de ser bidirecional em corrente, onde  $v_i$  é tensão CC entrada;  $v_o$  é tensão CC de saída;  $L$  é o indutor de interface;  $S_H$  e  $S_L$  são os interruptores superior e inferior do conversor em meia ponte. Já na Figura 4 (b) é mostrado o circuito médio do conversor em meia ponte em que  $v_t$  é a tensão CC de entrada e  $v_o$  é a tensão CC de saída. Pode-se notar

nessa figura que a tensão terminal é controlada pela razão cíclica  $\delta$  do conversor.

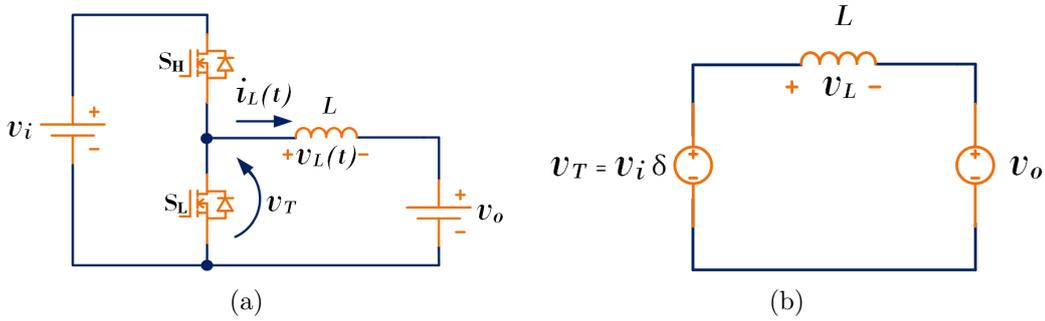


Figura 4: (a) Topologia do conversor meia ponte; (b) modelo médio do conversor meia ponte.

O conversor da Figura 4 atuará como abaixador de tensão se interruptor  $S_H$  estiver conduzindo e  $S_L$  não conduzindo. Neste caso a corrente pelo indutor será positiva. Por outro lado, quando  $S_H$  ficar bloqueado e  $S_L$  for comutado ele irá operar como elevador de tensão e a corrente  $i_L(t)$  será negativa. Os interruptores da Figura 4 poderão ser controlados com sinais complementares. Esse tipo de operação evita que o conversor entre no modo de condução descontínua de corrente.

Nas Figura 5 (a) e (b) são mostradas as formas de onda da tensão chaveada e da corrente sintetizada pelo conversor. Observe que a corrente pode ser positiva ou negativa, dependendo do valor da tensão terminal  $v_T = \delta v_i$ .

Assumindo que as tensões de entrada e de saída da Figura 4 (a) são constantes durante um período de comutação, pode-se escrever a seguinte relação para a indutância de saída do conversor:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_L \quad (3.1)$$

Admitindo que  $L$  é grande o suficiente para garantir um regime de condução contínua para a corrente pode-se reescrever (3.1) como se segue:

$$L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = v_L \quad (3.2)$$

onde  $\Delta i_L = (i_{L_{\max}} - i_{L_{\min}})$  é a variação incremental da corrente pelo indutor durante um período de chaveamento  $\Delta t$ .

Tendo em mente as formas de onda da tensão e da corrente mostradas na Fi-

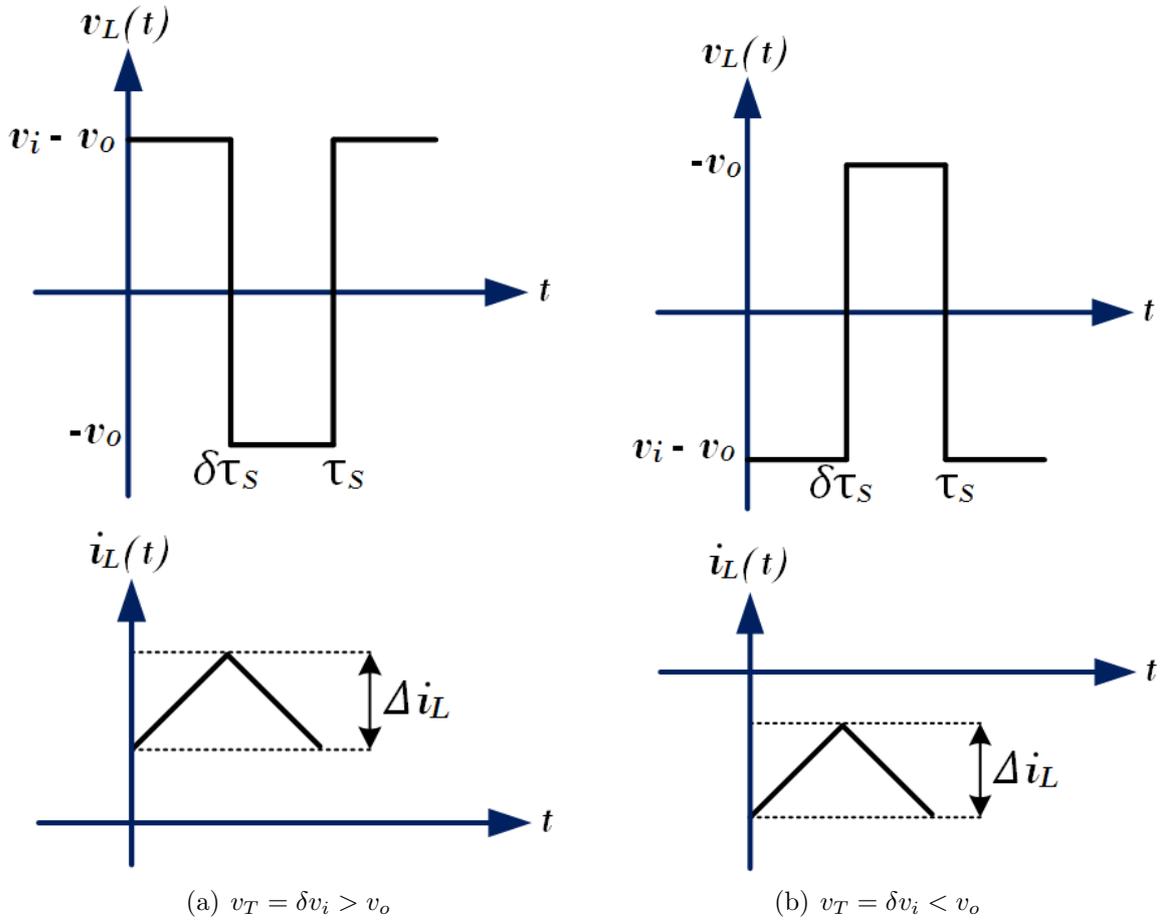


Figura 5: Formas de onda da tensão e corrente nos terminais do conversor em meia ponte: (a)  $i_L(t) > 0$  e (b)  $i_L(t) < 0$ .

Figura 5 (a) pode-se reescrever (3.2) para o intervalo de 0 à  $\delta\tau$  como:

$$v_i - v_o = L \frac{\Delta i_L}{\delta\tau} \quad (3.3)$$

Fazendo  $\tau = \frac{1}{f_{sw}}$  em (3.3) tem-se:

$$L = \frac{\delta(v_i - v_o)}{f_{sw}\Delta i_L} \quad (3.4)$$

onde  $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento do conversor.

Finalmente, substituindo  $v_o = \delta v_i$  em (3.4) chega-se a seguinte relação para estimar o valor da indutância do conversor:

$$L = \frac{\delta(1 - \delta)v_i}{f_{sw}\Delta i_L} \quad (3.5)$$

onde  $\delta$  é a razão cíclica do interruptor do conversor.

### 3.2 ASSOCIAÇÃO EM SÉRIE DE CONVERSORES EM MEIA PONTE

Nas Figura 6 (a) e (b) são apresentadas as topologias do conversor abaixador e elevador, respectivamente. Ambas topologias são resultantes da associação série de conversores bidirecionais em meia ponte (MONTESINOS-MIRACLE et al., 2013).

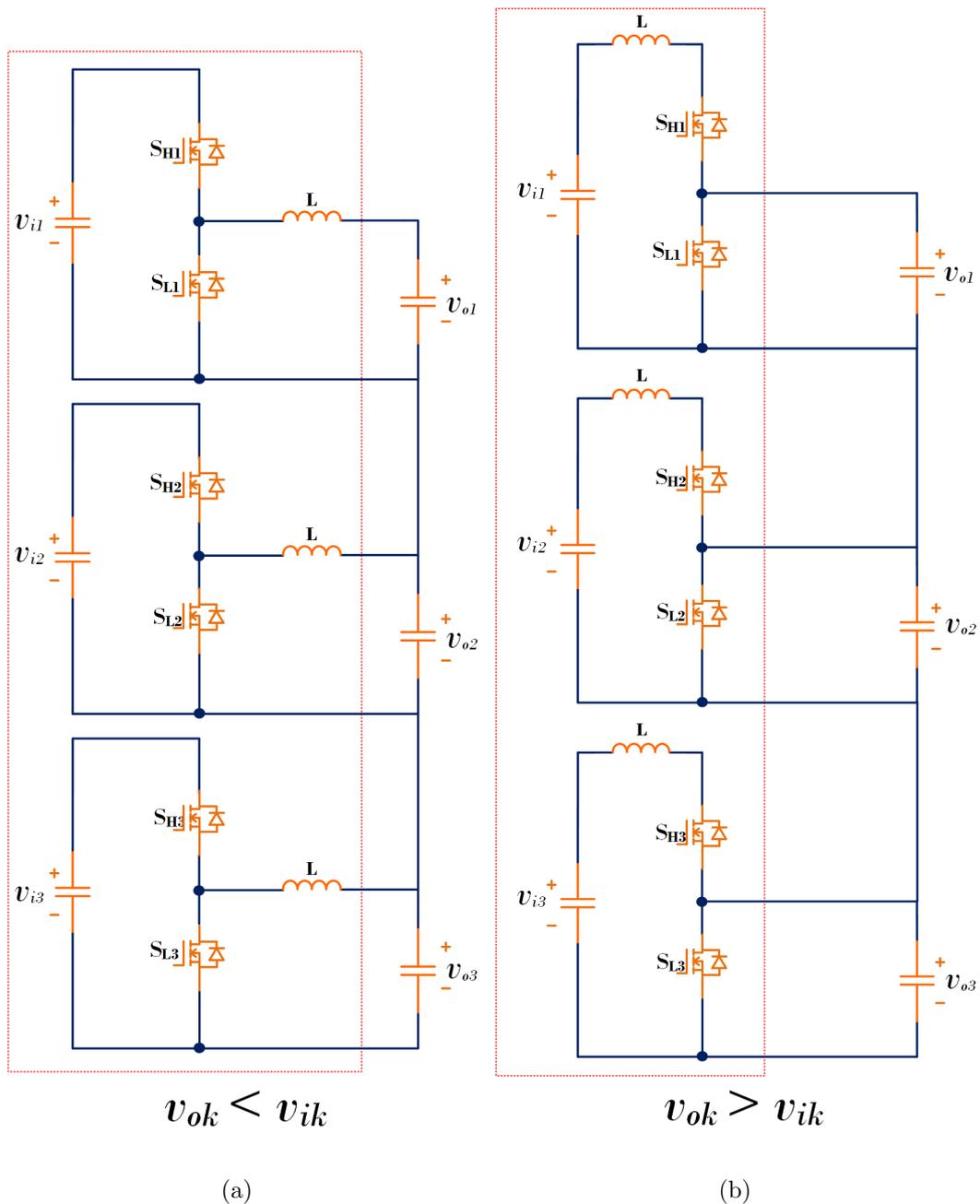


Figura 6: Associação série de conversores em meia ponte: (a) abaixador e (b) elevador.

Com a topologia do conversor em cascata, a tensão total de entrada  $v_{i_{total}}$  será igual a soma das tensões de entrada de cada módulo e, conseqüentemente este cálculo ocorre para a tensão de saída  $v_{o_{total}}$ . Portanto, o procedimento para o cálculo da indutância

do conversor em cascata é o mesmo apresentado em (3.5). Em (3.6) é apresentada a expressão para o cálculo da indutância de um conversor abaixador em cascata.

$$L = \frac{v_{o_{total}}(1 - \delta)}{\Delta i_L f_{sw} N} \quad (3.6)$$

em que  $N$  é o número de módulos e  $v_{i_{total}} = (v_{o_{total}}/N\delta)$ .

Para o conversor elevador de tensão em cascata, o cálculo da indutância é dado por (3.7). Note que para este conversor  $v_{o_{total}}$  é a alta tensão e  $v_{i_{total}}$  é a baixa tensão.

$$L = \frac{v_{o_{total}}\delta(1 - \delta)}{\Delta i_L f_{sw} N} \quad (3.7)$$

Neste caso,  $v_{i_{total}} = \frac{v_{o_{total}}\delta}{N}$ .

### 3.3 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

Na Figura 7 é apresentada a topologia do modular multinível. Este conversor é formado pela na conexão em série de vários conversores em meia-ponte. Esta topologia se comporta basicamente como um conversor único abaixador de tensão e não uma conexão em série de conversores abaixadores de tensão, como apresentado na seção anterior.

Na topologia do HESS apresentado no capítulo anterior, cada célula do acumulador de energia ou banco SC pode ser conectado nos terminais de entrada de um submódulo ou conversor em meia ponte. Assim, a tensão total de saída, além de ser formada pela soma das tensões sintetizadas por cada submódulo, dependerá da estratégia de chaveamento utilizada para controlar os interruptores semicondutores do conversor.

As técnicas modulação de largura de pulso (do inglês *Pulse Width Modulation*) (PWM) que usam várias portadoras triangulares podem também ser aplicadas para controlar os conversores MMC. Franquelo et al. (2008) apresentou uma revisão de algumas estratégias PWM indicadas para controlar conversores multiníveis. Na Figura 8 é mostrado um fluxograma com as principais estratégias multiportadoras.

As técnicas PWM que fazem uso de múltiplas portadoras podem ser divididas em dois grupos: com deslocamento de nível e com deslocamento de fase das portadoras triangulares. No primeiro grupo estão as técnicas modulação PWM com deslocamento de nível das portadoras triangulares (do inglês *Phase Disposition PWM*) (PD-PWM),

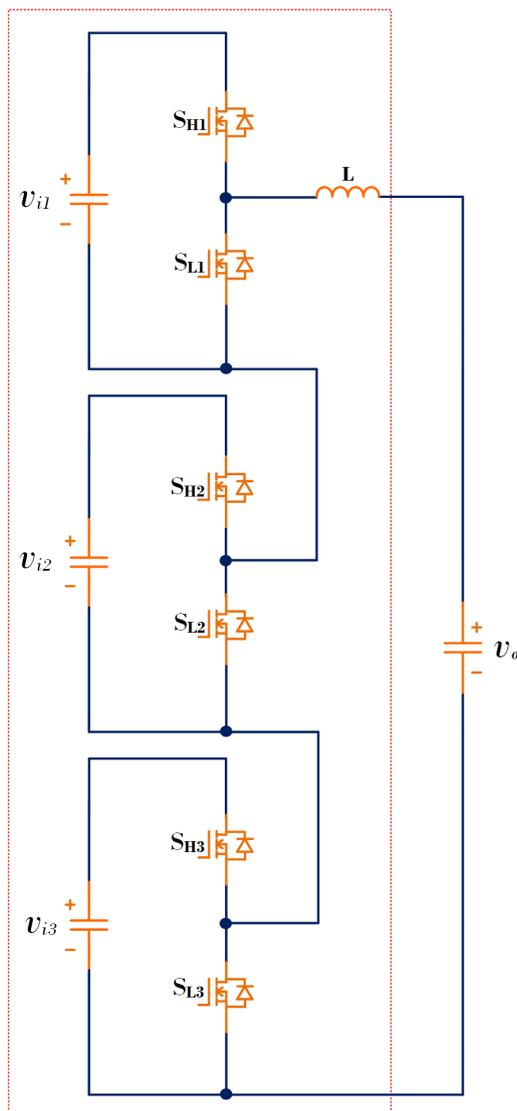


Figura 7: Diagrama esquemático do conversor modular multinível com três módulos em meia-ponte.

modulação PWM com deslocamento de nível e de fase das portadoras triangulares (do inglês *Phase Opposition Disposition PWM*) (POD-PWM) e PWM com deslocamento de nível e alternância de fase das portadoras triangulares (do inglês *Alternate Phase Opposition Disposition PWM*) (APOD-PWM). Enquanto no segundo grupo está a modulação PWM com deslocamento de fase das portadoras triangulares (do inglês *Phase Shifted Pulse Width Modulation*) (PSPWM).

A PSPWM é uma adaptação PWM senoidal onde são usadas múltiplas portadoras triangulares igualmente defasadas entre si (ALVARENGA et al., 2013). Esta estratégia promove o cancelamento dos harmônicos de baixa ordem gerados na PWM senoidal (XU & AGELIDIS, 2007). O ângulo de defasagem das portadoras triangulares para um

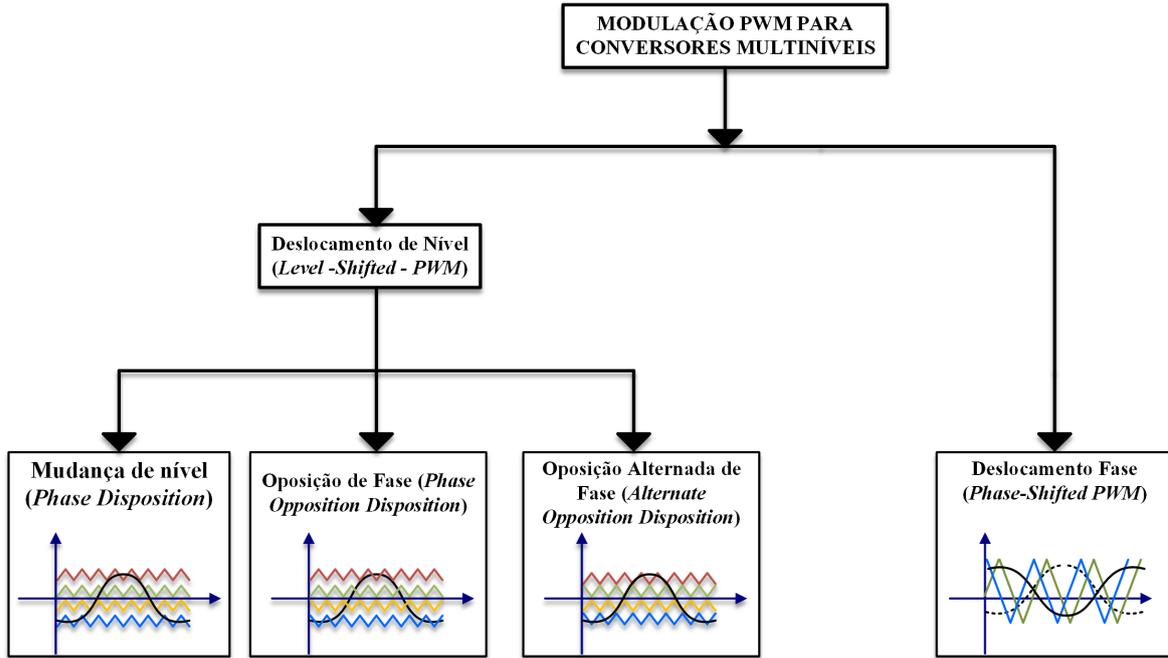


Figura 8: Organização dos algoritmos ou estratégias PWM para conversores multiníveis (FRANQUELO et al., 2008).

conversor modular com  $N$  submódulos é dado por:

$$\theta = \frac{2\pi}{N} \text{ rad} \quad (3.8)$$

Na Figura 9 (a), (b) e (c) são mostradas as portadoras triangulares, os sinais de disparo e a tensão resultante de conversor modular com seis módulos, respectivamente.

Nesta estratégia, a frequência equivalente da tensão sintetizada pelo conversor será  $N$  vezes à frequência de comutação de um dos submódulos, como apresentado em (3.9) (MASSOT-CAMPOS et al., 2011).

$$f_{eq} = f_{sw}N \quad (3.9)$$

Contudo, para que o cancelamento dos harmônicos do método PSPWM seja efetivo é necessário balancear as tensões de cada módulo (TU; XU & XU, 2011). Nesse sentido, é importante desenvolver um algoritmo para equalizar as tensões de cada módulo. O valor da indutância do conversor modular pode ser caculado por:

$$L = \frac{v_{o_{total}}(1 - \delta)}{\Delta i_L f_{sw} N^2} \quad (3.10)$$

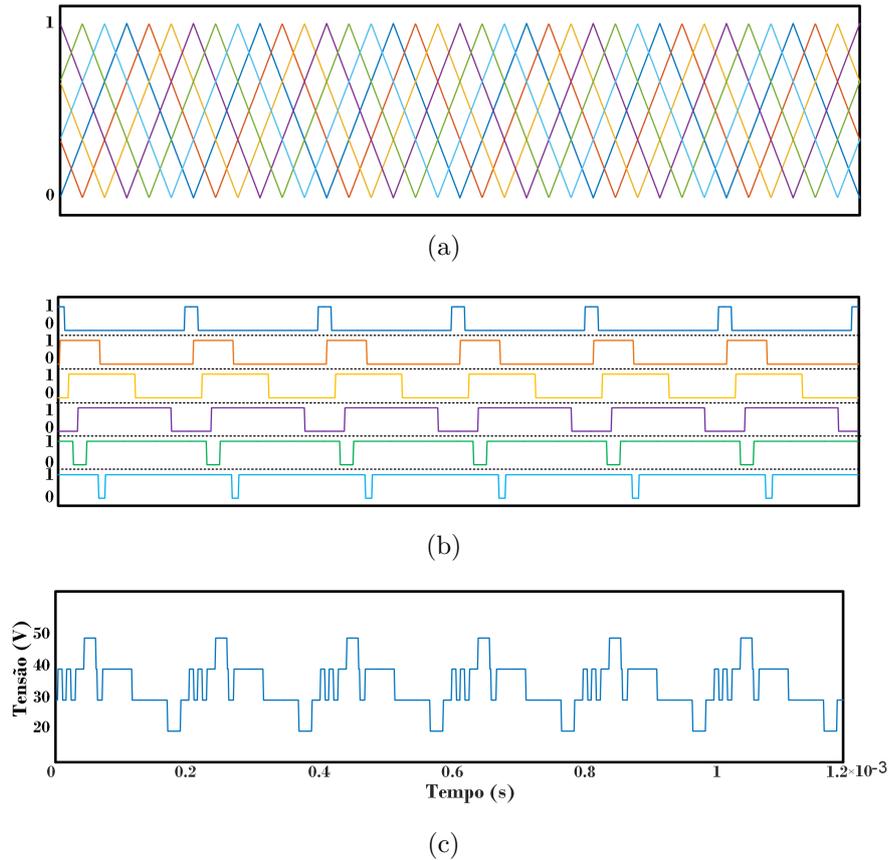


Figura 9: (a) Portadoras triangulares; (b) sinais de disparo dos submódulos; (c) tensão sintetizada nos terminais do conversor.

onde  $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento dos interruptores de cada submódulo.

### 3.4 COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS

Pelo exposto, pode-se concluir que o valor do indutor diminui proporcionalmente com o aumento do número de módulos do conversor modular multinível. Na Tabela 1 é apresentado um cálculo teórico para os três tipos de conversores anteriores, considerando uma tensão de saída  $v_{o_{total}} = 48$  V, frequência de comutação de 5 kHz e ondulação da corrente de 0,05 A.

A energia máxima armazenada em um indutor, (3.11), é proporcional ao seu tamanho (GARCIA et al., 2010). Sanjaya (2006) denominou este conceito como *energy-handling capability*. Desta maneira, ao comparar a energia total armazenada pelos indutores das topologias de conversores da Tabela 1, pode-se avaliar o volume e o custo relativo de cada unidade.

$$E_{arm.} = \frac{1}{2}Li^2 \quad (3.11)$$

Tabela 1: Comparativo entre os cálculos para os indutores.

Topologia	L	$v_{o_{total}}$	$\Delta i_L$	$f_s$
Abaixadora em cascata	$L = \left( \frac{v_{o_{total}}}{2\Delta i_L f_{sw} N} \right)$	48V	0,05A	5 kHz
Elevadora em cascata	$L = \left( \frac{v_{o_{total}}}{4\Delta i_L f_{sw} N} \right)$	48V	0,05A	5 kHz
Conversor modular	$L = \left( \frac{v_{o_{total}}}{2\Delta i_L f_{sw} N^2} \right)$	48V	0,05A	5 kHz

Na Figura 10 é ilustrado o comportamento dos valores das indutâncias de cada topologia de conversor estudada nesta seção em função do número de módulos. Observe que para  $N > 3$  a indutância do MMC é a menor dos três casos. Além disso, enquanto nas outras duas topologias são usados  $N$  indutores, no MMC é necessário somente um indutor.

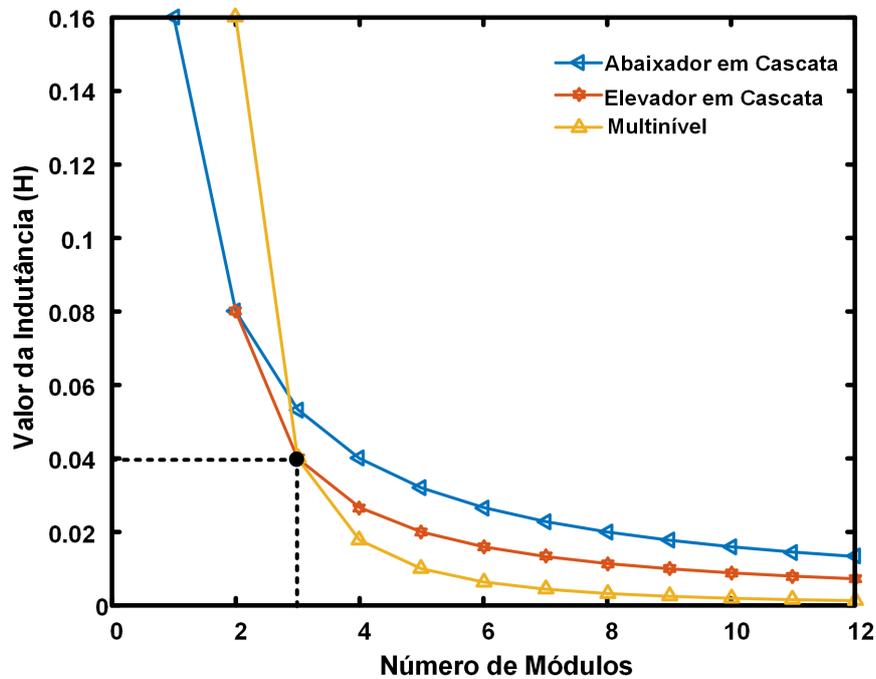


Figura 10: Comparação do valor da indutância para cada topologia.

### 3.5 MODELO MATEMÁTICO DE UM SUBMÓDULO DO MMC

Na Figura 11 é apresentada a estrutura de um dos submódulos do MMC. O SC é representado pela fonte de tensão  $v_{SC}$  e sua resistência equivalente em série  $R_{SC}$ . Por se tratar de um conversor bidirecional em corrente, ele trabalha como abaixador de tensão quando o fluxo de potência for no sentido de  $v_i$  para  $v_o$ , caso contrário este conversor é elevador de tensão.

Nesta representação foram utilizados SC pelo fato de serem a estrutura com maior complexidade para efeitos de controle do sistema híbrido de armazenamento de energia. Neste exemplo poderia ter sido utilizada uma BT no lugar do SC. Contudo, neste caso, a quantidade de módulos seria maior e aumentaria a complexidade da modelagem dinâmica desnecessariamente.

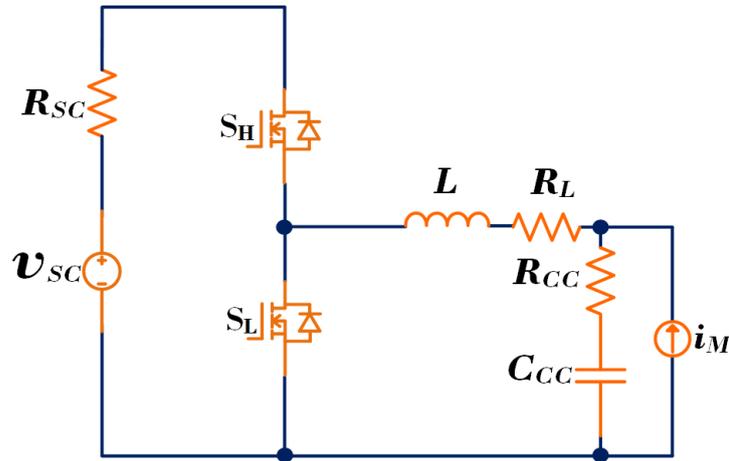


Figura 11: Estrutura de um módulo do sistema à ser estudado

A fonte de corrente  $i_M$  desenhada na Figura 11 irá ser usada para representar, de maneira simplificada, o funcionamento do motor elétrico durante as frenagens e acelerações rápidas. Os parâmetros  $R_{CC}$  e  $C_{CC}$  representam o capacitor e a resistência equivalente do barramento CC. Além disso,  $v_{SC}$  e  $R_{SC}$  representam a tensão do módulo SC com sua respectiva resistência equivalente.

No desenvolvimento do modelo matemático, analisando o comportamento do sistema, em que trabalha com um barramento CC e um SC, observa-se que o barramento apresenta uma dinâmica mais rápida que o SC, por apresentar uma tensão total e um nível de capacitância menor. Com isso, para fins de simplificação do modelo, considerou-se a tensão no SC como uma variável de entrada do sistema.

### 3.6 REPRESENTAÇÃO DAS VARIÁVEIS EM ESPAÇO DE ESTADOS

O modelo matemático do sistema foi obtido utilizando o modelo médio no espaço de estados, que deve resultar na forma padrão descrita em (3.12):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \end{cases} \quad (3.12)$$

onde os vetores  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{u}$  e  $\mathbf{y}$  são dados por  $\mathbf{x} = [i_L \ v_{CC}]'$ ,  $\mathbf{u} = [i_M \ v_{SC}]'$ ,  $\mathbf{y} = [i_L \ v_{SC}]'$  e o sobrescrito (') indica vetor transposto.

#### 3.6.1 O MODELO MÉDIO NO ESPAÇO DE ESTADOS

Durante os intervalos de comutação, as equações de estados do circuito linear são resultantes da condução e do bloqueio dos interruptores. Para o submódulo da Figura 11, no intervalo de 0 à  $\delta\tau$ , considerando que  $S_1$  conduz, pode-se escrever em (3.13):

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_1x + \mathbf{B}_1u \\ y = \mathbf{C}_1x \end{cases} \quad (3.13)$$

Para o intervalo em que o interruptor  $S_1$  está cortado, ou seja, para o intervalo de  $\delta\tau$  à  $\tau$ , a equação é dada por (3.14):

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_2x + \mathbf{B}_2u \\ y = \mathbf{C}_2x \end{cases} \quad (3.14)$$

Ponderando (3.14) e (3.15) em relação aos períodos de operação pode-se escrever a seguinte representação para o sistema, (3.15):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = [d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2]\mathbf{x} + [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2]\mathbf{u} \\ \dot{\mathbf{y}} = [d\mathbf{C}_1 + (1-d)\mathbf{C}_2]\mathbf{x} \end{cases} \quad (3.15)$$

Podendo ser reescrita na forma compacta como se segue em (3.16):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_s\mathbf{x} + \mathbf{B}_s\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_s\mathbf{x} \end{cases} \quad (3.16)$$

onde  $\mathbf{A}_s$  é a matriz de estados,  $\mathbf{B}_s$  matriz relativa as variáveis de entrada e  $\mathbf{C}_s$  é a matriz que relaciona as variáveis de estado com a saída do sistema.

### 3.6.2 LINEARIZAÇÃO DO MODELO MÉDIO

A decomposição das variáveis de estado, em variáveis de regime permanente (grafadas em letras maiúsculas) e em variáveis de regime dinâmico (grafadas com letras minúsculas) é descrita em (3.17):

$$\begin{cases} x = X + \tilde{x} \\ y = Y + \tilde{y} \\ d = \Delta + \tilde{\delta} \end{cases} \quad (3.17)$$

Substituindo (3.17) em (3.15) (MOHAN & UNDELAND, 2007) obtém-se:

$$\begin{cases} (\dot{X} + \dot{x}) = [(\Delta + \tilde{\delta})\mathbf{A}_1 + (1 - (\Delta + \tilde{\delta}))\mathbf{A}_2](X + \tilde{x}) + [(\Delta + \tilde{\delta})\mathbf{B}_1 + (1 - (\Delta + \tilde{\delta}))\mathbf{B}_2]u \\ (Y + \tilde{y}) = [(\Delta + \tilde{\delta})\mathbf{C}_1 + (1 - (\Delta + \tilde{\delta}))\mathbf{C}_2] \end{cases} \quad (3.18)$$

O sistema descrito por (3.18) pode ser separado no modelo de pequenos sinais dado por:

$$\begin{cases} \dot{x} = [\Delta\mathbf{A}_1 + (1 - \Delta)\mathbf{A}_2]\tilde{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)U]\tilde{\delta} \\ \tilde{y} = [\Delta\mathbf{C}_1 + (1 - \Delta)\mathbf{C}_2]\tilde{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X]\tilde{\delta} \end{cases}, \quad (3.19)$$

e no modelo em regime permanente dado por:

$$\begin{cases} 0 = [\Delta\mathbf{A}_1 + (1 - \Delta)\mathbf{A}_2]X + [\Delta\mathbf{B}_1 + (1 - \Delta)\mathbf{B}_2]U \\ Y = [\Delta\mathbf{C}_1 + (1 - \Delta)\mathbf{C}_2]X \end{cases}. \quad (3.20)$$

Cujo ponto de operação em regime permanente é calculado através de:

$$\frac{Y}{U} = -C_s A_s^{-1} B_s. \quad (3.21)$$

Agora, aplicando a transformada de Laplace em (3.19) pode-se escrever as relações de pequenos sinais, no domínio da frequência complexa  $s$ , como se segue:

$$\begin{cases} \tilde{x} = (sI - \mathbf{A}_s)^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)U]\tilde{\delta} \\ \tilde{y} = \mathbf{C}\tilde{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X]\tilde{\delta} \end{cases} \quad (3.22)$$

De (3.22) pode-se obter a função de transferência para a tensão ou corrente de saída do submódulo do conversor (OGATA, 1998):

$$\frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \mathbf{C}_s (sI - \mathbf{A}_s)^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)U] + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X] \quad (3.23)$$

### 3.7 MODELO MATEMÁTICO DE UM SUBMÓDULO

De acordo como um módulo mostrado na Figura 11 existem dois intervalos de comutação. No intervalo  $0 \leq t < \delta\tau$  o interruptor  $S_{H1}$  está em condução e  $S_{L1}$  está bloqueado. As equações para o sistema linear resultante deste modo são dadas por (3.24):

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{(R_L + R_{cc} + R_{SC})}{L}i_L + \frac{R_b}{L}i_M - \frac{1}{L}v_{cc} - \frac{1}{L}v_{sc} \\ \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_{cc}}i_M - \frac{1}{C_{cc}}i_L \end{cases} \quad (3.24)$$

As matrizes correspondentes a essas equações estão representadas em (3.25):

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_{cc} + R_{SC})}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{cc}} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_{cc}}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{cc}} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Para o segundo intervalo de funcionamento do sistema, ou seja,  $\delta\tau \leq t < \tau$ , o interruptor  $S_{H1}$  está bloqueado e  $S_{L1}$  conduz, resultando em (3.26):

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{(R_L + R_{cc})}{L}i_L + \frac{R_{cc}}{L}i_M + \frac{1}{L}v_{cc} \\ \frac{du_C}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

Para este segundo intervalo de funcionamento tem-se as seguintes matrizes de estado em (3.27):

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_{cc})}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{cc}}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

A função de transferência do sistema que relaciona a variação da razão cíclica com a corrente no indutor, a matriz  $\mathbf{C}$  é representado por  $[1 \ 0]$ . A matriz  $\mathbf{C}$  é a mesma para os dois intervalos de comutação dos interruptores, (3.28).

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \cdot (R_L + R_{cc} + \delta R_S) & \frac{-\delta}{L} \\ \frac{\delta}{C_{cc}} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \frac{R_{cc}}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

De posse das matrizes médias e de acordo com (3.23), é possível determinar o modelo médio da função de transferência do sistema com relação à corrente (3.29) e da tensão (3.30)

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\delta}(s)} = -\frac{\frac{1}{L}(v_{SC} + i_M R_{SC})s}{s^2 + \frac{1}{L}(R_{CC} + R_L + R_{SC}\delta) + \frac{1}{C_{CC}L}} \quad (3.29)$$

$$\frac{v_{\tilde{CC}}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = -\frac{\frac{1}{LC_{CC}}(v_{SC} + i_M R_{SC})}{s^2 + \frac{1}{L}(R_{CC} + R_L + R_{SC}\delta) + \frac{1}{C_{CC}L}} \quad (3.30)$$

### 3.7.1 VERIFICAÇÃO DO MODELO OBTIDO

Para verificar o modelo matemático foram realizadas simulações utilizando os software PSIM e o Matlab/Simulink. Foram comparadas as respostas do modelo matemático da função de transferência com o resultado da simulação do circuito equivalente. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação são dados na Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros para Simulação

Parâmetros	Valores
$v_{SC}$	16 V
$C_{SC}$	0,58 F
$R_S$	0,0022 $\Omega$
$R_L$	0,001 $\Omega$
$R_{CC}$	0,1 $\Omega$
$C_{cc}$	1 mF / 60 V
$\delta$	0,85
$i_M$	120 A
$L$	0,0027 H
frequência	5 kHz

Substituindo os valores apresentados nas função de transferência (3.29) e (3.30), são obtidas as funções de transferência em (3.31) e (3.32):

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{-6024s}{s^2 + 38,1s + 3,704 \times 10^5} \quad (3.31)$$

$$\frac{v_{\tilde{C}C}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{6,024 \times 10^6}{s^2 + 38,1s + 3,704 \times 10^5} \quad (3.32)$$

Na Figura 12 são mostrados os resultados das simulações do modelo matemático no Matlab/Simulink com o do circuito no PSIM. As formas de onda da corrente pelo indutor (Figura 12 (a)) e da tensão no barramento CC (Figura 12 (b)) foram obtidas para uma variação em degrau da razão cíclica de 0,85 para 0,88.

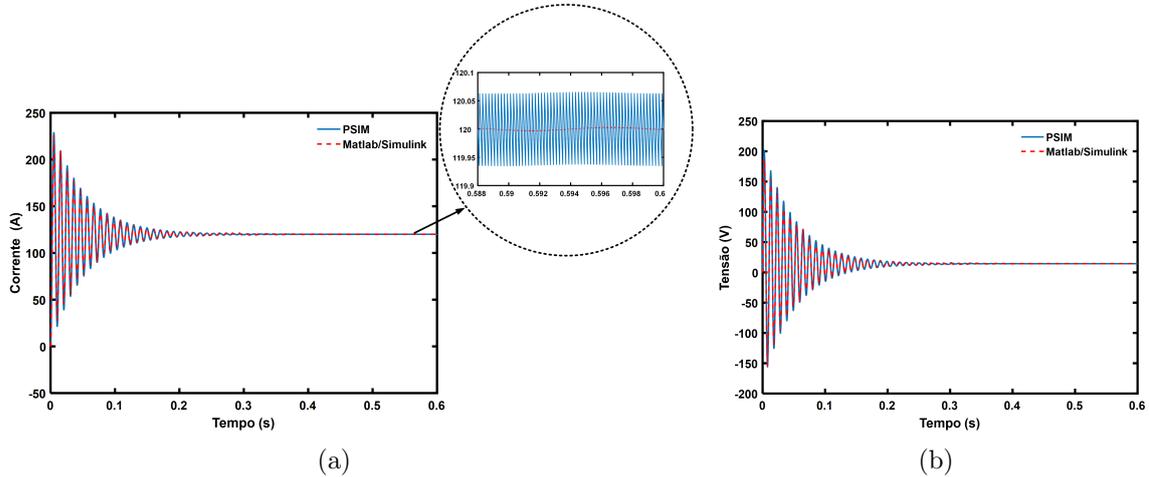


Figura 12: Formas de onda do modelo matemático do submódulo para uma variação em degrau na razão cíclica: (a) corrente e (b) tensão.

### 3.8 MODELO MATEMÁTICO DO MMC COM SEIS SUBMÓDULOS

Na Figura 13 é mostrada a estrutura do MMC com seis submódulos. Pode-se escrever as equações do modelo médio em espaço de estados para o MMC com seis módulos conforme mostrado em (3.15) onde os vetores  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y}$  e  $\mathbf{u}$  representam, respectivamente, as variáveis de estado, os sinais de saída e as entradas do conversor. Em (3.33)-(3.35)

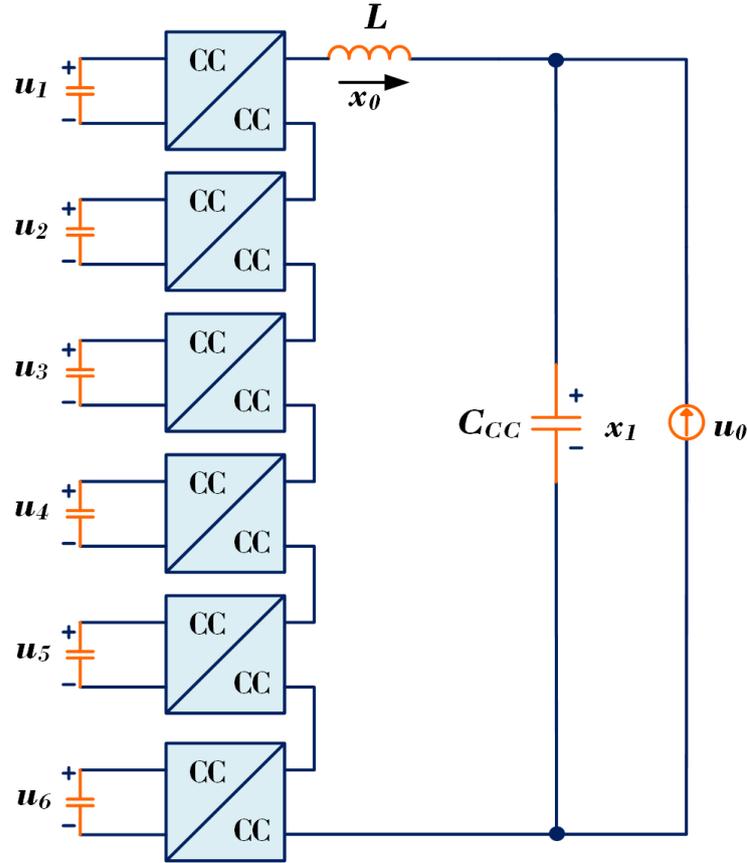


Figura 13: Topologia multinível para seis módulos

estão escritas as variáveis para o modelo em espaço de estados.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L(t) & v_{CC}(t) \end{bmatrix}', \quad (3.33)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} i_M(t) & v_{SC1}(t) & v_{SC2}(t) & v_{SC3}(t) & v_{SC4}(t) & v_{SC5}(t) & v_{SC6}(t) \end{bmatrix}', \quad (3.34)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_L & u_{C1}' \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Para o desenvolvimento do modelo dinâmico deste conversor é necessário identificar, além dos diversos intervalos de condução dos diferentes submódulos, o tipo de modulação utilizado. Na Figura 14 são mostrados os sinais de acionamento dos interruptores dos seis módulos para um para uma estratégia de chaveamento PSPWM. Observe que analisando o comportamento do conversor para determinada faixa de razão cíclica, pode-se determinar a função de transferência do sistema.

Na Tabela 3 são apresentados os sinais de disparo dos interruptores do MMC para  $5/6 < \delta < 1$  com base na Figura 14. Para fins de identificação cada interruptor é numerado com o número do seu submódulo. No Apêndice B são apresentados a dinâmica do sistema para cada intervalo da razão cíclica.

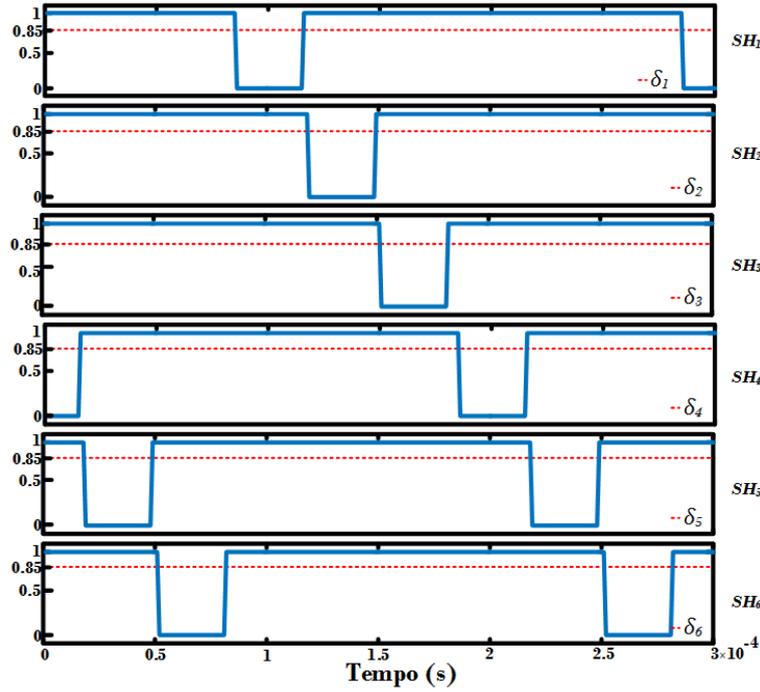


Figura 14: Sinais de disparo dos interruptores do MMC com seis submódulos.

Tabela 3: Modo de operação para razão cíclica entre  $5/6 < \delta < 1$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	1	1	0	1	1
2	1	1	1	1	1	1
3	1	1	1	1	0	1
4	1	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	1	0
6	1	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1
8	1	1	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1
11	1	1	0	1	1	1
12	1	1	1	1	1	1

Como apresentado nas seções anteriores para o desenvolvimento do cálculo para as matrizes médias. Em (3.36) e (3.37) são calculados as matrizes médias para o sistema de seis módulos com relação à  $\mathbf{A}_M$  e em (3.38) e (3.39) com relação à  $\mathbf{B}_M$ :

$$\mathbf{A}_M = [(\delta_1 - 1)\mathbf{A}_1 + (1 - \delta_1)\mathbf{A}_2 + \dots + (\delta_6 - 1)\mathbf{A}_{11} + (1 - \delta_6)\mathbf{A}_{12}] \quad (3.36)$$

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \cdot (R_L + R_{CC} + \sum_{i=1}^6 R_{SCi} \delta_i) & \frac{1}{L} \\ & -\frac{1}{C_{CC}} \\ & & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{B}_M = [(\delta_1 - 1)\mathbf{B}_1 + (1 - \delta_1)\mathbf{B}_2 + \dots + (\delta_6 - 1)\mathbf{B}_{11} + (1 - \delta_6)\mathbf{B}_{12}] \quad (3.38)$$

$$\mathbf{B}_M = \begin{bmatrix} -\frac{R_{CC}}{L} & -\frac{\delta_1}{L} & -\frac{\delta_2}{L} & -\frac{\delta_3}{L} & -\frac{\delta_4}{L} & -\frac{\delta_5}{L} & -\frac{\delta_6}{L} \\ -\frac{1}{C_{cc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

A presença de  $\delta$  na matriz de entrada faz com que o modelo encontrado seja não linear. Linearizando o modelo em torno de um ponto de operação chega-se as matrizes de pequenos sinais  $\mathbf{A}_{ps}$ ,  $\mathbf{B}_{ps}$  e  $\mathbf{C}_{ps}$  dadas por (3.40)-(3.42).

$$\mathbf{A}_{ps} = \mathbf{A}_M, \quad (3.40)$$

$$\mathbf{B}_{ps} = \begin{bmatrix} -\frac{\sum_{i=1}^6 v_{SCi} + i_M(\sum_{i=1}^6 R_{SCi})}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

e,

$$\mathbf{C}_{ps} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Do modelo linearizado chega-se então as seguintes funções de transferência para corrente a tensão do barramento CC, apresentadas em (3.43) e (3.44).

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{\frac{1}{L} [\sum_{i=1}^6 v_{SCi} + i_M(\sum_{i=1}^6 R_{SCi})] s}{s^2 + \frac{1}{L}(R_{CC} + R_L + (\sum_{i=1}^6 R_{SCi} \delta_i) s + \frac{1}{C_{CC}L}} \quad (3.43)$$

$$\frac{v_{\tilde{C}C}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{\frac{1}{C_{CC}L} [\sum_{i=1}^6 v_{SCi} + i_M (\sum_{i=1}^6 R_{SCi})] s}{s^2 + \frac{1}{L} [R_{CC} + R_L + (\sum_{i=1}^6 R_{SCi} \delta_i) s] + \frac{1}{C_{CC}L}} \quad (3.44)$$

Na Tabela 4 são apresentados os valores dos parâmetros utilizados para verificar as relações dinâmicas do conversor com seis submódulos cujas funções de transferências são escritas como se segue:

Tabela 4: Parâmetros para Simulação

Parâmetros	Valores
$v_{SC1}, v_{SC2}, v_{SC3}, v_{SC4}, v_{SC5}, v_{SC6}$	16 V
$C_{sc1}, C_{sc2}, C_{sc3}, C_{sc4}, C_{sc5}, C_{sc6}$	0,58F
$R_{SC1}, R_{SC2}, R_{SC3}, R_{SC4}, R_{SC5}, R_{SC6}$	0,0022 $\Omega$
$R_L$	0,001 $\Omega$
$R_{CC}$	0,1 $\Omega$
$C_{cc}$	0,001 F / 60 V
$\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, \delta_6$	0,85
$i_M$	120 A
$L$	0,0027 H
Frequência	5 kHz

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{-3,614 \times 10^4 s}{s^2 + 41,56s + 3,704 \times 10^5} \quad (3.45)$$

e,

$$\frac{v_{\tilde{C}C}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{3,614 \times 10^7}{s^2 + 41,56s + 3,704 \times 10^5} \quad (3.46)$$

Nas Figura 15 (a) e (b) são apresentados o comportamento dinâmico da corrente e da tensão terminal para uma pequena variação na razão cíclica do conversor, respectivamente.

No equacionamento para um e seis módulos foi possível observar um padrão na obtenção do modelo. Portanto, foi possível determinar uma função de transferência geral. Em (3.47) e (3.48), são descritas as funções de transferência para N módulos. Quando trabalham no último intervalo de razão cíclica, ou seja,  $\frac{N-1}{N} < \delta < 1$ .

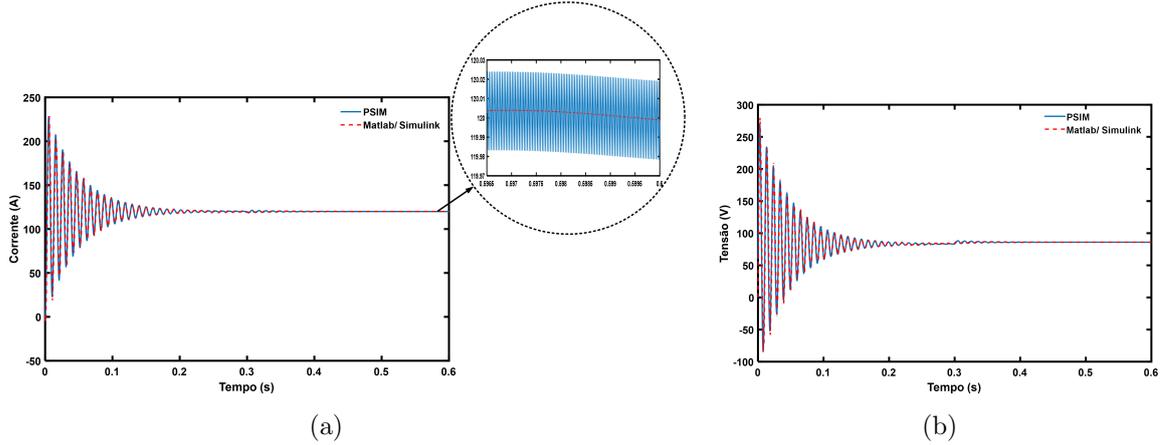


Figura 15: Comportamento dinâmico do modelo matemático do conversor MMC com seis submódulos para uma variação em degrau na razão cíclica  $\delta$ : (a) corrente e (b) tensão CC.

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{\frac{1}{L} \left[ \sum_{x=1}^N v_{SC_x} + i_M \left( \sum_{y=1}^N R_{SC_y} \right) \right] s}{s^2 + \frac{1}{L} \left[ R_{CC} + R_L + \sum_{i=1}^N R_{SC_i} \delta_i \right] + \frac{1}{C_{CC}L}} \quad (3.47)$$

$$\frac{\tilde{v}_{CC}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{\frac{1}{LC_{CC}} \left[ \sum_{x=1}^N v_{SC_x} + i_M \left( \sum_{y=1}^N R_{SC_y} \right) \right] s}{s^2 + \frac{1}{L} \left[ R_{CC} + R_L + \sum_{Y=1}^N R_{SC_Y} \delta_Y \right]} \quad (3.48)$$

### 3.9 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE

A bateria é conectada ao sistema HESS através de um conversor CC-CC, bidirecional em corrente. Na Figura 16 é mostrada a topologia do conversor utilizado. Uma fonte CC constante foi usada para modelar a tensão CC do barramento enquanto a bateria foi modelada por um capacitor conectado em série com um resistor.

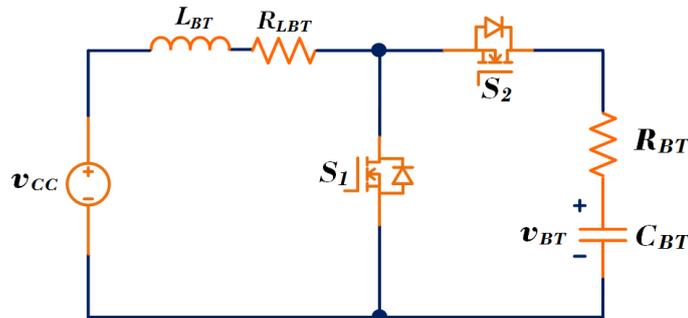


Figura 16: Topologia do conversor CC-CC usado para conectar a bateria ao sistemas HESS.

Durante o intervalo de tempo  $0 < t \leq \delta\tau$ , quando  $S_1$  conduz e  $S_2$  está cortado, o comportamento dinâmico do sistema é dado por:

$$\begin{cases} \frac{di_{BT}}{dt} = \frac{-R_{LBT}}{L}i_{BT} + \frac{1}{L}v_{cc} \\ \frac{dv_{BT}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.49)$$

Já durante  $\delta\tau < t \leq \tau$ ,  $S_1$  está cortado e  $S_2$  está ativo, a dinâmica do conversor é dada por:

$$\begin{cases} \frac{di_{BT}}{dt} = \frac{1}{L}(R_{LBT} + R_{BT})i_{BT} - \frac{1}{L}v_{BT} \\ \frac{dv_{BT}}{dt} = \frac{1}{C_{BT}}i_{BT} \end{cases} \quad (3.50)$$

As variáveis  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y}$  e  $\mathbf{u}$ , representam:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{BT}(t) \\ v_{BT}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = v_{BT}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{BT} \\ v_{BT} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

As matrizes que descrevem o modelo médio deste sistema estão representados pelas matrizes  $\mathbf{A}_M$  e  $\mathbf{B}_M$ , em (3.52).

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(R_{BT} + R_{LBT} - \delta R_{BT}) & \frac{1 - \delta}{L} \\ \frac{1 + \delta}{C_{BT}} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_M = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Na obtenção do modelo de pequenos sinais a matriz  $\mathbf{A}_{ps}$  é idêntica à matriz  $\mathbf{A}_M$ , a matriz  $\mathbf{B}_{ps}$  e a matriz  $\mathbf{C}_{ps}$  são representadas em (3.53), respectivamente.

$$\mathbf{B}_{ps} = \begin{bmatrix} \frac{-v_{CC}}{L(\delta - 1)} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{ps} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Em (3.54) e (3.55) são mostradas as funções de transferência da corrente e tensão da bateria em função da razão cíclica do conversor bidirecional, obtidas a partir da

linearização do modelo médio no espaço de estados.

$$\frac{\tilde{i}_{BT}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{\left(\frac{v_{CC}}{\delta L_{BT} - L_{BT}}\right) s}{s^2 + \left(\frac{\delta R_{LBT} + \delta^2 R_{BT} - L_{BT} R_{BT} - R_{LBT}}{\delta - 1}\right) s + \frac{C_{BT} L_{BT} (\delta^3 - \delta^2 - 3\delta - 1)}{\delta - 1}} \quad (3.54)$$

e,

$$\frac{\tilde{v}_{BT}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{v_{CC} s}{s^2 + \frac{(R_{BT} + R_{LBT} - \delta R_{BT})}{L_{BT}} s + \frac{(\delta^2 - 2\delta + 1)}{C_{BT} L_{BT}}} \quad (3.55)$$

Para verificar a precisão do modelo dinâmico foram realizadas simulações. Na Tabela 5 são apresentados os parâmetros utilizados para o conversor.

Tabela 5: Parâmetros para Simulação

Parâmetros	Valores
$v_{BT}$	48 V
$v_{CC}$	35 V
$R_B$	1 m $\Omega$
$R_{BT}$	1 m $\Omega$
$C_{BT}$	2,3 kF
$L_{BT}$	319,27 $\mu$ H
Frequência	5 kHz

Substituindo os valores dados na Tabela 5 em (3.54) e (3.55) obtém-se as seguintes funções de transferência:

$$\frac{\tilde{i}_{BT}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{1,687 \times 10^5 s + 2,449 \times 10^{-12}}{s^2 + 5,168s + 0,574} \quad (3.56)$$

e,

$$\frac{\tilde{v}_{BT}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{47,66}{s^2 + 5,168s + 0,574} \quad (3.57)$$

Na Figura 17 são apresentados o comportamento da corrente pelo indutor,  $i_{BT}$ , e da tensão no capacitor,  $v_{BT}$ , para uma variação em degrau no valor da razão cíclica  $\delta_1$ . Observe que os valores obtidos com a simulação de (3.56) e (3.57) estão superpostos com os resultados obtidos com a simulação no programa PSIM.

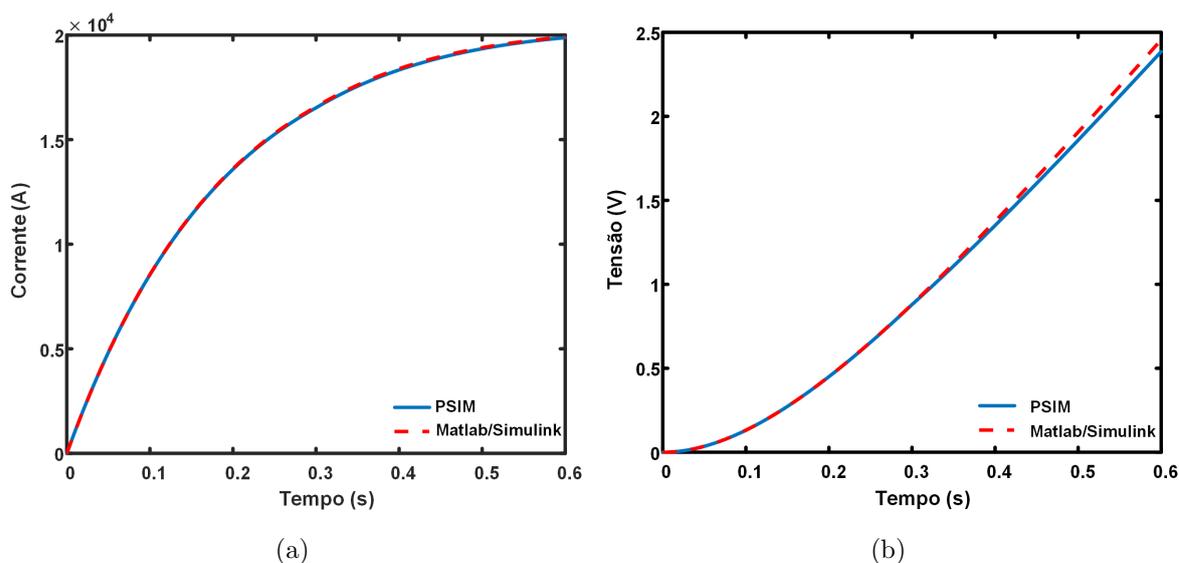


Figura 17: Comportamento dinâmico das variáveis de estado em relação a uma variação em degrau na razão cíclica: (a) corrente e (b) tensão.

### 3.10 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesta seção foram apresentadas três topologias de conversores CC-CC para serem aplicadas nos sistemas HESS. Para a topologia em cascata, foram descritos sobre os conversores abaixador e elevador de tensão. Na topologia modular, foi apresentada uma estrutura abaixadora de tensão que consiste em topologia *half-bridge* conectadas em série.

Analisando os cálculos da indutância para cada conversor, pode-se verificar numericamente que quando deseja-se trabalhar com mais módulos, o conversor modular é o mais vantajoso com relação ao tamanho do sistema. Isto ocorre pelo fato de trabalhar somente com um indutor e não com um para cada módulo. Além disso, observa-se o elevado número de indutores pode comprometer a confiabilidade de um conversor, tornando menos resistentes a impactos.

No desenvolvimento para seis módulos, foi preciso definir a estratégia de modulação utilizada, pois esta interfere no instante da obtenção do modelo matemático do sistema. Neste estudo, utilizou-se a modulação por deslocamento de fase. Para esta estratégia, é necessário determinar a ordem de funcionamento dos interruptores para cada intervalo de razão cíclica, a fim de modelar o conversor.

Além do modelo matemático do conversor modular, neste capítulo também foi apresentado o modelo para o conversor elevador de tensão bidirecional em corrente, o qual está associado à bateria. Este conversor compartilha o mesmo barramento CC

do conversor modular, formando uma estrutura HESS. Todos os modelos dinâmicos obtidos foram verificados pela simulação do circuito elétrico. Com efeito, é possível projetar os controladores para o conversor modular e verificar o seu funcionamento em uma estrutura HESS.

## 4 PROJETO DOS CONTROLADORES DO SISTEMA HESS

Neste capítulo serão apresentadas as etapas de projeto dos controladores do conversor MMC, conectado ao banco de SC, e do conversor bidirecional associado à BT. Será também apresentada e discutida uma estratégia de equalização das tensões dos submódulos do MMC conectados aos módulos de SC.

### 4.1 CONTROLADORES DO MMC

Na Figura 18 é mostrada a estrutura dos controladores do MMC. O controle do MMC é composto por uma malha interna de corrente, projetada no espaço de estados, e uma malha externa de tensão, projetada através das funções de transferência.

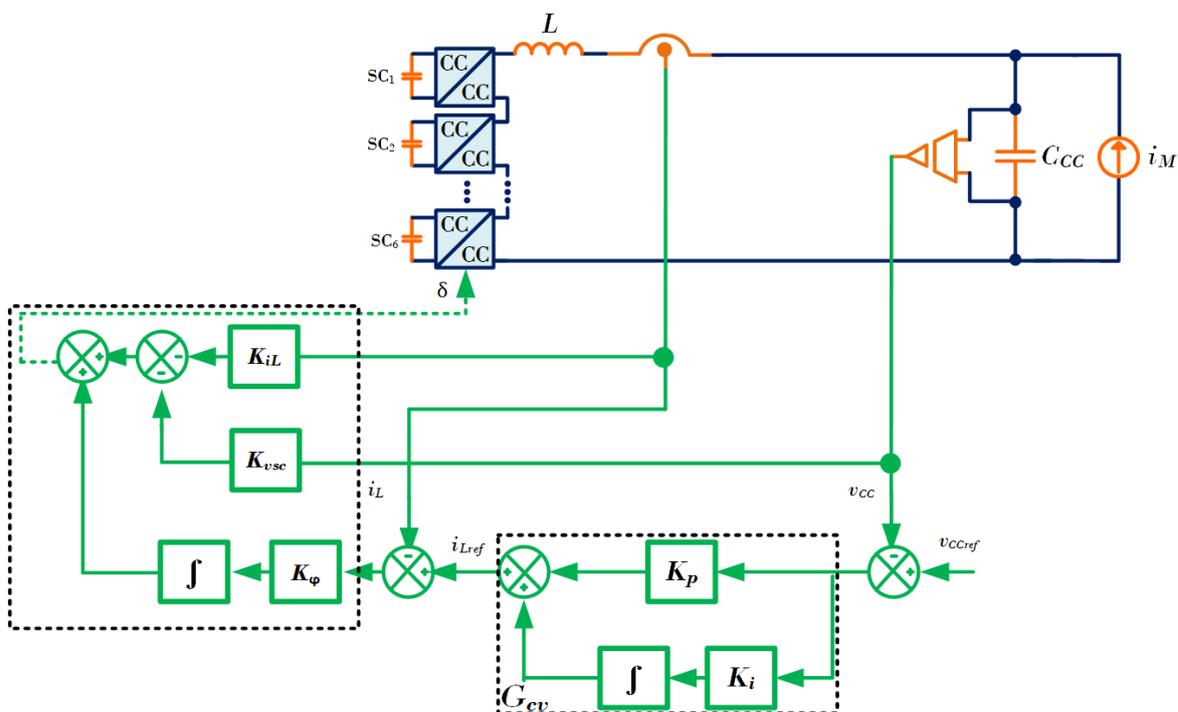


Figura 18: Diagrama esquemático dos controles do conversor MMC conectado ao sistema HESS.

## 4.2 PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

O controlador de corrente do MMC é responsável por fornecer e absorver energia do barramento CC do sistema HESS durante os períodos de aceleração e desaceleração ou frenagem do VE. Das matrizes (3.37)-(3.39), do modelo médio linearizado no espaço de estados, tem-se que o conversor será controlável se o posto de  $W_C$ , dada em (4.1), for completo.

$$\mathbf{W}_C = \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{AB} & \dots & \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Neste caso tem-se que a matriz  $\mathbf{W}_C$  é não singular e o par  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  será controlável. Pode-se então alocar os autovalores de  $(\mathbf{A} - \mathbf{BK})$  no semiplano complexo esquerdo a partir da escolha dos ganhos do vetor  $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n]$ .

Por outro lado, se  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  é não controlável, a matriz  $\mathbf{W}_C$  será singular e não será possível alocar todos autovalores de  $(\mathbf{A} - \mathbf{BK})$ . Contudo, ainda assim, poderá ser possível escolher a posição dos autovalores controláveis do sistema (OGATA, 1998).

Neste trabalho, os ganhos do controlador de corrente do MMC serão determinados a partir de uma metodologia baseada no regulador quadrático ótimo. Além disso, como a realimentação de estados não é suficiente para garantir um erro de regime permanente nulo da corrente do conversor, a ordem do sistema será aumentada com a inclusão de um integrador.

### 4.2.1 REGULADOR QUADRÁTICO LINEAR

O regulador linear quadrático (do inglês *Linear Quadratic Regulator*) (LQR) é um controlador cujos ganhos das realimentações das variáveis de estado são determinados para minimizar uma função custo ou índice de desempenho (BURNS & HULSING, 2001). Apesar do regulador LQR limitar as variáveis de estado e garantir uma velocidade ótima de resposta do sistema, ele é muito sensível a presença de distúrbios ou de variações paramétricas.

A alocação dos autovalores de  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  não é simples. O método mais popular é encontrar o vetor de ganhos  $\mathbf{K}$  de maneira a minimizar o índice quadrático de desempenho dado por:

$$J = \int_0^{\infty} [x(t)' \mathbf{Q} x(t) + u(t)' \mathbf{R} u(t)] dt \quad (4.2)$$

onde  $\mathbf{Q}$  é uma matriz hermitiana positiva definida (ou positiva semi-definida) ou real simétrica,  $\mathbf{R}$  é uma matriz hermitiana positiva definida ou real simétrica e o sobrescrito

(') representa a matriz transposta.

Na Figura 19 é detalhado o diagrama de blocos do controlador de corrente do conversor MMC com a representação da malha externa adicional, incluída para minimizar o erro da corrente do conversor.

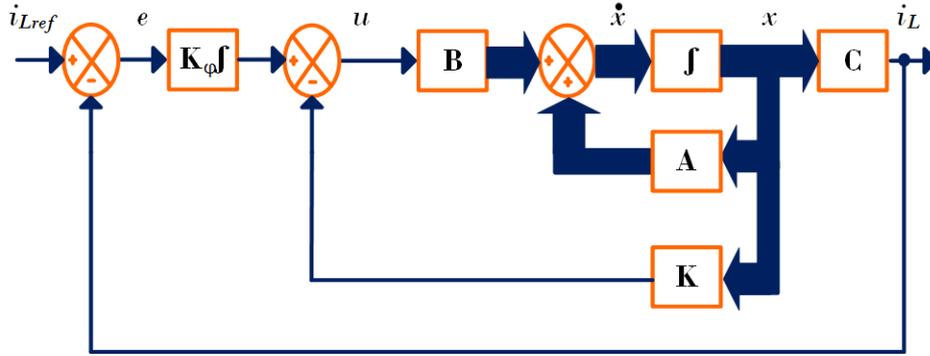


Figura 19: Detalhe do controlador de corrente no espaço de estados com malha adicional do erro de corrente.

O sistema aumentado  $\dot{\varphi} = \mathbf{A}_a\varphi + \mathbf{B}_a\mathbf{u} + \mathbf{B}_{ref}\mathbf{r}$  para o MMC pode ser escrito como se segue:

$$\dot{\varphi} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ \hline -1 & 0 \end{bmatrix} \varphi + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_{Lref} \quad (4.3)$$

onde  $\varphi = [i_L \ v_{cc} \ \varepsilon]'$ . Sendo  $i_L$  a corrente que flui pelo indutor,  $v_{CC}$  a tensão do barramento CC e  $\varepsilon = (i_{Lref} - i_L)$  o erro do sistema aumentado. As matrizes aumentadas estão representadas em (4.4).

$$\mathbf{A}_{aum} = \begin{bmatrix} -41,5630 & 370,3704 & 0 \\ 1000 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{aum} = \begin{bmatrix} 36142 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{aum} = [1 \ 0 \ 0] \quad (4.4)$$

A ação de controle é representada pela matriz especificada em (4.5).

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} K_{i_L} & K_{v_{cc}} & K_{\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{cc} \\ \varepsilon \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

onde  $K_{i_L}$ ,  $K_{v_{cc}}$  e  $K_{\varepsilon}$  são os ganhos das malhas de realimentação da corrente, da tensão do barramento CC e do erro da corrente do conversor, respectivamente.

Para o sistema aumentado, a matriz de controlabilidade é escrita como:

$$W_C = 10^{10} \times \begin{bmatrix} -0,000003 & 0,000017 & 1,338514 \\ 0 & 0,003614 & -0,017769 \\ 0 & 0,000003 & -0,000017 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Como o posto é completo, o sistema aumentado será controlável.

O controlador de corrente deve apresentar um comportamento mais rápido que o controlador da malha externa de tensão. No projeto do regularizador LQR, as matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são responsáveis por ponderar os estados e as variáveis de entrada do sistema, respectivamente. Elas penalizam o estado obtido e a variável controle empregado ao longo do tempo.

As matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  foram determinadas de forma empírica sendo seus ajustes feitos de maneira que a resposta do controlador de corrente fosse cerca de uma década abaixo da frequência de comutação do conversor, ou seja, 500 Hz. As matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  foram determinados conforme mostrado a seguir:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 100000000 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 900 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Os ganhos da matriz  $\mathbf{K}$  apresentado em (4.8), foram calculados com auxílio de uma rotina do Matlab, as quais estão no Apêndice C.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0,2290 & -0,0088 & 934,6909 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Na Figura 20 (a) são mostrados os resultados do conversor MMC com o controlador projetado quando em  $t = 0,03$  s é aplicado uma variação em degrau no sinal da corrente de referência. Observe que a resposta do sistema compensado é inferior a 0,004 s. Na Figura 20 (b) é mostrado resposta em frequência do sistema compensado. Pode-se observar que a margem de fase é de  $69,6^\circ$ .

#### 4.2.2 PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

A malha externa do conversor do MMC deve regular a tensão do barramento CC. Na Figura 21 é ilustrado o diagrama de blocos da malha externa da tensão CC. Nesta figura  $H_i(s)$  representa a resposta no domínio da frequência complexa- $s$  do conversor

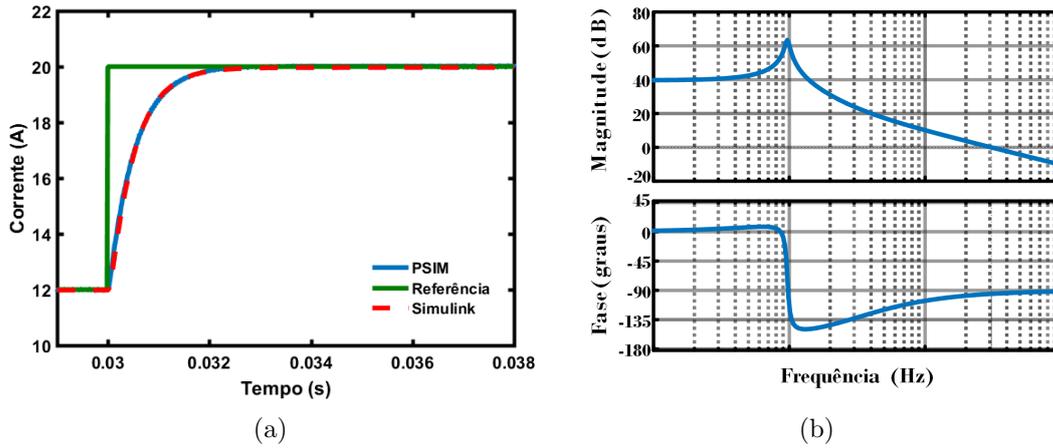


Figura 20: (a) Resposta temporal do MMC com o controlador para uma variação em degrau na corrente de referência, (b) Resposta em frequência do sistema com o controlador.

com o regulador LQR de corrente projetado na seção anterior.

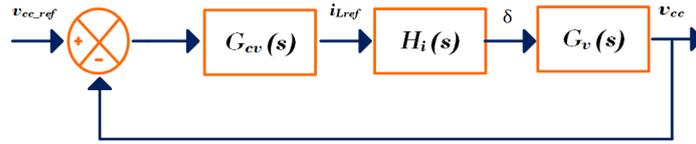


Figura 21: Diagrama de blocos do controlador de tensão com representação da resposta em frequência do MMC com o regulador de corrente LQR.

Na Figura 22 é feita uma simplificação do diagrama de blocos Figura 21. A função  $T_i(s)$  representa o comportamento dinâmico do regulador de corrente e da planta  $T_i(s) = G_v(s)H_i(s)$  sendo sua expressão numérica dada por:

$$T_i(s) = \frac{-1,364 \times 10^{10} s^3 - 6,677 \times 10^{10} s^2 - 5,051 \times 10^{15} s}{3,614 s^6 + 1,05 \times 10^4 s^5 + 1,529 \times 10^7 s^4 + 3,949 \times 10^9 s^3 + 5,149 \times 10^{14} s^2} \quad (4.9)$$

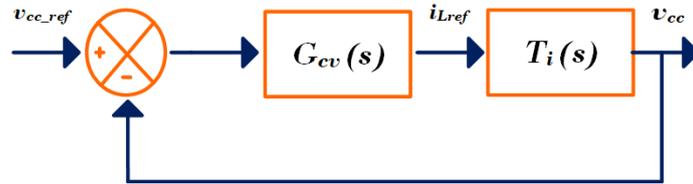


Figura 22: Diagrama de blocos da simplificado malha externa de tensão.

De posse da função de transferência dada em (4.9) foi calculado os ganhos do controlador proporcional integral (PI) usando a ferramenta `Sisotool` do MATLAB, resultando em:

$$G_{cv}(s) = \frac{-0,2588s - 126,6}{s} \quad (4.10)$$

Os ganhos mostrados em (4.10) foram obtidos para uma frequência de corte duas décadas abaixo da frequência de comutação, ou seja, 50 Hz. Na Figura 23 (a) é mostrada a resposta do sistema para uma variação em degrau no valor de referência da tensão no barramento CC enquanto na Figura 23 (b) é mostrada resposta em frequência do sistema malha fechada.

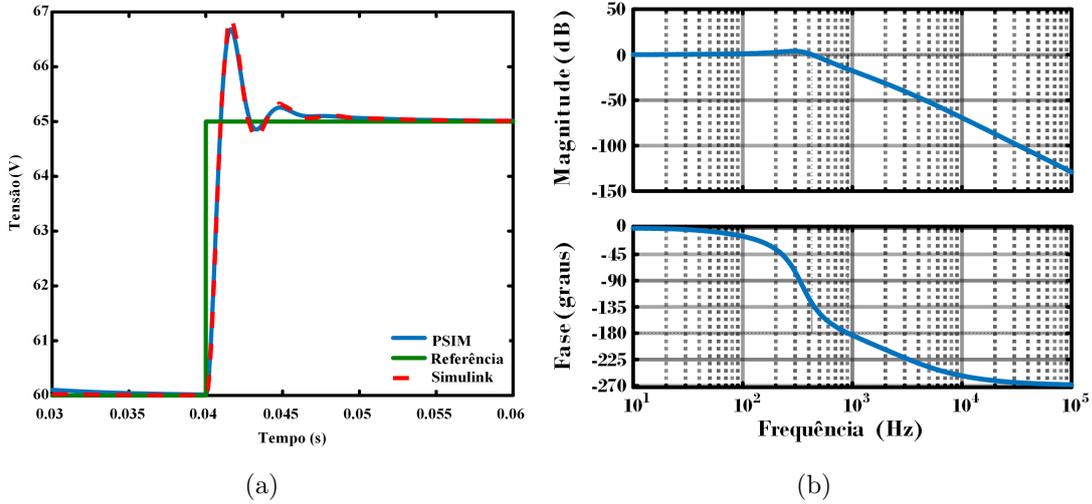


Figura 23: (a) Resposta a um degrau no valor da tensão de referência do barramento CC, (b) Resposta em frequência da malha externa de tensão em malha fechada.

### 4.3 EQUALIZAÇÃO DAS TENSÕES DOS MÓDULOS DE SC

A equalização das tensões dos SC tem a função distribuir a carga entre as diversas unidades ligadas em série evitando os danos provocados pela absorção de uma quantidade de energia superior aquela possível de ser armazenada. A estratégia de controle do BMS detecta quando a tensão de uma das células ligadas em série está diferente. Com isso, o processo de descarga e/ou carga é interrompido e inicia-se um ciclo de carga entre as células, de forma a equalizar as tensões das mesmas (MAGALHÃES, 2012).

A malha de equalização das tensões dos módulos SC é ilustrada na Figura 24. O algoritmo de equalização realiza um acréscimo ou decréscimo na ação de controle de cada módulo do conversor modular multinível para regular as tensão CC. Contudo, para o correto funcionamento do algoritmo, é necessário identificar o sinal da corrente que flui pelo indutor  $L$  do conversor. O valor de  $v_{SCM}$  pode ser calculado de acordo com (4.11).

$$v_{SCM} = \frac{\sum_{x=1}^N v_{scx}}{N} \quad (4.11)$$

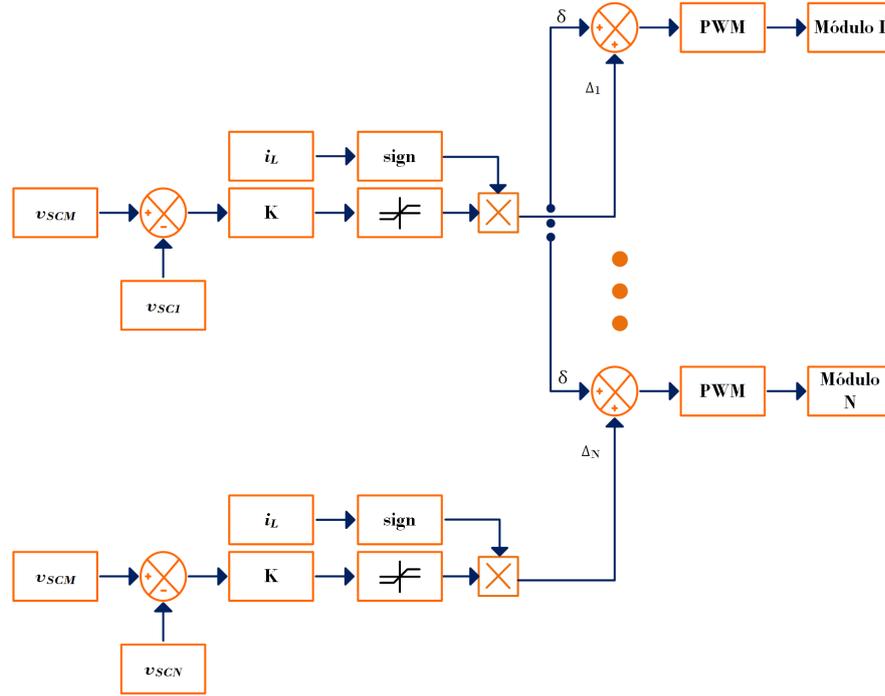


Figura 24: Diagrama de blocos da estratégia de equalização dos módulos de SC.

Considerando que é necessário calcular os ganhos de um sistema SC, podemos representar a sua função de transferência por (4.12). Montesinos-Miracle et al. (2013) apresenta uma estratégia para calcular o ganho do controlador do sistema de equalização.

$$G_{sc}(s) = \frac{1}{sC_{sc}} \quad (4.12)$$

O diagrama de Bode deste sistema é uma linha reta, a qual apresenta uma inclinação de  $-20 \text{ dB / dec}$ , em que passa por  $0 \text{ dB}$  em  $\omega = 1/C_{sc}$ . O ganho do controlador da tensão do módulo pode ser calculado de acordo com (4.13):

$$K_p = (\omega_c C_{sc}) \times 10^{-(3/20)} \quad (4.13)$$

onde  $\omega_c$  é a frequência de corte desejada para o controle em malha fechada.

Esta frequência deve ser suficientemente baixa para que não perturbe o circuito atual e limite a corrente de saída do SC (CAMPOS, 2011). Na Tabela 6 são apresentados os valores dos capacitores e suas respectivas resistências em série equivalente para a simulação apresentada na Figura 25. Observe que todos os módulos SC iniciam com valores diferentes de tensões e resistência série equivalente. No início do funcionamento, o sistema não apresenta a malha de equalização das tensões e, como esperado, não

obtem a equalizaçao. Em 10s a malha de equalizaçao entra em funcionamento e, em aproximadamente 5s o sistema equaliza as tensões nos módulos SC.

Tabela 6: Parâmetros usados para simulação dos módulos SC.

Módulos	Capacitância	Tensão Inicial	Resistência Série
$v_{sc1}$	5,80 F	12,00 V	2,20 m $\Omega$
$v_{sc2}$	6,09 F	12,60 V	2,31 m $\Omega$
$v_{sc3}$	6,38 F	13,20 V	2,32 m $\Omega$
$v_{sc4}$	6,67 F	13,38 V	2,33 m $\Omega$
$v_{sc5}$	6,96 F	14,40 V	2,34 m $\Omega$
$v_{sc6}$	7,25 F	15,00 V	2,35 m $\Omega$

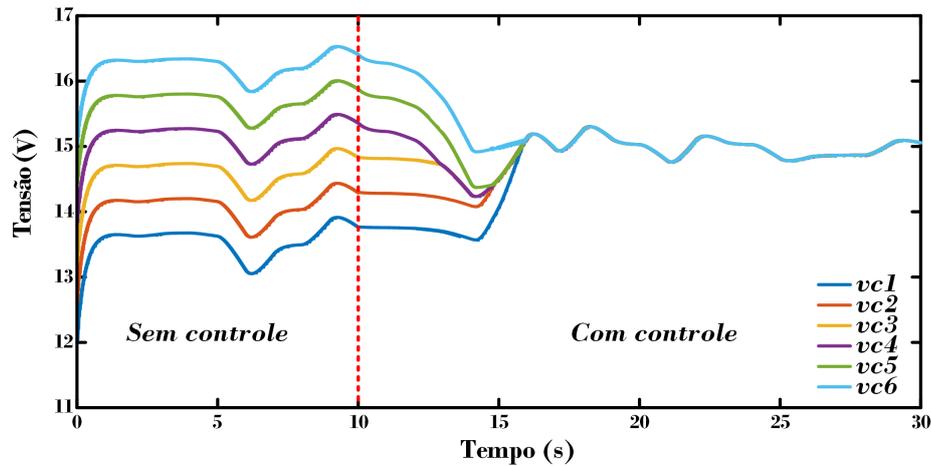


Figura 25: Simulação do sistema sem e com a malha de equalização.

Na Figura 26 é apresentado a dinâmica em cada módulo do conversor MMC até o instante da equalização das tensões. É possível observar que a corrente média nos módulos SC apresentam valores diferentes e, após a equalização que elas se igualam. Observe que o módulo 1 apresenta maior tensão inicial com efeito, sua corrente média é menor. No caso do módulo 6 que apresenta menor tensão inicial, consequentemente, terá maior corrente no módulo. Com isso, o módulo SC que possui maior tensão apresenta menor razão cíclica enquanto que o que possui maior tensão apresenta uma razão cíclica maior. Apesar dos módulos estarem em série, a corrente nos SC não

é a mesma. De acordo com a topologia do módulo, a corrente pode ser conduzida pelo interruptor  $S_H$  ou  $S_L$ .

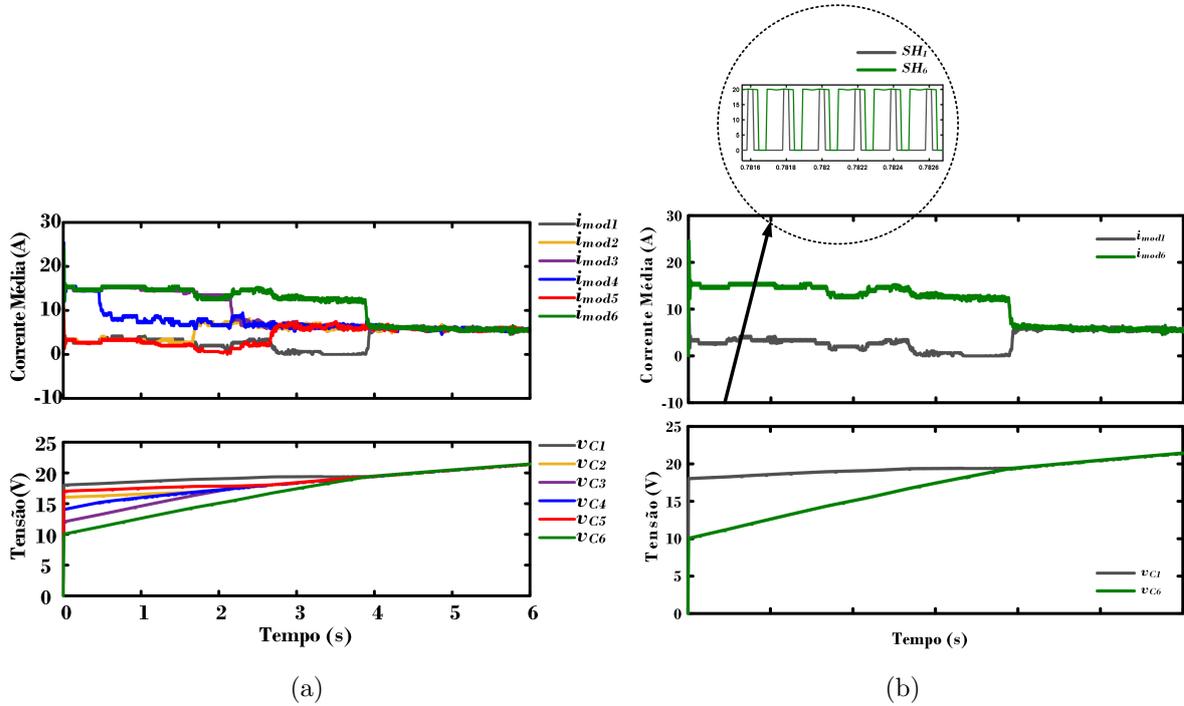


Figura 26: (a) Sistema com tensões diferentes em cada módulo SC e (b) Comportamento dos módulos de menor e maior tensão.

#### 4.4 CONTROLADORES DO CONVERSOR ASSOCIADO À BT

Na Figura 27 é ilustrado o controle do conversor conectado à BT é composto por uma malha interna de corrente, projetada no espaço de estados, e uma malha externa de tensão, projetada através das funções de transferência.

##### 4.4.1 PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

O controlador de corrente do conversor conectado à BT é responsável por fornecer e absorver energia da BT durante os instantes de aceleração e desaceleração ou frenagem do VE. De acordo com (4.1), o sistema será controlável se o posto  $W_C$  for completo.

##### 4.4.2 REGULADOR QUADRÁTICO LINEAR

Para este sistema os ganhos do controlador de corrente do conversor elevador são determinados a partir da metodologia baseada no regulador quadrático ótimo, LQR.

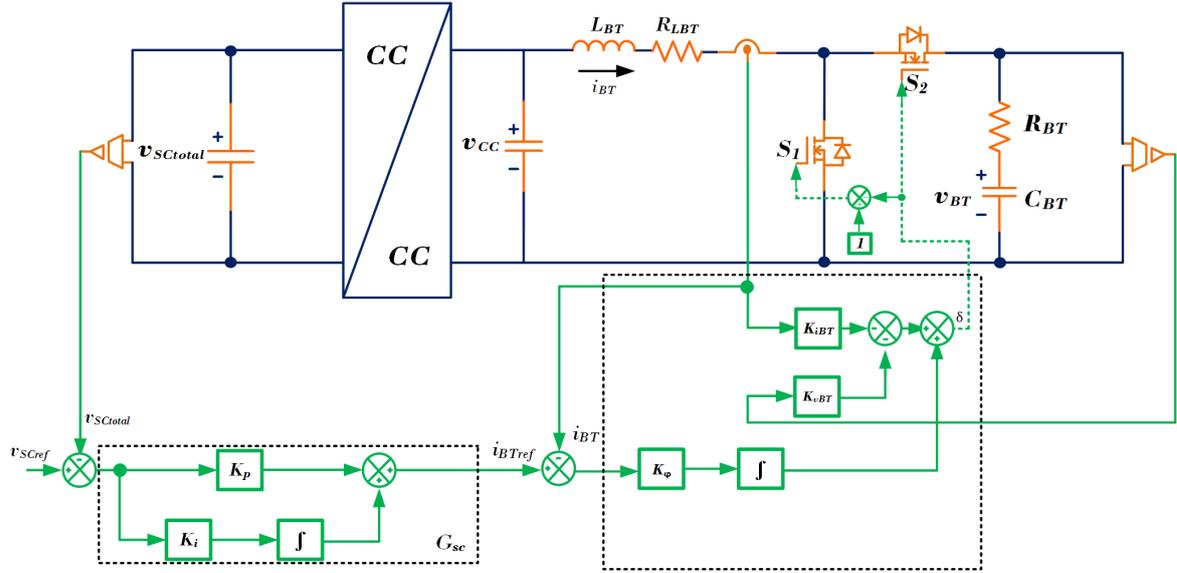


Figura 27: Diagrama esquemático dos controles do conversor conectado à BT.

Além disso, como a realimentação de estados não é suficiente para o bom funcionamento, para eliminar o erro em regime permanente, foi adicionado um integrador. Em (4.14), são apresentadas as equações das matrizes do sistema.

$$\mathbf{A}_a = 10^3 \times \begin{bmatrix} -0,0052 & -2,0359 & 0 \\ 0,0002 & 0 & 0 \\ -0,0010 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_a = 10^5 \times \begin{bmatrix} 1,6865 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Sendo a ação de controle representada pela relação a seguir:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} K_{i_{BT}} & K_{v_{BT}} & K_{\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{BT} \\ v_{BT} \\ \varepsilon \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Para o sistema aumentado, a matriz de controlabilidade é dada por

$$\mathbf{W}_C = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0,16865 & -0,87161 & 4,40748 \\ 0 & 0,00004 & -0,00024 \\ 0 & -0,16865 & 0,87161 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Como o posto de  $\mathbf{W}_C$  é completo, o sistema é controlável. No projeto LQR foi escolhido um regulador cuja frequência de corte do sistema compensado fosse cerca de  $\frac{1}{10}$  da frequência de comutação do conversor, ou seja, 500 Hz. Assim sendo, as matrizes

$\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  foram escolhidas de acordo com a resposta em frequência de malha aberta da corrente no indutor, resultando em

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 100000 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 10000 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

O valor dos ganhos  $\mathbf{K}$  relativos à corrente,  $i_L$ , à tensão no barramento CC,  $v_{CC}$ , e ao erro em regime,  $\varepsilon$ , são apresentados em (4.18):

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0.0322 & -0,0121 & -3,1623 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Na Figura 28 (a) é mostrada a resposta do sistema compensado para uma variação em degrau na corrente de referência da bateria. Já na Figura 28 (b) é mostrada a resposta em frequência do sistema compensado.

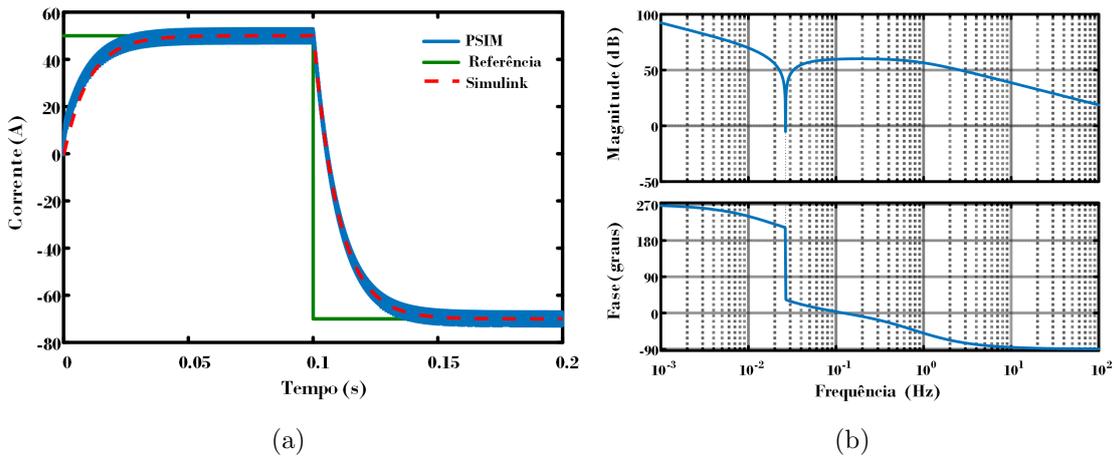


Figura 28: (a) Resposta transitória à variação em degrau da referência de controle e (b) resposta em frequência em malha aberta do controle de corrente da BT.

#### 4.4.3 PROJETO DO SISTEMA DE GESTÃO DE ENERGIA

Na Figura 29 é mostrado o digrama do sistema híbrido de armazenamento de energia usado neste trabalho. O controle da tensão do conversor bidirecional gerencia a energia armazenada na BT e SC enquanto as malhas do conversor MMC regulam a tensão do barramento CC. Neste sistema, a BT supre a maior parte da demanda do VE.

Para projetar o controlador de tensão do SC, é desejável conhecer a função de

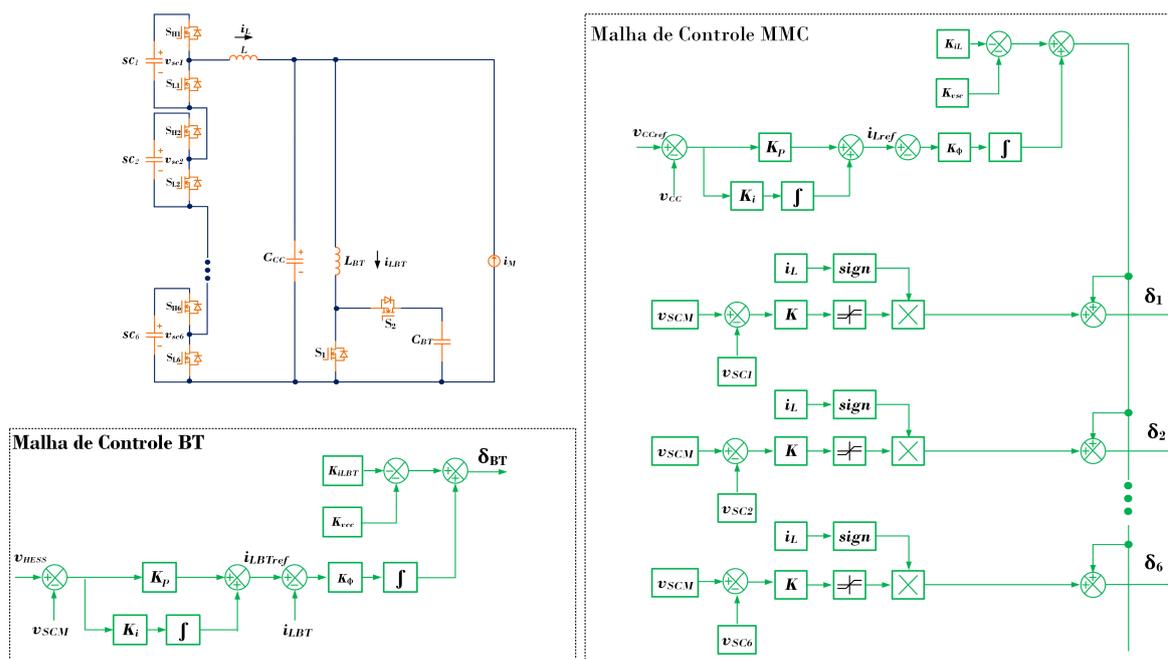


Figura 29: Diagrama esquemático do HESS.

transferência que modela o efeito de uma perturbação na corrente da BT sobre a tensão dos módulos SC. Para obter este modelo foi aplicado um degrau de corrente na BT e observado a resposta dinâmica da tensão no SC, conforme ilustrado na Figura 30. Para efeitos de uma possível implementação experimental, a referência de corrente da BT é que apresenta um comportamento em degrau.

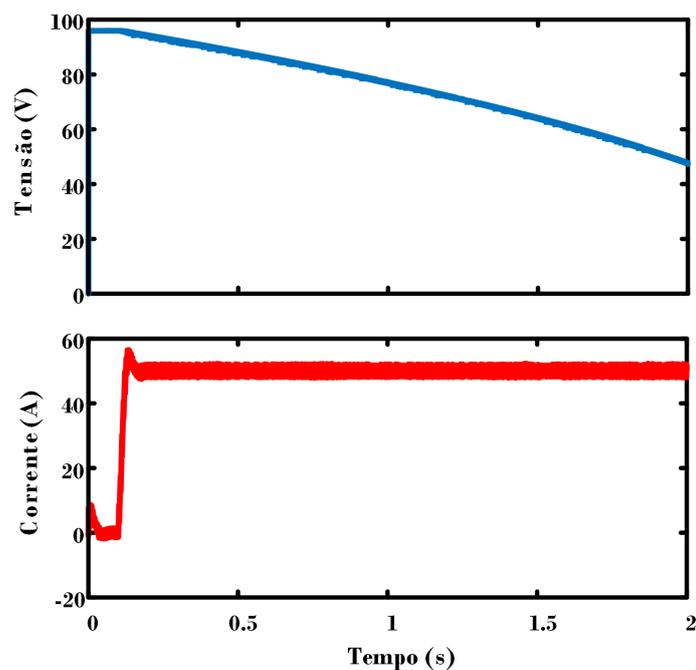


Figura 30: Comportamento da tensão nos SC à uma variação de corrente na bateria.

Utilizando um aplicativo do MATLAB, *System Identification*, os dados das curvas é obtida a função de transferência desejada. Na Figura 31 é apresentado a janela de trabalho deste aplicativo.

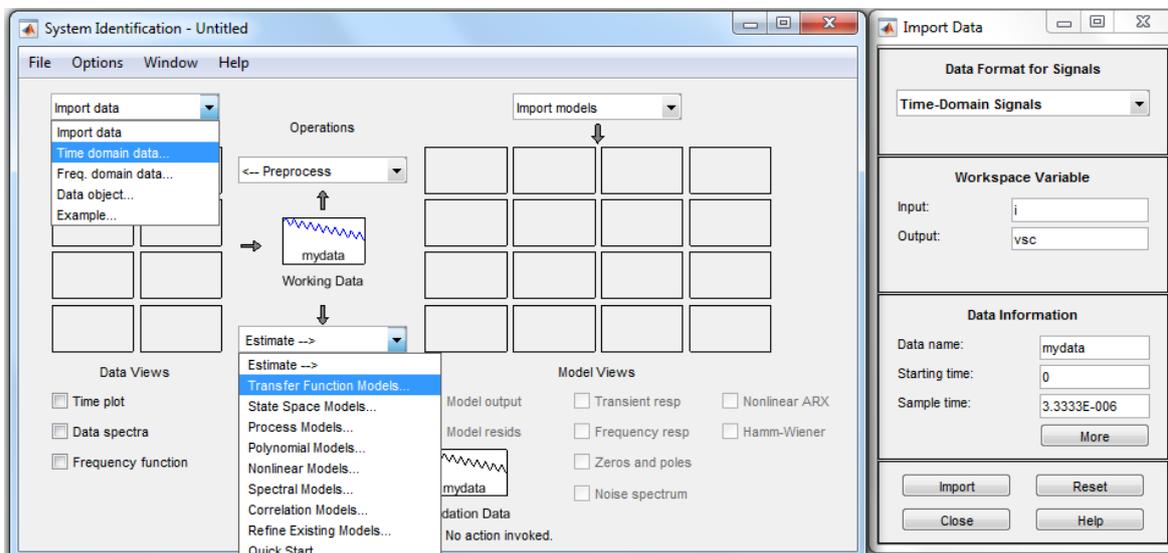


Figura 31: Exemplo para a obtenção da função de transferência.

Na Figura 32 é mostrada a janela de trabalho deste aplicativo, *Import data*, foi escolhida a opção *Time domain data*, que corresponde aos dados do comportamento dinâmico do sistema obtidos no arquivo de simulação no software PSIM. Após selecionar *Time domain data*, a janela *Import data* é aberta e é possível especificar a variável de entrada e a variável de saída. Em seguida, é necessário estabelecer a quantidade de pólos e zeros para o modelo do sistema, como ilustrado na Figura 32.

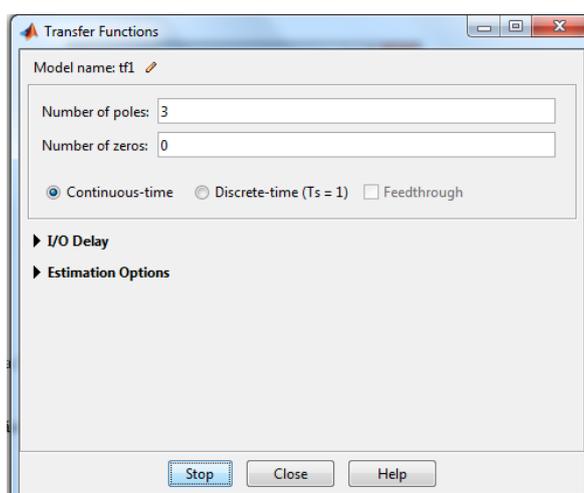


Figura 32: Escolha de quantidade de pólos e zeros para a função de transferência.

Após vários testes, foi escolhida a função de transferência que se equivale em, aproximadamente, 86% com a referência, Figura 33. A função de transferência que

representa este sistema é apresentado em (4.19):

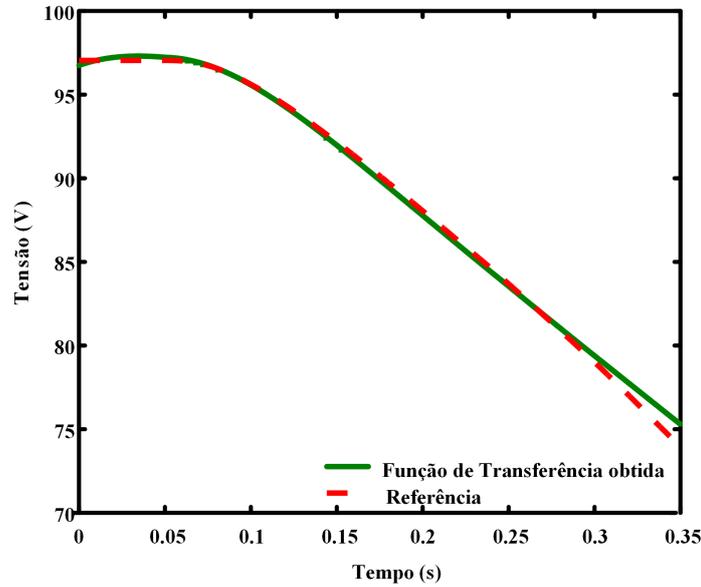


Figura 33: Comparação entre o sistema obtido e a referência.

$$\frac{v_{sc}(s)}{i_{BT}(s)} = \frac{-49,62}{s^3 - 61,26 s^2 + 234,5 s + 46,04} \quad (4.19)$$

De posse do modelo, é possível projetar o controlador correspondente à malha externa de tensão. Na Figura 33 é possível constatar a adequada correlação entre as respostas transitórias do sistema original e modelado. Cabe ressaltar, que esta malha deve apresentar uma dinâmica mais lenta com relação à malha interna de corrente.

O controle foi projetado utilizando a ferramenta *Sisotool* do MATLAB. Para o desenvolvimento do controle, foi projetado um controlador do tipo proporcional integral (PI), cuja função de transferência é descrita em (4.20).

$$G_{BT}(s) = \frac{-18,25s - 16,47}{s} \quad (4.20)$$

#### 4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi desenvolvido o projeto dos controladores para conversores que integram o HESS. Para o MMC, foi utilizado uma malha interna que tem por objetivo controlar o fluxo de corrente  $i_L$  e uma externa que controla a tensão  $v_{CC}$  no barramento CC. Além disso, para efetuar a equalização dos módulos SC foi necessário um malha de controle adicional ao valor obtido da malha de controle proposta ao MMC. Para o

conversor elevador associado à bateria, foi desenvolvido um sistema com uma malha interna que tem por objetivo de controlar a corrente  $i_{BT}$  a malha externa de tensão é usada para controlar o estado de carga dos módulos SC.

Para o projeto dos controladores foram utilizados os métodos de controle clássico e moderno. Para as malhas internas de corrente de ambos os conversores, utilizouse o método LQR para calcular os ganhos referente ao sistema. Já para as malhas externas de tensão, foram utilizadas o método de controle clássico, o controlador do tipo Proporcional Integral (PI).

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação do sistema HESS. Para a realização das simulações do sistema proposto, foi utilizado o software PSIM. Os resultados foram obtidos a partir da simulação da estimativa de demanda de um VE, considerando o ciclo de referência europeu de condução Novo Ciclo Europeu de Condução (do inglês *New European Driving Cycle*) (NEDC).

### 5.1 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO SIMULADO

Os parâmetros utilizados nas simulações são especificados na Tabela 7. Foi utilizada uma frequência de comutação de 5 kHz para os interruptores e um passo de simulação de 6  $\mu s$ . Cabe ressaltar que foram consideradas as resistências série equivalentes dos módulos SC e do circuito equivalente à bateria eletroquímica, além das perdas ôhmicas nos elementos passivos.

Tabela 7: Parâmetros do sistema HESS usados na simulação.

Parâmetros	Valores
$C_{sc1}, C_{sc2}, C_{sc3}, C_{sc4}, C_{sc5}, C_{sc6}$	5,8 F
$v_{sc1}, v_{sc2}, v_{sc3}, v_{sc4}, v_{sc5}, v_{sc6}$	16 V
$R_{sc1}, R_{sc2}, R_{sc3}, R_{sc4}, R_{sc5}, R_{sc6}$	22 m $\Omega$
$L$	2,7 mH
$R_L$	1 m $\Omega$
$R_{CC}$	1 m $\Omega$
$C_{CC}$	1 mF / 38 V
$v_{CC}$	38 V
$R_{frenagem}$	375m $\Omega$
$L_{BT}$	319,27 $\mu$ H
$R_{LBT}$	1 mF
$C_{BT}$	2,3 kF / 48 V
$R_{BT}$	1 m $\Omega$

A estrutura do sistema HESS em estudo é composta por um conversor MMC com

seis submódulos e um conversor elevador de tensão associado à BT, ambos compartilhando o mesmo barramento CC. A estratégia de controle do conversor modular e do elevador de tensão está ilustrada na Figura 34.

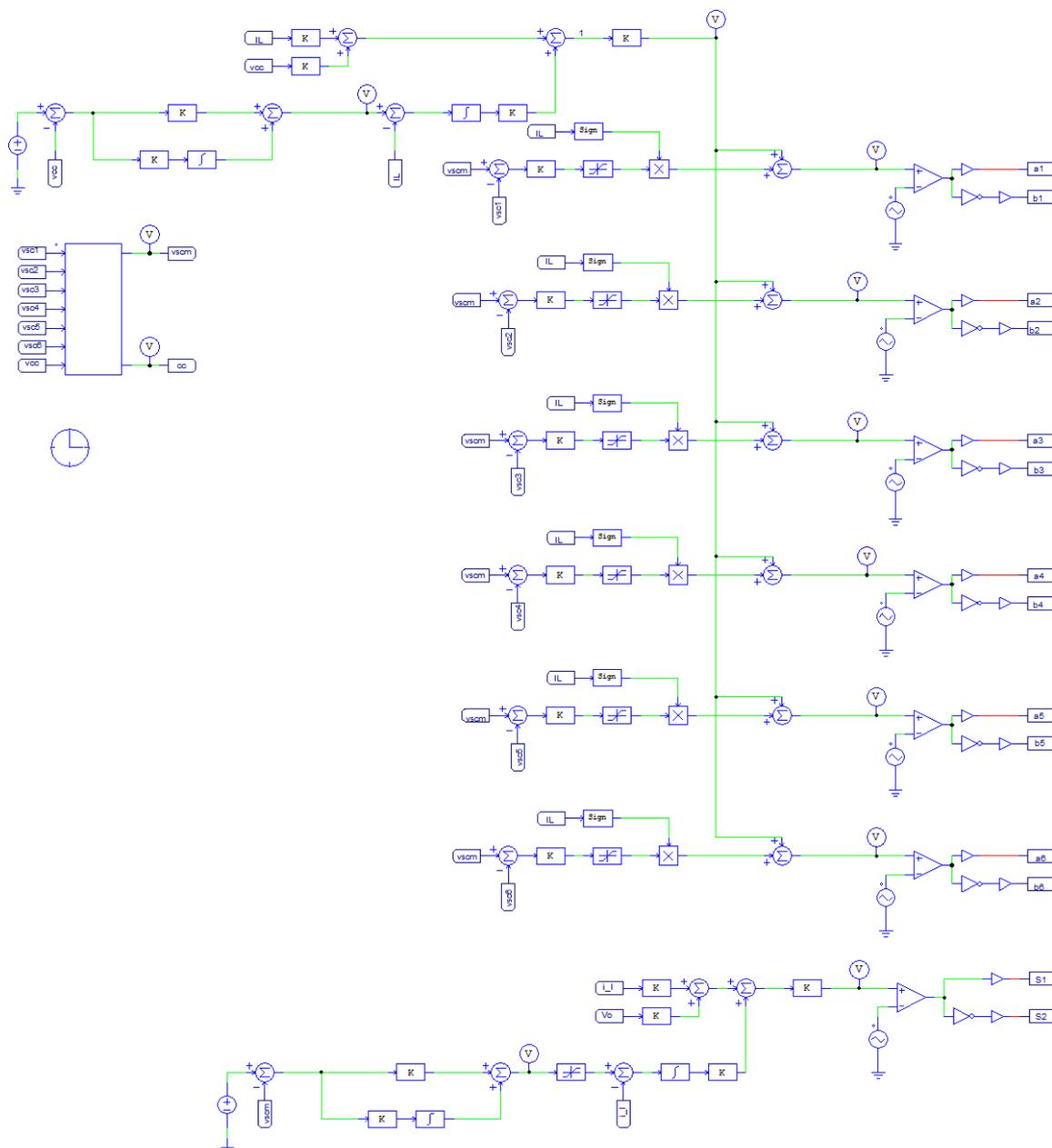


Figura 34: Sistema de controle e disparo dos conversores.

Para o multinível, a malha de controle da corrente e de tensão é a mesma para todos módulos, pois considera a estrutura como um conversor único. Além disso, é somado um ganho para alterar a ação de controle de cada módulo para realizar a equalização das tensões nos SC. Um bloco de programação em C foi utilizado para realizar o cálculo da média das tensões em cada módulo SC,  $v_{scm}$ , e o acionamento da resistência de frenagem,  $cc$ . Na parte inferior da figura é exibido o controle do conversor elevador

de tensão conectado à bateria. Cabe ressaltar que  $v_{scm}$  é a referência na malha externa de controle da tensão, responsável por manter o fluxo de corrente entre os módulos SC e a bateria.

Para estimar a potência demandada pelo motor elétrico, são calculadas as forças que atuam sobre o veículo (EHSANI; GAO & EMADI, 2009). Na Figura 35 são mostradas as curvas do ciclo de condução europeu, a estimativa de demanda de potência e corrente do motor considerando tensão do barramento CC fixa e igual à 35V.

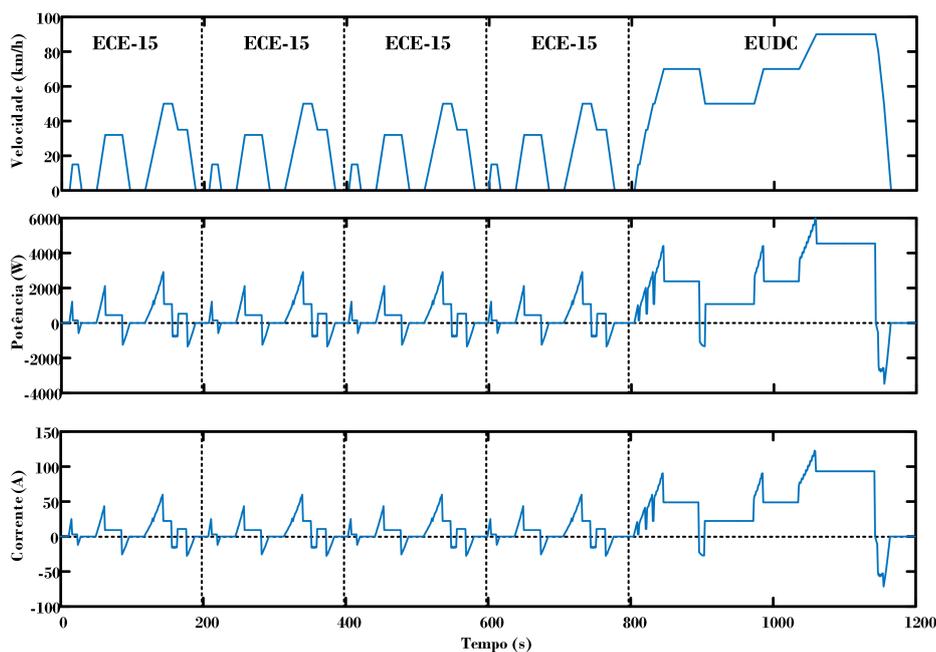


Figura 35: Estimativa de velocidade e potência de um veículo elétrico. Fonte: (FERREIRA et al., 2008)

Na simulação foram considerados somente 120 pontos da curva apresentada na Figura 35. Desta maneira, foi considerado apenas 1 ponto à cada 10 segundos.

## 5.2 MODELO DA BATERIA

Na Figura 36 é mostrado o circuito equivalente da bateria de íons de lítio usada na simulação desse trabalho. Os parâmetros desse circuito foram calculados para apresentar um comportamento parecido com o modelo experimental cujas características são dadas nas Tabela 8 e Tabela 9.

Em (5.1) é apresentado o cálculo realizado para determinar o valor equivalente da capacitância para representar a bateria.

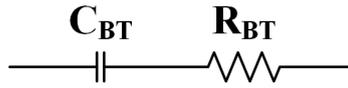


Figura 36: Circuito equivalente usado para modelar a bateria de íons de lítio.

Tabela 8: Especificação das células da bateria de íons de Lítio.

Parâmetro	Valor
Tensão Nominal	3,2 V
Capacidade	100 Ah
Ciclo de vida <sup>(1)</sup>	$\geq 2000$ ciclos
Autodescarga	$\leq 3\%$ ao mês
Massa	3,2 kg
Dimensão ( $l \times p \times h$ )	$142 \times 67 \times 218$ mm
Modelo	SE100AHA
Fabricante	CALB

Tabela 9: Características das células da bateria de íons de Lítio

Condição	Parâmetro	Valor
Descarga	Tensão de corte	2,5 V
	Taxa recomendada	0,3 C
	Taxa mínima	4 C
	Corrente de curto circuito (10s)	800 A
	Temperatura de operação	-25 °C à 55 °C
Recarga	Tensão de corte	3,6V
	Taxa recomendada	0,3 C
	Taxa mínima	3 C
	Temperatura de operação	0 °C à 45 °C

<sup>(1)</sup> Carga/Descarga em 0,3 C, SoC 20%

$$C_{BT} = \frac{7200 Q_{BT} V_{BT}}{|V_i^2 - V_f^2|} \quad (5.1)$$

em que  $Q_{BT}$ ,  $V_{BT}$ ,  $V_i$  e  $V_f$  representam, respectivamente: a capacidade da bateria, em Ah, tensão nominal e tensão inicial ( $V_i$ ) e final ( $V_f$ ). Para uma capacidade de 100 Ah, tensão nominal de 3.2 V, tensão inicial de 3.6 V (totalmente carregada) e no estado de descarga, a tensão é de 2.5 V, a capacitância equivalente da bateria é de, aproximadamente, 344 kF. No entanto, como é considerado um banco de 15 células conectadas, obtendo uma tensão nominal de 48V, temos uma capacitância equivalente de, aproximadamente, 23 kF.

Para redução do tempo de simulação, o nível de carga e descarga tanto do banco de bateria quanto para os módulos SC foram alterados. O cálculo da energia de um sistema é descrito em (5.2).

$$E = \int_{t_1}^{t_2} i(t) v(t) dt \quad (5.2)$$

Como o tempo da curva NEDC foi reduzida em 10 vezes, a capacitância calculada de 23 kF, tem sua equivalência com a redução no tempo, para 2.3 kF.

O funcionamento do sistema para o ciclo de condução NEDC é apresentado na Figura 37. Nesta, pode-se observar o comportamento da corrente nos módulos SC, atendendo a demanda do sistema nos instantes de pico de corrente. Já a corrente da BT apresenta o comportamento médio da demanda de corrente do sistema. A tensão da BT está em um valor médio aceitável para o seu bom funcionamento e o estado de carga dos módulos SC está na média em que foi determinado para a referência da malha externa de tensão do conversor conectado à BT 87,5%.

### 5.3 RESISTÊNCIA DE PROTEÇÃO

Durante a frenagem regenerativa, o sistema pode receber mais energia do que a suportada pela capacidade dos acumuladores de energia. Neste contexto, a tensão do barramento CC poderá aumentar significativamente e rapidamente, levando o dispositivo à destruição. Portanto, utiliza-se uma resistência de proteção, com o intuito de dissipar a energia em excesso do sistema. Essa topologia está ilustrada na Figura 38. O resistor de proteção pode ser calculado de acordo com (5.3)

$$R_{protecao} = \frac{v_{CC}^2}{P_{sistema}} \quad (5.3)$$

O acionamento de proteção geralmente é feito através de um controlador do tipo liga ou desliga, sendo esta que limita a tensão do barramento CC em uma faixa pré-determinada (geralmente entre 5 e 10% de sobretensão) (CHAUDHARY et al., 2009). Portanto, quando excedido o valor de tensão permitido no barramento CC, a resistência de frenagem é acionada para que essa energia não utilizada possa ser dissipada. A lógica de disparo do interruptor foi implementada em um bloco C do PSIM em que quando a tensão do barramento CC, ou a tensão no módulos SC ou a tensão na bateria atingirem seus respectivos valores máximo, o sistema recebe um nível lógico igual à 1. Existem

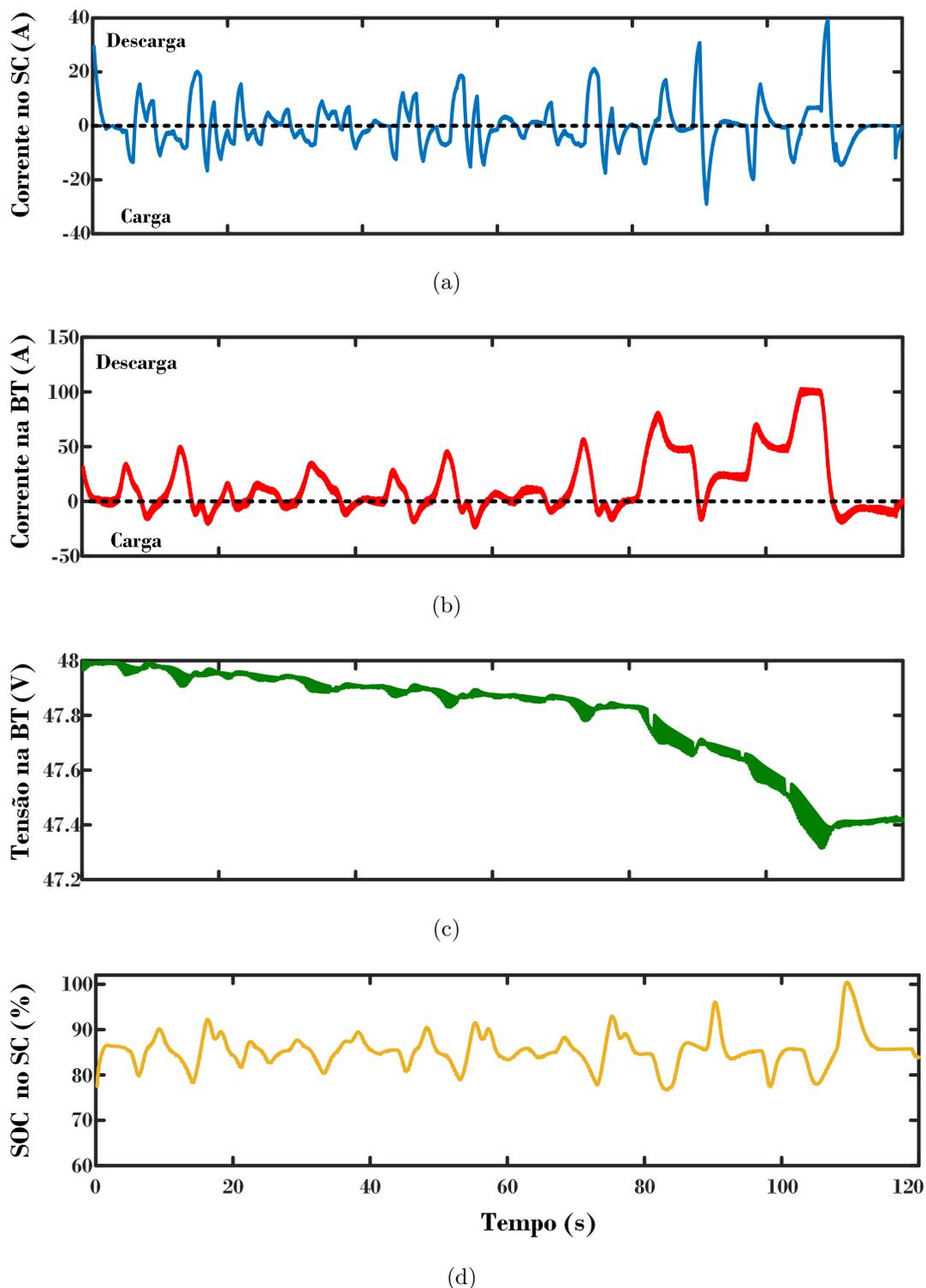


Figura 37: (a) Corrente nos módulos SC (b) Corrente na BT (c) Tensão na BT e (d) Estado de carga dos módulos SC.

dois interruptores para esta proteção, sendo um deles com o nível lógico invertido. Com isso, permite-se isolar o sistema de uma possível passagem de corrente para o barramento, módulos SC e bateria. No instante em que a tensão do barramento CC atinge valores acima de 36 V, como estabelecido, a resistência de frenagem atua, como

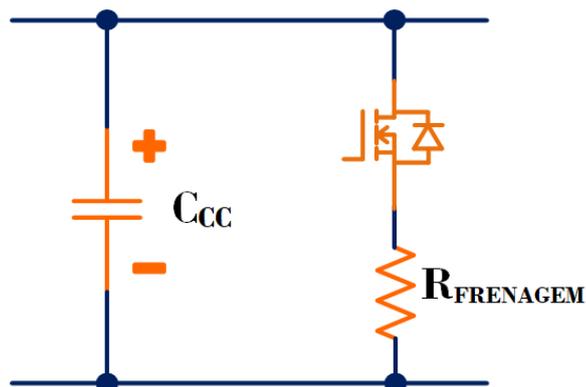


Figura 38: Sistema de proteção para a tensão do barramento CC.

ilustrado na Figura 39.

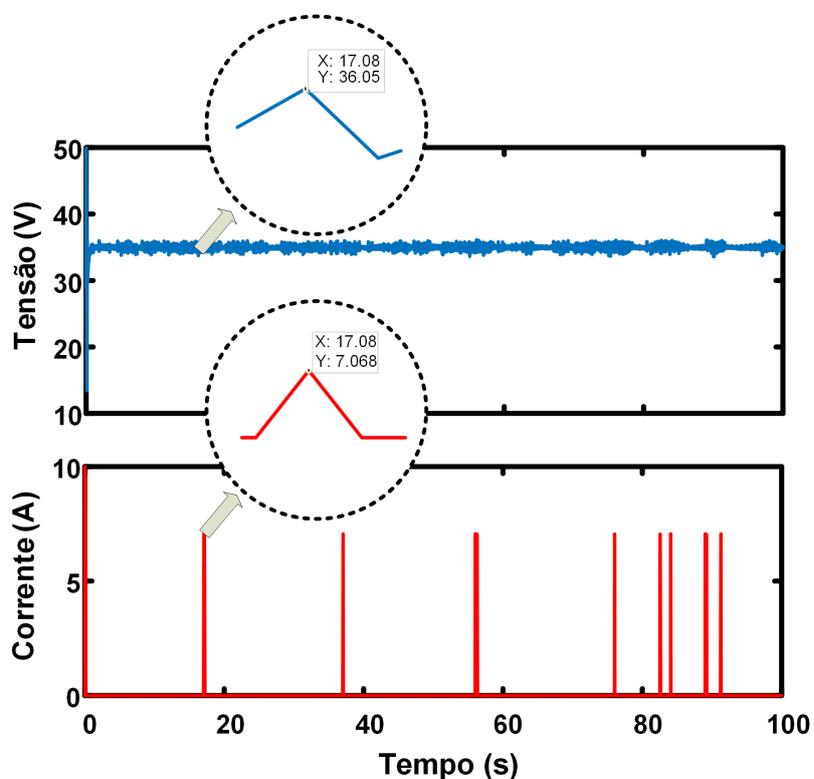


Figura 39: Sistema de proteção para a tensão do barramento CC.

#### 5.4 EQUALIZAÇÃO DAS TENSÕES DOS SC

Na Figura 40 são mostradas as especificações dos módulos supercapacitores, modelo BMOD0058 E016 B02, fabricados pela empresa Maxwell. Conforme mostrado anteriormente o conversor bidirecional conectado à bateria controla o estado de carga dos SC.

Na Figura 41 é mostrado o comportamento do algoritmo de equalização das tensões

em cada módulo SC. Inicialmente, os SC apresentam tensões diferentes. Após a atuação do controladores as tensões dos vários módulos são equalizadas.



Parâmetro	Valor
Capacitância nominal	58 F
Máxima resistência série (inicial)	22 mΩ
Tensão nominal	16 V
Tensão máxima	17 V
Capacitância de cada célula	350 F
Corrente máxima	170 A
Número de células	6

Figura 40: Supercapacitor BMOD0058 E016 B02 Maxwell.

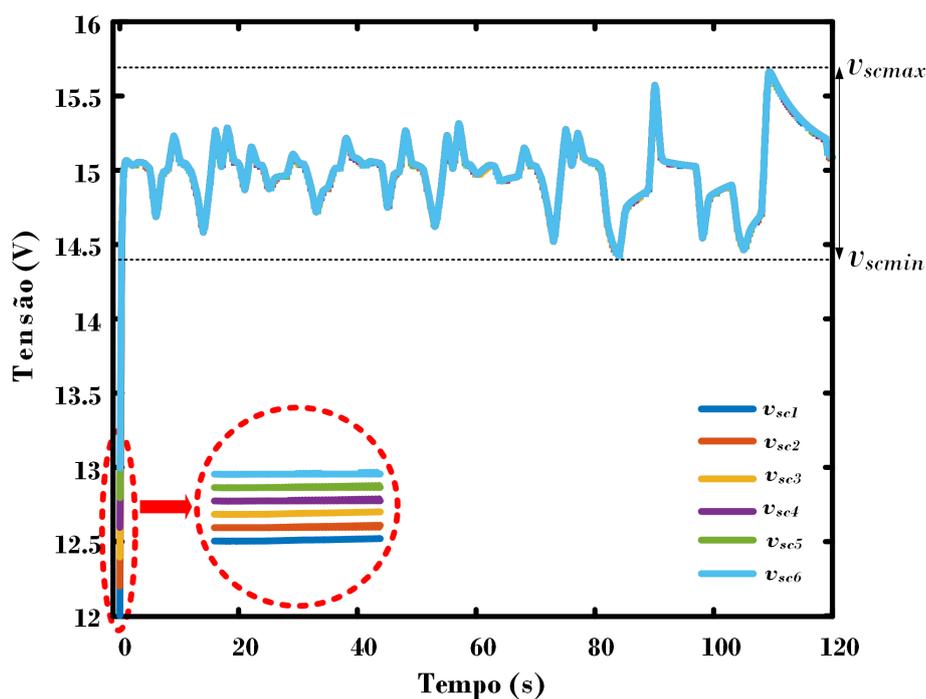


Figura 41: Equalização das tensões nos módulos supercapacitor.

## 5.5 CONVERSOR BIDIRECIONAL CONECTADO À BATERIA

A partir da malha externa de tensão do conversor conectado à BT, esta tem por objetivo controlar o nível de tensão nos módulos SC. Na Figura 42 pode-se observar

que quando o nível de tensão nos SC fica acima da referência, a BT força uma descarga dos SC para retornar o nível de tensão para a referência. Com isso, através desta gestão de energia, a tensão nos módulos SC tende a ficar em um valor médio da referência.

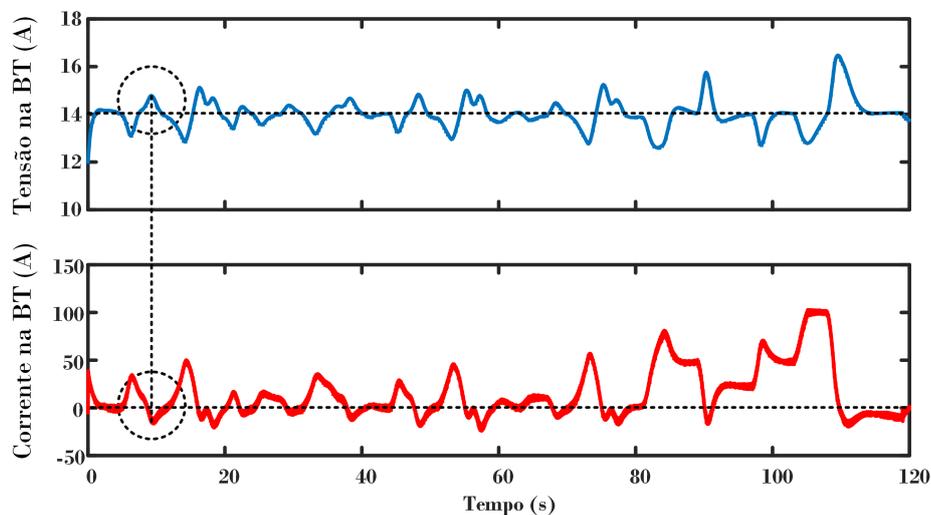


Figura 42: Equalização das tensões nos módulos supercapacitor.

Por fim, são apresentados na Figura 43, os dados de corrente do motor elétrico e as correntes dos módulos SC e da bateria. Pode-se notar que o somatório das duas correntes ( $i_{SC}$  e  $i_{BT}$ ) se equivale à corrente do motor. No entanto, cabe ressaltar, como mostrado nas figuras anteriores a maior parte de corrente fornecida, será da bateria e maior parte de corrente absorvida será dos módulos SC.

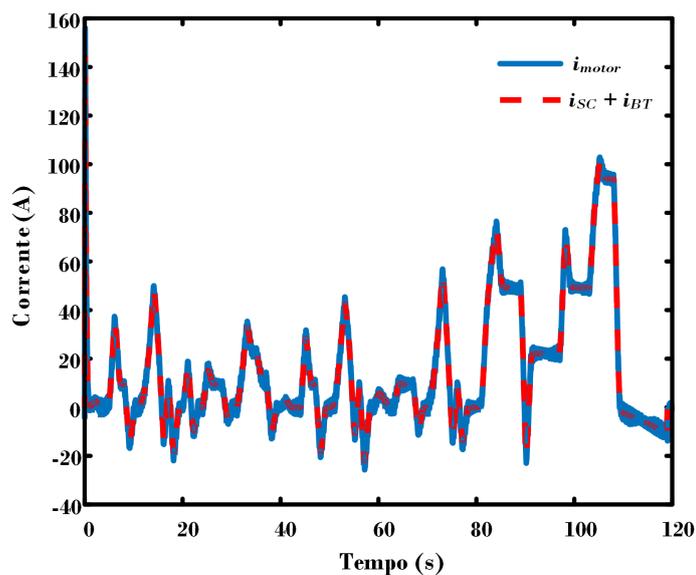


Figura 43: Referência da tensão na bateria com relação à tensão nos módulos SC.

## **5.6 CONCLUSÕES PARCIAIS**

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos através da simulação do sistema HESS proposto. Para fins de simulações foi considerado a demanda de potência do VE através do NEDC.

Através dos resultados apresentados, pode-se observar que o objetivo principal deste trabalho, a equalização das tensões nos módulos SC, ocorre de maneira satisfatória. Além disso, os controles projetados para a tensão do barramento CC e da gestão de energia, em que é controlado o nível de tensão em cada módulo SC, tiveram repostas satisfatórias.

## 6 CONCLUSÕES FINAIS

O objetivo principal deste trabalho foi realizar a equalização das tensões em um conversor modular multinível aplicado a um sistema híbrido de armazenamento de energia. Foram seguidas as seguintes etapas para alcançar este objetivo: revisão bibliográfica e determinação da topologia a ser utilizada; obtenção do modelo matemático do conversor MMC; projeto do controlador do conversor MMC; desenvolvimento de um sistema para equalizar as tensões nos módulos SC; escolha da topologia associada à bateria e obtenção de seu modelo matemático e; projeto do controle para a gestão energia do sistema HESS.

A revisão bibliográfica desenvolvida para este trabalho permitiu identificar as principais topologias de conversor modular multinível para equalizar a tensão de dispositivos armazenadoras de energia. A topologia do conversor escolhida para estudo, consiste de conversores meia ponte (*half-bridge*) associados em série. Com isso, consegue-se diminuir volume e massa do conversor, pelo fato de utilizar somente um indutor, o que não acontece com as outras topologias cascata apresentadas.

Para esta estrutura foi obtido o modelo matemático para seis módulos utilizando o modelo em espaço de estados. Além disso, foi apresentado o modelo para N módulos. Para o acionamento dos interruptores foi utilizado a estratégia de deslocamento de fase da portadora PWM, a qual é realizado uma defasagem de igual valor para cada submódulo. Com efeito, houve uma diminuição na ondulação da corrente e, conseqüentemente na diminuição no valor do filtro indutivo.

Para a realização do controle do conversor multinível foi utilizado uma malha interna responsável em controlar a corrente no indutor e uma malha externa para controlar a tensão do barramento CC. Além disso, foi incorporada uma malha de controle que permite realizar a equalização das tensões nos módulos SC. Essa estrutura permite realizar um acréscimo ou decréscimo na ação de controle de cada submódulo, com efeito, permite ajustar o tempo de condução e bloqueio dos interruptores, para acumular maior, ou menor, quantidade de energia no módulo supercapacitor em relação aos

demais.

Para verificar o funcionamento da topologia do conversor multinível em um HESS, foi adicionado uma estrutura de conversor CC-CC para conectar uma bateria eletroquímica para associar a BT ao sistema. Na estratégia de controle utilizada para esse conversor, foi utilizada uma malha interna para controlar a corrente no indutor do conversor, e uma malha externa do controle da tensão, do arranjo em série de módulos SC, atuando como o elemento responsável pela gestão de energia do HESS.

A estrutura HESS descrita acima, foi utilizada para realizar a propulsão de um VE. O conversor MMC é bidirecional em corrente, para que possa ser utilizada aceleração e desaceleração do veículo. Nas fases de frenagem, o conversor tem um comportamento elevador de tensão e nas fases de aceleração ele tem o comportamento abaixador de tensão. O sistema funciona da seguinte maneira: os módulos SC atendem a variação brusca da demanda de energia solicitada pelo motor elétrico, enquanto a bateria fornece toda a demanda de energia, ou seja, atende a demanda média de potência. A energia acumulada no SC nas fases de frenagem é enviada para o banco de baterias com uma taxa de variação de corrente mais lenta, a fim de preservar as condições adequadas de operação dinâmica do dispositivo.

Na malha externa de controle da tensão do conversor associado à bateria foi utilizado um sistema de gestão de energia que utiliza como referência o nível de tensão no qual se deseja em que os módulos SCs operem. Portanto, quando a tensão dos módulos SC fica abaixo do valor determinado como referência a BT transfere mais energia do que o solicitado pelo motor elétrico. Caso contrário, disponibiliza menos energia que o solicitado para descarregar o SC.

Como sistema de segurança, foi adicionado a essa topologia HESS uma resistência de frenagem. Caso ocorra um anormalidade e os SC ultrapassam sua tensão máxima, ou a bateria ultrapasse seus limites inferiores e superiores de carga, ou o ocorra uma perda de controle do sistema, esta proteção é acionada e toda parte do sistema é desativada, impedindo que continue transferência de energia dos mesmos.

Para simulação do comportamento dinâmico do sistema, foram utilizados dados do ciclo de condução europeu, NEDC. Neste ciclo ocorre a repetição de quatro vezes o ciclo de condução urbano e por último, o Ciclo Europeu Extra-Urbano (do inglês *Extra-Urban Driving Cycle*) (EUDC). Como apresentado, os resultados obtidos para este sistema foram satisfatórios. O nível de tensão dos módulos SC permaneceu na média estabelecida e a BT conseguiu atender a maior parte da demanda, uma vez que

os módulos SC trabalha efetivamente nos instantes de pico.

### **6.1 TRABALHOS FUTUROS**

De posse dos resultados satisfatórios obtidos neste estudo, sugere-se realizar o dimensionamento dos componentes do conversor modular multinível para a construção de um protótipo para equipar o VE em construção, tanto para a equalização dos módulos SC quanto das células da BT. Além disso, deseja-se aperfeiçoar a técnica de equalização da tensão em virtude da complexidade para o comando e do elevado custo de aquisição dos interruptores, é necessário investigar outras estruturas e técnicas para balanceamento ativo de tensões de BT e SC associados em série.

## REFERÊNCIAS

- ALVARENGA, M. B. d. et al. Estratégia de modulação pwm aplicada em conversores multiníveis tipo cascata simétrica para o balanceamento das tensões nos barramentos cc e minimização das comutações. [sn], 2013.
- AMJADI, Z.; WILLIAMSON, S. S. Power-electronics-based solutions for plug-in hybrid electric vehicle energy storage and management systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 2, p. 608–616, 2010.
- AVELINO, W. d. O. et al. Sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em veículos elétricos. [sn], 2014.
- BAISDEN, A. C.; EMADI, A. Advisor-based model of a battery and an ultra-capacitor energy source for hybrid electric vehicles. *IEEE transactions on vehicular technology*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 199–205, 2004.
- BALSA, J. M. R. *Avaliação do impacto da introdução de veículos elétricos na procura de combustíveis em Portugal*. Dissertação (Mestrado) — FEUC, 2013.
- BELHACHEMI, F.; RAEL, S.; DAVAT, B. A physical based model of power electric double-layer supercapacitors. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. 2000. v. 5, p. 3069–3076.
- BELTRÁN, J. L. R. *Estrategia de control de modelo predictivo para el despacho y almacenamiento de energía renovable en sistemas híbridos*. Dissertação (Mestrado) — Monterrey: Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores Monterrey, 2012.
- BRAGA, H. A.; BARBI, I. Conversores estáticos multiníveis—uma revisão. *SBA Controle & Automação*, v. 11, n. 01, p. 20–28, 2000.
- BURNS, J.; HULSING, K. Numerical methods for approximating functional gains in lqr boundary control problems. *Mathematical and Computer Modelling*, Elsevier, v. 33, n. 1-3, p. 89–100, 2001.
- CAMPOS, M. M. Convertidor dc/dc multinivell de dos quadrants aplicat al frenat regeneratiu mitjançant supercondensadors per vehicles elèctrics o híbrids. Universitat Politècnica de Catalunya, 2011.
- CARVALHO, A. C. R. *Desenvolvimento de uma bateria com BMS para uso em veículo eléctrico*. Mestrado em Engenharia Eétrica — Instituto Politécnico de Viseu, Portugal, 2015.
- CARVALHO, C. H. R. de. *Emissões relativas de poluentes do transporte motorizado de passageiros nos grandes centros urbanos brasileiros*. 2011.
- CASTRO, B. H. R. d.; FERREIRA, T. T. Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. *BNDES Setorial*, n. 32, set. 2010, p. 267-310, Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social, 2010.

- CHAUDHARY, S. K. et al. Chopper controlled resistors in vsc-hvdc transmission for wpp with full-scale converters. In: IEEE. *Sustainable Alternative Energy (SAE), 2009 IEEE PES/IAS Conference on.* 2009. p. 1–8.
- CHOI, M.-E.; KIM, S.-W.; SEO, S.-W. Energy management optimization in a battery/supercapacitor hybrid energy storage system. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 463–472, 2012.
- DIXON, J. et al. Electric vehicle using a combination of ultracapacitors and zebra battery. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 943–949, 2010.
- DOUGAL, R. A.; LIU, S.; WHITE, R. E. Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids. *IEEE Transactions on components and packaging technologies*, IEEE, v. 25, n. 1, p. 120–131, 2002.
- EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design.* : CRC press, 2009.
- EMPRESA, D. P. E. Balanço energético nacional 2016: Ano base 2015. *Rio de Janeiro: EPE*, 2012.
- FERREIRA, A. A. et al. Sistema supervisorio de gestão de múltiplas fontes de suprimento para aplicações em veículos elétricos. [sn], 2007.
- FERREIRA, A. A. et al. Metodologia para dimensionar múltiplas fontes de suprimento de energia de veículos elétricos. *Departamento de Sistemas e Controle de Energia e Departamento de Física Aplicada. Campinas: UNICAMP*, 2008.
- FERREIRA, J. C. A. *Mobi-System: towards an information system to support sustainable mobility with electric vehicle integration.* Tese (Doutorado) — Universidade do Minho (Portugal), 2011.
- FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 2, n. 2, 2008.
- GARCIA, F. S. et al. *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados.* Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas (Unicamp), 2010.
- GOLDEMBERG, J.; GUARDABASSI, P. The potential for first-generation ethanol production from sugarcane. *Biofuels, Bioproducts and Biorefining*, Wiley Online Library, v. 4, n. 1, p. 17–24, 2010.
- GUAN, M.; XU, Z. Modeling and control of a modular multilevel converter-based hvdc system under unbalanced grid conditions. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 27, n. 12, p. 4858–4867, 2012.
- HALPER, M. S.; ELLENBOGEN, J. C. Supercapacitors: A brief overview. *The MITRE Corporation, McLean, Virginia, USA*, p. 1–34, 2006.
- HE, H. et al. Energy management strategy research on a hybrid power system by hardware-in-loop experiments. *Applied energy*, Elsevier, v. 112, p. 1311–1317, 2013.

- HILLMAN, K. et al. Fostering sustainable technologies: a framework for analysing the governance of innovation systems. *Science and Public Policy*, Beech Tree Publishing, v. 38, n. 5, p. 403–415, 2011.
- HUNG, Y.-H.; WU, C.-H. An integrated optimization approach for a hybrid energy system in electric vehicles. *Applied energy*, Elsevier, v. 98, p. 479–490, 2012.
- ICHIMURA, M. et al. Synergistic effect of charge/discharge cycle and storage in degradation of lithium-ion batteries for mobile phones. In: IEEE. *Telecommunications Conference, 2005. INTELEC'05. Twenty-Seventh International*. 2005. p. 245–250.
- JUNGST, R. G. et al. Accelerated calendar and pulse life analysis of lithium-ion cells. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 119, p. 870–873, 2003.
- KÖTZ, R.; CARLEN, M. Principles and applications of electrochemical capacitors. *Electrochimica acta*, Elsevier, v. 45, n. 15, p. 2483–2498, 2000.
- LARMINIE, J.; LOWRY, J. Electric vehicle modelling. *Electric Vehicle Technology Explained*, Wiley Online Library, p. 183–212, 2003.
- LI, X. et al. Design and control of bi-directional dc/dc converter for 30kw fuel cell power system. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. 2011. p. 1024–1030.
- LIU, H. et al. Improvement on the cold cranking capacity of commercial vehicle by using supercapacitor and lead-acid battery hybrid. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 58, n. 3, p. 1097–1105, 2009.
- LUDOIS, D. C.; VENKATARAMANAN, G. Simplified terminal behavioral model for a modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 4, p. 1622–1631, 2014.
- LUKIC, S. M. et al. Energy storage systems for automotive applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 55, n. 6, p. 2258–2267, 2008.
- MAGALHÃES, D. *Projeto de um sistema de gestão de baterias (BMS) aplicadas na alimentação de Veículos Elétricos (EVs)*. : FEUP, 2012.
- MASSOT-CAMPOS, M. et al. Multilevel two quadrant dc/dc converter for regenerative braking in mobile applications. In: IEEE. *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011. p. 1–10.
- MAZON, M.; CONSONI, F.; QUINTÃO, R. Perspectivas para a implantação do veículo elétrico no brasil: uma análise a partir do sistema nacional de inovação e das redes colaborativas de c&t. *XV Seminário Latino Iberoamericano de Gestion Tecnológica*, 2013.
- MELO, R. R. d. *Conversor CC-CC bidirecional intercalado aplicado a supercapacitores para veículos elétricos*. Tese (Doutorado), 2014.
- MESQUITA, D. L. et al. O desenvolvimento de processos de inovação sob a ótica da teoria dos custos de transação: O caso da tecnologia flex-fuel. *RAI Revista de Administração e Inovação*, Elsevier, v. 10, n. 1, p. 119–140, 2013.

- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. : John Wiley & Sons, 2007.
- MONTESINOS-MIRACLE, D. et al. Design and control of a modular multilevel dc/dc converter for regenerative applications. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 28, n. 8, p. 3970–3979, 2013.
- NAPOLI, A. D. et al. Control strategy for multiple input dc-dc power converters devoted to hybrid vehicle propulsion systems. In: *Proc. IEEE ISIE*. 2002. v. 3, p. 1036–1041.
- NIEMOELLER, B. A.; KREIN, P. T. Battery-ultracapacitor active parallel interface with indirect control of battery current. In: IEEE. *Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2010*. 2010. p. 12–19.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. : Prentice Hall do Brasil, 1998.
- ORTÚZAR, M.; MORENO, J.; DIXON, J. Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: Implementation and evaluation. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 54, n. 4, p. 2147–2156, 2007.
- PETERSON, S. B.; APT, J.; WHITACRE, J. Lithium-ion battery cell degradation resulting from realistic vehicle and vehicle-to-grid utilization. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 195, n. 8, p. 2385–2392, 2010.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos. *Rio de Janeiro: CEPEL*, 2014.
- RANDALL, T. Tesla’s battery revolution just reached critical mass. *Bloomberg New Energy Finance*, 2017.
- RASKIN, A.; SHAH, S. *The Emergence of Hybrid Vehicles: Ending Oil’s Stranglehold on Transportation and the Economy*. : AllianceBernstein, 2006.
- ROCHA, L. H. *Carro Elétrico—Desafios para sua Inserção no Mercado Brasileiro de Automóveis*. Tese (Doutorado) — Dissertação para obtenção do título de Especialista em Gestão e Tecnologias Ambientais. Escola Politécnica da USP, 2013.
- RODRIGUES, M. d. C. B. P. et al. Integração de filtro ativo de potência monofásico e bifásico ao sistema de propulsão de um veículo elétrico. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2014.
- RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009.
- SALON, D. et al. City carbon budgets: A proposal to align incentives for climate-friendly communities. *Energy Policy*, Elsevier, v. 38, n. 4, p. 2032–2041, 2010.
- SANJAYA, M. *Switching power supplies A to Z*. : Newnes, 2006.
- SANTOS, A. H. C. et al. Uma contribuição ao estudo dos freio de atrito para aplicação em frenagem regenerativa. [sn], 2009.

SUN, Z. et al. High power modular multilevel dc-dc converter based on dual-loop cps modulation. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International*. 2016. p. 59–63.

TROVÃO, J. P. et al. A multi-level energy management system for multi-source electric vehicles—an integrated rule-based meta-heuristic approach. *Applied Energy*, Elsevier, v. 105, p. 304–318, 2013.

TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, 2011.

VALLE, R. L. *Controlador preditivo aplicado na regulação das correntes de um motor cc de ímãs permanentes sem escovas de baixa indutância*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2017.

WU, W. et al. Analysis and design of control strategy for mmc-bdc based ultra-capacitors energy storage systems. *Proceedings of the CSEE*, v. 27, p. 003, 2014.

XU, L.; AGELIDIS, V. G. Vsc transmission system using flying capacitor multilevel converters and hybrid pwm control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 693–702, 2007.

ZHENG, J. P.; JOW, T. R.; DING, M. Hybrid power sources for pulsed current applications. *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, IEEE, v. 37, n. 1, p. 288–292, 2001.

## APÊNDICE A – SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Os HESS, estão divididos de três maneiras: passivo, semi-ativo e totalmente ativo.

•**Sistemas passivos:** a bateria e os SC estão conectados em paralelo e compartilhando o mesmo barramento. Este tipo de sistema é considerado a topologia mais simples e de menor custo para investimento (LIU et al., 2009). No entanto, uma desvantagem desta topologia, e que pelo fato de a tensão do SC ser regulada pela tensão da bateria, grande parte da energia que poderia ser armazenada não é aproveitada (DOUGAL; LIU & WHITE, 2002). Na Figura 44 é apresentada a estrutura passiva.

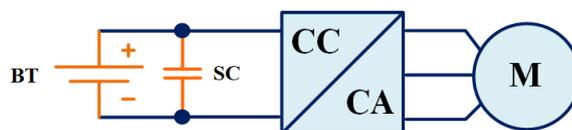


Figura 44: Sistema Híbrido Passivo.

•**Sistemas semi-ativo:** a topologia consiste em utilizar somente um conversor corrente contínua/corrente contínua (CC/CC) entre o SC e a bateria. Este tipo de sistema, atualmente, é a topologia mais utilizada devido ao desempenho de custo e eficiência do sistema (HUNG & WU, 2012). Esta estrutura torna-se atrativa por possibilitar a utilização de apenas um conversor CC/CC. Com isso, potência pode ser menor que o pico de potência da carga.

Uma desvantagem deste sistema, é que o sistema propulsor está sujeito a uma variação de tensão de trabalho do SC, podendo prejudicar a tração do veículo elétrico. Na Figura 45, é apresentado a estrutura semi-ativa proposta por (DIXON et al., 2010). Neste tipo de sistema, a bateria é conectada diretamente ao inversor, enquanto o SC é conectado à um conversor CC/CC. Devido ao tipo de conexão direta da bateria, a tensão do terminal do inversor pode ser mantida. No entanto, ao se ter um valor elevado de potência no sistema, a bateria pode danificar, pelo

fato de não haver proteção entre a bateria e o inversor. Na Figura 45 é apresentado o esquemático desta topologia.



Figura 45: Estrutura de HESS conectado à um conversor CC-CC.

Outra topologia semi-ativa apresentada por (NIEMOELLER & KREIN, 2010). Para este tipo de sistema, o SC está ao barramento comum ao inversor, enquanto a bateria é conectada à um conversor CC/CC. O SC atua como proteção contra uma rápida mudança de fluxo de energia. Como isso, a bateria está protegida e o fluxo de energia pode ser efetivamente controlado. No entanto, nesta topologia, a faixa de trabalho do SC é limitada devido à tensão SC, a qual é mantida constante. Na Figura 46 é apresentado o esquemático desta topologia.

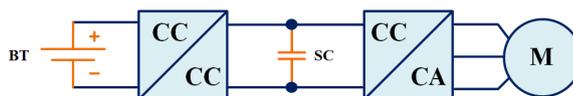


Figura 46: Estrutura de HESS -bateria conectada à um conversor CC-CC.

- Totalmente ativo:** apresenta um melhor rendimento, pelo fato de utilizar dois conversores CC/CC e um circuito de controle adicional (AMJADI & WILLIAMSON, 2010; TROVÃO et al., 2013; ORTÚZAR; MORENO & DIXON, 2007). No entanto, esta topologia apresenta a desvantagem de elevado custo, volume e peso, eficiência e simplicidade. Na Figura 47 é apresentado o esquemático de uma topologia proposta em (CHOI; KIM & SEO, 2012). Nesta estrutura, o SC é conectado ao terminal do inversor através de um conversor CC/CC, e a bateria é conectada ao SC através de um conversor CC/CC. No entanto, o conversor CC/CC, requer uma grande quantidade de energia para operação, pelo fato de está localizada na região do fluxo de corrente do sistema.

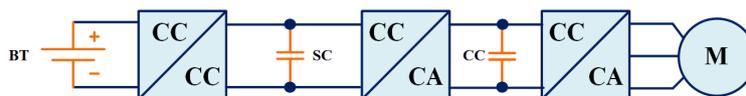


Figura 47: Estrutura de HESS -conexão em cascata.

**APÊNDICE B - MODOS DE OPERAÇÃO DO SISTEMA PARA AS  
VARIAÇÕES NA RAZÃO CÍCLICA**

Tabela 10: Modos de operação para razão cíclica entre  $0 < \delta < 1/6$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0
3	0	1	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0
5	0	0	1	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	1	0	0
8	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	1	0
10	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	1
12	0	0	0	0	0	0

Tabela 11: Modos de operação para razão cíclica entre  $1/6 < \delta < 2/6$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0	0
3	0	1	0	0	0	0
4	0	1	1	0	0	0
5	0	0	1	0	0	0
6	0	0	1	1	0	0
7	0	0	0	1	0	0
8	0	0	0	1	1	0
9	0	0	0	0	1	0
10	0	0	0	0	1	1
11	0	0	0	0	0	1
12	1	0	0	0	0	1

Tabela 12: Modos de operação para razão cíclica entre  $2/6 < \delta < 3/6$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	1	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0	0
3	1	1	1	0	0	0
4	0	1	1	0	0	0
5	0	1	1	1	0	0
6	0	0	1	1	0	0
7	0	0	0	1	1	0
8	0	0	0	1	1	1
9	0	0	0	0	1	1
10	1	0	0	0	1	1
11	1	0	0	0	0	1
12	1	1	0	0	0	1

Tabela 13: Modos de operação para razão cíclica entre  $3/6 < \delta < 4/6$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	1	0	0	0	1
2	1	1	1	0	0	1
3	1	1	1	0	0	0
4	1	1	1	1	0	0
5	0	1	1	1	0	0
6	0	1	1	1	1	0
7	0	0	1	1	1	0
8	0	0	1	1	1	1
9	0	0	0	1	1	1
10	1	0	0	1	1	1
11	1	0	0	0	1	1
12	1	1	0	0	1	1

Tabela 14: Modos de operação para razão cíclica entre  $4/6 < \delta < 5/6$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	1	1	0	1	1
2	1	1	1	0	0	1
3	1	1	1	1	0	1
4	1	1	1	1	0	0
5	1	1	1	1	1	0
6	0	1	1	1	1	0
7	0	1	1	1	1	1
8	0	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	1
10	1	0	0	1	1	1
11	1	1	0	1	1	1
12	1	1	0	0	1	1

Tabela 15: Modos de operação para razão cíclica entre  $5/6 < \delta < 1$ .

Estágios	$S_{H1}/\bar{S}_{L1}$	$S_{H2}/\bar{S}_{L2}$	$S_{H3}/\bar{S}_{L3}$	$S_{H4}/\bar{S}_{L4}$	$S_{H5}/\bar{S}_{L5}$	$S_{H6}/\bar{S}_{L6}$
1	1	1	1	0	1	1
2	1	1	1	1	1	1
3	1	1	1	1	0	1
4	1	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	1	0
6	1	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1
8	1	1	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1
11	1	1	0	1	1	1
12	1	1	1	1	1	1

## APÊNDICE C – CÓDIGO FONTE - MATLAB

```
% *****  
%           Conversor Modular Multinível  
% *****  
clear all  
clc  
close all  
  
%% Modelo para seis módulos  
  
%% Resistência em série dos SC  
  
Rs1 = 0.0022;  
Rs2 = 0.0022;  
Rs3 = 0.0022;  
Rs4 = 0.0022;  
Rs5 = 0.0022;  
Rs6 = 0.0022;  
Rl  = 0.001;  
Rc  = 0.1;  
L   = 0.0027;  
Cb  = 1e-3;  
I=120;  
  
%% Tensão nos SC  
Vsc1=16;  
Vsc2=16;  
Vsc3=16;
```

```

Vsc4=16;
Vsc5=16;
Vsc6=16;

%% Razão cíclica
d1=0.85;
d2=0.85;
d3=0.85;
d4=0.85;
d5=0.85;
d6=0.85;

%% Estágios de funcionamento do sistema

A1 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L 1/L;-1/Cb 0];
B1 = [Rc/L -1/L -1/L -1/L -1/L -1/L -1/L;1/Cb 0 0 0 0 0 0];
C1 = [1 0;0 1];
D1 = [0];

A2 = [-(Rl+Rc+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L 1/L;-1/Cb 0];
B2 = [Rc/L 0 -1/L -1/L -1/L -1/L -1/L;1/Cb 0 0 0 0 0 0];
C2 = [1 0;0 1];
D2 = [0];

A3 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L 1/L;-1/Cb 0];
B3 = [Rc/L -1/L -1/L -1/L -1/L -1/L -1/L;1/Cb 0 0 0 0 0 0];
C3 = [1 0;0 1];
D3 = [0];

A4 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L 1/L;-1/Cb 0];
B4 = [Rc/L -1/L 0 -1/L -1/L -1/L -1/L;1/Cb 0 0 0 0 0 0];
C4 = [1 0;0 1];
D4 = [0];

A5 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L 1/L;-1/Cb 0];

```

$$B5 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C5 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D5 = [0];$$

$$A6 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs4+Rs5+Rs6)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B6 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ 0 \ -1/L \ -1/L \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C6 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D6 = [0];$$

$$A7 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B7 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C7 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D7 = [0];$$

$$A8 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs5+Rs6)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B8 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ 0 \ -1/L \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C8 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D8 = [0];$$

$$A9 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B9 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C9 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D9 = [0];$$

$$A10 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs6)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B10 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ 0 \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C10 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D10 = [0];$$

$$A11 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5+Rs6)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B11 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$C11 = [1 \ 0; 0 \ 1];$$

$$D11 = [0];$$

$$A12 = [-(Rl+Rc+Rs1+Rs2+Rs3+Rs4+Rs5)/L \ 1/L; -1/Cb \ 0];$$

$$B12 = [Rc/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ -1/L \ 0; 1/Cb \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

```
C12 = [1 0;0 1];
```

```
D12 = [0];
```

```
% Matrizes média do sistema
```

```
A = ((d1-(5/6))*A1 + (1-d1)*A2 + (d2-(5/6))*A3+
(1-d2)*A4 + (d3-(5/6))*A5 + (1-d3)*A6)+
((d4-(5/6))*A7 + (1-d4)*A8 + (d5-(5/6))*A9 +
(1-d5)*A10 + (d6-(5/6))*A11 + (1-d6)*A12);
```

```
B = ((d1-(5/6))*B1 + (1-d1)*B2 + (d2-(5/6))*B3 +
(1-d2)*B4 + (d3-(5/6))*B5 + (1-d3)*B6)+
((d4-(5/6))*B7 + (1-d4)*B8 + (d5-(5/6))*B9 +
(1-d5)*B10 + (d6-(5/6))*B11 + (1-d6)*B12);
```

```
C = [1 0];
```

```
% Modelo de Pequenos Sinais
```

```
U=[I;Vsc1;Vsc2;Vsc3;Vsc4;Vsc5;Vsc6];
```

```
X = -inv(A)*B*U;
```

```
%Determinação da Função de transferência para cada módulo do conversor MMC
```

```
Bs_7=((A1-A2)*X +(B1-B2)*U);
```

```
[n7, den] = ss2tf(A,Bs_7,[1 0],0);
```

```
Il_7 = tf(n7,den);
```

```
Bs_8=((A3-A4)*X +(B3-B4)*U);
```

```
[n8, den8] = ss2tf(A,Bs_8,[1 0],0);
```

```
Il_8 = tf(n8,den8);
```

```
Bs_9=((A5-A6)*X +(B5-B6)*U);
```

```
[n9, den9] = ss2tf(A,Bs_9,[1 0],0);
```

```
Il_9 = tf(n9,den9);
```

```

Bs_10=((A7-A8)*X +(B7-B8)*U);
[n10, den10] = ss2tf(A,Bs_10,[1 0],0);
Il_10 = tf(n10,den);

Bs_11=((A9-A10)*X +(B9-B10)*U);
[n11, den11] = ss2tf(A,Bs_11,[1 0],0);
Il_2 = tf(n11,den11);

Bs_12=((A11-A12)*X +(B11-B12)*U);
[n12, den12] = ss2tf(A,Bs_12,[1 0],0);
Il_3 = tf(n12,den12);

%% Função de transferência geral do sistema (dada a razão cíclica)

Bs=((A1-A2+A3-A4+A5-A6+A7-A8+A9-A10+A11-A12)*X +(B1-B2+B3-B4+B5-B6+B7-B8+B9-
B10+B11-B12)*U);
[num, den] = ss2tf(A,Bs,[1 0],0);
Il = tf(num,den);

% Método LQR - Controle da corrente

Aaum = [A(1) A(3) 0; A(2) A(4) 0;-1 0 0];
Baum = [Bs(1);Bs(2);0];
R= [900];
Q= diag([10,1,100000000000000]);
Bref =[0;0;1];
Caum =[1 0 0];

% Análise de Controlabilidade e Observabilidade
cont=ctrb(Aaum,Baum);
rank(cont,0);
M=obsv(Aaum,Caum);
rank(M,0);

[K,P,E]=lqr(Aaum,Baum,Q,R);

```

```

AA =Aaum-Baum*K;
BB = Bref;
CC=Caum;
DD=0;
step(AA,BB,CC,0)

Ab = [A zeros(2,1); -C 0];
Bb = [Bs;0];
Cb = [K];
Sis_ab =ss(Ab,Bb,Cb,0);

margin(Sis_ab)
hold on
bode(I1)

% *****
%           Conversor Boost
% *****

% clear all
% close all
% clc
%% *****
% Cálculo dos parâmetros do conversor
% *****

Po = 5400;
Vo = 48;
Vdc = 35;
Freq = 5000;
D=0.35;
Rl = 0.001;
L = 3.1927e-04;
C = 2300;
Rb=0.001;

```

```

%% Modelo
A1 = [-(Rl+Rb)/L -1/L;1/C 0];
B1 = [1/L;0];
C1 = [0 1];

A2 = [-Rl/L 0;0 0];
B2 = [1/L;0];
C2 =[0 1];

%% Modelo em regime permanente
A = (D*A1+ (1-D)*A2);
B = (D*B1 +(1-D)*B2);
C = [0 1];

%% Modelo Médio
U = Vdc;
X = -inv(A)*B*U;

%% Modelo de pequenos sinais

Bs=((A1-A2)*X +(B1-B2)*U);

%% Função de transferência
[num, den]= ss2tf(A,Bs,C,0);
Il = tf(num,den)

%% Controle do sistema - LQR

Aaum = [A(1) A(3) 0; A(2) A(4) 0; -1 0 0];
Baum = [Bs(1);Bs(2);0];
R=[10000];
Q= diag([10,1,100000]);
Bref =[0;0;1];
Caum = [1 0 0];

```

```
% Análise de Controlabilidade e Observabilidade
```

```
cont=ctrb(Aaum,Baum);
```

```
rank(cont,0);
```

```
M=obsv(Aaum,Caum);
```

```
rank(M,0);
```

```
%% LQR
```

```
[K,P,E]=lqr(Aaum,Baum,Q,R);
```

```
AA =Aaum-Baum*K;
```

```
BB = Bref;
```

```
CC=Caum;
```

```
DD=0;
```

```
step(AA,BB,CC,0)
```

```
Ab = [A zeros(2,1); -C 0];
```

```
Bb = [Bs;0];
```

```
Cb = [K];
```

```
Sis_ab =ss(Ab,Bb,Cb,0);
```

```
margin(Sis_ab)
```

```
% Após a obtenção da função de transferência da corrente na bt com relação a tensão
```

```
% G = tf([-18.25 -16.47],[1 0]); valores obtidos no sisotool
```

```
% sis_tot = G*tf1;
```

```
% margin(sis_tot)
```