

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA

CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MARIANA MAIYUMI HIRAKAWA BALDASSI

**CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC MULTIFÁSICO BIDIRECIONAL EM
CORRENTE NÃO ISOLADO APLICADO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE TRAÇÃO
DE VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS LEVES**

JOINVILLE

2015

MARIANA MAIYUMI HIRAKAWA BALDASSI

**CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC MULTIFÁSICO BIDIRECIONAL EM
CORRENTE NÃO ISOLADO APLICADO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE TRACÇÃO
DE VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS LEVES**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE, SC

2015

MARIANA MAIYUMI HIRAKAWA BALDASSI

**CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC MULTIFÁSICO BIDIRECIONAL EM
CORRENTE NÃO ISOLADO APLICADO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE TRACÇÃO
DE VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS LEVES**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica, como requisito parcial para obtenção do grau de engenheira eletricista.

Banca Examinadora:

Orientador: _____

Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____

Dr. Alessandro Luiz Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____

Dr. Joselito Anastacio Heerd
Universidade do Estado de Santa Catarina

JOINVILLE, 16 DE DEZEMBRO DE 2015

RESUMO

Um conversor CC-CC bidirecional em corrente abaixador e elevador de tensão de múltiplas fases intercalas é utilizado para processamento de elevada potência em diversas aplicações, como em veículos elétricos e híbridos, realizando a interface entre o conversor de tração ou barramento de força principal do veículo e o banco de baterias, sendo responsável por condicionar a energia regenerada do motor de tração durante uma frenagem regenerativa. Para um melhor rendimento, desempenho, e confiabilidade, são projetados conversores multifásicos onde a potência total é dividida entre o número de fases, aumentando a densidade de potência sem reduzir a eficiência de conversão de energia. Na prática, as correntes nas fases do protótipo de 6 kW encontram-se desequilibradas, requerendo assim um controle do conversor em questão. Neste trabalho será estudado e implementado em simulação e experimentalmente o controle das correntes dos indutores e da tensão de saída do conversor operando no modo Buck.

Palavras Chave: Conversor CC-CC Bidirecional. Controle por valores médios instantâneos. Veículos elétricos.

LISTA DE ABREVIATURAS

CVT	Continuously Variable Transmission
DSP	Digital Signal Processor
EMI	Electromagnetic Interference
ESR	Equivalent Series Resistance
EV	Electric Vehicle
FCV	Fuel Cell Vehicle
FPGA	Field Programmable Commission
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
HEV	Hybrid Electric Vehicle
ICE	Internal Combustion Vehicle
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MCC	Modo de Condução Contínuo
N_f	Número de fases do conversor multifásico
PEV	Plug-in Electric Vehicle
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicle
PI	Proportional-Integral

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Preço do petróleo no mercado Spot e alguns fatores históricos entre 1970 e 2008.	10
Figura 2 - Configuração do EV.....	14
Figura 3 - Configuração série do <i>HEV</i>	16
Figura 4 - Configuração paralelo do <i>HIV</i>	17
Figura 5 - Configuração série-paralelo do <i>HEV</i>	18
Figura 6 - Configuração com célula a combustível do <i>HEV</i>	19
Figura 7 - Estrutura dos conversores CC-CC bidirecionais empregados nos EVs e HEVs: (a) conversor buck e boost, (b) conversor Full-Bridge, (c) conversor Half-Bridge, (d) conversor Push-Pull, (e) Buck e Boost multifásico com transformador de interfase – IPT.....	21
Figura 8 - Representação de um sistema elétrico de tração do EV	22
Figura 9 - Representação de um sistema elétrico de tração do EV	23
Figura 10 - Representação de um sistema elétrico de tração do <i>HEV</i> com célula a combustível.....	24
Figura 11 - Representação do sistema elétrico de tração do <i>EV</i> e <i>HEV</i> com conversores isolados	25
Figura 12 - Representação do sistema de potência de um <i>HEV</i>	28
Figura 13 - Modos de operação do conversor no plano tensão-corrente.	29
Figura 14 - Estrutura de um braço do conversor bidirecional em corrente	30
Figura 15 - Estrutura de três braços do conversor bidirecional em corrente	32
Figura 16 - Principais formas de onda do conversor de três braços operando como Buck em condução contínua	34
Figura 17 - Principais formas de onda do conversor operando como elevador de tensão no modo condução contínua	38
Figura 18 - Estratégia de controle do conversor Boost de estrutura trifásica	43
Figura 19 - Diagrama de blocos do sistema de controle do modo Boost	44
Figura 20 - Compensadores adotados: (a) PI, e (b) PI com filtro	48
Figura 21 - Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Boost	50
Figura 22 - Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Boost	51
Figura 23 - Lugar geométrico das raízes da malha de corrente do conversor operando no modo Boost.....	51

Figura 24 - Resposta ao degrau na malha de corrente do conversor operando no modo Boost	52
Figura 25 - Diagrama de Bode da FTMF ILI do conversor operando no modo Boost	52
Figura 26 - Diagrama de bode da malha de tensão do conversor operando no modo Boost ...	53
Figura 27 - Diagrama de bode da malha de tensão	54
Figura 28 - Lugar geométrico das raízes da malha de tensão	55
Figura 29 - Resposta ao degrau na malha de tensão FTMF V1	55
Figura 30 - Estratégia de controle do conversor Buck de estrutura trifásica	56
Figura 31 - Diagrama de blocos do sistema de controle do modo Buck	57
Figura 32 - Compensador do tipo proporcional integrativo.....	60
Figura 33 - Diagrama de bode da malha de corrente do indutor L1 do conversor operando no modo Buck	62
Figura 34 - Diagrama de Bode da malha de corrente IL1 do conversor operando no modo Buck	63
Figura 35 - Resposta ao degrau do compensador de corrente para o conversor operando no modo Buck	63
Figura 36 - Diagrama de Bode da FTMF IL1 do conversor operando no modo Buck.....	64
Figura 37 - Diagrama de bode da planta de tensão do conversor operando no modo Buck....	65
Figura 38 - Diagrama de Bode da malha de tensão do conversor operando no modo Buck ...	66
Figura 39 - Resposta dinâmica ao degrau da malha de tensão	66
Figura 40 - Circuito de simulação do conversor CC-CC bidirecional Buck e Boost de três braços	68
Figura 41 - Pulsos de comando dos interruptores do conversor em malha aberta.....	69
Figura 42 - Corrente nos indutores do conversor em malha aberta	70
Figura 43 - Corrente nos interruptores do conversor em malha aberta.....	70
Figura 44 - Ondulação da tensão de saída do conversor em malha aberta	71
Figura 45 - Corrente drenada pelo capacitor de filtro de saída do conversor em malha aberta	71
Figura 46 - Ondulação da soma das correntes dos Indutores IL1 + IL2 + IL3 do conversor em malha aberta	71
Figura 47 - Tensão Vcc e corrente Icc na fonte de alimentação do conversor em malha aberta	72
Figura 48 - Tensão Vo e corrente Io na carga do conversor em malha aberta	72
Figura 49 - Tensão V _o na carga do conversor em malha fechada via simulação.....	73

Figura 50 - Corrente nos indutores do conversor em malha fechada via simulação	73
Figura 51 - Modulante (azul), referência (rosa), e razão cíclica (verde) do conversor em malha fechada via simulação	74
Figura 52 – Tensão de saída durante perturbação de carga via simulação	74
Figura 53 - Corrente dos indutores duante perturbação de carga via simulação	74
Figura 54 - Ação de controle nas correntes dos indutores do projeto inicial.....	75
Figura 55 – Desequilíbrio das correntes dos três indutores para $V_{cc} = 88V$	76
Figura 56 – Equilíbrio das correntes dos três indutores para $V_{cc} = 200V$	77
Figura 57 - Corrente nos indutores durante perturbação de carga	78
Figura 58 - Tensão de saída durante perturbação de carga	78
Figura 59 - Ampliação das correntes dos indutores durante perturbação de carga	79

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
2	VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA	12
2.1	VEÍCULO ELÉTRICO	13
2.2	VEÍCULO ELÉTRICO HÍBRIDO	15
2.2.1	Configuração Série.....	15
2.2.2	Configuração Paralelo.....	16
2.2.3	Configuração Série-paralelo.....	17
2.2.4	Configuração típica com célula a combustível	18
3	CONVERSORES APLICADOS AOS EVs e HEVs	20
4	CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE ABAIXADOR E ELEVADOR DE TENSÃO	27
5	PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE	42
5.1	DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DO MODO BOOST.....	43
5.1.1	Modelo do sistema de controle do modo Boost	45
5.1.2	Compensador Adotado.....	47
5.2	DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DO MODO BUCK.....	56
5.2.1	Modelo do sistema de controle do modo Buck	57
5.2.2	Compensador adotado.....	60
6	SIMULAÇÕES	68
7	RESULTADOS.....	75
8	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES.....	80
9	REFERÊNCIAS	81
	ANEXO A.....	83
	ANEXO B.....	85

1 INTRODUÇÃO

A sociedade vem se deparando com as mudanças climáticas que se anuncia como o maior problema ambiental do planeta. Além disso, o aumento da poluição nas cidades e grandes centros urbanos têm causado indiscutíveis prejuízos ao meio ambiente e a saúde da população. Outro fator de grande importância é o esgotamento das reservas de petróleo, fontes não renováveis de energia, com conseqüente tendência de aumento de seu preço. A utilização de fontes renováveis de energia para mobilidade urbana e a mudança de paradigma nos sistemas de transporte são importantes fatores para assegurar um futuro sustentável [1]. Nesse contexto, a utilização dos veículos elétricos e híbridos surge como uma solução viável para a melhoria do transporte, da segurança climática e da qualidade de vida da população dos grandes centros.

Um veículo a combustão utiliza apenas 30% do combustível do tanque para ser transformada em energia mecânica (o restante é perdido na forma de gases e calor). Um veículo elétrico possui uma eficiência de pelo menos 80%. Essa vantagem é conhecida desde o século XIX; em 1889, Thomas Edison construiu o primeiro veículo elétrico alimentado por baterias alcalinas de níquel. Entretanto, a eletricidade não se tornou o principal meio de energia para veículos primeiramente devido as baterias. Desde o início dos veículos elétricos as baterias eram um fator limitante. De fato, esse fator limitante guiou à desistência do conceito de veículos elétricos e fortaleceu assim aos veículos movidos a combustão [2].

Segundo [3], a indústria de transportes em geral visa a produção de veículos mais eficientes, confiáveis, seguros, e com maior performance que são mais nocivos ao meio ambiente. A visão da eletrificação do transporte inclui a geração de eletricidade livres de emissão de carbono e fontes alternativas de energia, como a eólica, solar, e hídrica, e usando a eletricidade nos meios de transporte.

Considerando o fato de que existem mais de 900 milhões de veículos rodando no mundo e mais de 50 milhões fabricados todos os anos, a baixa eficiência nos veículos atuais é significativamente preocupante. Com o recente desenvolvimento econômico significativo da China, Índia, América Latina e outros países, mais e mais veículos estão sendo fabricados [3].

Pela Figura 1 é possível observar a volatilidade do preço do petróleo e a forte influência que acontecimentos globais têm sobre seu preço no mercado internacional. Trata-se de um produto insubstituível, com demanda altamente inelástica no curto prazo, e que sofre forte influência de fatores geopolíticos, econômicos e conjunturais. O setor da economia que mais consome petróleo, em todo mundo, é o de transportes, responsável em 2009 por

61,7% do consumo de petróleo e 23% das emissões de CO₂ no mundo [4]. Em meados de 2008 o preço do petróleo sofreu bastante queda, voltando a subir em meados de 2009, seguindo alto até início de 2015, quando novamente sofreu queda do preço.

Figura 1 - Preço do petróleo no mercado Spot e alguns fatores históricos entre 1970 e 2008.



Fonte: [4]

É assustador como a nossa dependência por combustíveis fósseis vêm evoluindo a cada ano. Uma solução prática é necessária para a inovação nessa situação insustentável. Na realidade, a tecnologia do transporte eletrificado está permitindo um novo avanço de paradigma para a próxima geração de veículos eletrificados. Motores elétricos e sistemas de propulsão são incontestavelmente mais eficientes e fornecem aceleração mais rápida do que *Internal Combustion Vehicle* (ICE – Veículo de combustão interna) [3]. Esse novo conceito está inserido desde meados de 1990, com a introdução dos *MEVs* e *Hybrid Electric Vehicle* (HEVs- Veículos Elétricos Híbridos); e mais recentemente *PHEVs* e *Electric Vehicle* (EVs - Veículos Elétricos) se tornaram disponíveis para os consumidores.

De acordo com [3], muitos acontecimentos históricos causaram o desenvolvimento da eletrônica de potência, a tecnologia utilizada para a conversão e processamento da energia elétrica. Conversores estáticos são capazes de converter uma forma de eletricidade em outra. São capazes também de aumentar ou reduzir a tensão e corrente do sistema.

A Eletrônica de Potência pode ser definida como uma ciência aplicada dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica. Um conversor estático pode ser definido

como um sistema, constituído por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e elementos ativos (interruptores), tais como Diodos, Tiristores, Transistores, GTOs, Triacs, IGBTs e MOSFETs, associados segundo uma técnica de modulação. Os conversores realizam o tratamento eletrônico da energia elétrica. As principais funções realizadas pelos conversores estáticos são: a retificação CA-CC, os conversores CC-CC, os inversores CC-CA, e os conversores CA-CA [5].

Devido as vantagens dos sistemas em CC, os sistemas de tecnologia mais avançada, como estações espaciais internacionais e veículos elétricos e híbridos, são sistemas CC capazes de fornecer ambas as energias em CA e em CC [3].

2 VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA

O *EV* possui como principal característica um ou mais motores elétricos que movimentam os eixos de tração do mesmo e os acumuladores de energia elétrica, como por exemplo, as baterias. Já no *HEV* são utilizados motores elétricos para movimentar os eixos de tração, e duas ou mais fontes de energia para o acionamento do mesmo e se seus periféricos embarcados no veículo [6].

De acordo com [6], com o objetivo fundamental de tornar o sistema de tração mais eficiente, os *HEVs* são veículos que utilizam a combinação de diferentes tipos de fontes de energia, emitindo assim pouco ou nenhum poluente à atmosfera. Essa técnica permite a redução do consumo de combustíveis fósseis, tornando os veículos mais eficientes e econômicos, contribuindo com a redução de poluentes na atmosfera, e o motor elétrico de tração e os acumuladores de energia apresentam rendimento muito superior ao motor à combustão.

Muitos estudos e investimentos vêm sendo feitos para desenvolver e melhorar a autonomia, desempenho e segurança nos últimos anos. No mercado automobilístico, os fabricantes de veículos e componentes estão investindo na tecnologia para este meio se tornar cada vez mais competitivo.

A configuração série é amplamente utilizada em sistemas híbridos de locomotivas para percorrer grandes distâncias e transportar grandes cargas ao longo da ferrovia, permitindo elevada autonomia e eficiência do sistema de tração. É muito versátil quanto à propulsão, permitindo motores elétricos de tração a trabalharem em faixas amplas de potência e velocidade com grande densidade de energia.

Os *HEVs* possuem pelo menos duas fontes de energia, que podem ser baterias, volantes de inércia, motor a combustão interna e/ou duas ou mais fontes de alimentação, que podem ser uma célula a combustível, gerador elétrico, baterias ou supercapacitores, que tem a função de fornecer energia necessária ao motor de tração para movimentar o veículo.

As montadoras de veículos e a literatura classificam os veículos *EV* e *HEV* como automóveis “*plug-in*”, diferenciando-se unicamente pelo fato das baterias do sistema de tração serem carregadas completamente por intermédio de uma tomada elétrica externa (conectada a rede elétrica em geral) quando o veículo estiver estacionado. De certa forma, todos os *EVs* são automóveis do tipo “*plug-in*”, denominados de *plug in electric vehicles*

(*PEV*), pois necessitam de uma fonte externa de energia para carregamento completo de seus acumuladores de energia [6].

O cenário dessa categoria de veículos no Brasil é animador, algumas montadoras de veículos de passeio já comercializam modelos híbridos, como exemplo o Ford® Fusion Hybrid, Mercedes-Benz® S 400 Hybrid, BMW® ActiveHybrid 7L, Toyota® Prius, e o Lexus CT 200h. Também é comercializado veículos de transporte urbano, como o Volvo® 7700 Hybrid, e os modelos da Tuttotrasporti® como Tutto TA-HU300, Tutto TP-LE200, etc [6].

De acordo com [6], os automóveis a combustão de pequeno porte, de forma geral, são projetados estimando-se uma vida útil entre 10 à 15 anos, ou cerca de 300.000km rodados, considerando número de partidas do motor, temperatura de operação, qualidade do combustível, e as manutenções preventivas. Para este mercado se tornar competitivo, o projeto de um *EV* ou *HEV* deve, pelo menos, atender a esta estimativa de vida.

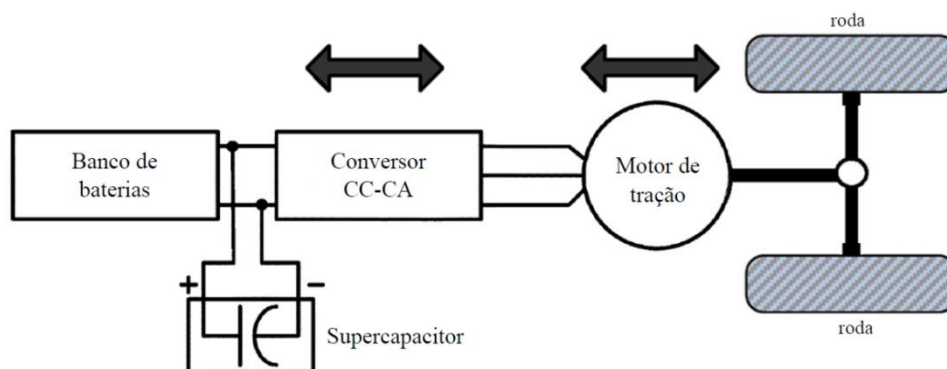
Além dos aspectos ambientais já citados, o desenvolvimento desse tipo de veículo foi incentivado pelo fato da energia elétrica poder ser gerada, transferida, consumida por diversos tipos diferentes de dispositivos ou combustíveis de forma embarcada ou externa ao veículo, sendo possível obter inúmeros tipos de sistemas ou configurações. Esses motores não emitem gases poluentes, possuem alta eficiência, alto torque de partida, fornecem picos de potência e apresentam bidirecionalidade do fluxo de energia. Estes sistemas elétricos e híbridos apresentam alta flexibilidade e versatilidade, podendo ser aplicadas a diferentes tipos, portes e modelos de veículos em geral.

2.1 VEÍCULO ELÉTRICO

Este tipo de veículo utiliza motor elétrico para sua propulsão, e um sistema de acumulação de energia elétrica (como baterias e supercapacitores) como fonte. A configuração típica de um *EV* é ilustrada na Figura 2.

De acordo com [6], a fonte de acumulação é recarregada externamente ao veículo, porém pode também possuir um sistema de regeneração de energia por meio da frenagem regenerativa, na qual parte da energia despendida durante a aceleração é recuperada. A regeneração de energia está indicada na Figura 2 pelas setas que indicam o fluxo de energia do sistema, fluindo tanto dos acumuladores para o motor de tração, quanto do motor de tração para os acumuladores.

Figura 2 - Configuração do EV.



Fonte: [6]

As baterias químicas recarregáveis são geralmente utilizadas como acumuladores de energia. Em alguns *EVs* são utilizadas baterias mais tradicionais como de chumbo-ácido, de hidreto metálico de níquel (Ni – MH), e níquel-cádmio (Ni – Cd), que possui maior peso, e menor durabilidade e custo. Também existem baterias com tecnologias mais avançadas em relação às citadas anteriormente, compostas de polímero de íons de lítio (polymer Li – ion), de lítio ou íon de lítio (Li – ion), baterias de *lithium iron phosphate* (LiFePO₄) ferro fosfato de lítio, e as de *nano lithium titanate oxide* (nLTO) óxido de nano lítio-titanato, composta por grande densidade de energia com tamanho e peso reduzido. A configuração exige que as baterias possuam elevadas densidades de energia e potência para proporcionar maior autonomia e versatilidade ao veículo [6].

A utilização de supercapacitores associados com o banco de baterias do *EV* aumenta o potencial de armazenamento de energia dos acumuladores devida características favoráveis que os capacitores apresentam para o sistema, como alta densidade de potência, alta eficiência, excelente adaptabilidade a temperatura e vida útil prolongada em termos de número de carga e descarga. Os supercapacitores possuem constantes de tempo muito baixas decorrentes de sua baixa resistência interna, fornecendo cargas extremamente elevadas com baixas perdas, além de carregar e descarregar rapidamente [6].

Um dos aspectos negativos referentes a esse tipo de sistema é a reduzida autonomia comparada ao sistema híbrido, pois os combustíveis fósseis fornecem altas densidades de energia aos veículos com o *ICE*, mesmo este possuindo baixo rendimento [6].

2.2 VEÍCULO ELÉTRICO HÍBRIDO

Os veículos elétricos híbridos combinam duas ou mais fontes de energia para sua propulsão. Os *HEVs* combinam as vantagens do motor a propulsão elétrica e o motor de combustão interna operando de modo complementar. O motor de tração elétrica é abastecido por um dispositivo de armazenamento de energia secundário adequado, no qual geralmente é um banco de baterias, e com esse arranjo a eficiência do veículo pode duplicar. Em um veículo convencional apenas 10 a 15% da energia contida na gasolina é efetivamente convertida em tração. Em um veículo híbrido a eficiência pode ser melhorada em 30% a 40%, reduzindo as emissões e aumentando a economia de combustível. Geralmente o motor elétrico é utilizado na propulsão inicial, final, e em baixas rotações e quando uma energia maior é demandada, uma combinação da tração do motor elétrico e o *ICE* é realizada para movimentar o veículo [7].

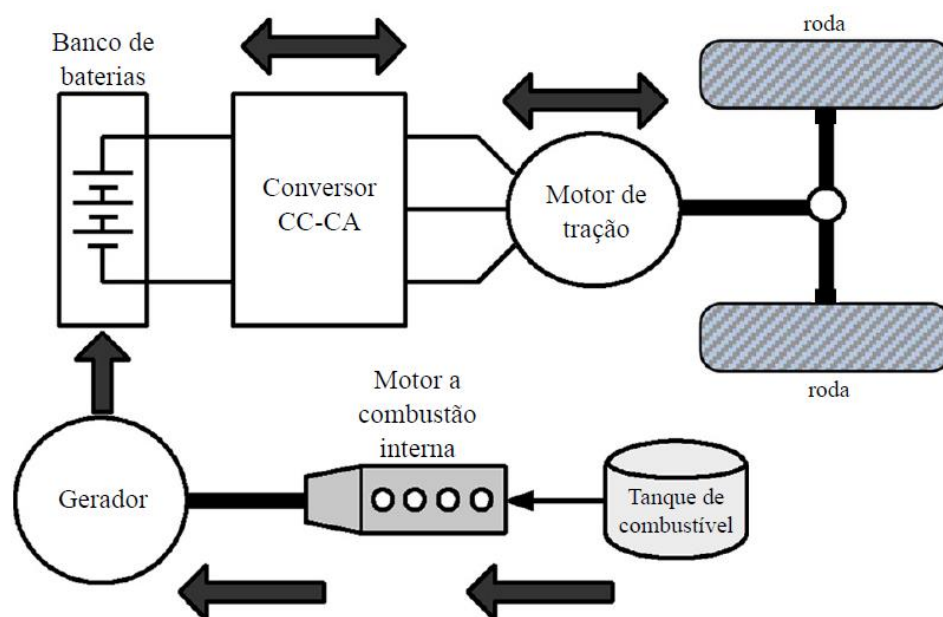
Segundo [6], um *HEV* consome cerca de 30% menos combustível quando conduzido em vias urbanas comparado a um veículo convencional. A recuperação de energia cinética por intermédio da frenagem regenerativa pode atingir mais de 20%, sendo relacionada diretamente às características do sistema elétrico de tração, da topologia utilizada, ciclo de condução, etc.

Essa configuração apresenta como desvantagem em relação aos veículos convencionais e puramente elétricos que seus componentes são mais complexos, tanto mecânicos como eletroeletrônicos, sistemas de controle, tornando assim o custo de fabricação e manutenção mais elevado. Pela necessidade de possuírem um sistema de gerenciamento e controle de energia a bordo do veículo seu custo de desenvolvimento também é elevado [6].

Os *HEVs* são classificados em três tipos: paralelo, série e série-paralelo.

2.2.1 Configuração Série

Na configuração série dos veículos elétricos híbridos toda tração é realizada pelo motor elétrico [8]. Consiste em um *ICE* acoplado a um gerador conectado a fonte secundária de energia, que por sua vez está conectado ao sistema do motor elétrico [6]. O *ICE* é geralmente executado em um ponto de máxima eficiência para impulsionar o gerador e carregar as baterias a bordo do veículo [7].

Figura 3 - Configuração série do *HEV*

Fonte: [6]

Quando a bateria está em um valor mínimo pré-determinado de energia, o *ICE* carrega a bateria, e quando a bateria se carrega até um valor desejado. O conjunto gerador motor opera com o objetivo de manter a carga da bateria em certa de 65% a 75%, e uma vez atingido o valor desejado, o *ICE* é desligado [7].

A vantagem desse tipo de configuração é o funcionamento do *ICE* na combinação ideal de velocidade e torque, tendo assim um baixo valor de consumo de combustível e alta eficiência. Entretanto, existem duas etapas de conversão de energia durante a transformação da energia entre o *ICE* e as rodas (*ICE*-gerador e gerador-motor). Parte da energia é dissipada no processo de conversão de energia dos dois processos. Essa configuração é mais aplicada em vias urbanas [7].

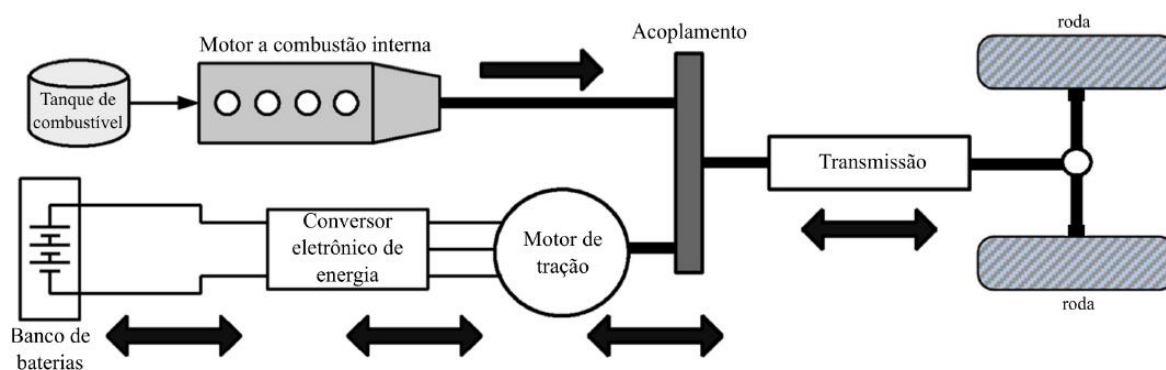
2.2.2 Configuração Paralelo

Esta configuração utiliza ambos, o motor elétrico combinado ao *ICE*, para tracionar o veículo. É possível a condução apenas com o *ICE*, apenas com o motor elétrico, ou ambos simultaneamente, sendo possível escolher livremente a combinação de torque necessário a qualquer momento. Existem muitas maneiras de se configurar o uso do *ICE* e do motor elétrico, sendo normalmente o motor elétrico utilizado apenas em baixas rotações, uma vez

que para essa finalidade é mais eficiente do que o *ICE*, sendo o *ICE* encarregado de suprir as velocidades mais altas. Quando apenas o *ICE* está em utilização, o motor de tração pode funcionar como gerador e carregar a bateria [7].

O sistema de transmissão também pode ser do modo *Continuously variable transmission (CVT* – transmissão continuamente variável), sendo possível escolher o melhor ponto de torque e rotação do sistema de tração para garantir maior eficiência e economia de combustível [6].

Figura 4 - Configuração paralelo do *HIV*



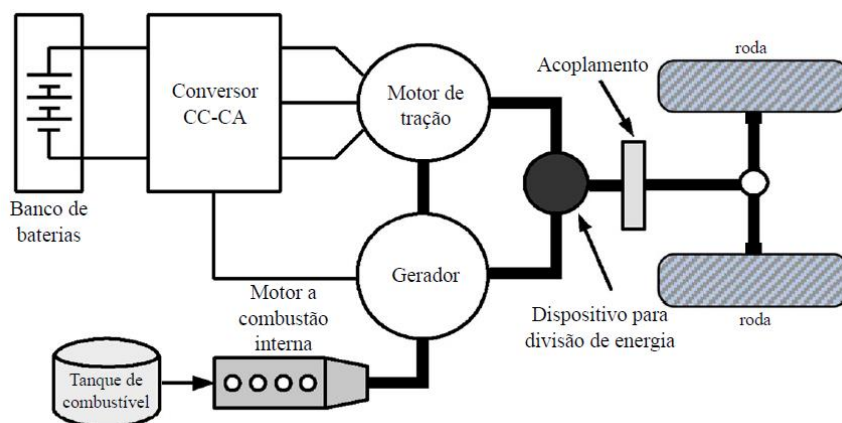
Fonte: [6]

Na configuração paralela tem-se um menor consumo de combustível em percursos de longa distância pelo fato do *ICE* só atuar no ponto de maior eficiência energética. Como vantagem destaca-se menos estágios de conversão de energia em comparação a configuração série, sendo menos energia dissipada nesse caso [7].

2.2.3 Configuração Série-paralelo

É uma combinação da configuração série e da paralela, de forma que o sistema é montado para obtenção das vantagens de ambas as estruturas. O *HEV* misto, como também é chamado nessa configuração, possui um motor elétrico de tração e o gerador conectados mecanicamente, sendo ambos conectados a um dispositivo divisor de energia, responsável por gerenciar a energia que o sistema produz e transmiti-la ao acoplamento [6].

Figura 5 - Configuração série-paralelo do HEV



Fonte: [6]

Segundo [7], essa estrutura é relativamente mais complexa e cara que as demais. Há diversas possíveis combinações do *ICE* e do motor elétrico: operação com ambos para tracionar o veículo, operar com o *ICE*, sendo o gerador utilizado para fornecer maior parte de energia para propulsão, e operação apenas com a fonte elétrica, e outras diversas, sempre buscando utilizar a fonte mais eficiente dependendo do ponto de operação no qual o sistema se encontra.

Um controle sofisticado deve ser implementado para gerenciar as variadas fontes de energia [9].

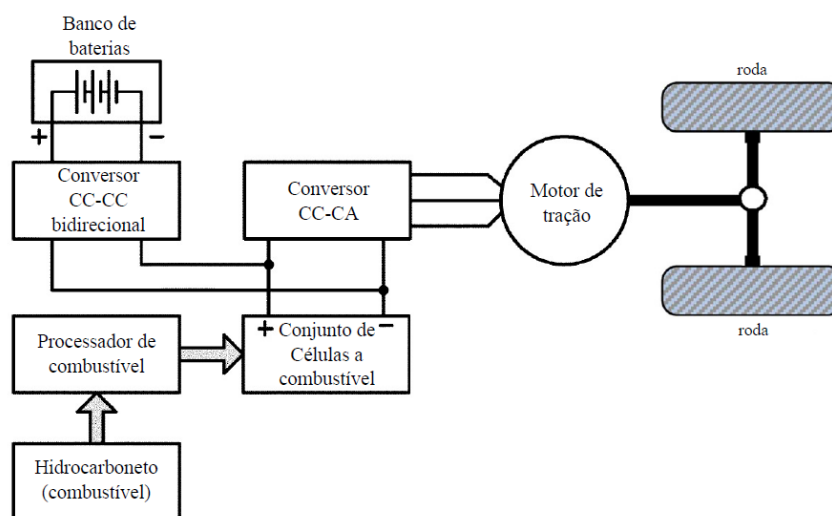
2.2.4 Configuração típica com célula a combustível

Segundo [10], células a combustível são dispositivos capazes de converter energia potencial na forma de ligações atômicas (na forma de energia química) em energia elétrica.

A busca por maior eficiência e nenhuma (ou quase nulas) emissão de poluentes para a atmosfera levou ao interesse ao sistema de propulsão veicular com célula a combustível [7]. Essa estrutura não possui acoplamento mecânico com as rodas do veículo ou componentes móveis para seu funcionamento [6].

Também chamado de *Fuel Cell Vehicle (FCV)*, a célula a combustível constitui a fonte de energia elétrica do sistema, atuando similarmente ao gerador de energia elétrica, sendo que várias unidades de célula são agrupadas em um conjunto e conectadas de forma a produzirem a energia requerida pelo sistema [6].

Figura 6 - Configuração com célula a combustível do HEV



Fonte: [6]

Um hidrocarboneto é transformado para obtenção do hidrogênio necessário, o qual alimenta o anodo da célula a combustível. O catodo da célula é alimentado por oxigênio, e assim a pilha de célula a combustível produz uma tensão de saída [7]. A saída da pilha de células a combustível é processada por um conversor de energia para obter a tensão e corrente de saída desejada. Idealmente, o conversor de energia deve possuir o mínimo de perdas, conduzindo a uma maior eficiência. Tipicamente é encontrada uma eficiência maior do que 90% nesses conversores.

Diferentemente das pilhas e supercapacitores, essa configuração não possui a capacidade de absorver e acumular energia elétrica gerada no sistema por ser um dispositivo eletroquímico, convertendo energia química em energia elétrica, sendo essa a razão de se utilizar acumuladores de energia juntamente com essas células. Como limitação para a utilização de células a combustível isoladamente em veículos elétricos são baixa eficiência para baixas demandas de carga, apresenta desempenho não linear em termos de queda de tensão e regulação de carga, lenta transferência de energia em condições de transitório de carga, etc. O custo desse sistema é elevado mesmo sendo alvo de pesquisas nos últimos 30 anos, e existem problemas com a segurança e volume de armazenamento de hidrogênio no veículo [6].

3 CONVERSORES APLICADOS AOS EVs e HEVs

A utilização de conversores de energia na indústria automobilística se tornou indispensável pelo fato de sistemas mecânicos e hidráulicos estarem sendo substituídos por sistemas elétricos, proporcionando maior conforto e demandando maior quantidade de energia elétrica do veículo [6].

Segundo [11], devida as altas tensões a serem produzidas nos *HEVs*, o uso de conversores CC-CA se tornou essencial para alimentar todas as cargas auxiliares a bordo do veículo. Mesmo que a tecnologia dos conversores CC-CC esteja bem desenvolvida para aplicações em baixa potência a custos mais baixos, muito desenvolvimento precisa ser feito para aplicações em altas potências. Os conversores ditam como e quando o combustível/eletricidade é utilizado em um *HEV*.

Um inversor adequado transmite a energia armazenada nas baterias para o motor de tração elétrica, que por sua vez fornece energia mecânica para as rodas. O inversor também recarrega as baterias durante a frenagem regenerativa nos *HEVs* [11].

De acordo com [12], elevada potência, na ordem de kW, é processada pelo motor de tração para realizar a propulsão veicular, e geralmente dimensiona-se o motor para operação com elevadas tensões em seus terminais, tensões na ordem de centenas de volts, aumentando sua eficiência e reduzindo as perdas nos enrolamentos do motor devido a menores níveis de corrente.

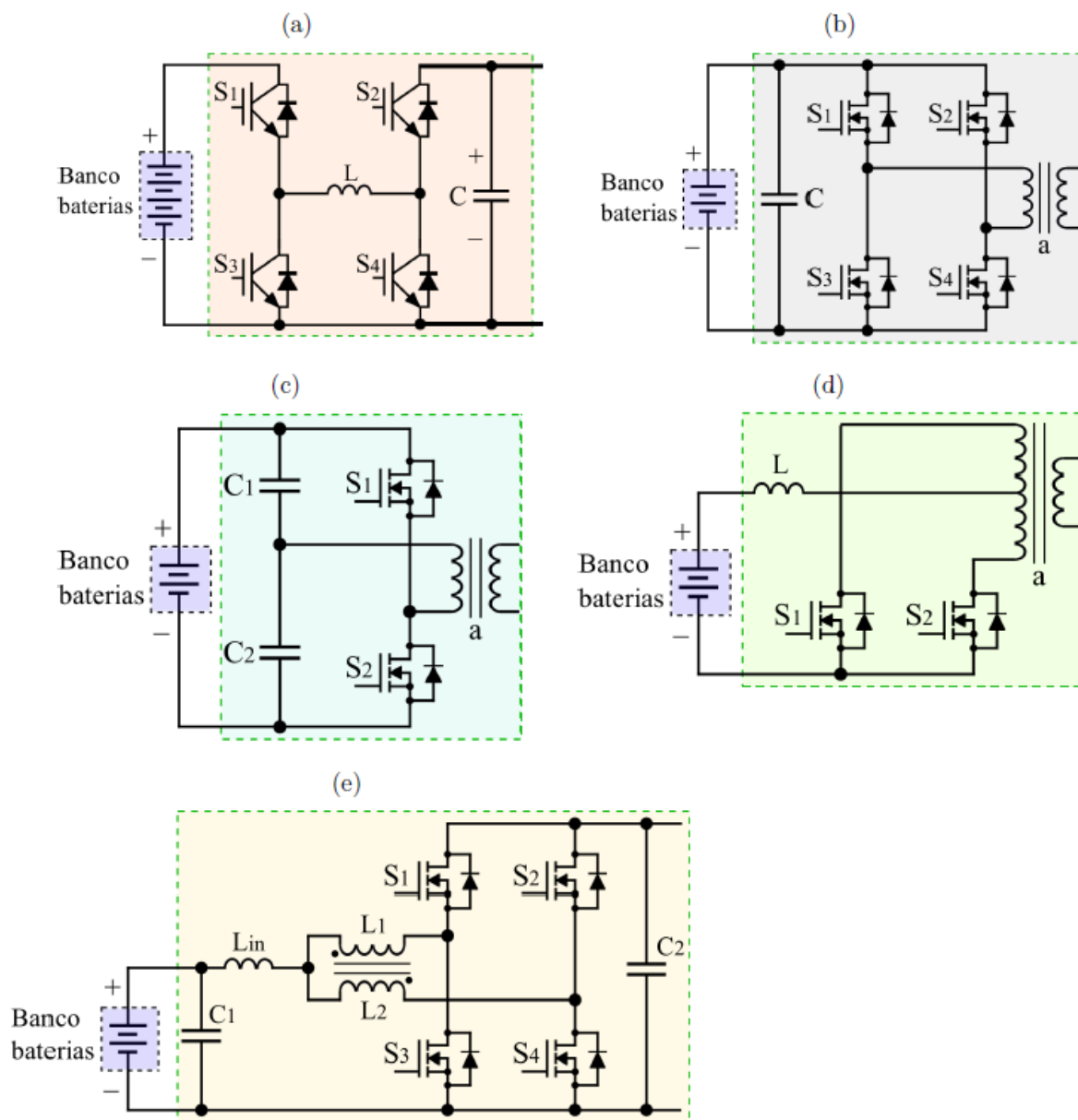
O conversor aplicado a esse tipo de sistema deve promover a adequação e regulação da tensão do barramento CC com a finalidade de assegurar as condições nominais de operação do motor e dos acumuladores de energia do veículo que estão conectados a outro barramento CC de tensão inferior ao do motor, como por exemplo, os conversores CC-CC utilizados entre o banco de baterias, e o conversor CC-CA, responsável pelo acionamento do motor de tração, sendo parte essencial do gerenciamento de energia do sistema.

As topologias de conversores bidirecionais mais utilizadas para realizar a carga e descarga do banco de baterias de um *EV* ou *HEV* são o Buck, Boost, e o Full-bridge [13].

A carga e descarga do banco de baterias é geralmente realizada pelo conversor bidirecional em corrente de um braço, por ser um arranjo simples e essa topologia possuir poucos componentes de potência, sendo assim um conversor mais confiável [6].

A figura 7 apresenta as topologias de conversores CC-CC bidirecionais mais comumente utilizadas, sendo essas aplicadas com ou sem isolamento a bordo dos *EV* e *HEVs*.

Figura 7 - Estrutura dos conversores CC-CC bidirecionais empregados nos EVs e HEVs: (a) conversor buck e boost, (b) conversor Full-Bridge, (c) conversor Half-Bridge, (d) conversor Push-Pull com entrada em corrente, (e) Buck e Boost multifásico com transformador de interfase – IPT.

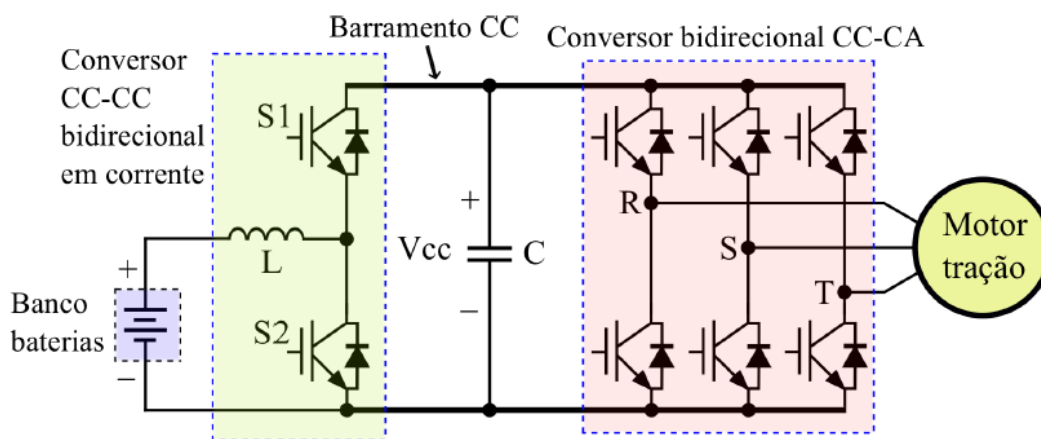


Fonte: [6]

Segundo [14], o conversor multifásico bidirecional em corrente é utilizado no sistema de tração veicular devido seu alto rendimento.

O sistema de tração de um *EV* utilizando o conversor CC-CC bidirecional em corrente de um braço é ilustrado na Figura 8.

Figura 8 - Representação de um sistema elétrico de tração do EV



Fonte: [6]

De acordo com [6], a configuração do *EV* tem como principal fonte de energia, acumuladores que fornecem energia elétrica para movimentar o motor de tração. Existe um conversor bidirecional que controle o fluxo de potência conectado entre estes acumuladores, que são geralmente baterias, e o conversor de tração, que tem a finalidade de adequar os níveis de tensão entre esses elementos. Esta configuração proporciona a vantagem de melhorar a estabilidade e controle do motor de tração, uma vez que a tensão do barramento CC é regulada pelo conversor, sendo possível a utilização de centenas de volts, decorrente da necessidade de grande potência do motor de tração ser processada e condicionada adequadamente do fluxo de energia das baterias até a carga e da carga até as baterias.

Nessa topologia, quando o fluxo de energia flui das baterias para o conversor de tração, o conversor bidirecional em corrente de um braço atua como Boost, elevando a tensão para os níveis de operação do motor, e quando a energia flui do conversor de tração para as baterias, regenerando essa energia, atua como Buck, reduzindo a tensão média para níveis de operação do banco de baterias [6].

Segundo [15], é possível adotar dois ou mais braços em paralelo neste conversor bidirecional reduzindo assim a indutância requerida, dentre outros benefícios como rápida resposta dinâmica e menor corrente no interruptor.

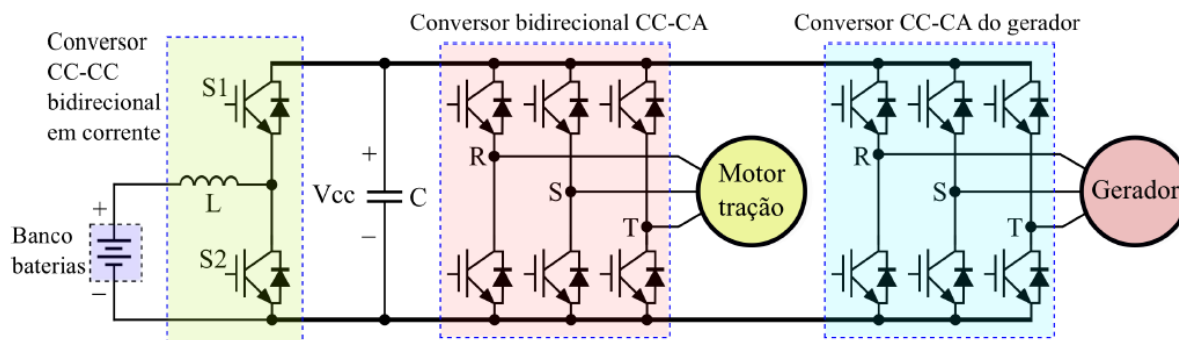
Na área acadêmica, esse tipo de conversor citado anteriormente também é denominado *Multiphase Interleaved Converter* ou *Interleaved Converter* [14].

Alguns *EVs* possuem também um carregador de baterias a bordo do veículo, que realiza o carregamento das baterias quando o veículo está parado e conectado a uma fonte de energia externa onde transfere a energia diretamente ao barramento principal CC do sistema

de alimentação [6]. Como fonte externa entende-se, por exemplo, como uma tomada residencial compatível com o sistema e que atenda as potências requeridas pelo veículo. Durante a condução o carregador a bordo não pode representar uma carga a mais para o veículo, portanto deve possuir peso reduzido, já que neste instante o mesmo não possui utilidade.

O sistema elétrico de tração de um *HEV* difere-se do sistema *EV* por possuir mais um elemento conectado ao barramento CC dos conversores, que pode ser um *ICE*, ou até mesmo uma célula a combustível. A figura 9 ilustra um sistema elétrico de tração de um veículo elétrico híbrido, no qual um gerador a diesel é conectado a um conversor CC-CA, que fornece a energia para o barramento CC onde estão conectados o conversor do banco de baterias e o conversor de tração [6].

Figura 9 - Representação de um sistema elétrico de tração do EV

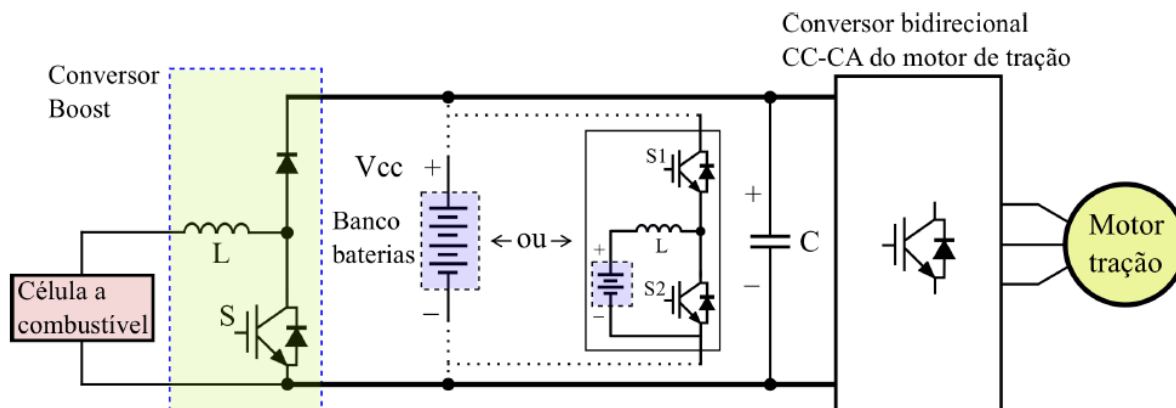


Fonte: [6]

Este sistema representado é o utilizado nos *HEVs* da Toyota no Camry, no Prius, no Ford Focus, no Chevrolet Volt, e no Nissan Leaf. Para esses tipos de híbridos leves o conversor bidirecional CC-CC normalmente possui uma potência média entre 10kW e 30kW [6].

Para o sistema elétrico de tração podem ser usados também conversores Half-Bridge e Full-Bridge ao invés do bidirecional em corrente de um braço. O *HEV* pode possuir um sistema elétrico de tração no qual uma célula a combustível substitui o *ICE*, passando assim a fornecer energia para a tração juntamente com o banco de baterias. A Figura 10 ilustra um sistema elétrico de tração no qual a célula a combustível está conectada a um conversor unidirecional Boost, que eleva a tensão para o valor do barramento CC.

Figura 10 - Representação de um sistema elétrico de tração do *HEV* com célula a combustível.



Fonte: [6]

Nessa configuração, um banco de baterias também é utilizado, podendo ser conectado diretamente ao barramento CC do conversor de tração ou então conectado ao barramento CC por um conversor bidirecional em corrente de um braço. Quando a bateria é diretamente conectada ao barramento CC, sua carga e descarga não podem ser feita de maneira controlada e a bateria deve suportar toda a tensão do barramento, esse fato reforça a importância da utilização dos conversores para adequar a tensão entre o barramento CC e o banco de baterias quando essas forem diferentes e controlar a carga e a descarga das baterias [6].

Os conversores podem ser isolados ou não isolados, sendo o tipo isolado utilizado somente quando é necessária isolação galvânica entre a fonte e a carga com a finalidade de aumentar a segurança elétrica do sistema, e também quando é preciso conectar diferentes fontes com outros níveis de tensão [16].

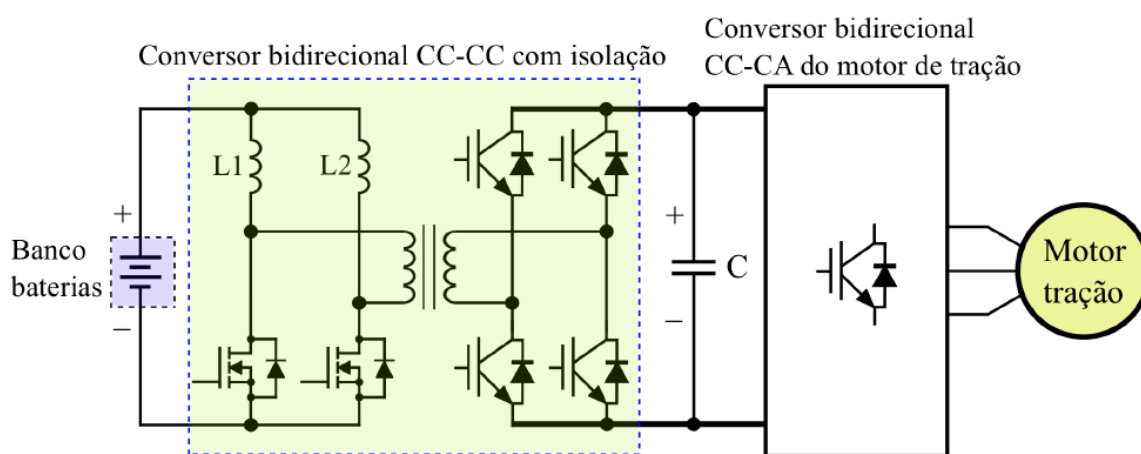
O conversor isolado, que utiliza transformador de alta frequência a fim de elevar a tensão de saída, cria o isolamento elétrico entre a fonte e a carga e geralmente é aplicado a fim de conectar as cargas do serviço auxiliar de baixa potência do veículo ao sistema elétrico principal [6].

Na Figura 11, de acordo com [6], dois sistemas elétricos de tração aplicados em EV e *HEV* são apresentados, sendo utilizado um conversor bidirecional com isolação galvânica (isolado) através de um transformador de alta frequência para conectar o banco de baterias ao conversor de tração. Para essa finalidade, tanto a entrada quanto a saída do conversor devem suportar variações de tensão por trabalharem com fluxo bidirecional de energia, sendo a tensão do banco de baterias e a do link CC susceptíveis a variações.

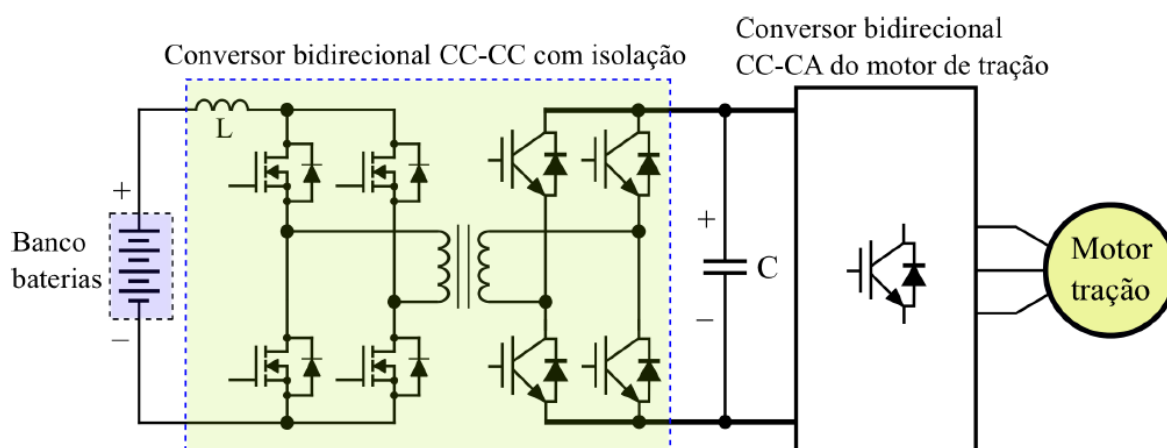
Os conversores operam com fluxo bidirecional de energia, sendo o modelo da Figura 11 (a) possui uma estrutura do tipo divisor de corrente de entrada (conversor do tipo *Multi-phase Interleaved*) ou duplo Boost entre os interruptores conectados ao banco de bateria, possuindo ao lado do barramento CC um arranjo em ponte completa. Já o conversor da Figura 11 (b) possui configuração do tipo ponte completa em ambos os lados e utiliza dois interruptores a mais do que a estrutura da Figura 11 (a), sendo que a tensão de operação do banco de baterias é geralmente maior [6].

Figura 11 - Representação do sistema elétrico de tração do *EV* e *HEV* com conversores isolados

(a) Conversor duplo Boost isolado com saída em ponte completa



(b) Boost Full-Bridge



Fonte: [6]

Segundo [6], a utilização de estruturas isoladas também proporcionam desvantagens, como elevados transientes de tensão e corrente sobre os semicondutores durante as comutações, provocados pela indutância de dispersão do transformador, aumentando as perdas Joule e podendo levar os semicondutores a fadiga, intensifica a interferência eletromagnética conduzida através dos condutores elétricos e interferência irradiada pelo ambiente durante as comutações.

A aplicação veicular para tração elétrica requer alto desempenho e rendimento elevado, acima de 95%, sendo a economia de energia relevante para o sistema do veículo. Na grande maioria dos casos, os conversores são projetados para operação com comutação suave, onde se utilizam técnicas de comutação de semicondutores com tensão zero ou corrente zero, ou mesmo tensão e corrente zero, diminuindo as perdas de energia durante o processamento no conversor.

A comutação suave viabiliza a utilização de alta frequência de comutação, reduzindo o tamanho e peso dos conversores. A componente harmônica da corrente e da tensão é reduzida, produzindo um valor reduzido de *Electromagnetic interference* (EMI – Interferência eletromagnética) [17].

Os *EVs* e *HEVs* vêm sendo alvo de estudos ao longo dos últimos anos, sendo sua produção industrial focada para veículos leves e médios de passeio, com o intuito de substituir os veículos tradicionais em longo prazo.

De acordo com [6], cada veículo possui sua própria distribuição energética, sistema de controle e gerenciamento próprio de energia que melhor se ajusta ao arranjo do veículo.

Muitos aspectos devem ser levados em consideração no momento da escolha, projeto e configuração do conversor aplicado na tração veicular, como alto rendimento de modo a maximizar o rendimento global do sistema de tração do veículo, deve-se possuir alta densidade de potência e funcionar de modo a garantir segurança, ter isolamento térmico, ser flexível, robusto, produzir baixa *EMI* e possuir custo competitivo [6].

4 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE ABAIXADOR E ELEVADOR DE TENSÃO

Este capítulo tem a finalidade de abordar o conversor CC-CC bidirecional em corrente de múltiplas fases intercaladas (*multiphase interleaved converter*) para aplicação em tração veicular na realização da carga e descarga dos acumuladores de energia. Essa topologia atende bem as necessidades da aplicação de alta energia processada e é requerida para realizar o carregamento do banco de baterias ou outra fonte de energia como supercapacitores e manter constante, o nível de tensão do barramento CC conforme condições de operação do inversor de tração. A isolamento galvânica entre o barramento CC e os acumuladores de energia não é necessária para aplicações no sistema elétrico de tração, pois o ganho de tensão do conversor é baixo. Para esse projeto em específico, atinge apenas 2,4 vezes nas condições nominais e 3,6 vezes no máximo em condições transitórias de operação [6].

Na aplicação veicular o tamanho e o peso dos componentes utilizados são de grande relevância, por esse motivo em conversores de baixa potência aplicados a *EVs* e *HEVs* os projetistas buscam aumentar a frequência de comutação dos interruptores a fim de reduzir o tamanho dos elementos passivos, diminuindo assim o volume do conversor [6].

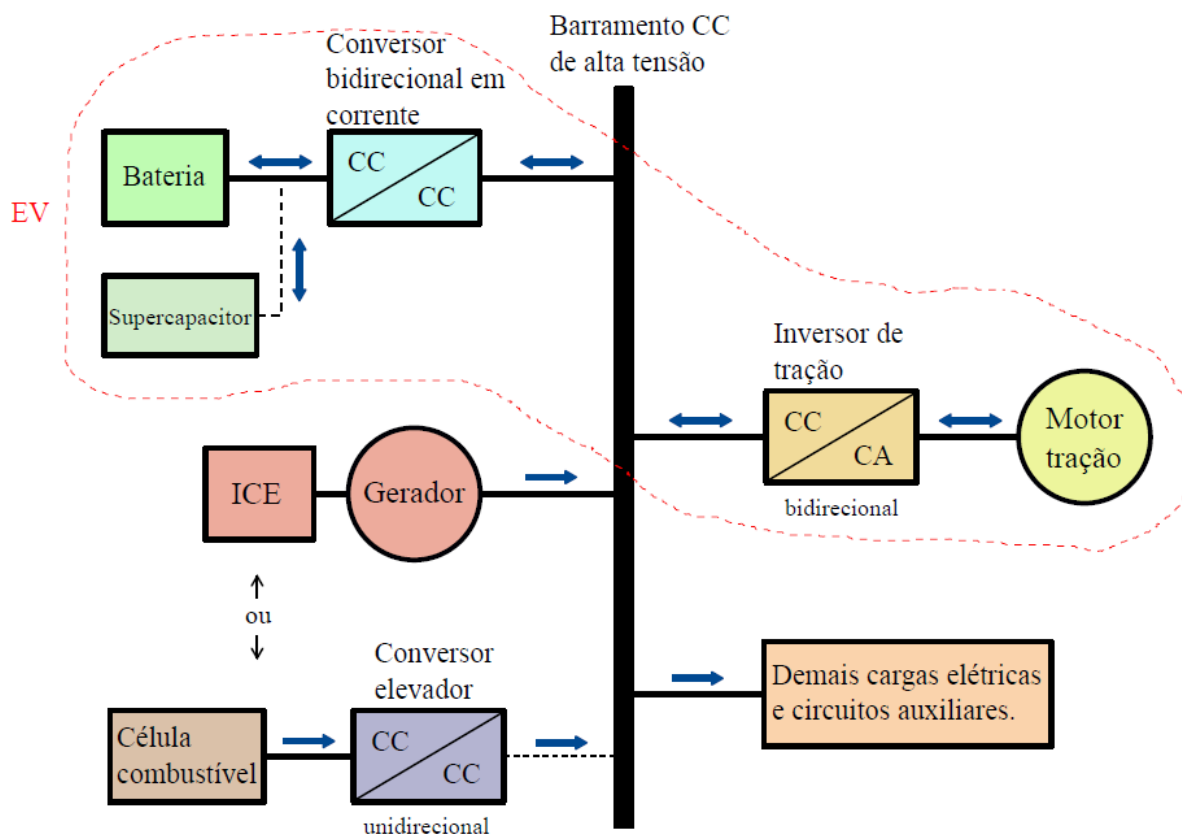
De acordo com [6], para melhorar o desempenho, rendimento e confiabilidade, são projetados conversores multifásicos, sendo a potência total do processo dividida entre o número de fases, sendo a densidade de potência aumentada sem reduzir a eficiência. Também leva-se em consideração a redução das ondulações das correntes de entrada, resposta dinâmica, elementos passivos de filtragem, entre outros.

Quanto mais fases são intercaladas, aumenta-se a variedade de materiais que podem ser utilizados. Isso ocorre devida redução dos elementos passivos utilizados, como por exemplo, o capacitor do filtro, que pode ser escolhido o material de modo a minimizar a resistência série equivalente em relação aos eletrolíticos, reduzindo suas perdas.

Como desvantagem dessa estrutura está na adequação da defasagem requerida nos pulsos de comando, e também na precisão imposta a medida que mais fases são intercaladas. Existem exceções onde os fabricantes de componentes integrados desenvolvem circuitos dedicados para controle esse tipo de estrutura multifásica em baixas potências, e para circuitos de alta potência, controladores digitais como *FPGA* ou *DSP* são comumente utilizados [6].

A Figura 12 representa o diagrama unifilar do sistema de potência de um *HEV*, sendo possível identificar os elementos do sistema elétrico de tração.

Figura 12 - Representação do sistema de potência de um *HEV*



Fonte: [6]

O conversor em questão realiza a conexão entre o barramento CC e os acumuladores de energia, conduzindo o fluxo de energia entre eles. Sua operação visa adequar a tensão de ambas as fontes, fornecendo energia para o barramento CC quando o inversor de tensão está ligado e para as baterias quando houver frenagem regenerativa, com o intuito de recuperar parte da energia gasta na tração do veículo [6].

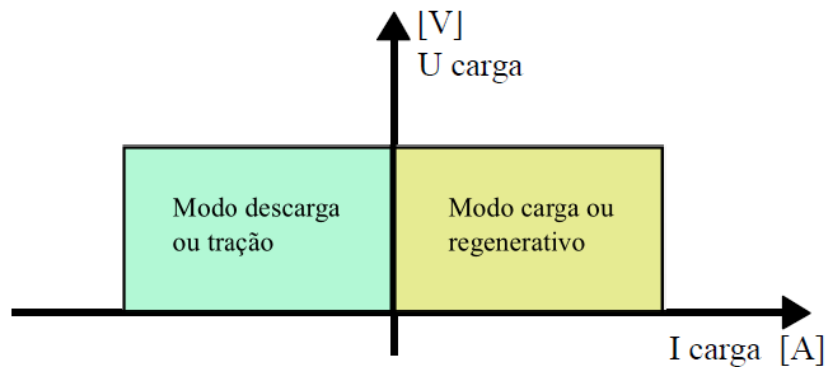
O nível de tensão do barramento CC é maior do que dos acumuladores de energia. Durante o processo de carga dos acumuladores, o conversor atua como abaixador de tensão (Buck), e quando o sistema requer a energia armazenada nos acumuladores de energia, o conversor atua como elevador de tensão (Boost). Esse sistema pode ser aplicado tanto na tração dos *EVs* quanto dos *HEVs*, e também é aplicada em sistemas que necessitam de armazenamento e controle de energia.

A energia elétrica fornecida pelas baterias, necessária para acionamento mecânico das rodas do veículo, é transformada e convertida ao longo do sistema de tração do veículo,

sendo que essa sofre perdas, como a interna das baterias, de condução, de comutação. Essas perdas devem ser minimizadas a fim de obter um rendimento global elevado do sistema [6].

O conversor de estudo opera em apenas dois quadrantes, conforme identificado na Figura 13, sendo possível observar que a tensão de operação é sempre positiva, e a corrente pode variar (sendo positiva ou negativa) dependendo do modo de operação.

Figura 13 - Modos de operação do conversor no plano tensão-corrente.



Fonte: [6]

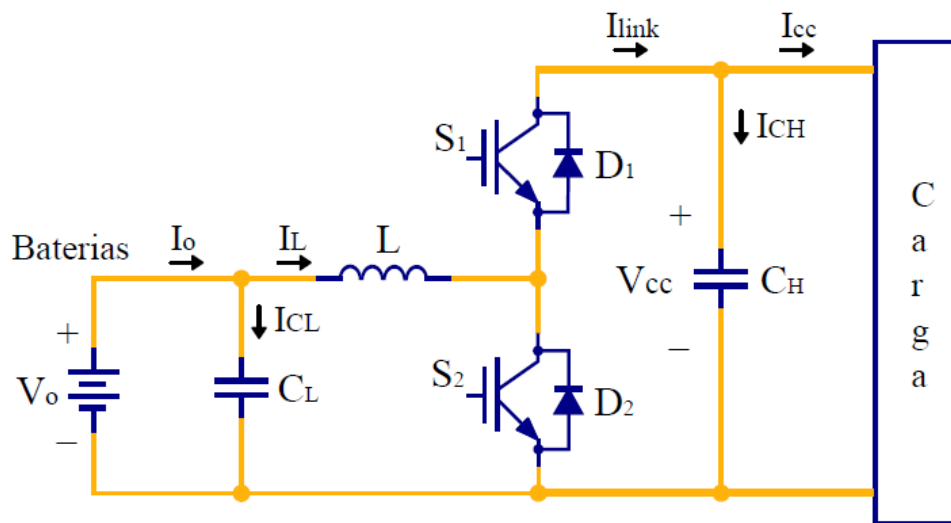
De acordo com [6], no primeiro quadrante, a tensão e a corrente são positivas, onde o conversor recebe energia da carga (motor de tração) ou do barramento CC, fornecendo essa energia para a fonte. Esse modo de operação é identificado como modo regenerativo ou carga, na qual o conversor opera abaixando a tensão do barramento CC e carrega as baterias (estágio Buck). Já no segundo estágio, a tensão é positiva, porém a corrente é negativa, portanto o conversor fornece energia das fontes para a carga. Neste quadrante o modo de operação é o modo descarga ou tração, sendo que o conversor opera como Boost.

O conversor desenvolvido na dissertação do Robson Mayer opera no Modo de Condução Contínuo (*MCC*), bidirecional em corrente e sem comutação suave.

O conversor bidirecional em corrente é uma estrutura que combina o conversor Buck com o conversor Boost, composto por semicondutores responsáveis pela comutação da energia e elementos armazenadores de energia, como indutor e capacitor.

A Figura 14 ilustra o conversor em questão, sendo o capacitor C_L colocado na saída do conversor para reduzir as ondulações de tensão no modo de operação Buck, e o capacitor C_H colocado na saída do conversor pra reduzir ondulações de corrente e o indutor colocado em série com a fonte de alimentação da entrada V_o para redução da ondulação de corrente no modo de operação Boost [6].

Figura 14 - Estrutura de um braço do conversor bidirecional em corrente



Fonte: [6]

No modo de operação Buck, a corrente média na saída é maior do que a corrente média de entrada, pelo fato da tensão de saída ser menor que a tensão de entrada, e a saída se comporta como fonte de corrente. O oposto ocorre no modo de operação Boost, já que a tensão média de saída é maior do que a tensão média de entrada, sendo então a corrente média de saída menor que a de entrada, a fonte de alimentação se comporta como fonte de corrente, e a saída como fonte de tensão.

Com o intuito de se aumentar a vida útil das baterias do veículo, é adotada pequena ondulação na corrente do conversor, até mesmo para evitar degradação prematura da célula a combustível, caso esta exista, no caso do *HEV* [6].

Um conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente abaixador e elevador de tensão é composto por um braço bidirecional em corrente, conforme figura 15.

Um indutor é conectado entre o ponto de conexão dos interruptores, sendo utilizado em ambas as operações, elevadora e abaixadora. Em cada conjunto de dois interruptores há dois diodos conectados em antiparalelo aos mesmos [6].

O conversor bidirecional em corrente de mais de um braço é formada conectando-se os N_f braços em paralelo, e as extremidades dos N_f indutores unidas em um ponto que forma a saída do conversor atuando como Buck. O terminal catodo dos diodos da extremidade superior dos braços são unidos em um ponto que forma a saída no modo elevador de tensão, e o terminal anodo dos diodos da extremidade inferior dos braços são unidos em outro ponto, que forma a ligação comum para ambos os sentidos de operação [6].

Todos os interruptores do conversor multifásico conduzem durante o período de comutação T_{ch} , equivalente a 360° , sendo o intervalo de condução dividido pelo número N_f de braços que o conversor possui, representado na equação 1. Para a estrutura de três braços do conversor multifásico bidirecional em corrente, composta por três interruptores para cada sentido de operação, por exemplo, o intervalo de condução entre os interruptores é deslocado em 120° .

$$\frac{360^\circ}{N_f} = \frac{T_{ch}}{N_f} \quad (1)$$

A frequência de ondulação da tensão de saída nesse conversor multifásico de N_f é multiplicada por N_f fases vezes a frequência de comutação do conversor, fazendo com que a ondulação de tensão e a necessidade de uma maior capacitância de filtro sejam reduzidas. A equação 2 demonstra essa situação.

$$f_{ondul} = N_f \times f_{ch} \quad (2)$$

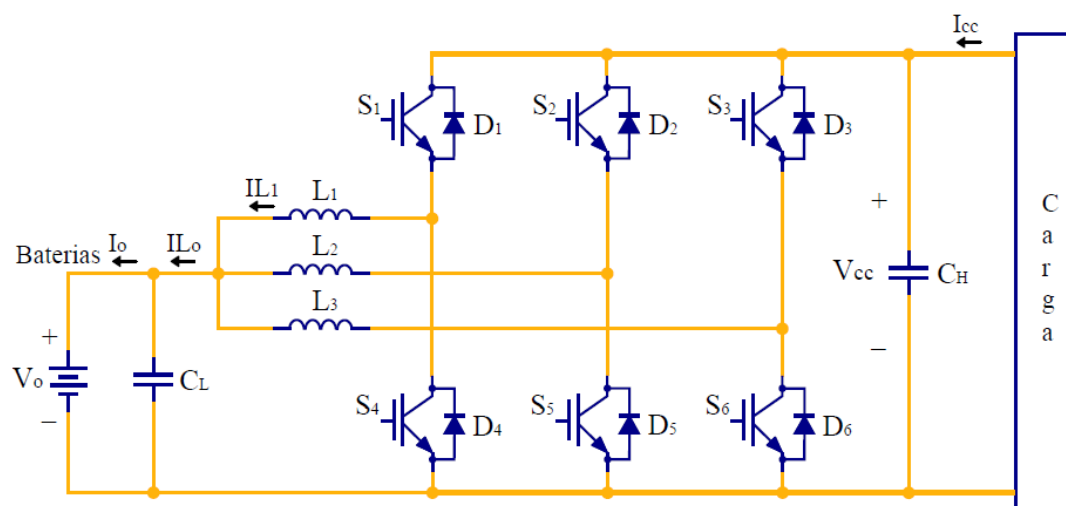
A estrutura trifásica possui $N_f = 3$, sendo as correntes entrelaçadas (intercaladas) através de um deslocamento de fase dos sinais de comando dos interruptores, que reduz a ondulação de corrente e da tensão de saída. O conversor CC-CC bidirecional em questão possui seis interruptores, sendo os superiores S_1, S_2, S_3 , juntamente com os diodos D_4, D_5, D_6 operando no modo de condução Buck (abaixador de tensão), e os interruptores superiores S_4, S_5, S_6 , juntamente com os diodos D_1, D_2, D_3 , operando como Boost (elevador de tensão). Todos os interruptores possuem seu próprio diodo conectado em anti paralelo para a etapa de roda livre.

Entre os dois sentidos de operação são compartilhados os indutores L_1, L_2 e L_3 , sendo a corrente neles intercaladas para que a energia processada seja dividida entre esses elementos. Os capacitores de entrada e de saída garantem o alisamento da tensão e absorvem a baixa ondulação de corrente proveniente dos indutores descritos acima.

A escolha do indutor e do capacitor é muito importante, pois o indutor geralmente apresenta o maior volume e peso do conversor, sendo um indutor pequeno com peso reduzido uma escolha desejada nesta aplicação. Estes elementos determinam a ondulação de tensão, de corrente, e o conteúdo harmônico do conversor.

A Figura 15 apresenta a topologia do estágio de potência do conversor abaixador e elevador de tensão adota no trabalho em questão para estudo de seu funcionamento.

Figura 15 - Estrutura de três braços do conversor bidirecional em corrente



Fonte: [6]

Os indutores conectados ao banco de baterias caracteriza a entrada como fonte de corrente, e a saída como uma fonte de tensão devido aos capacitores. Quando o conversor atua como Boost, o barramento CC caracteriza a saída como fonte de tensão, e a entrada como fonte de corrente.

Os interruptores devem ser comandados a cada um terço do período de comutação, cada pulso de comando deve estar deslocado de $\frac{T_{ch}}{N_f}$ do seu anterior.

Para uma primeira análise, é considerado que o conversor não possui perdas, seus componentes são ideais e o circuito está estável.

Primeiramente é feita análise com o conversor atuando como abaixador de tensão.

Para assegurar a superposição da corrente dos indutores, os pulsos de comando são gerados com atraso predeterminados. Os pulsos então podem ser determinados de acordo com a equação 3.

$$\varphi_i = \frac{(i-1) \times T_{ch}}{N_f} \quad (3)$$

O sub-índice i representa o número do interruptor que se deseja mensurar o atraso do pulso, sendo possível este assumir valores de 1, 2 e 3, sendo respectivamente o pulso do comando G_1 , G_2 e G_3 .

Através da análise do balanço ou conservação de energia sobre o indutor, a indutância do conversor atuando no modo Buck é obtida, porém para o conversor multifásico, a

ondulação de cada indutor não será a mesma da saída, pois a corrente é dividida igualmente entre as fases. Pela equação 4 é possível obter o valor de indutância do conversor, sendo o δ a razão cíclica do conversor.

$$L_{1,2,3} = \frac{V_o (V_{cc} - V_o)}{N_f \times V_{cc} \times \Delta I L_o \times f_{ch}} = \frac{V_o (1 - \delta)}{N_f \times \Delta I L_o \times f_{ch}} \quad (4)$$

A partir da máxima ondulação de corrente desejada na carga, especifica-se o valor da indutância. As três correntes dos indutores são somadas, porém sobre cada indutor a ondulação de corrente é maior, na ordem de três vezes a especificada pela carga, de acordo com a equação 5.

$$\Delta I_L = N_f \times \Delta I L_o = 3 \times \Delta I L_o \quad (5)$$

Como a corrente de carga é igualmente dividida entre os indutores, a potência total de saída do conversor é dividida entre o número de indutores, sendo, portanto um terço da corrente média da carga conduzida por cada indutor.

$$I_{L_{1,2,3}med} = \frac{P_o}{3V_o} = \frac{I_o}{3} \quad (6)$$

A corrente média em cada indutor pode ser obtida integrando-se a função da corrente no tempo. A Figura 16 representa as principais formas de onda do conversor de três braços atuando como abaixador de tensão, operando no modo contínuo para $\frac{1}{3} \leq \delta \leq \frac{2}{3}$.

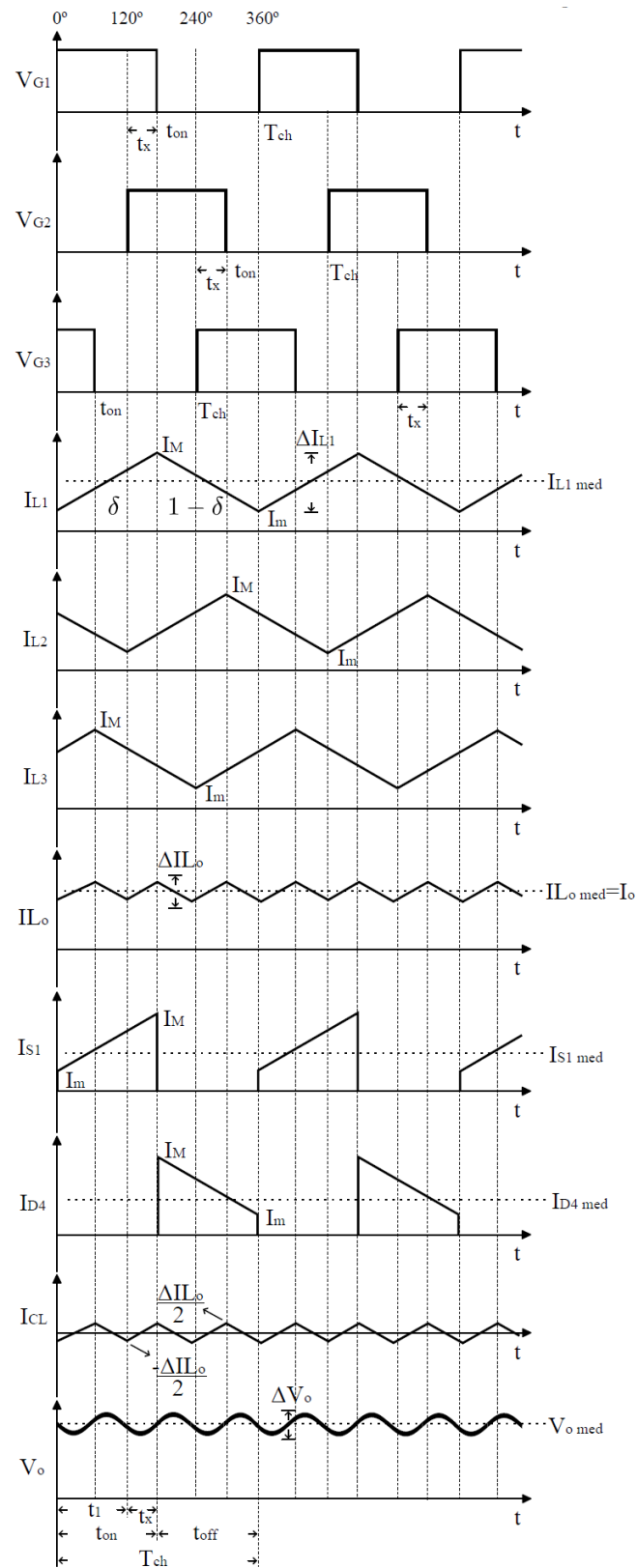
A ondulação de corrente e corrente média devem ser substituídas pela corrente em cada indutor individualmente, conforme equação 7.

$$I_{L_{1,2,3}med} = \frac{1}{T_{ch}} \left[\int_{t_o}^{t_{on}} a dt + \int_{t_{on}}^{T_{ch}} b dt \right]$$

$$a = \left(\frac{I_o}{3} + \frac{\Delta I_L}{t_{on}} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right); \quad b = \left(\frac{I_o}{3} - \frac{\Delta I_L}{(T_{ch} - t_{on})} (t - t_{on}) + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

$$I_{L_{1,2,3}med} = \frac{I_o}{3} \quad (7)$$

Figura 16 - Principais formas de onda do conversor de três braços operando como Buck em condução contínua



Fonte: [6]

A corrente eficaz em cada indutor no modo abaixador de tensão é

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \left[\int_0^{t_{on}} (a)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_{ch}} (b)^2 dt \right]}$$

$$a = \left(\frac{I_o}{3} + \frac{\Delta I_L}{t_{on}} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right); \quad b = \left(\frac{I_o}{3} + \frac{\Delta I_L}{(T_{ch} - t_{on})} (t - t_{on}) + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

$$I_{L_{ef}} = \frac{I_o}{3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{\frac{2}{3} I_o} \right)^2} \quad (8)$$

A corrente máxima I_M e mínima I_m do indutor podem ser encontradas com informações como ondulação da corrente e o valor da corrente média, pelas equações a seguir.

$$I_M = \frac{I_o}{N_f} + \frac{N_f \Delta I L_o}{2} \quad (9)$$

$$I_m = \frac{I_o}{N_f} - \frac{N_f \Delta I L_o}{2} \quad (10)$$

Nesse modo de operação, o valor do capacitor de filtro da saída é definido a partir da ondulação máxima pico a pico referente a tensão de carga, porém a ondulação de tensão nesse componente possui uma frequência três vezes maior do que a frequência de comutação. O capacitor do filtro de saída é determinado pela equação 11.

$$C_L = \frac{V_o (1 - \delta)}{8 L_1 \Delta V_o (N_f f_{ch})^2} = \frac{V_o (1 - \delta)}{72 L_1 \Delta V_o f_{ch}^2} \quad (11)$$

A corrente eficaz nesse elemento é a própria ondulação de corrente da carga, formada a partir da superposição das correntes dos três indutores presentes no conversor, sendo então a frequência de ondulação de corrente absorvida pelo capacitor três vezes a frequência em um indutor.

$$I_{C_{L_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \left[\int_0^{t_{on}} (a)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_{ch}} (b)^2 dt \right]}$$

$$a = \left(\frac{\Delta I_{Lo}}{t_{on}} t - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right); \quad b = \left(-\frac{\Delta I_{Lo}}{(T_{ch} - t_{on})} (t - t_{on}) + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right)$$

$$I_{C_{Lef}} = \frac{\Delta I L_o}{2\sqrt{3}} \quad (12)$$

A frequência de corte referente ao filtro LC é determinada para o pior caso, quando o conversor funciona em roda livre, estando os dois diodos em condução, conectando dois indutores em paralelo e os mesmos com o capacitor C_L . A frequência de corte é determinada pela equação 13.

$$f_{o3f} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}}\right) C}} \quad (13)$$

Já a resistência série do capacitor provoca queda e ondulação de tensão de saída, devendo seu valor ser o mais reduzido possível. O valor limite da ESR é calculado conforme equação 14.

$$ESR_{CL} < \frac{\Delta V_o}{\Delta I L_o} \quad (14)$$

Por ser considerado um sistema equilibrado, teoricamente a corrente de carga se divide igualmente entre os indutores, sendo igual de cada indutor igual a corrente do interruptor, sendo seu valor médio calculado conforme equação 15.

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_M - I_m}{t_{on}} t + I_m \right) dt$$

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_{ch}} t_{on} (I_M + I_m) = \frac{\delta}{2} (I_M + I_m) \quad (15)$$

A corrente eficaz nos interruptores de 1 até 3 pode ser calculada utilizando a equação 16.

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_M - I_m}{t_{on}} t + I_m \right)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{3T_{ch}} t_{on} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} = \sqrt{\frac{\delta}{3} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} \quad (16)$$

Considerando que o sistema seja equilibrado, a corrente de carga é dividida igualmente entre os diodos. A corrente média dos diodos de 4 até 6 é calculada da seguinte maneira.

$$\begin{aligned}
 I_{D_4,med} &= \frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_m - I_M}{t_{off}} t + I_M \right) dt \\
 &= \frac{1}{2T_{ch}} t_{off} (I_M + I_m) = \frac{(1-\delta)}{2} t_{off} (I_M + I_m)
 \end{aligned} \tag{17}$$

Portanto, a corrente eficaz pode ser calculada de acordo com a equação 18.

$$\begin{aligned}
 I_{D_4,ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_m - I_M}{t_{off}} t + I_M \right)^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{3T_{ch}} t_{off} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} = \sqrt{\frac{(1-\delta)}{3} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)}
 \end{aligned} \tag{18}$$

A primeira análise realizada foi considerando funcionamento do conversor atuando como abaixador de tensão, ou também chamado de modo Buck. A próxima etapa será realizar a mesma análise feita, porém considerando o conversor atuando como elevador de tensão, também conhecido como modo Boost.

As principais formas de onda do conversor atuando como elevador de tensão em condução contínua são apresentadas na Figura 17.

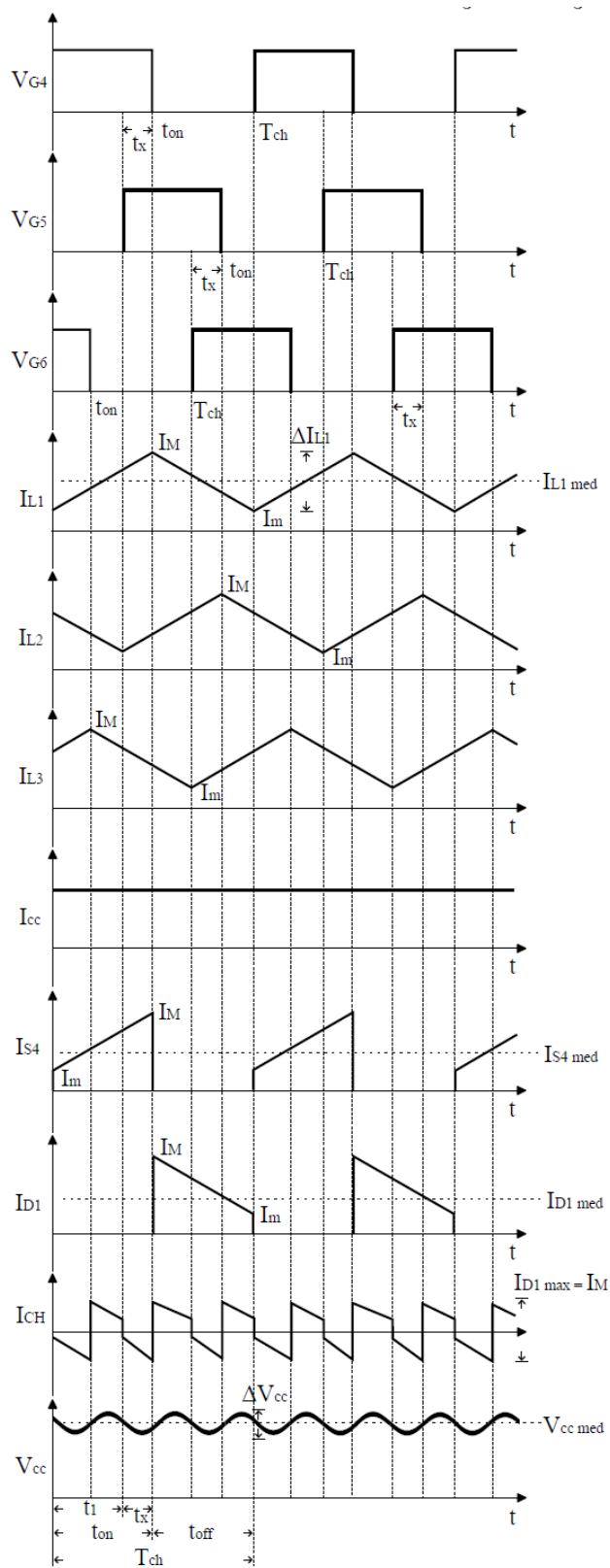
Para esse estudo, os semicondutores analisados são os interruptores S_4 , S_5 , e S_6 ; e os diodos são D_1 , D_2 , e D_3 .

Todas as características do conversor permanecem as mesmas, como potência de saída, período de chaveamento, ondulação de corrente no indutor, independentemente do modo de operação do conversor. Portanto, a equação que determina a indutância permanece como foi determinada na equação 4.

O rendimento do conversor é expresso pela equação 19.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + \sum_{perdas}} 100\% = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100\% \tag{19}$$

Figura 17 - Principais formas de onda do conversor operando como elevador de tensão no modo condução contínua



Fonte: [6]

A corrente média é calculada conforme equação a seguir.

$$I_{L_{1,2,3}med2} = \frac{P_{cc}}{3\eta V_o} = \frac{I_{L_{av}}}{3} \quad (20)$$

A corrente eficaz em cada indutor é obtido pela equação 21.

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \left[\int_0^{t_{on}} a^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_{ch}} b^2 dt \right]}$$

$$a = \left(\frac{I_{L_{av}}}{3} + \frac{\Delta IL_o}{t_{on}} t - \frac{\Delta IL_o}{2} \right); \quad b = \left(\frac{I_{L_{av}}}{3} - \frac{\Delta IL_o}{T_{ch} - t_{on}} (t - t_{on}) + \frac{\Delta IL_o}{2} \right)$$

$$I_{L_{ef}} = \frac{I_{L_{av}}}{3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta IL_o}{\frac{2}{3} I_{L_{av}}} \right)^2} \quad (21)$$

A corrente máxima e mínima do indutor operando como elevador de tensão é definida conforme equações abaixo.

$$I_M = I_{L_{1,2,3}med2} + \frac{N_f \Delta IL_o}{2} \quad (22)$$

$$I_m = I_{L_{1,2,3}med2} - \frac{N_f \Delta IL_o}{2} \quad (23)$$

O capacitor C_H é determinado considerando que a ondulação de corrente possui três vezes a frequência de comutação dos interruptores.

$$C_H = \frac{I_{cc}}{\Delta V_{cc} N_f f_{ch}} \times \frac{(V_{cc} - V_o)}{V_{cc}} = \frac{I_{cc} (1 - \delta)}{3 \Delta V_{cc} f_{ch}} \quad (24)$$

A corrente que circula no capacitor C_H é teoricamente igual a soma das correntes dos diodos do conversor atuando como Boost, porém como essas correntes podem se sobrepor quando os diodos estão em condução simultaneamente, a lei de Kirchhoff não apresenta coerência nesse caso, portanto para uma obtenção mais precisa é utilizado simulação ou cálculo numérico. É possível obter uma equação algébrica que aproxime o valor da corrente eficaz no capacitor C_H , conforme equação 25. A equação só é válida para o conversor operando em condução contínua e com razão cíclica mais do que um terço.

$$I_{C_H^{ef}} = I_o \sqrt{\left(\delta - \frac{m}{N_f}\right) \left(\frac{m+1}{N_f} - \delta\right)} \quad (25)$$

Sendo $m = \text{floor}(N_f \delta)$ uma função que arredonda o valor das multiplicações (número de fases vezes a razão cíclica) para um número inteiro maior ou igual a zero que não exceda o resultado da multiplicação [6].

A frequência de corte do filtro é o mesmo considerando o conversor atuando no modo abaixador de tensão.

A máxima ESR que o capacitor C_H deve possuir para não gerar ondulações de tensão além do projetado é determinada pela equação 26.

$$ESR_{C_H} < \frac{\Delta V_{cc}}{I_{D_{max}}} \quad (26)$$

A corrente média dos interruptores $S_{4,5,6}$ é dada pela equação a seguir.

$$\begin{aligned} I_{S_{4,med}} &= \frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_M - I_m}{t_{on}} t + I_m \right) dt \\ &= \frac{1}{2T_{ch}} t_{on} (I_M - I_m) = \frac{\delta}{2} (I_M - I_m) \end{aligned} \quad (27)$$

A corrente eficaz então pode ser calculada baseada na equação 28.

$$\begin{aligned} I_{S_{4,ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_M - I_m}{t_{on}} t + I_m \right)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{3T_{ch}} t_{on} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} = \sqrt{\frac{\delta}{3} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} \end{aligned} \quad (28)$$

A corrente média nos diodos $D_{1,2,3}$ pode ser calculada de duas formas, primeira considerando que a corrente será igual a corrente nos interruptores, e para essa análise, pode-se obter o valor da corrente média nos diodos pela equação 29. A segunda maneira é considerar que o valor é de um terço da corrente do barramento CC, conforme equação 30.

$$I_{D_{1,med}} = \frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_m - I_M}{t_{off}} t + I_M \right) dt$$

$$I_{D_{1med}} = \frac{1}{2T_{ch}} t_{off} (I_m + I_M) = \frac{(1-\delta)}{2} (I_m + I_M) \quad (29)$$

$$I_{D_{1med}} = \frac{P_{cc}}{N_f V_{cc}} = \frac{I_{cc}}{3} \quad (30)$$

E desse modo, é possível obter a equação da corrente eficaz nos diodos.

$$I_{D_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{ch}} \int_0^{t_{off}} \left(\frac{I_m - I_M}{t_{off}} t + I_M \right)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{3T_{ch}} t_{off} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} = \sqrt{\frac{(1-\delta)}{3} (I_M^2 + I_m^2 + I_M I_m)} \quad (31)$$

Dessa maneira é feita a análise da topologia escolhida pelo Robson Mayer para o projeto já implementado. É importante ressaltar que o conversor funciona conforme desejado em malha aberta, pois o equacionamento foi feito supondo operação ideal do conversor, na qual as correntes se dividiriam perfeitamente entre os indutores, porém esse comportamento não é observado na vida real, pois há limitações dos componentes e as não idealidades estão presentes.

5 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

Com o intuito de comprovar as hipóteses levantadas anteriormente nesse trabalho, será realizado um estudo sobre as malhas de controle aplicadas ao conversor CC-CC estudado.

Durante o transitório de cargas o conversor sofre alterações em seu ponto de operação, fazendo com que o circuito de potência precise se adaptar às novas condições de funcionamento para que seja possível efetuar o controle de igual compartilhamento das correntes entre os indutores. O sistema de controle implementado deve garantir igual compartilhamento de carga para que o conversor apresente alto desempenho para qualquer condição de carga, e uma boa regulação de tensão. Essa implementação deve monitorar tensão e corrente.

O controle adotado nesse trabalho irá compensar o efeito da planta em condições transitórias. A estratégia de controle consiste no sensoriamento das correntes nos indutores para os modos Buck e Boost e da tensão da saída de ambos os conversores, onde o controle empregado é do tipo cascata com quatro malhas.

A malha externa de tensão fornecerá referência para as malhas internas de corrente dos indutores que, por sua vez, é responsável pela dinâmica de controle do conversor. O sensoriamento de tensão e das correntes são representados pelos blocos $H_V(s)$ e $H_I(s)$, respectivamente, que consistem em sensores de efeito Hall, representados no diagrama de blocos do circuito de controle.

Os compensadores $C_V(s)$ e $C_I(s)$, que correspondem aos compensadores de tensão e corrente, respectivamente, farão a regulação destas grandezas elétricas no conversor. O bloco PWM corresponde ao estágio de leitura do sinal de saída do compensador que é tratado de forma digital, gerando pulsos de comando dos interruptores, que são amplificados pelo circuito de comando e entregues aos terminais de gatilho dos interruptores.

Devido ao baixo custo, estas técnicas de controle serão implementadas em circuitos analógicos, pois se utiliza componentes passivos e circuitos integrados de amplo uso industrial. Porém, o controle analógico também apresenta suas desvantagens, como um maior número de elementos no circuito, maior susceptibilidade a fatores ambientais,

envelhecimento com o tempo, inflexibilidade para diferentes condições de funcionamento do circuito, etc.

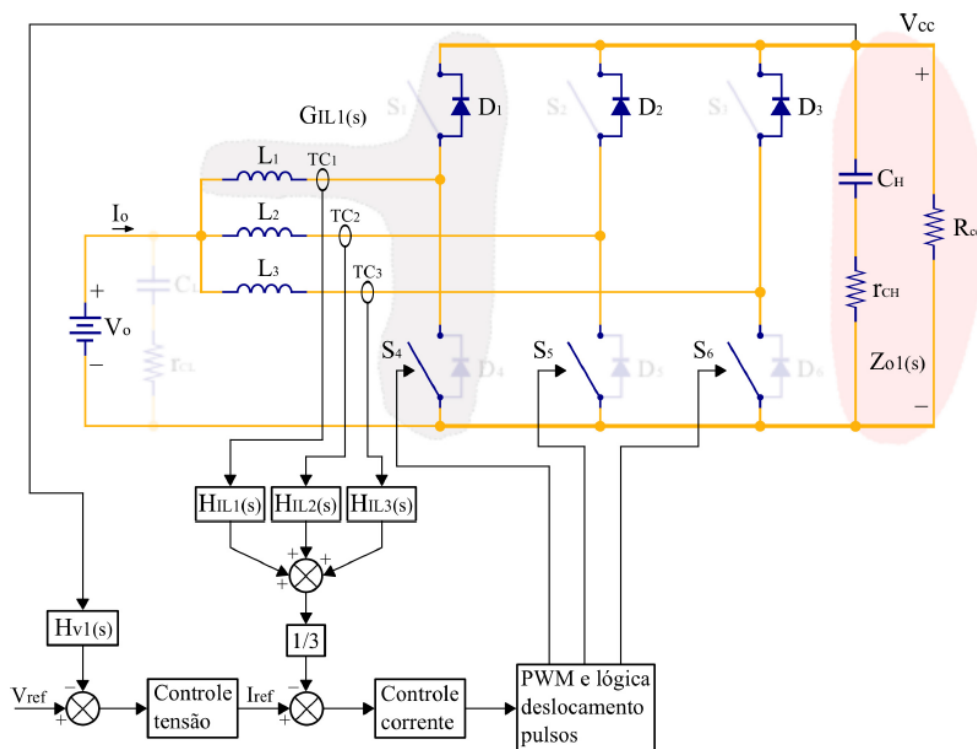
Todo esse capítulo tem como referência a fonte [6].

5.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DO MODO BOOST

A estratégia de controle para o conversor operando no modo Boost é representado na Figura 18, sendo possível observar a interação do circuito de potência com o circuito de controle proposto.

A função $GIL1(s)$ representa a função de transferência da corrente no indutor $L1$, e $ZO1(s)$, a função de transferência da impedância do filtro de saída do conversor, utilizado para controle de sua tensão de saída.

Figura 18 - Estratégia de controle do conversor Boost de estrutura trifásica



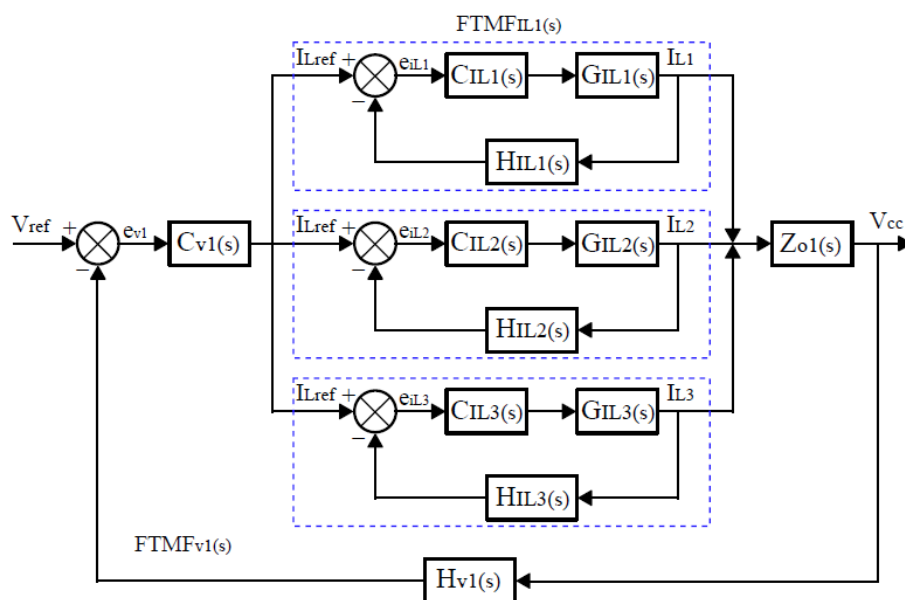
Fonte: [6]

O diagrama de blocos do sistema de controle adotado no modo Boost é representado na Figura 19.

Neste diagrama, as malhas internas das correntes nos indutores devem possuir rápida dinâmica, enquanto a malha externa de tensão uma dinâmica mais lenta, para que a ação de controle de uma não provoque oscilações na outra. A corrente de cada indutor é corrigida e imposta pela malha interna de controle, sendo a corrente no indutor função da corrente de referência gerada pela malha de tensão.

Para balanceamento das correntes nos indutores, três malhas de corrente individuais são projetadas, realizando a estabilização da corrente média de cada um dos indutores. O projeto da malha de corrente é projetado segundo os critérios de margem de fase e frequência de cruzamento.

Figura 19 - Diagrama de blocos do sistema de controle do modo Boost



Fonte: [6]

A tensão de saída V_{CC} é controlada através da interação das correntes dos indutores e da impedância do filtro de saída. Sempre que a malha de tensão for utilizada para a geração do sinal de referência para a malha de corrente essa técnica é utilizada.

O projeto dos controladores foi realizado considerando que a tensão de entrada V_o é proveniente de uma fonte de tensão contínua, como as baterias, e a carga alimentada puramente resistiva.

A informação da FTMF (Função de transferência de malha fechada) da malha de corrente é essencial para dimensionamento da malha de tensão, pois representa um ganho

para uma dinâmica mais lenta da malha de tensão. A função de transferência da impedância do filtro de saída $Z_{O1}(s)$ do modo Boost é representada na equação 32.

$$Z_{O1}(s) = \frac{V_{CC}(s)}{I_O(s)} = G_{Zo} \frac{s + \omega_{Zo}}{s + \omega_{Po}}$$

$$\omega_{Zo} = \frac{1}{r_{CH} C_H}$$

$$\omega_{Po} = \frac{1}{(R_{CC} + r_{CH}) C_H}$$

$$G_{Zo} = FTMF_I (1 - \delta) \frac{R_{CC} r_{CH}}{R_{CC} + r_{CH}} \quad (32)$$

A função de transferência da corrente no indutor um $FTMF_{IL1}(s)$, do modo Boost, é representada na Equação 33.

$$FTMF_{IL1}(s) = \frac{I_{L1}(s)}{I_{Lref}(s)} = \frac{C_{IL1}(s) G_{IL1}(s)}{1 + C_{IL1}(s) G_{IL1}(s) H_{IL1}(s)} \quad (33)$$

5.1.1 Modelo do sistema de controle do modo Boost

Fez-se necessário a escolha das funções de transferência que representam o conversor e sua dinâmica para a modelagem do sistema de controle.

$$G_I(s) = \frac{x_E(s)}{\delta(s)} = G_{pi} \frac{s + \omega_{Zi}}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o Q} + 1}$$

$$G_V(s) = \frac{x_C(s)}{\delta(s)} = G_{pv} \frac{s + \omega_{Zv}}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o Q} + 1} \quad (34)$$

A função de transferência da planta de corrente $G_I(s)$ relaciona a corrente de entrada em função da razão cíclica, onde $x_E(s)$ é a corrente de entrada, e $\delta(s)$ a variável a ser controlada, ambas no domínio da frequência. A função $G_V(s)$ pode ser utilizada como a função de transferência da malha de tensão em função da razão cíclica. G_{pi} e G_{pv} representam os ganhos das funções de transferência, ω_{Zi} e ω_{Zv} são os zeros da malha de corrente e da

malha de tensão, respectivamente; ω_o é a frequência angular de corte do sistema e Q o fator de qualidade.

A planta pode ser representada também pela função de transferência do modelo conservativo de pequenos sinais, onde se desconsidera elementos que representem perdas nos componentes do conversor, como a resistência série do capacitor e do indutor, tornando a análise mais simplificada. As funções que representam o modelo conservativo do conversor Boost são apresentadas na Equação 35.

$$\begin{aligned}
 G_{I_c}(s) &= \frac{x_E(s)}{\delta(s)} = G_{pic} \frac{s + \omega_{Zic}}{\left(\frac{s}{\omega_{oc}}\right)^2 + \frac{s}{\omega_{oc}Q_c} + 1} \\
 G_{V_c}(s) &= \frac{x_C(s)}{\delta(s)} = G_{pvc} \frac{s + \omega_{Zvc}}{\left(\frac{s}{\omega_{oc}}\right)^2 + \frac{s}{\omega_{oc}Q_c} + 1} \\
 \omega_{oc} &= (1-\delta)\sqrt{\frac{3}{LC_H}}; \quad Q_c = R_{CC}(1-\delta)\sqrt{\frac{3C_H}{L}} \\
 G_{pic} &= \frac{V_{CC}C_H}{(1-\delta)^2}; \quad \omega_{Zic} = \frac{2}{R_{CC}C_H} \\
 G_{pvc} &= -\frac{V_{CC}L}{3R_{CC}(1-\delta)^3}; \quad \omega_{Zvc} = \frac{3R_{CC}(1-\delta)^2}{L}
 \end{aligned} \tag{35}$$

Para controle da corrente em cada indutor, a função de transferência da malha de corrente $G_{IL1}(s)$ foi utilizada, que é reescrita pela Equação 36 e já é incorporada a função de comutação ao ganho da malha. A amplitude V_T da onda triangular estabelece relação entre a saída do compensador de corrente $V_C(s)$ e a entrada do circuito modulador.

$$\begin{aligned}
 G_{IL1}(s) &= \frac{I_{L1}(s)}{\delta_1(s)} = G_{pic} \frac{(s^2 + a_1s + a_2)}{s(s^2 + b_1s + b_2)} \\
 G_{pic} &= \frac{V_{cc}}{V_T L_1}; \quad I_{L1} = \frac{I_o}{Nf} \\
 a_1 &= \frac{1}{C_H} \left[\frac{1}{R_{CC}} + \frac{(1-\delta_{boost})I_{L1}}{V_{cc}} \right] \\
 a_2 &= \frac{(1-\delta_{boost})^2}{L_1 C_H} (Nf - 1) \\
 b_1 &= \frac{1}{C_H R_{cc}}; \quad b_2 = \frac{Nf(1-\delta_{boost})^2}{L_1 C_H}
 \end{aligned} \tag{36}$$

A equação anterior representa a função da malha de corrente de cada indutor que será empregada no projeto do compensador. Lembrando que essa função de transferência é resultante do modelo idealizado do conversor Boost de Nf braços, assumindo que cada braço do conversor opere independentemente, resultando em Nf Boost simples em paralelo. Considera-se que $L_1 = L_2 = L_3$, ou seja, os três braços do conversor são iguais, portanto a função de transferência da equação 36 é a mesma para as três malhas de corrente dos indutores, portanto o projeto do compensador para a malha de corrente do indutor L_1 atende aos demais indutores.

O controle de tensão da saída do modo Boost será realizado considerando que a malha de corrente atua como uma fonte de corrente que alimenta a saída do conversor.

A corrente que circula na impedância $Z_{O1}(s)$ da Figura 18 corresponde a corrente dos diodos, ou seja, pode-se afirmar que $I_{Z_{O1}}(s) = I_o(1-\delta)$. Portanto, $Z_{O1}(s)$ pode ser expressa como a função de transferência entre a tensão de saída e a corrente de entrada do conversor, conforme descrito na equação 37.

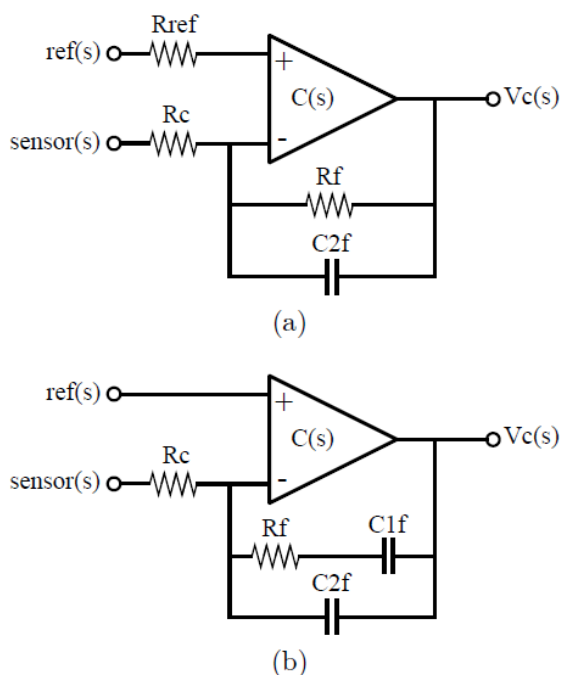
$$Z_{O1}(s) = \frac{V_{cc}(s)}{I_o(s)} = G_{Z_{O1}} \frac{s + \omega_{Z_{O1}}}{s + \omega_{P_{O1}}} \quad (37)$$

$$G_{Z_{O1}} = \frac{(1 - \delta_{boost})R_{cc}r_{CH}}{(R_{cc} + r_{CH})}; \quad \omega_{Z_{O1}} = \frac{1}{r_{CH}C_H}; \quad \omega_{P_{O1}} = \frac{1}{(R_{cc} + r_{CH})C_H}$$

5.1.2 Compensador Adotado

As topologias de compensadores analógicos com amplificadores operacionais utilizados para o controle da tensão e das correntes do conversor operando no modo Boost são exibidas na Figura 20. Para realização da compensação das correntes dos indutores, utiliza-se um amplificador operacional desempenhando a função de passa baixa de primeira ordem, ou PI, que apresenta somente um polo em sua função de transferência. O esquemático é exibido na Figura 20 (a). Como a função de transferência da planta de corrente do conversor atuando como Boost apresenta um integrador, garantindo erro em regime permanente nulo, o numerador e o denominador são de mesma ordem, um compensador proporcional já seria suficiente para o controle. Porém, um compensador PI possui resposta transitória mais satisfatória, sendo sua função de transferência apresentada na equação 38. Já para compensação da tensão da saída é aplicado um compensador de avanço e atraso de fase, também conhecido como PI com polo, sendo seu esquemático ilustrado na Figura 20 (b).

Figura 20 - Compensadores adotados: (a) PI, e (b) PI com polo



Fonte: [6]

$$C(s) = \frac{V_c(s)}{\text{sensor}(s)} = K_c \frac{1}{(s + \omega_{pc})}$$

$$K_c = \frac{1}{R_c C 2f}; \quad \omega_{pc} = \frac{1}{R_f C 2f} \quad (38)$$

$$R_{ref} = \frac{R_c R_f}{R_c + R_f}; \quad \text{sensor}(s) = x H_x(s)$$

A equação 39 representa a função de transferência do compensador PI com filtro.

$$C(s) = \frac{V_c(s)}{\text{sensor}(s)} = K_c \frac{(s + \omega_{zc})}{s(s + \omega_{pc})}$$

$$K_c = \frac{1}{R_c C 2f}; \quad \omega_{zc} = \frac{1}{R_f C 1f}; \quad \omega_{pc} = \frac{C 1f + C 2f}{R_f C 1f C 2f} \quad (39)$$

$$C 1f = C 2f \left(\frac{\omega_{pc}}{\omega_{zc}} - 1 \right); \quad \text{sensor}(s) = x H_x(s)$$

Sendo que x representa o valor nominal da grandeza elétrica que se deseja controlar, como tensão ou corrente, e $H_x(s)$ representa o ganho do sensor de efeito Hall aplicado.

Pelos dados da tabela abaixo, é obtida a função de transferência da malha de corrente $G_{IL1}(s)$ e da malha de tensão $Z_{O1}(s)$.

Tabela 1 – Parâmetros da malha do conversor no modo Boost

Parâmetros do conversor	Valores nominais	Sensores
$L_1 = 260\mu\text{H}$ $r_L = 5,59\text{m}\Omega$	$V_{cc} = 600\text{V}$ $V_o = 250\text{V}$	$H_{IL1,2,3} = 50 \times 10^{-3}$
$C_H = 35\mu\text{F}$ $r_{CH} = 1,7\text{m}\Omega$	$G_{boost} = 2,4$ $\delta_{boost} = 0,583$	$H_{v1} = 4,5 \times 10^{-3}$
$R_{cc} = 13.333\Omega$ $V_T = 3,3\text{V}$	$f_{ch} = 20\text{kHz}$	

Dessa forma, determina-se a função de transferência da malha de corrente.

$$G_{IL1}(s) = \frac{I_{L1}(s)}{\delta_1(s)} = G_{pic} \frac{1 s^2 + a_1 s + a_2}{s^2 + b_1 s + b_2}$$

$$G_{pic} = \frac{V_{cc}}{V_T L_1} \cong 699300,7$$

$$a_1 = \frac{1}{C_H} \left[\frac{1}{R_{cc}} + \frac{(1 - \delta_{boost}) I_{L1}}{V_{cc}} \right] \cong 2857,8$$

$$a_2 = \frac{(1 - \delta_{boost})^2}{L_1 C_H} (Nf - 1) \cong 38217362,6$$

$$b_1 = \frac{1}{C_H R_{cc}} \cong 2143$$

$$b_2 = \frac{Nf (1 - \delta_{boost})^2}{L_1 C_H} \cong 57326044$$
(40)

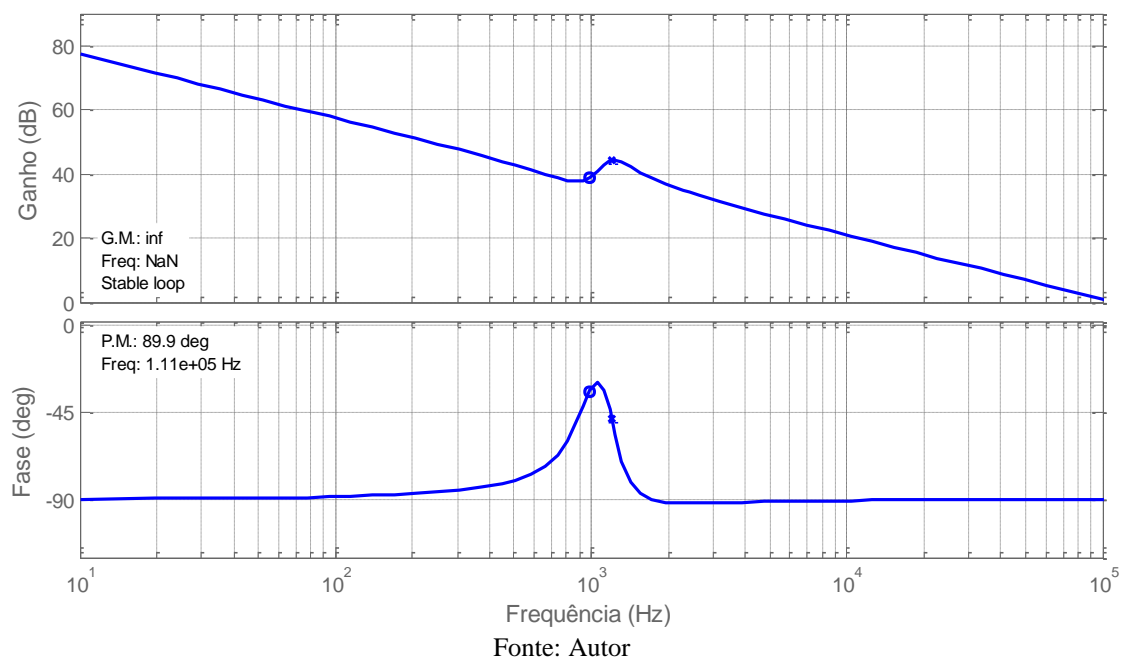
O compensador adotado é o de avanço e atraso de fase, respeitando alguns critérios listados abaixo para projeto do compensador de corrente no Matlab.

- O segundo polo do compensador deve ser posicionado acima ou na frequência da ondulação de corrente do indutor
- Para obtenção de uma boa resposta dinâmica e garantia da margem de fase próxima de 45° , é indicado uma frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta entre $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{10}$ da frequência da ondulação da corrente dos indutores.

Uma vez determinada a função de transferência da malha de corrente, é obtida através da ferramenta Rltool do Software Matlab a curva de resposta da planta de corrente através do diagrama de Bode.

Para implementação do controle em malha fechada da corrente dos indutores operando no modo Boost, são apresentados os parâmetros deste abaixo.

Figura 21 - Diagrama de bode da planta de corrente do conversor operando no modo Boost



$$C_{IL1}(s) = \frac{V_c(s)}{sensor(s)} = K_{ci} \frac{1}{(s + \omega_{Pci})}$$

$$K_{ci} = \frac{1}{R_{ci} C 2 f_i} = 212820$$

$$\omega_{Pci} = \frac{1}{R_{fi} C 2 f_i} = 182060 \text{ rad/s} \quad (41)$$

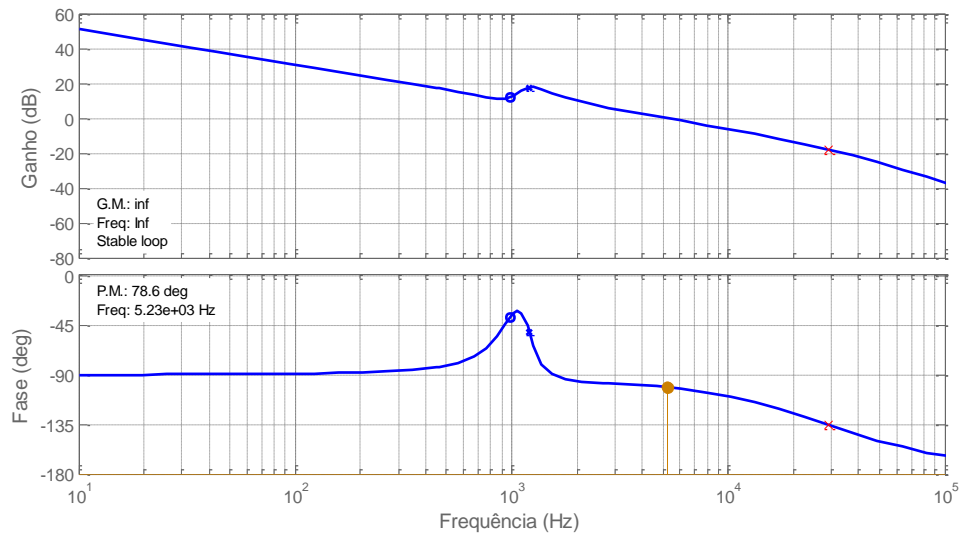
$$R_{refi} = \frac{R_{ci} R_{fi}}{R_{ci} + R_{fi}} \cong 560 \Omega$$

$$sensor(s) = I_{L1} H_{IL1}(s) = 1,44V$$

A figura 22 apresenta o diagrama de Bode do projeto da malha de corrente. É possível observar que a frequência de corte da função de transferência de laço aberto FTLA IL1 ficou em 5,23kHz, com margem de fase próxima de 80°.

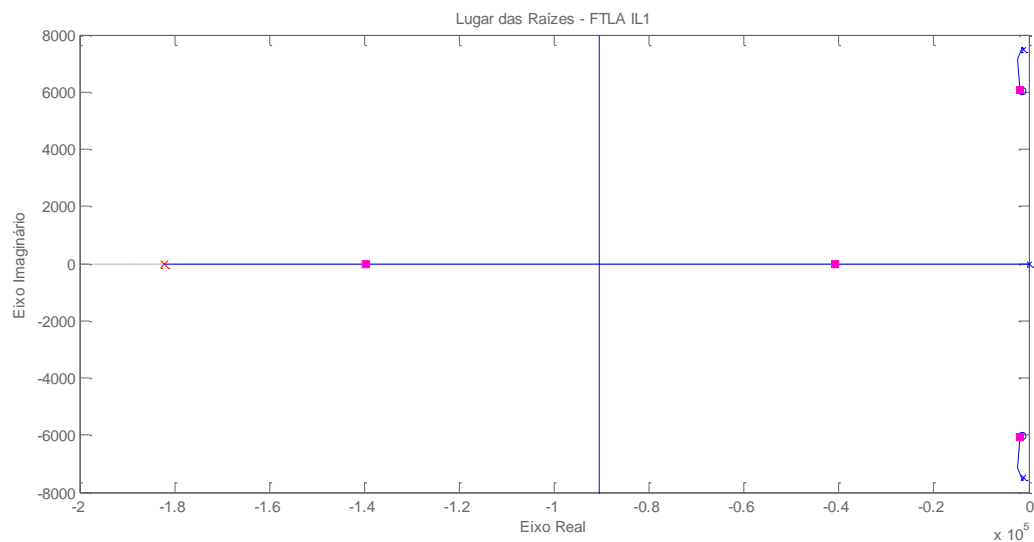
Na figura 23 é apresentado o gráfico do lugar geométrico das raízes do projeto da malha de corrente. O polo foi posicionado para que a resposta do conversor não apresentasse um sobre sinal superior a 5% da corrente nominal de entrada do conversor operando no modo Boost.

Figura 22 - Diagrama de bode da malha de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: Autor

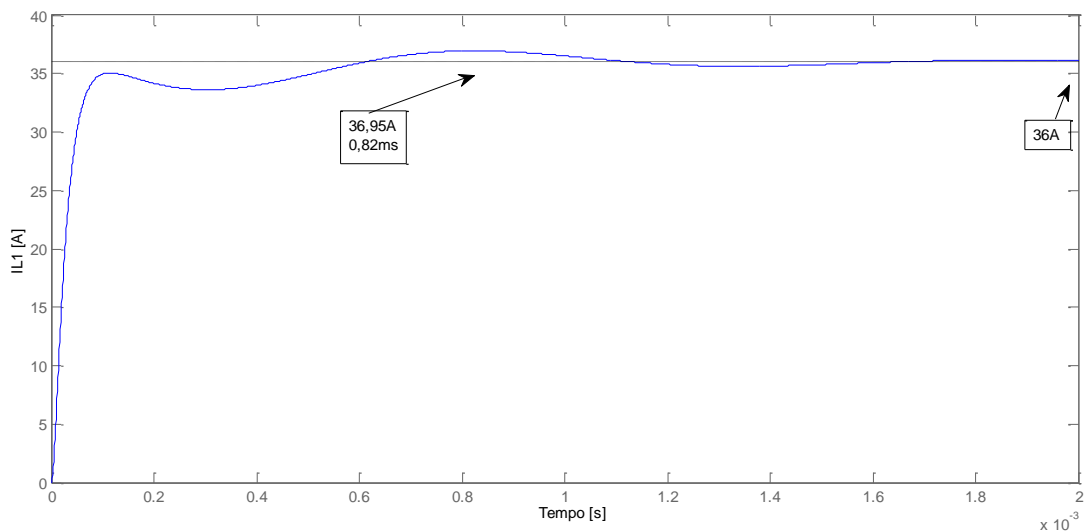
Figura 23 - Lugar geométrico das raízes da malha de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: Autor

Na figura 24 é apresentada a resposta do circuito a um degrau aplicado na entrada da função. É possível verificar que o compensador estabiliza a corrente do indutor conforme desejado.

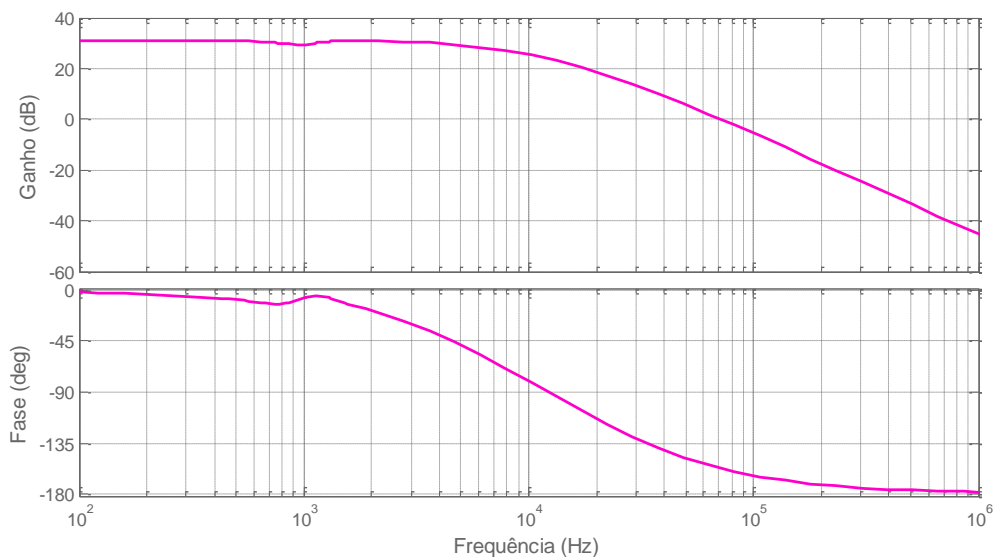
Figura 24 - Resposta ao degrau na malha de corrente do conversor operando no modo Boost



Fonte: Autor

De acordo com a resposta em malha fechada da corrente no indutor, os primeiros instantes a malha de corrente passa a ser representada como um ganho no diagrama de controle da tensão de saída.

Figura 25 - Diagrama de Bode da FTMF ILI do conversor operando no modo Boost



Fonte: Autor

$$FTMF_{IL1} = 31,3dB$$

$$FTMF_{IL1} = 20\log(G_a) \quad (42)$$

$$G_a = 10^{\frac{FTMF_{IL1}}{20}} = 35,9$$

O ganho G_a será utilizado para dimensionamento do controle da malha de tensão. Como as três malhas de corrente alimentam a malha externa de tensão, considera-se o ganho das três malhas.

A função de transferência da malha de tensão é obtida através da equação 43.

$$Z_{o1}(s) = \frac{V_{cc}(s)}{I_o(s)} = G_{Zo1} \frac{s + \omega_{Zo1}}{s + \omega_{Po1}}$$

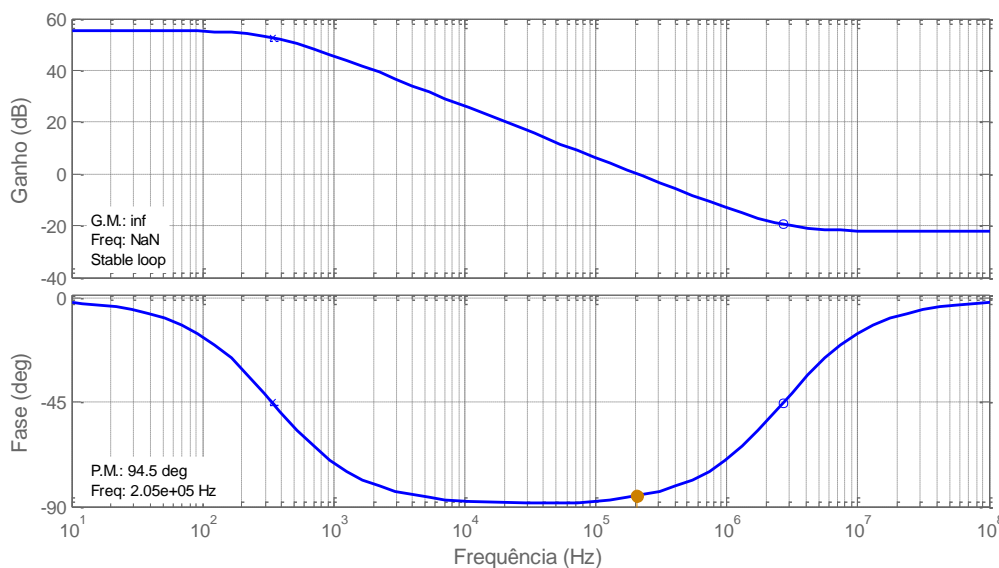
$$G_{Zo1} = 3G_a \frac{(1 - \delta_{boost})R_{cc}r_{CH}}{(R_{cc} + r_{CH})} = 7,632 \times 10^{-2}$$

$$\omega_{Zo1} = \frac{1}{r_{CH}C_H} = 16,806 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{Po1} = \frac{1}{(R_{cc} + r_{CH})C_H} = 2142,63 \text{ rad/s}$$
(43)

É ilustrado na figura 26 o diagrama de Bode da função de transferência da tensão do conversor operando no modo Boost.

Figura 26 - Diagrama de bode da malha de tensão do conversor operando no modo Boost



Fonte: Autor

O compensador escolhido para a malha de tensão é o PI com pólo. Os critérios adotados para projeto foram:

- a) O zero do compensador deve estar localizado na frequência dos pólos da planta;

- b) O segundo polo do compensador deve estar pelo menos uma década acima da frequência do zero do compensador;
- c) A frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto da FTLA deve estar localizada entre $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{10}$ da frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.

Com os critérios determinados, o projeto do compensador de tensão é representado como segue.

$$C_{v1}(s) = \frac{V_c(s)}{sensor(s)} = K_{cv1} \frac{s + \omega_{Zcv1}}{s(s + \omega_{Pcv1})}$$

$$K_{cv1} = \frac{1}{R_{cv1} C2 f_{v1}} = 3,333 \times 10^5$$

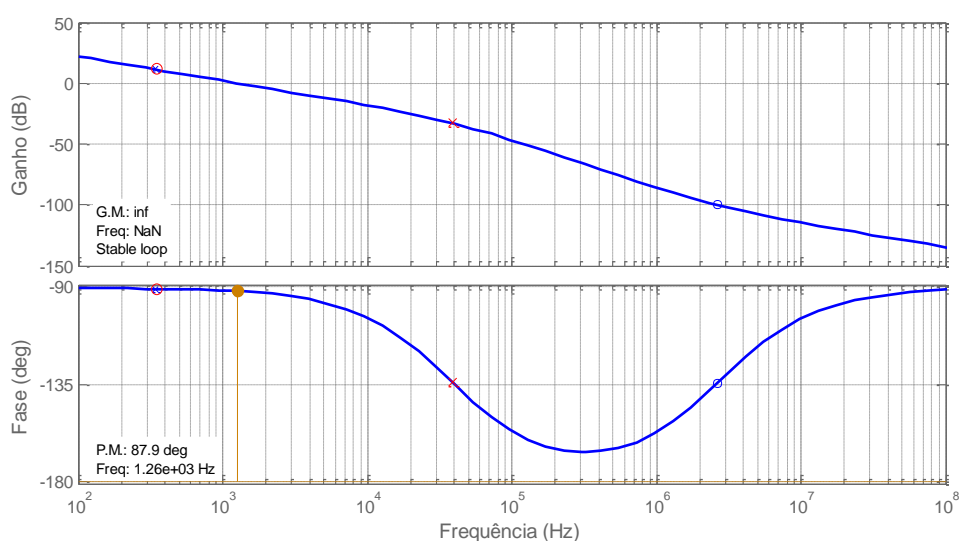
$$\omega_{Zcv1} = \frac{1}{R f_{v1} C1 f_{v1}} = 2185,2 \text{ rad/s} \quad (44)$$

$$\omega_{Pcv1} = \frac{C1 f_{v1} + C2 f_{v1}}{R f_{v1} C1 f_{v1} C2 f_{v1}} = 2,43 \times 10^5 \text{ rad/s}$$

$$sensor(s) = V_{cc} H_{v1} = 2,7V$$

No diagrama de Bode mostrado na Figura 27 a frequência de corte da FTLA V_1 é situada em 1,26kHz, com margem de fase próxima de 90° . Na Figura 28 é apresentado o diagrama do Lugar das raízes da malha de tensão.

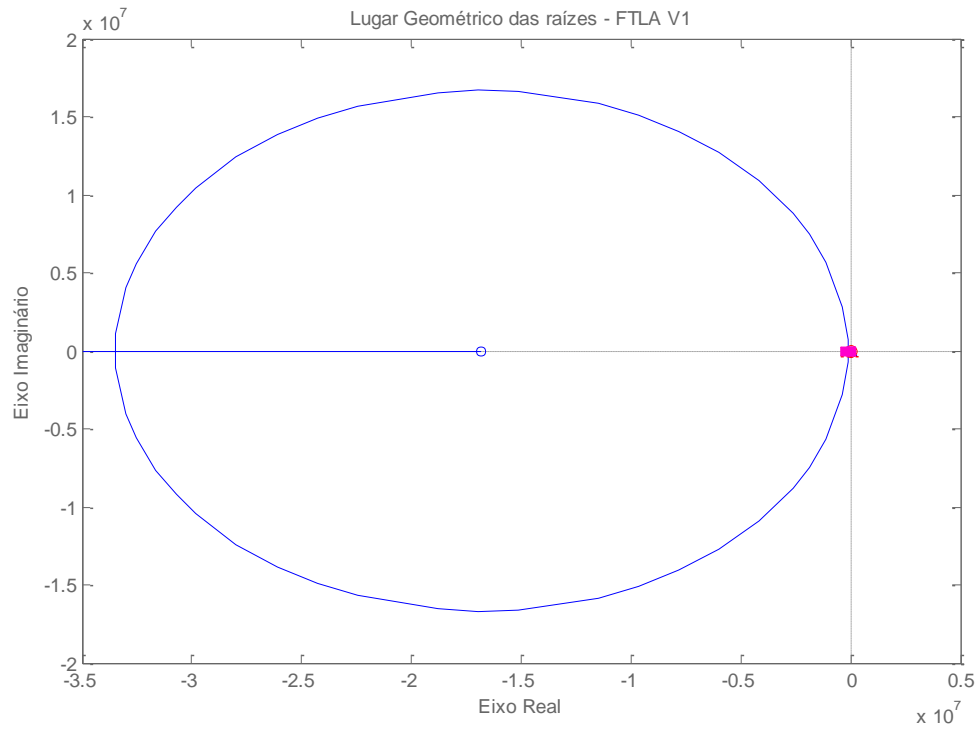
Figura 27 - Diagrama de bode da malha de tensão



Fonte: Autor

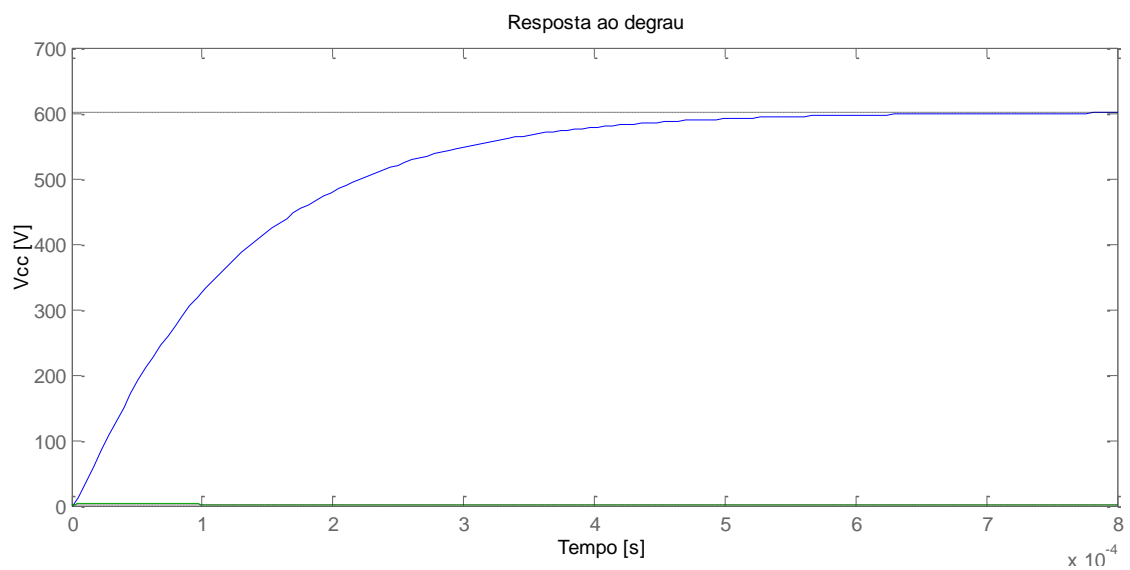
É representada na figura 29 a resposta do circuito de tensão quando um degrau é aplicado na entrada da função. Não há sobressinal, e o tempo aproximado de acomodação é de 0,8ms.

Figura 28 - Lugar geométrico das raízes da malha de tensão



Fonte: Autor

Figura 29 - Resposta ao degrau na malha de tensão FTMF V1



Fonte: Autor

Uma vez que a análise foi efetuada, é apresentado na tabela 2 os componentes dos compensadores.

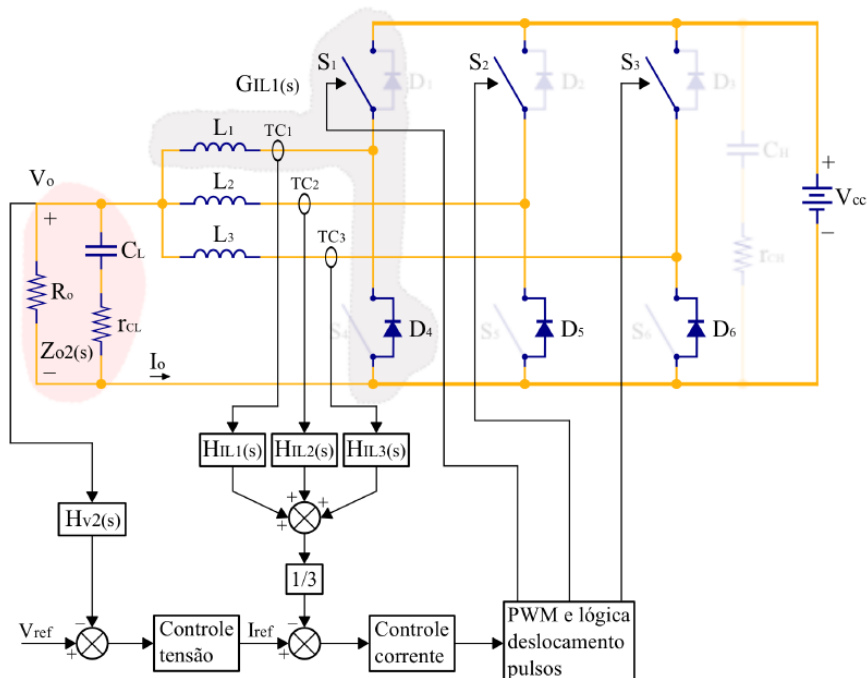
Tabela 2 – Componentes dos compensadores do Boost

Componente	Compensador de corrente	Compensador de tensão
R_c	$1k\Omega$	$1k\Omega$
R_f	$1,2k\Omega$	$1,38k\Omega$
C_{1f}	-	$330nF$
C_{2f}	$4,7nF$	$3nF$

5.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DO MODO BUCK

A técnica de controle adotada para o conversor em questão operando no modo Buck é muito similar a estratégia utilizada para o modo Boost, sendo ilustrado na Figura 30 o circuito de potência e de controle.

Figura 30 - Estratégia de controle do conversor Buck de estrutura trifásica



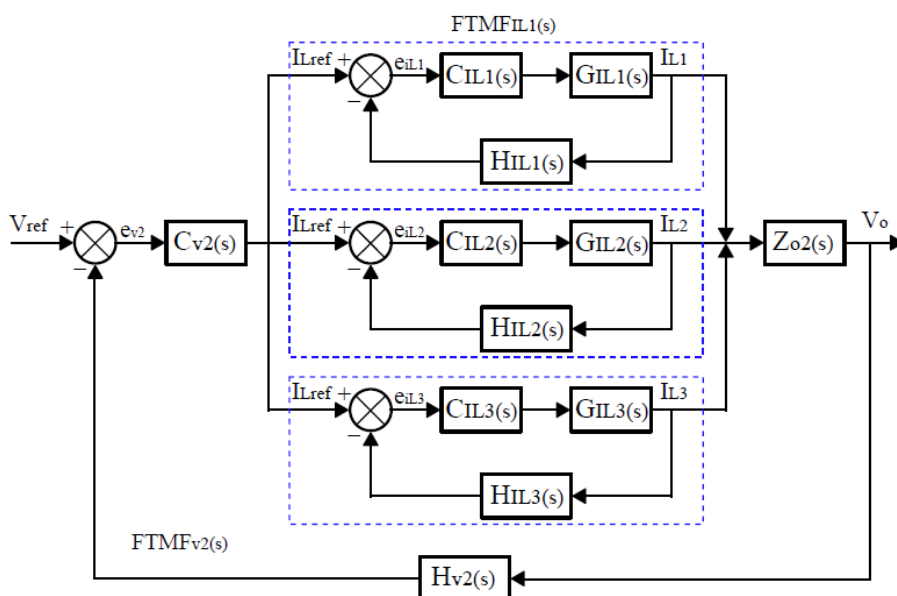
Fonte: [6]

As variáveis de controle nesse modo de operação são a tensão de saída V_o e a corrente de saída I_o , sendo a fonte de alimentação V_{cc} considerada constante, sem ondulação, e a carga puramente resistiva. Na figura 31 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle para o modo Buck.

A função de transferência da corrente no indutor L_1 do conversor é representada por $G_{IL1}(s)$, e a da impedância do filtro de saída do conversor, $Z_{O2}(s)$, sendo utilizada para o controle de sua tensão.

No diagrama em questão, as malhas internas de corrente devem ser processadas mais rapidamente do que a malha de tensão, sendo a corrente de referência gerada pela malha de tensão corrigida pela malha interna, que impõe a corrente do indutor. A malha de corrente deve ser projetada seguindo os critérios de margem de fase e frequência de cruzamento.

Figura 31 - Diagrama de blocos do sistema de controle do modo Buck



Fonte: [6]

5.2.1 Modelo do sistema de controle do modo Buck

O método utilizado para controle das correntes das fases do conversor Buck e para regulação da tensão de saída é empregado para melhorar o rendimento e confiabilidade do conversor.

A referência [19] apresenta o modelo de pequenos sinais de um conversor Buck de duas fases intercaladas, abordando o equilíbrio das correntes das fases e as oscilações na corrente dos indutores, provocada pela frequência da carga. Como o conversor Buck de três braços é bastante similar ao da referência citada acima, é possível utilizar o mesmo modelo obtido pelo artigo.

Como o conversor Buck de três braços opera em condução contínua, sempre há dois indutores conectados em paralelo e conduzindo parte da corrente da carga. O modelo permite a utilização de indutâncias e elementos comutadores de diferentes características, pois assume que os indutores podem apresentar diferenças, não possuindo os mesmos valores de indutância e impedância.

A função de transferência da planta de corrente $G_{IL}(s)$ para cada indutor é descrita pela equação 42.

$$G_{IL}(s) = \frac{I_{L1}(s)}{\delta_1(s)} = V_{cc} \frac{A_1 s^2 + A_2 s + A_3}{B_1 s^3 + B_2 s^2 + B_3 s + B_4} \quad (42)$$

$$A_1 = C_L L_2 (R_o + r_{CL})$$

$$A_2 = L_2 + C_L R_o r_{CL} + C_L R_o R_2 + C_L r_{CL} R_2$$

$$A_3 = R_o + R_2$$

$$B_1 = C_L L_1 L_2 (R_o + r_{CL})$$

$$B_2 = L_1 L_2 + C_L R_o r_{CL} (L_1 + L_2) + C_L (R_o + r_{CL}) (L_1 R_2 + L_2 R_1)$$

$$B_3 = R_o (L_1 + L_2) + L_1 R_2 + L_2 R_1 + C_L R_o r_{CL} (R_1 + R_2) + C_L R_1 R_2 (R_o + r_{CL})$$

$$B_4 = R_o (R_1 + R_2) + R_1 R_2$$

Essa função de transferência relaciona a corrente no indutor $I_{L1}(s)$ em função da razão cíclica $\delta_1(s)$ do braço onde está conectado. Normalizando a função de transferência da equação 42, obtém-se a equação 43.

$$G_{IL}(s) = \frac{I_{L1}(s)}{\delta_1(s)} = G_{pil} \frac{s^2 + a_1 s + a_2}{s^3 + b_1 s^2 + b_2 s + b_3} \quad (43)$$

$$\begin{aligned}
G_{pic1} &= \frac{V_{cc}}{L_1} \\
a_1 &= \frac{\frac{L_2}{C_L} + R_o r_{CL} + R_o R2 + r_{CL} R2}{L_2(R_o + r_{cl})} \\
a_2 &= \frac{R_o + R2}{C_L L_2 (R_o + r_{cl})} \\
b_1 &= \frac{\frac{L_1 L_2}{C_L} + R_o r_{cl} (L_1 + L_2) + (R_o + r_{CL})(L_1 R2 + L_2 R1)}{L_1 L_2 (R_o + r_{cl})} \\
b_2 &= \frac{\frac{R_o}{C_L} (L_1 + L_2) + \frac{L_1 R2 + L_2 R1}{C_L} + R_o r_{CL} (R1 + R2) + R1 R2 (R_o + r_{CL})}{C_L L_1 L_2 (R_o + r_{CL})} \\
b_3 &= \frac{R_o (R1 + R2) + R1 R2}{C_L L_1 L_2 (R_o + r_{CL})}
\end{aligned}$$

R1 e R2 representam as resistências dos braços um e dois, respectivamente, do conversor, e são as resistências dos indutores e dos semicondutores. Como citado anteriormente, estas resistências não serão consideradas, portanto $R1=R2=0$. Os indutores são considerados iguais, sendo $L_1=L_2$. Com essas afirmações, a expressão da função de transferência da malha de corrente do braço 1 $G_{IL1}(s)$ é expressa na equação 44, onde é incorporada a função de comutação ao ganho da malha. A amplitude V_T da onda triangular relaciona o sinal de saída do compensador de corrente $V_C(s)$ e o sinal de entrada do circuito modulador.

$$G_{IL}(s) = G_{pic1} \frac{s^2 + a_1 s + a_2}{s^3 + b_1 s^2 + b_2 s + b_3} \quad (44)$$

$$\begin{aligned}
G_{pic1} &= \frac{G_{pic1}}{V_T} \\
a_1 &= \frac{\frac{L_1}{C_L} + R_o r_{CL}}{L1(R_o + r_{cl})} \\
a_2 &= \frac{R_o}{C_L L_1 (R_o + r_{cl})} \\
b_1 &= \frac{1}{(R_o + r_{cl})} \left(\frac{1}{C_L} + \frac{2R_o r_{CL}}{L_1} \right) \\
b_2 &= \frac{2R_o}{C_L L_1 (R_o + r_{CL})} \\
b_3 &= 0
\end{aligned}$$

A equação 44 expressa a função da malha de corrente que será utilizada no projeto do compensador, pois é assumido que os três braços são iguais, sendo a função de transferência das três malhas de corrente iguais. O controle da tensão de saída do modo Buck será realizado considerando que a malha de corrente exerce a característica de uma fonte de corrente que alimenta a saída do conversor. A equação 45 representa a função de transferência da impedância do filtro de saída $Z_{O2}(s)$, identificado na figura 21.

$$Z_{O2}(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = G_{Zo2} \frac{s + \omega_{Zo2}}{s + \omega_{Po2}} \quad (45)$$

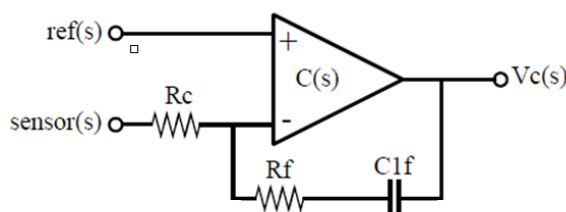
$$G_{Zo2} = \frac{R_o r_{CL}}{(R_o + r_{CL})}; \quad \omega_{Zo2} = \frac{1}{r_{CL} C_L}; \quad \omega_{Po2} = \frac{1}{(r_{CL} + R_o) C_L}$$

A corrente que circula por essa impedância é a própria corrente de saída do conversor, então pode ser escrita como a função de transferência entre tensão de saída pela corrente de saída no modo Buck.

5.2.2 Compensador adotado

O compensador analógico adotado para estabilizar a corrente do conversor operando no modo Buck é mostrado na figura 32.

Figura 32 - Compensador do tipo proporcional integrativo



Fonte: [6]

O circuito corresponde a um compensador do tipo proporcional integrativo, sendo sua função de transferência representada pela equação 46. Essa escolha é feita devido à função de transferência da planta simplificada de corrente possuir um integrador, que garante erro em regime permanente nulo, porém esse comportamento de planta é muito difícil de ser obtido caso sejam consideradas as não idealidades que tornam o sistema mais próximo do real. Desse modo, a opção foi acrescentar um integrador de modo a obter erro em regime permanente nulo.

Para o controle da tensão de saída, o mesmo circuito do modo Boost, figura 20 (b), pode ser utilizado.

$$C(s) = \frac{V_C(s)}{sensor(s)} = K_c \frac{(s + \omega_z)}{s} \quad (46)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{1f}} \quad K_c = \frac{R_f}{R_c}$$

$$R_{ref} = \frac{R_c R_f}{R_c + R_f}; \quad sensor(s) = xH_x(s)$$

Pelos dados da tabela 3, é possível obter a função de transferência da malha de corrente $G_{IL1}(s)$ e da malha de tensão $Z_{O2}(s)$.

Tabela 3 – Parâmetros do conversor no modo Buck

Parâmetros do conversor	Valores nominais	Sensores
$L_{1,2,3} = 1,14\text{mH}$ $r_L = 5,59\text{m}\Omega$	$V_o = 83,33\text{V}$ $V_{cc} = 200\text{V}$	$H_{IL1,2,3} = 50 \times 10^{-3}$
$C_L = 44\mu\text{F}$ $r_{CL} = 3,25\text{m}\Omega$	$G_{buck} = \delta = 0,417$	$H_{v2} = 32,4 \times 10^{-3}$
$R_o = 3,47\Omega$ $V_T = 3,3\text{V}$	$f_{ch} = 20\text{kHz}$	

$$G_{IL1}(s) = G_{pic1} \frac{1 s^2 + a_1 s + a_2}{s s^2 + b_1 s + b_2}$$

$$G_{pic1} = \frac{V_{cc}}{V_T L_1} = 159,5 \times 10^3$$

$$a_1 = \frac{\frac{L_1}{C_L} + R_o r_{CL}}{L_1 (R_o + r_{CL})} = 2,18 \times 10^3 \quad (47)$$

$$a_2 = \frac{R_o}{C_L L_1 (R_o + r_{CL})} = 19,93 \times 10^6$$

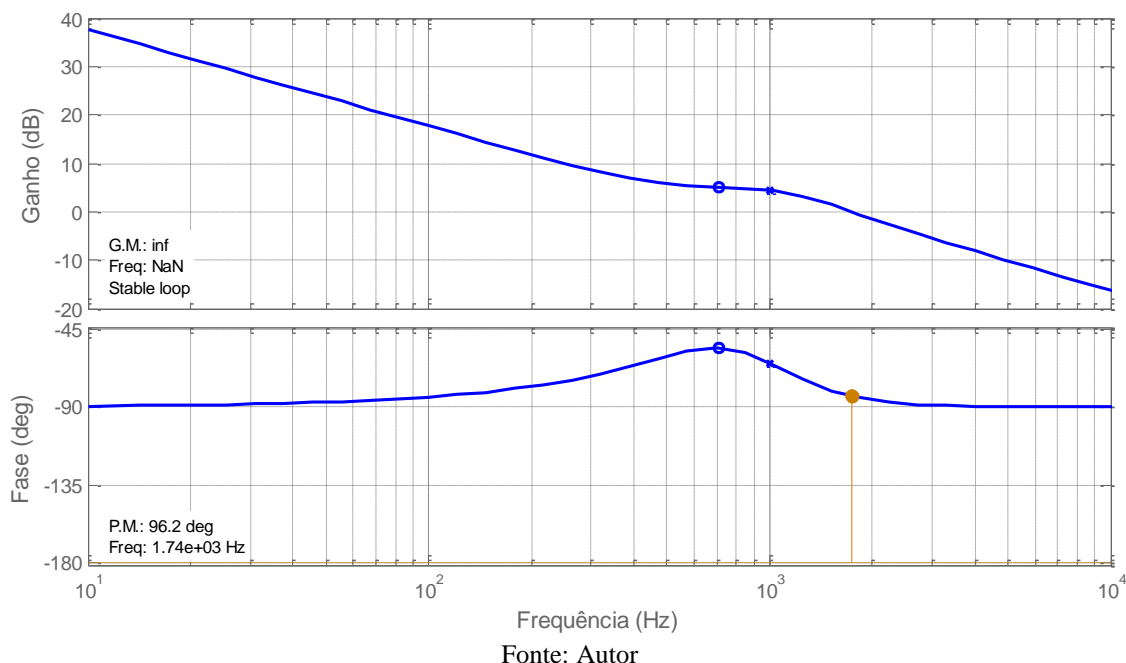
$$b_1 = \frac{1}{R_o + r_{CL}} \left(\frac{1}{C_L} + \frac{2R_o r_{CL}}{L_1} \right) = 2,17 \times 10^3$$

$$b_2 = \frac{2R_o}{C_L L_1 (R_o + r_{CL})} = 39,86 \times 10^6$$

Para controle da malha de corrente do conversor operando no modo Buck, o compensador do tipo proporcional integrativo deve obedecer frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta entre $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{10}$ da frequência de ondulação da

corrente dos indutores a fim de garantir boa resposta dinâmica. A figura 33 expressa a curva de resposta da planta de corrente por diagrama de Bode.

Figura 33 - Diagrama de bode da malha de corrente do indutor L1 do conversor operando no modo Buck



Utilizando a função de transferência do compensador, é possível estabelecer seus parâmetros.

$$C_{IL1}(s) = \frac{V_C(s)}{sensor(s)} = K_{ci} \frac{(s + \omega_z)}{s}$$

$$K_{ci} = \frac{R_{fi}}{R_{ci}} = 0,6178$$

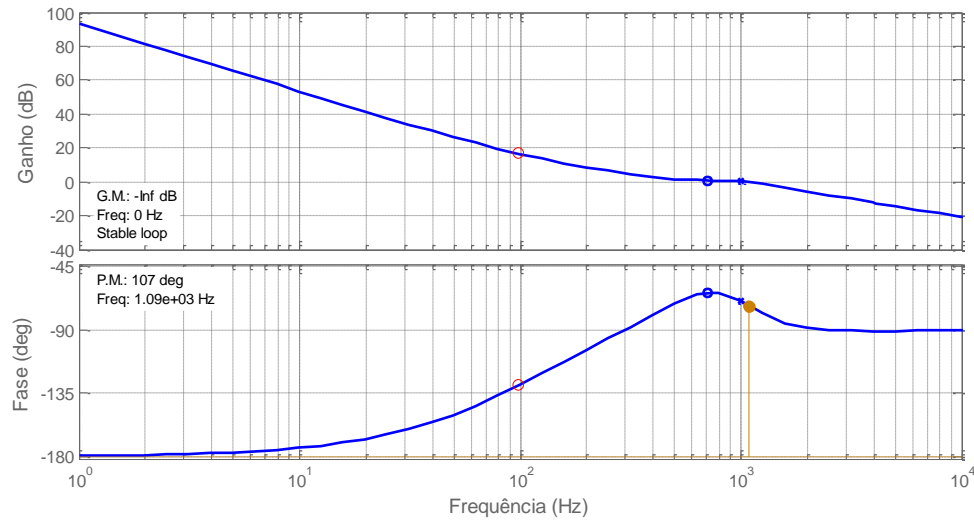
$$\omega_z = \frac{1}{R_{fi}C_{1f}} = 618 \text{ rad/s} \quad (48)$$

$$R_{refi} = \frac{R_{ci}R_{fi}}{R_{ci} + R_{fi}} \cong 22k\Omega$$

$$sensor(s) = I_{L1}H_{IL1}(s) = 1,44V$$

O diagrama de Bode e o lugar geométrico das raízes do projeto da malha de controle é apresentado conforme figura 34.

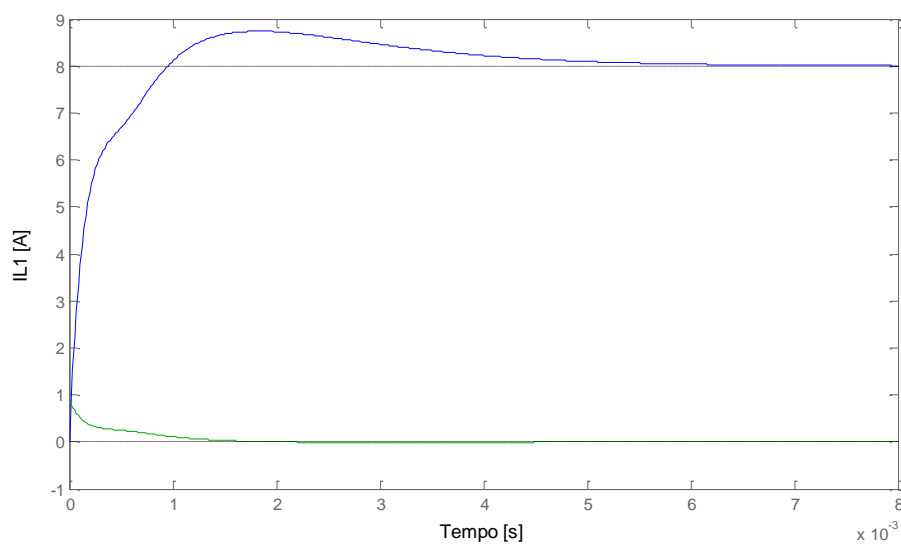
Figura 34 - Diagrama de Bode da malha de corrente IL1 do conversor operando no modo Buck



Fonte: Autor

A frequência de cruzamento por zero da função de transferência de laço aberto é de 1,09kHz e margem de fase próxima de 107° . Na figura 35, está ilustrada a resposta do compensador de corrente projetado quando um degrau é aplicado na entrada da função. Há um sobressinal aceitável para o protótipo em questão, sendo que o tempo de estabilização é de aproximados 8ms.

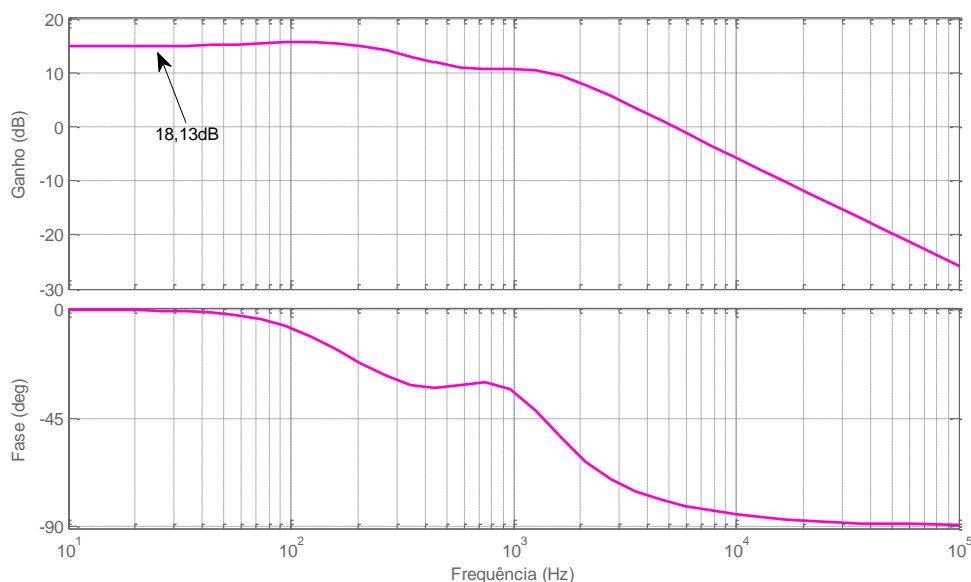
Figura 35 - Resposta ao degrau do compensador de corrente para o conversor operando no modo Buck



Fonte: Autor

A figura 36 representa a resposta em malha fechada da corrente do indutor, sendo um critério para projeto da malha de tensão. Nos primeiros instantes a malha de corrente é representada como um ganho no diagrama de controle da tensão de saída, conforme equação 49.

Figura 36 - Diagrama de Bode da FTMF IL1 do conversor operando no modo Buck



Fonte: Autor

$$FTMF_{IL1}(s) = 18,13dB = 20 \log(G_b) \quad (49)$$

$$G_b = 10^{\frac{FTMF_{IL1}(s)}{20}} = 8,06$$

O ganho G_b , valor resultante da faixa plana do diagrama de Bode da FTMF ILI (s), será utilizado para o projeto da malha de tensão. Aplicando os valores do conversor Buck na equação 45, é obtida a função de transferência da malha de tensão.

$$Z_{o2}(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = G_{z_{o2}} \frac{s + \omega_{z_{o2}}}{s + \omega_{p_{o2}}}$$

$$G_{z_{o2}} = 3G_b \frac{R_o r_{CL}}{(R_o + r_{CL})} = 0,0785 \quad (50)$$

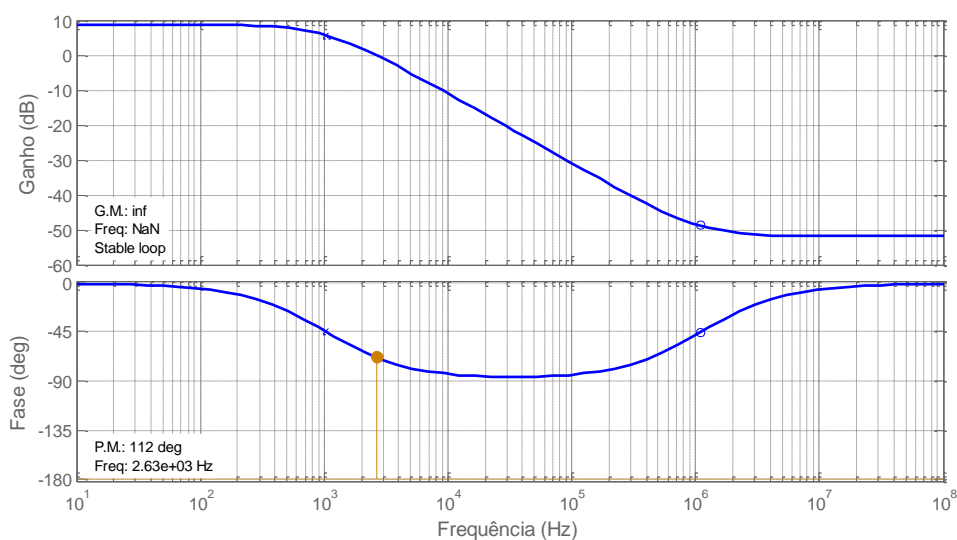
$$\omega_{z_{o2}} = \frac{1}{r_{CL} C_L} = 6993000 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{p_{o2}} = \frac{1}{(R_o + r_{CL}) C_L} = 6539,5 \text{ rad/s}$$

O diagrama de Bode da função de transferência da tensão do conversor Buck é apresentado na figura 37. A malha interna de corrente é transformada em um bloco chamado

FTMF IL (s) = 3Gb, sendo incorporada ao ganho da malha de tensão. O compensador a ser projetado para a malha de tensão é o mesmo aplicado na malha de tensão do modo Boost, um compensador em avanço e atraso de fase.

Figura 37 - Diagrama de bode da planta de tensão do conversor operando no modo Buck



Fonte: Autor

Para projeto do compensador, os critérios adotados no Matlab foram:

- O zero do compensador é posicionado na frequência dos polos da planta, compensando os efeitos do polo da planta;
- O segundo polo do compensador é posicionado pelo menos uma década acima da frequência do zero do compensador;
- A frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto da malha de tensão (FTLAV) deve estar situada aproximadamente entre $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{10}$ da frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.

Adotando os critérios acima, o compensador de tensão projetado para estabilização da malha de tensão é representado pela equação 51.

É possível verificar que a frequência de corte da FTLAV ficou em 104Hz, com uma margem de fase próxima de 90° . Na figura 39 é ilustrada a resposta do circuito de tensão projetado quando um degrau é aplicado na entrada da função. É possível observar que não há sobressinal e o tempo de acomodação, diante uma perturbação na função, fica em aproximadamente 12ms.

$$C_{v2}(s) = \frac{V_c(s)}{sensor(s)} = K_{cv2} \frac{(s + \omega_{Zcv2})}{(s + \omega_{Pcv2})}$$

$$K_{cv2} = \frac{1}{R_{cv2} C_{2fv2}} = 3,13 \times 10^3$$

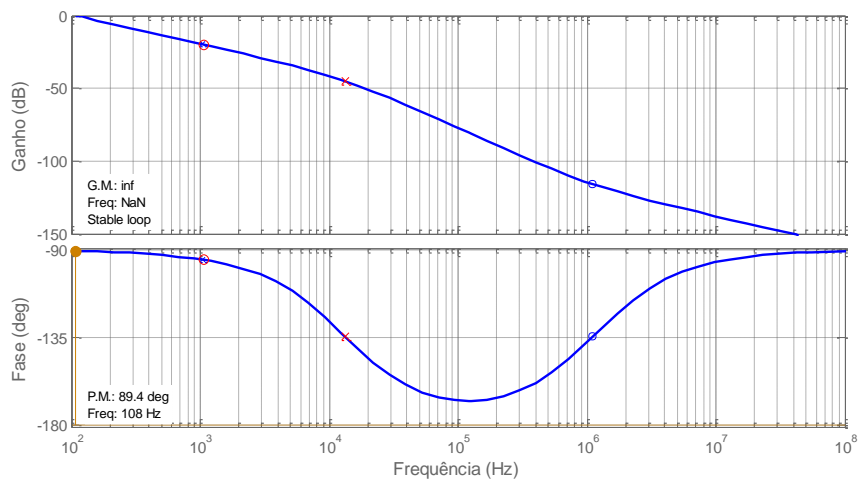
$$\omega_{Zcv2} = \frac{1}{R_{fv2} C_{1fv2}} = 6680 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{Pcv2} = \frac{C_{1fv2} + C_{2fv2}}{R_{fv2} C_{1fv2} C_{2fv2}} = 8,37 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

$$sensor(s) = V_o H_{v2}(s) = 2,7V$$
(51)

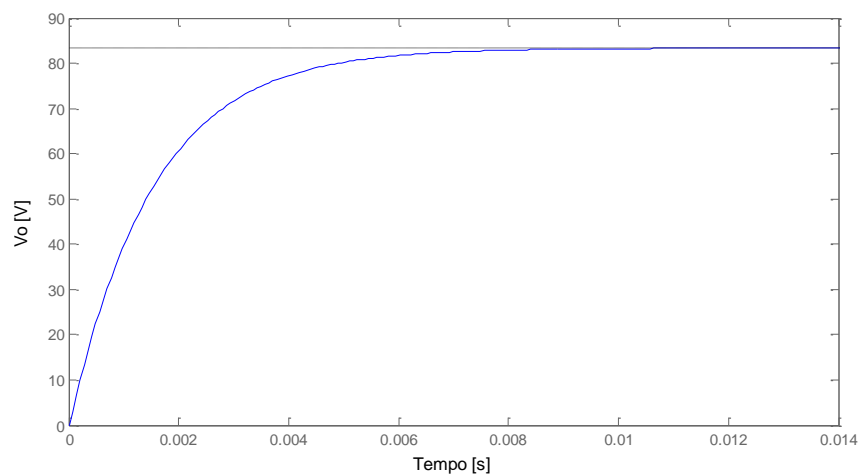
A figura 38 apresenta o diagrama de Bode do projeto da malha de tensão.

Figura 38 - Diagrama de Bode da malha de tensão do conversor no modo Buck



Fonte: Autor

Figura 39 - Resposta dinâmica ao degrau da malha de tensão



Fonte: Autor

Os componentes selecionados para os compensadores do conversor atuando como Buck são listados na tabela 4.

Tabela 4 – Componente dos compensadores das malhas de controle do Buck

Componente	Compensador de Corrente	Compensador de tensão
R_c	47k Ω	120k Ω
R_f	27k Ω	1,5k Ω
C_{1f}	68n	100nF
C_{2f}	-	8,2nF

6 SIMULAÇÕES

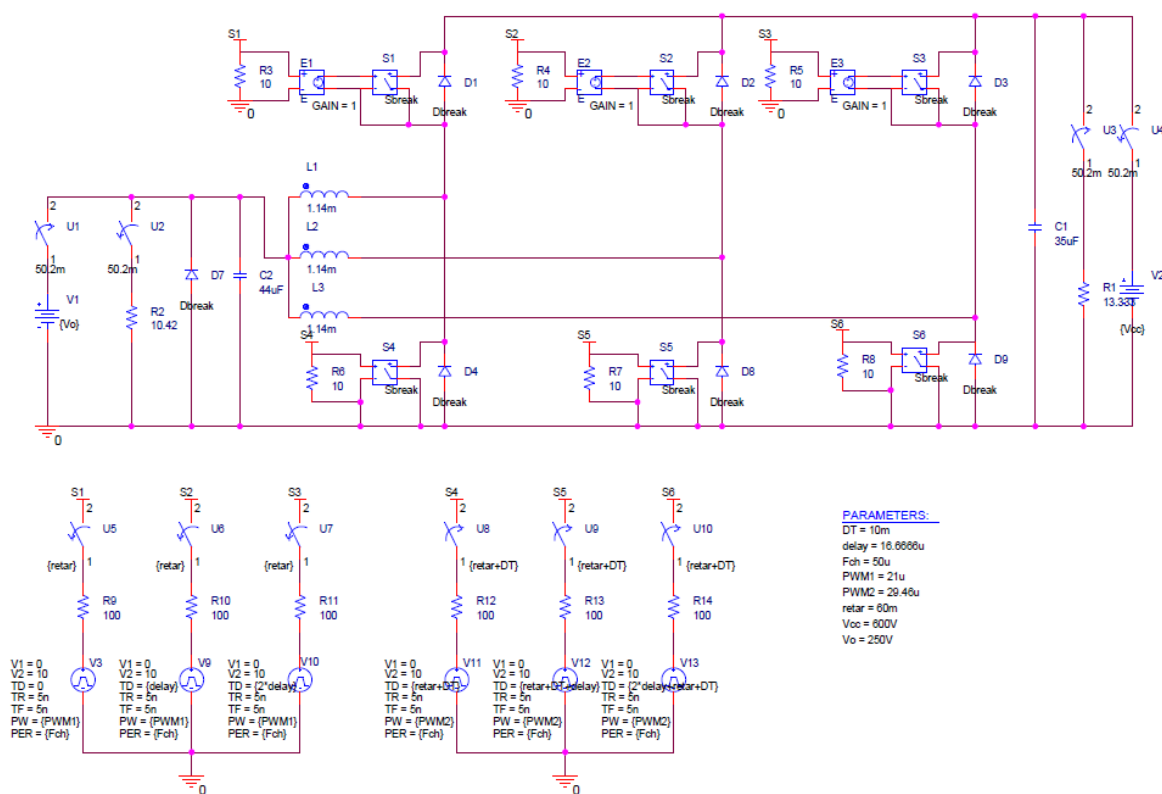
Essa seção apresenta as simulações realizadas do conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado operando no modo Buck através do software PSpice.

6.1 CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência foi simulado a fim de analisar as principais formas de onda das grandezas elétricas nos elementos passivos e ativos do conversor CC-CC bidirecional em corrente operando como Buck e Boost de três braços.

O diagrama de simulação é apresentado na figura 40.

Figura 40 - Circuito de simulação do conversor CC-CC bidirecional Buck e Boost de três braços



Fonte: Autor

A fonte de alimentação V2 representa a entrada do conversor atuando no modo Buck, que é conectada ao barramento CC do sistema veicular. Já a fonte V1, entrada do modo Boost, é conectada aos acumuladores de energia.

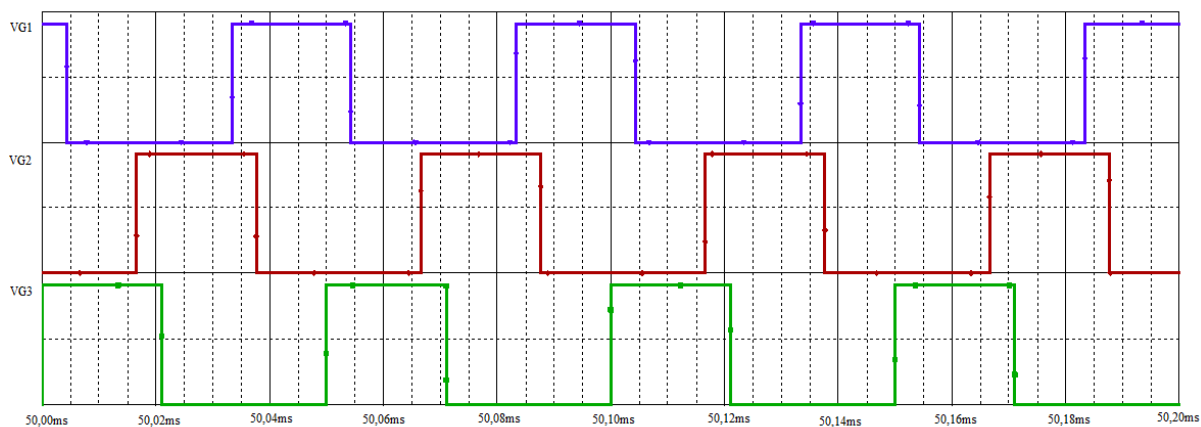
Os modos de operação são alternados comutando-se as chaves sw_tclose e sw_topen nos tempos pré-definidos, sendo as chaves U4 e U2 responsáveis pela conexão da fonte de alimentação e a carga, respectivamente, quando o conversor atua no modo Buck. Esse mesmo modelo de chave conecta ou desconecta os pulsos de comando dos interruptores, possibilitando a mudança do modo de operação. A simulação considera que a carga é puramente resistiva e que as fontes de alimentação são constantes e sem ondulações.

A fim de proporcionar um caminho de baixa impedância, é conectado um diodo em antiparalelo com a fonte de entrada V1 do modo Boost, entre o ponto comum de ligação com os indutores e o polo negativo das baterias, juntamente com o capacitor de filtro C2, para desmagnetização dos indutores, caso a ligação entre a fonte e os demais componentes do conversor seja perdida. O diodo de segurança, juntamente com o capacitor, evita que os componentes do conversor sejam destruídos por sobretensão caso a desconexão inadvertida da fonte ocorra durante o funcionamento, o que seria capaz de produzir um arco elétrico no ponto de abertura da conexão. Nesse caso, caso a fonte seja desconectada, os indutores produzem uma tensão reversa que pode polarizar o diodo, fazendo com que este entre em condução, descarregando assim a energia armazenada.

A seguir serão apresentadas as principais formas de onda do conversor atuando no modo Buck, uma vez que o controle projetado para esse modo de operação.

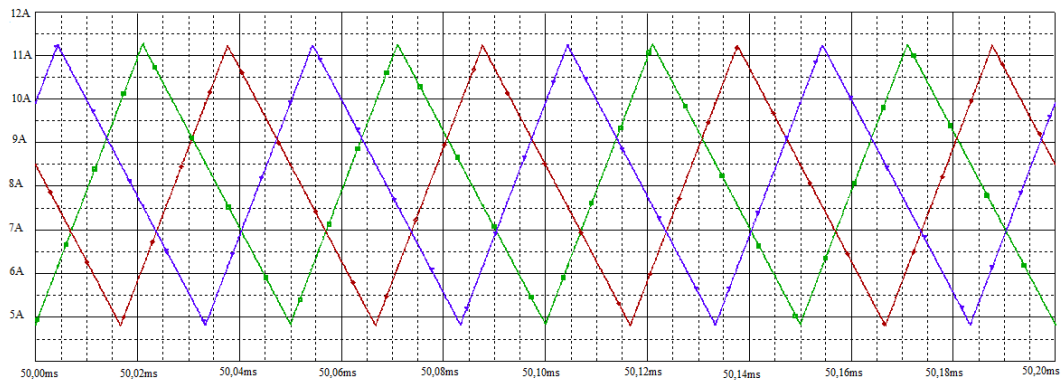
A figura 41 representa os pulsos de comando dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 , deslocando-os para melhor visualização de seu deslocamento. Na figura 42 são ilustradas as formas de onda da corrente nos indutores.

Figura 41 - Pulsos de comando dos interruptores do conversor em malha aberta



Fonte: Autor

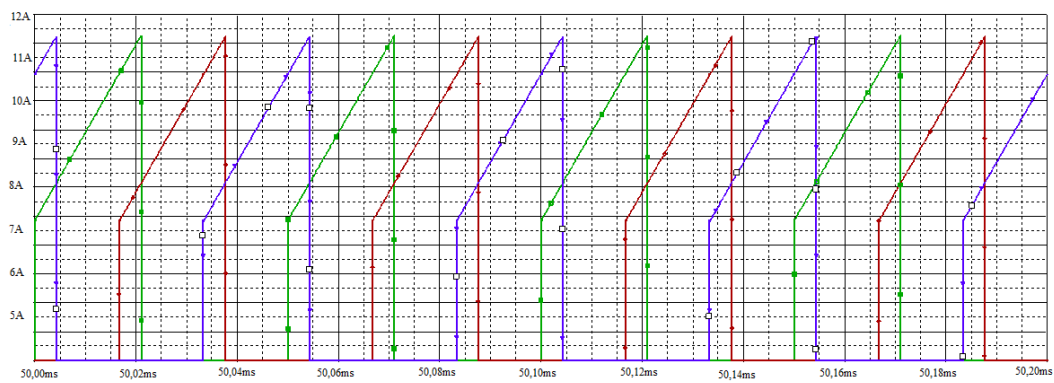
Figura 42 - Corrente nos indutores do conversor em malha aberta



Fonte: Autor

As correntes sobre os interruptores do modo Buck estão representadas na figura 43.

Figura 43 - Corrente nos interruptores do conversor em malha aberta

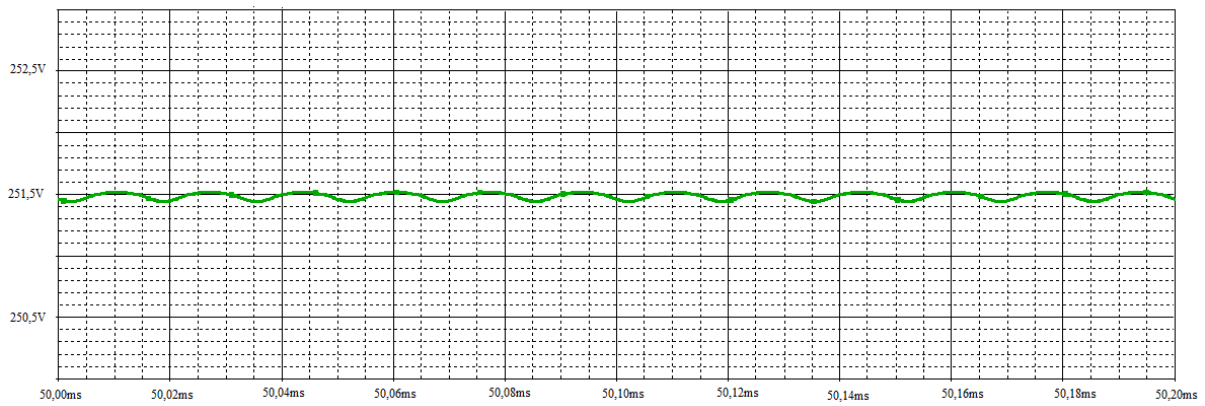


Fonte: Autor

A ondulação de tensão de saída que está sobre o capacitor de filtro C_L , e a corrente absorvida por este elemento quando o conversor atua no modo Buck é apresentada na figura 44 e 45, respectivamente.

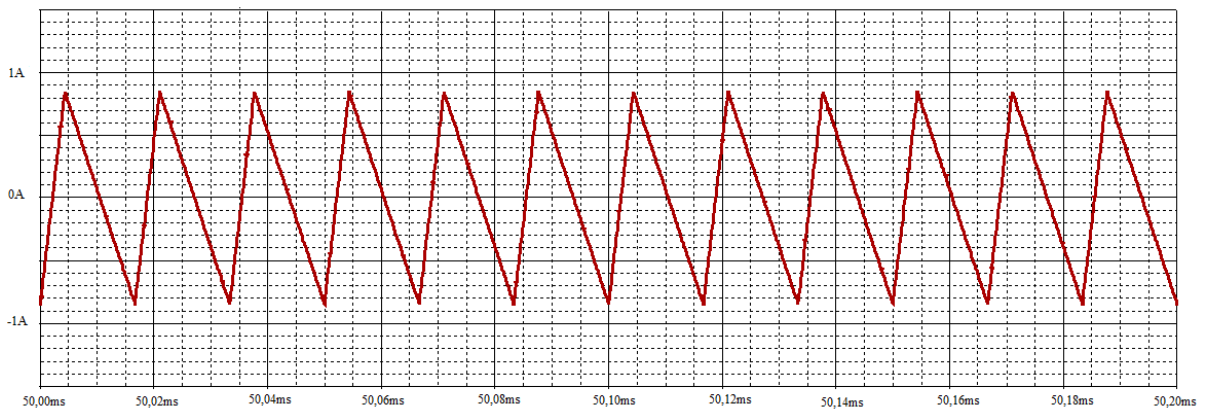
A figura 46 representa a ondulação do somatório das correntes dos indutores do conversor operando no modo Buck.

Figura 44 - Ondulação da tensão de saída do conversor em malha aberta



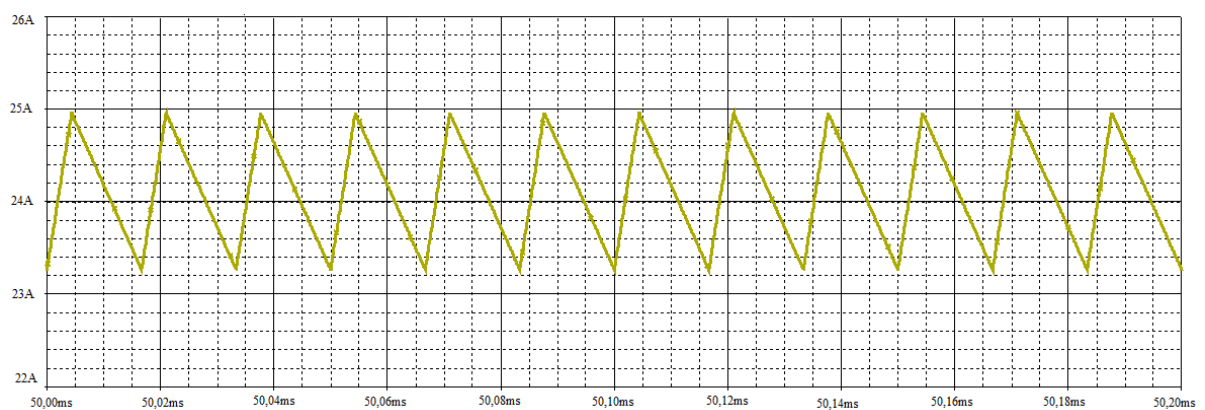
Fonte: Autor

Figura 45 - Corrente drenada pelo capacitor de filtro de saída do conversor em malha aberta



Fonte: Autor

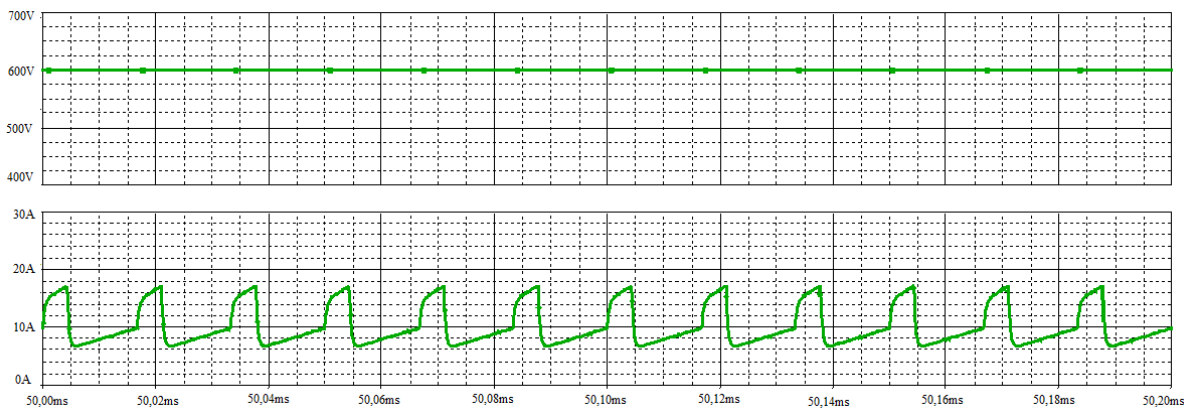
Figura 46 - Ondulação da soma das correntes dos Indutores IL1 + IL2 + IL3 do conversor em malha aberta



Fonte: Autor

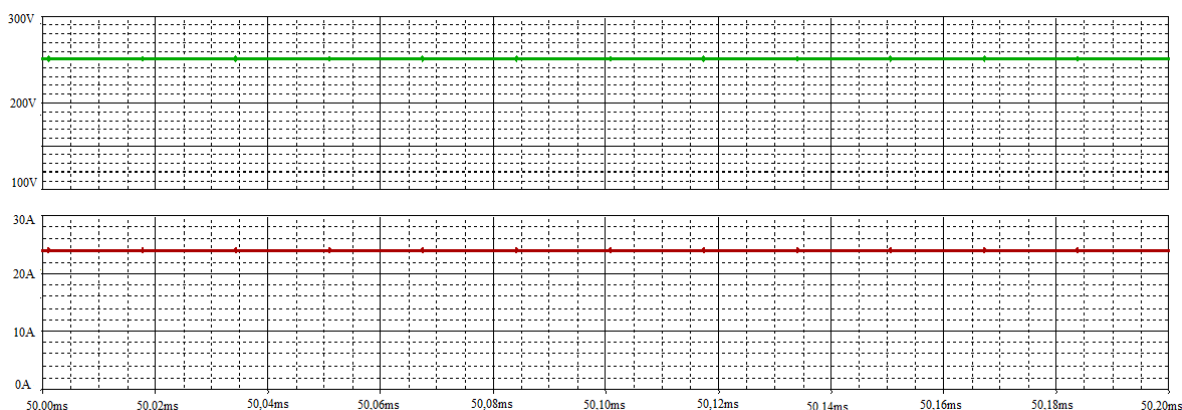
A figura 47 ilustra a tensão V_{cc} e a corrente I_{cc} , e a figura 48, a tensão e corrente da carga, representada por uma resistência.

Figura 47 - Tensão V_{cc} e corrente I_{cc} na fonte de alimentação do conversor em malha aberta



Fonte: Autor

Figura 48 - Tensão V_o e corrente I_o na carga do conversor em malha aberta



Fonte: Autor

6.2 CIRCUITO DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK

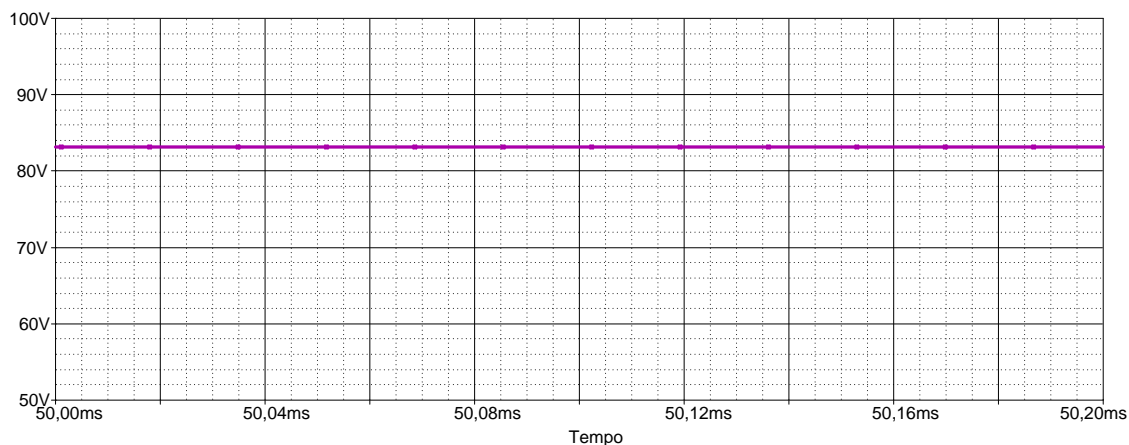
Como o circuito projetado é implementado e testado, sendo os parâmetros utilizados para simulação e teste de acordo com a tabela 5. A descrição do circuito consta no Anexo A.

Tabela 5 – Parâmetros de simulação e teste do conversor Buck

Parâmetros do conversor	Valores nominais	Sensores
$L_{1,2,3} = 1,14\text{mH}$ $r_L = 5,59\text{m}\Omega$	$V_o = 83,33\text{V}$ $V_{cc} = 200\text{V}$	$H_{IL1,2,3} = 50 \times 10^{-3}$
$C_L = 44\mu\text{F}$ $r_{CL} = 3,25\text{m}\Omega$	$G_{\text{buck}} = \delta = 0,417$	$H_{V2} = 32,4 \times 10^{-3}$
$R_o = 3,47\Omega$ $V_T = 3,3\text{V}$	$f_{ch} = 20\text{kHz}$	

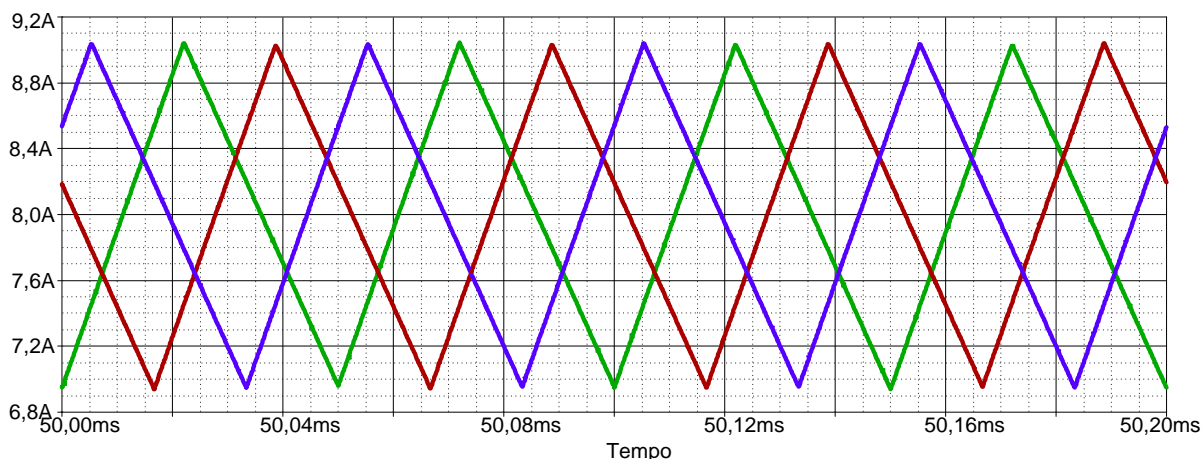
O circuito de controle da malha de corrente e de tensão projetados anteriormente é simulado a fim da validação do mesmo. A primeira análise efetuada é sobre a tensão de saída e as correntes nos indutores.

Figura 49 - Tensão V_o na carga do conversor em malha fechada via simulação



Fonte: Autor

Figura 50 - Corrente nos indutores do conversor em malha fechada via simulação

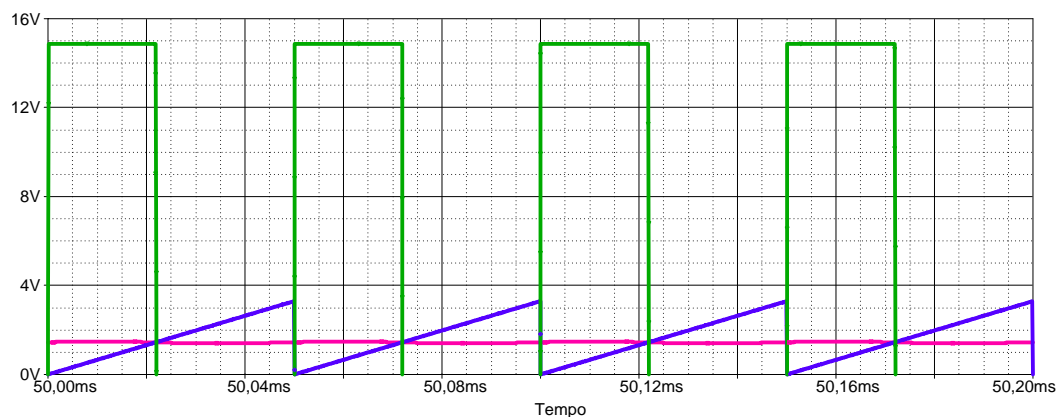


Fonte: Autor

Pela corrente nos indutores, é possível notar que o controlador projetado está agindo de maneira desejada. A análise da modulação também é realizada a fim de verificar como esta se comporta. Para validação dos controladores, uma perturbação de carga de 50% foi inserida, sendo possível observar a atuação dos controladores conforme figura 52 e figura 53.

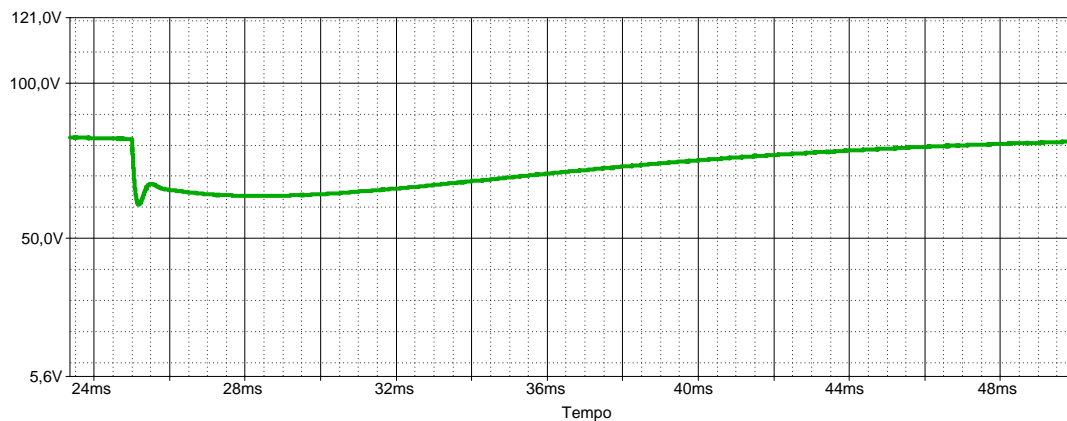
De acordo com a análise das formas de onda obtidas via simulação, é coerente afirmar que o controlador projetado atende as expectativas, fornecendo erro em regime permanente nulo e atuando com velocidade adequada. Esse projeto é implementado e testado em bancada, cujos resultados são apresentados no capítulo 7.

Figura 51 - Portadora (azul), modulante (rosa), e razão cíclica (verde) do conversor em malha fechada via simulação



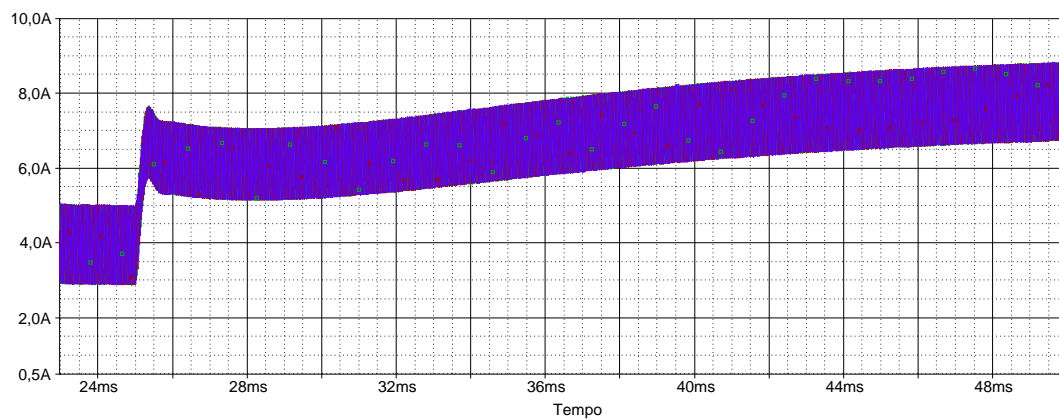
Fonte: Autor

Figura 52 – Tensão de saída durante perturbação de carga via simulação



Fonte: Autor

Figura 53 - Corrente nos indutores durante perturbação de carga via simulação



Fonte: Autor

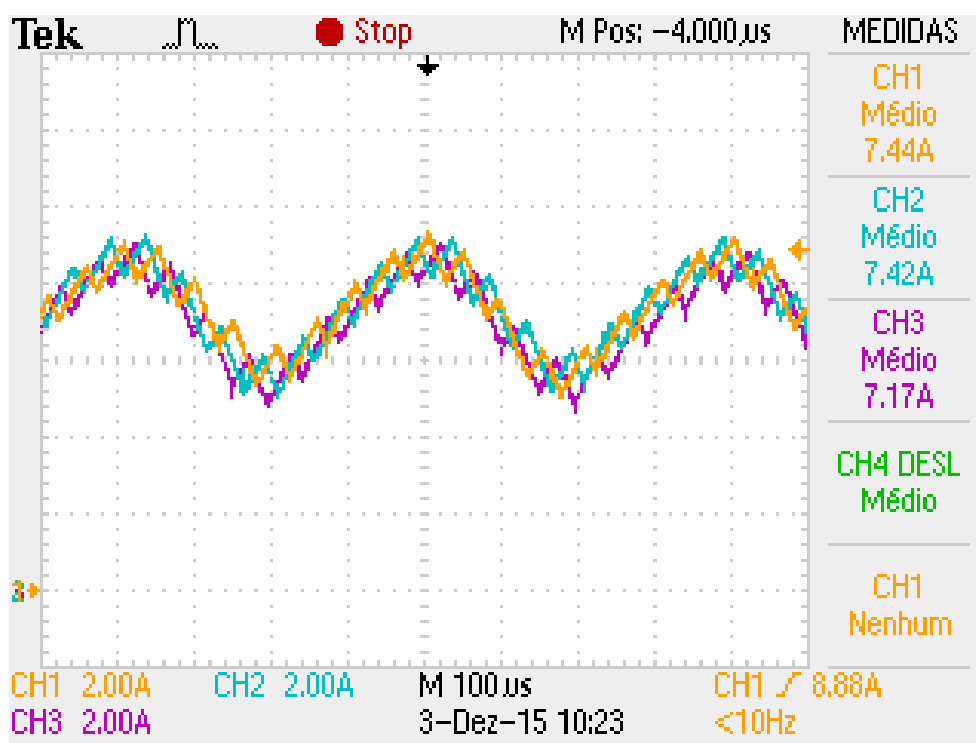
7 RESULTADOS

A fim de validar os compensadores projetados, foi implementado o circuito de aquisição de sinal e o controlador em uma placa de circuito impresso. A modulação foi realizada através de um processador digital de sinais (DSP – TMS320F28335), cujo *firmware* consta no anexo B.

No firmware da DSP foi imposto um limite máximo de razão cíclica de 70% por questões de segurança.

Primeiramente, o compensador foi implementado com o ganho inicial unitário, de acordo com o descrito no capítulo 5, para comparação dos dados em bancada e simulação, com o intuito de analisar o desempenho do controlador. O projeto se mostrou não adequado, pois apresentava um comportamento instável, conforme Figura 54. Foi observado que a partir de uma tensão de alimentação de 170V, o comportamento da dinâmica das correntes não correspondia ao esperado.

Figura 54 - Ação de controle nas correntes dos indutores do projeto inicial



Fonte: Autor

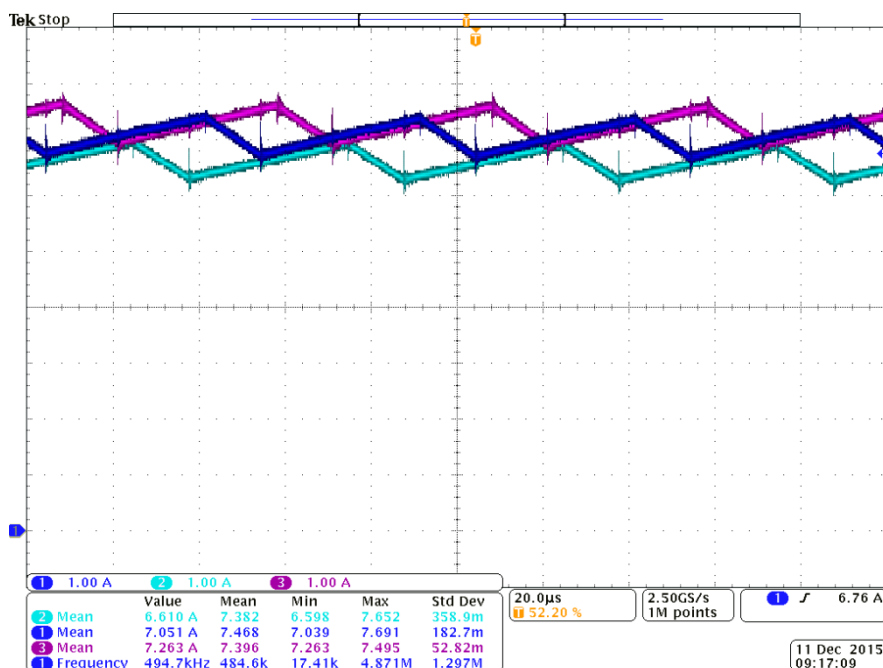
O controlador foi reprojetoado diminuindo a frequência de cruzamento por zero a fim de tornar a malha mais estável, conforme descrito no capítulo 5.

Como já discutido no trabalho, os testes em malha aberta do conversor operando no Modo de Condução Contínuo indicavam que as correntes dos indutores do conversor não se dividiram igualmente e apresentaram desequilíbrio devido, principalmente, a elevada ondulação a que foram submetidos. Como foi citado anteriormente, a razão cíclica máxima foi restrita a 70% por questões de segurança.

Para teste em bancada, a resistência de carga inserida no sistema foi de $3,9\Omega$ devido a disponibilidade. Dessa forma, a potência do sistema é de 1780W e a corrente no ponto de operação para $V_{cc} = 200V$ é de 7,12A.

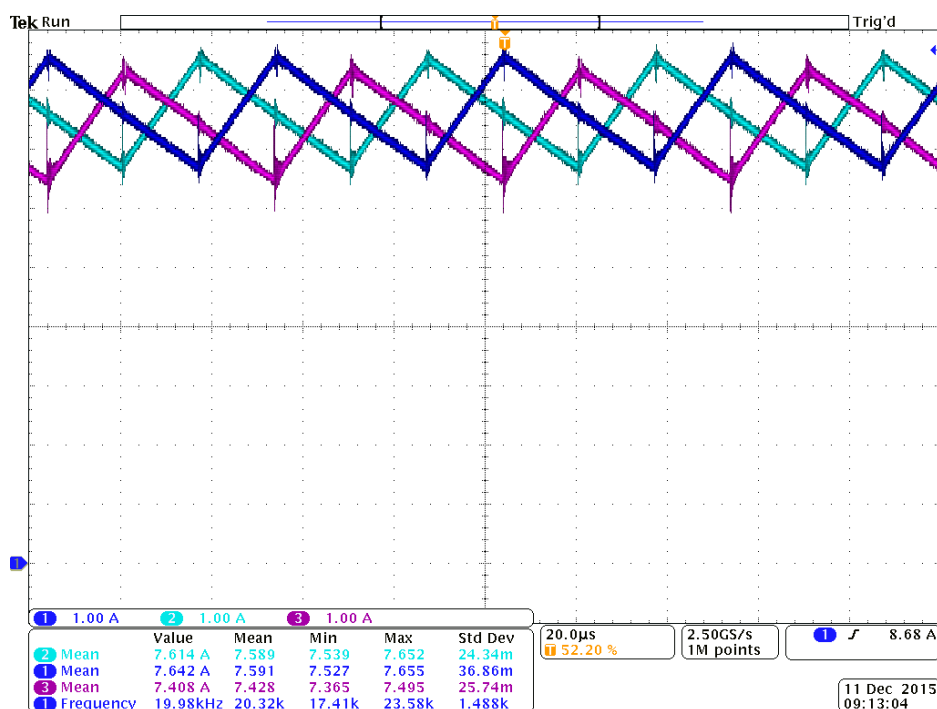
Desse modo, nos instantes iniciais, é possível observar as correntes dos indutores em um momento prévio a atuação dos controladores, o que evidencia o desequilíbrio das correntes dos indutores. A figura 55 representa essa situação, no momento em que a tensão de alimentação é de 88V, e a tensão de saída 62V.

Figura 55 – Desequilíbrio das correntes dos três indutores para $V_{cc} = 88V$



Fonte: Autor

À medida que eleva-se a tensão de alimentação, os controladores começam a atuar, chegando então a $V_{cc} = 200V$, no qual o compensador é projetado, com $V_o = 67,5V$. O comportamento das correntes dos indutores nessa condição é apresentado na figura 56.

Figura 56 – Equilíbrio das correntes dos três indutores para $V_{cc} = 200V$ 

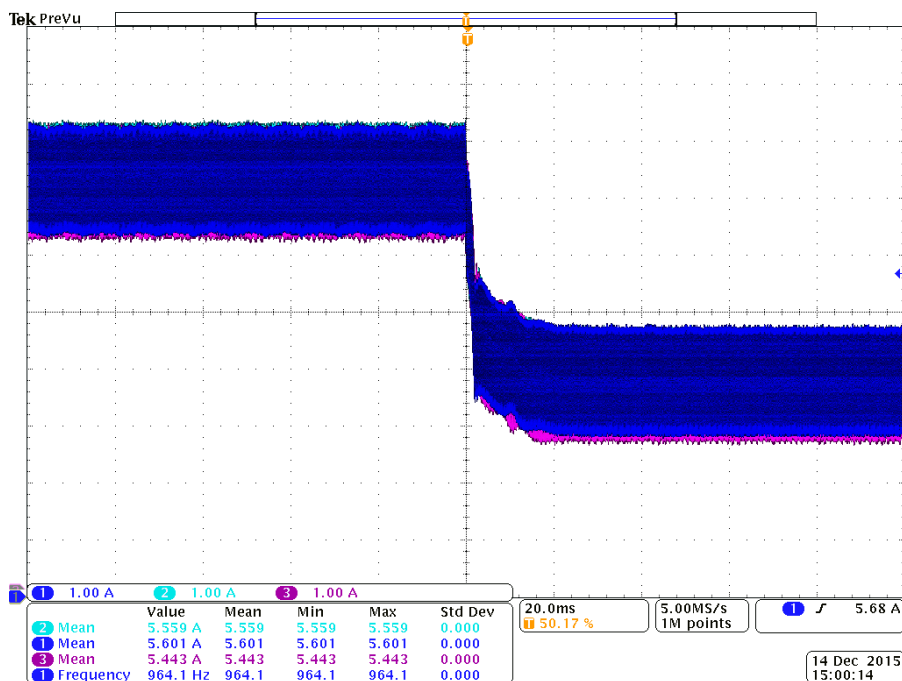
Fonte: Autor

Através da figura 56, percebe-se a eficácia da topologia de controle utilizada, pois as três correntes seguem uma mesma referência, possuindo valores médios muito próximos, sendo os erros das correntes dos indutores 1, 2 e 3, respectivamente iguais a 6,5%, 6,6% e 4,32%.

Uma perturbação de carga foi efetuada a fim de avaliar o compensador de tensão, sendo inserido em um primeiro instante uma carga de $3,9\Omega$ e após isso, alterada para $7,6\Omega$ através de uma chave. O comportamento das correntes nos indutores pode ser observado na figura 57, e a da tensão na figura 57. Na figura 59 é apresentado uma ampliação da forma de onda das correntes do indutores.

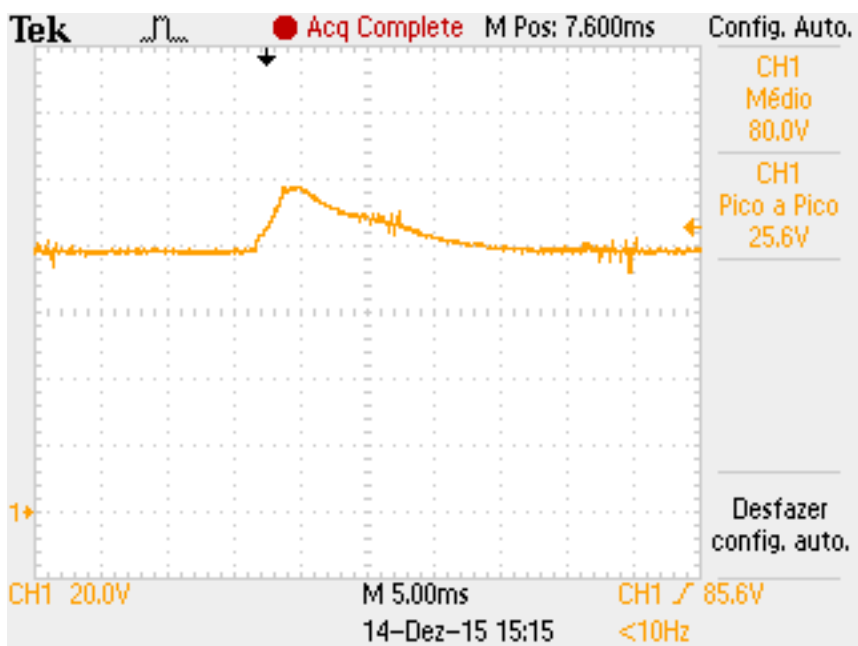
O erro obtido pode ser justificado pela incerteza dos instrumentos de medição, como os multímetros na aquisição do valor da resistência de carga. Os resistores utilizados no projeto do controlador analógico apresentavam 95% de exatidão, sendo que circuitos analógicos são passíveis de erro por mudança de ganhos. Também são sensíveis a temperatura, que era elevada nos circuitos integrados durante a operação do conversor. O conversor A/D da DSP também está sujeito a erros de conversão, contribuindo para o erro resultante da medição.

Figura 57 - Corrente nos indutores durante perturbação de carga



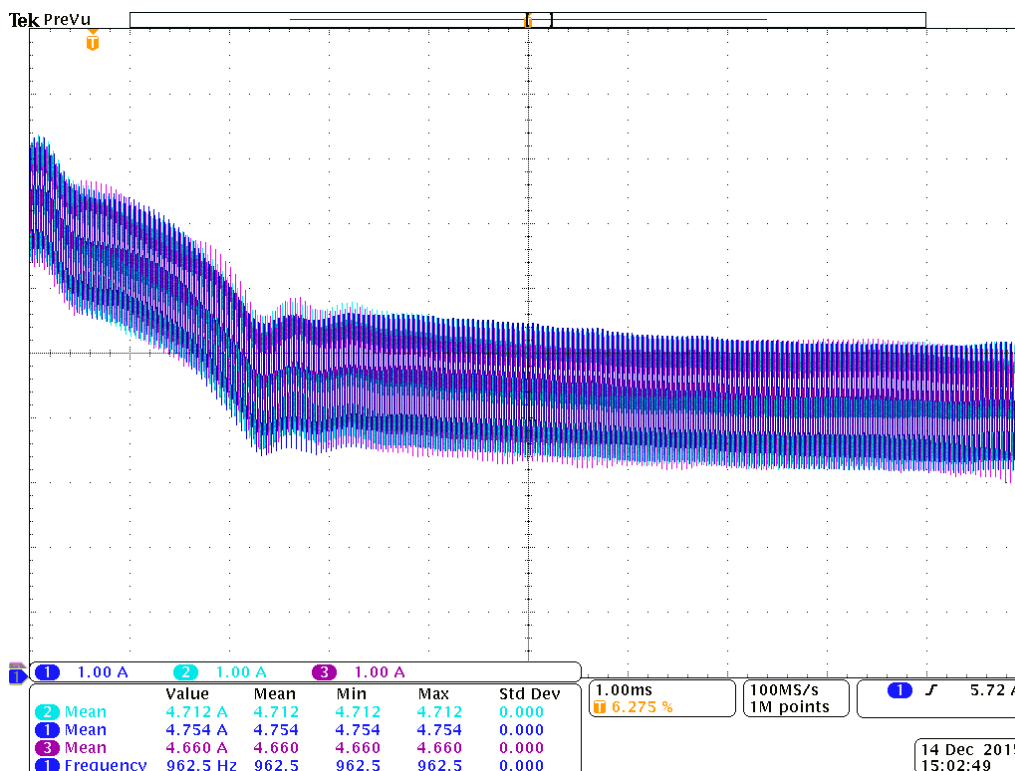
Fonte: Autor

Figura 58 - Tensão de saída durante perturbação de carga



Fonte: Autor

Figura 59 - Ampliação das correntes dos indutores durante perturbação de carga



Fonte: Autor

A fim de reduzir os erros, são propostas algumas mudanças futuras, como a substituição dos componentes passivos que atualmente apresentam erro de 5% por componentes mais precisos (1%), realizar a conversão A/D mais próximo do momento de atualização da variável de comparação do ePWM, ou até mesmo a implementação de um controle digital, que eliminaria os erros gerados pelos componentes analógicos, e ainda diminuiria todo o volume do circuito. O aumento do capacitor de desacoplamento também é requerido, pois foram notados ruídos significativos nos sinais lidos nos sensores e nos circuitos integrados.

8 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Uma das dificuldades da implementação de um controle eficiente para conversores multifásicos, é dividir igualmente as correntes entre os indutores. A fim de assegurar igual divisão de carga, o controle deve garantir o compartilhamento de carga para que o conversor apresente alto desempenho, além de uma boa regulação de tensão. Um controle preciso requer monitoramento da tensão e corrente do conversor, sendo que o controle de corrente é necessário devido à desigualdade de parâmetros do circuito, que por sua vez, são inerentes aos desvios dos valores e impedância dos componentes passivos, ativos, variação da razão cíclica, defasagem do comando e das conexões elétricas entre componentes.

Este trabalho apresentou o estudo teórico e a implementação prática do controle analógico de um conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente de três braços operando no modo Buck, aplicado ao sistema elétrico de tração de veículos elétricos e veículos elétricos híbridos para a realização da carga e descarga ou transferência de energia entre os acumuladores e os demais elementos do sistema elétrico.

Um compensador em cascata foi projetado no Matlab, sendo composto por um controlador proporcional integrativo para a malha de corrente e um proporcional integrativo com filtro para a malha de tensão do conversor atuando no modo Buck. As malhas de corrente e de tensão foram testadas no PSpice e implementada no protótipo, apresentando erros de aproximadamente 5%, como já detalhados no capítulo de resultados.

De forma a melhorar os resultados, pode-se digitalizar o controlador projetado, eliminado assim os erros provenientes da eletrônica analógica. Entretanto, se for necessário permanecer utilizando circuitos analógicos, uma forma de melhorar a exatidão do controlador é a substituição dos componentes passivos atuais por componentes com menor tolerância de erros.

Esse trabalho não realizou o projeto de controle do conversor operando no modo Boost, permitindo assim que outro aluno de graduação interessado em estudar controle de conversores possa se envolver no projeto.

9 REFERÊNCIAS

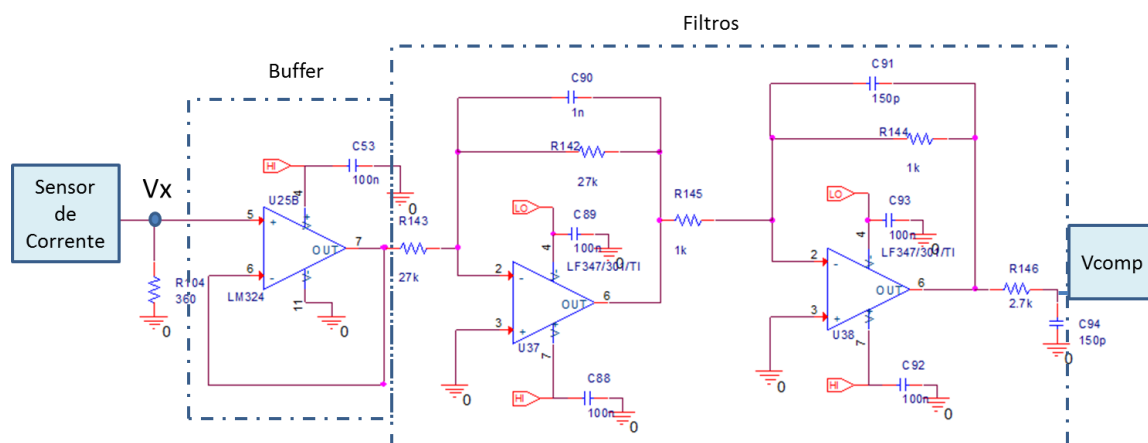
- [1] Veículos Elétricos. **Ministério do Meio Ambiente**. Disponível em: <<http://www.mma.gov.br/clima/energia/veiculos-eletricos>>. Acesso em: 12 abr. 2015.
- [2] VALSERA-NARANJO, Eduardo et al. **Electrical vehicles: State of art and issues for their connection to the network**. In: ELECTRICAL POWER QUALITY AND UTILISATION, 10., 2009, Lodz: IEEE, 2009. v. 1, p. 1 - 3.
- [3] EMADI, Ali. **Transportation 2.0**. IEEE Power & Energy Magazine, Nova York, v. 9, n. 4, p.18-29, 23 jun. 2011.
- [4] BARAN, Renato. **A introdução de veículos elétricos no Brasil: Avaliação do impacto no consumo de gasolina e eletricidade**. 2012. 139 f. Tese (Doutorado) - Curso de Planejamento Energético, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012.
- [5] BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis: UFSC, 2006. 315 p
- [6] MAYER, Robson. **Conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves**. 2014. 211 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, 2014.
- [7] EMADI, Ali et al. **Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations**. Vehicular Technology: IEEE Transactions on, v. 54, n. 3, p.763-770, maio 2005.
- [8] CHAN, C. C.; BOUSCAYROL, Alain; CHEN, Keyu. **Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: architectures and modeling**. Vehicular Technology: IEEE Transactions on, v. 59, n. 2, p.589-598, fev. 2010.
- [9] EMADI, Ali; LEE, Young Joo; RAJASHEKARA, Kaushik. **Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric and plug-in hybrid electric vehicles**. Industrial Electronics: IEEE Transactions on, v. 55, n. 6, p.2237-2245, 2008.
- [10] FIGUEIRÓ, André Abido. **Projeto de conversor CC-CC para aplicações automobilísticas**. 2013. 57 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.

- [11] KUMARI, Madhwi; THAKURA, P. R.; BADODKAR, D. N.. **Role of high power semiconductor devices in hybrid electric vehicles**. In: INDIA INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, 1., 2011. New Delhi: IEEE, 2011. v. 1, p. 1 - 7.
- [12] BHATTACHARYA, Tanmoy et al. **Multiphase bidirectional flyback converter topology for hybrid electric vehicles**. IEEE Transactions On Industrial Electronics, v. 56, n. 1, p.78-84, out. 2008.
- [13] LAI, Jih-sheng; NELSON, Douglas J.. **Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles**. Proceedings Of The IEEE, v. 95, n. 4, p.766-777, 2007.
- [14] BRYAN, F. J.; FORSYTH, A. J.. **A power dense DC-DC converter for a small electric vehicle**. In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES, 6., 2012, Bristol: IET, 2012. p. 1 - 6.
- [15] QIAN, Wei et al. **55-kW Variable 3x DC-DC converter for plug-in hybrid electric vehicles**. IEEE Transactions On Power Electronics, v. 27, n. 4, p.1668-1678, abr. 2012.
- [16] PENG, Fang Z. et al. **A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application**. IEEE Transactions On Power Electronics, v. 19, n. 1, p.54-65, jan. 2004.
- [17] KAZIMIERCZUK, Marian K.. **Pulse-width modulated DC-DC power converters**. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 782 p.
- [18] AMJADI, Zahra; WILLIAMSON, Sheldon S.. **Novel control strategy design for multiple hybrid electric vehicle energy storage systems**. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 24., 2009. Washington, DC: IEEE, 2009. v. 1, p. 597 - 602
- [19] TSAI, Ming-ting et al. **Modeling and design of current balancing control in voltage-mode multiphase interleaved voltage regulators**. In: 2010 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2010, Sapporo: IEEE, 2010. p. 881 - 887.

ANEXO A

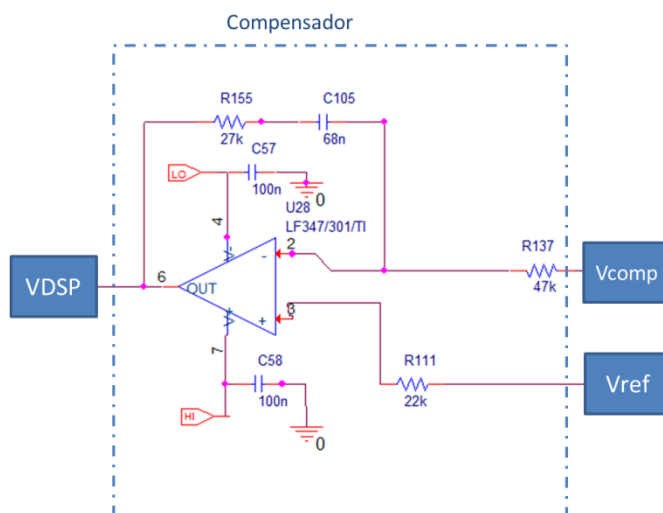
O circuito descrito nesse anexo é referente a uma malha de corrente, sendo que cada indutor possui uma malha de compensação individual.

- **Circuito de aquisição de sinal:** O sinal de corrente proveniente do sensor Hall gera um nível de tensão no ponto V_x , e esse nível de tensão passa por um buffer (para não haver interferência na medição), e em seguida é filtrado por três filtros distintos.



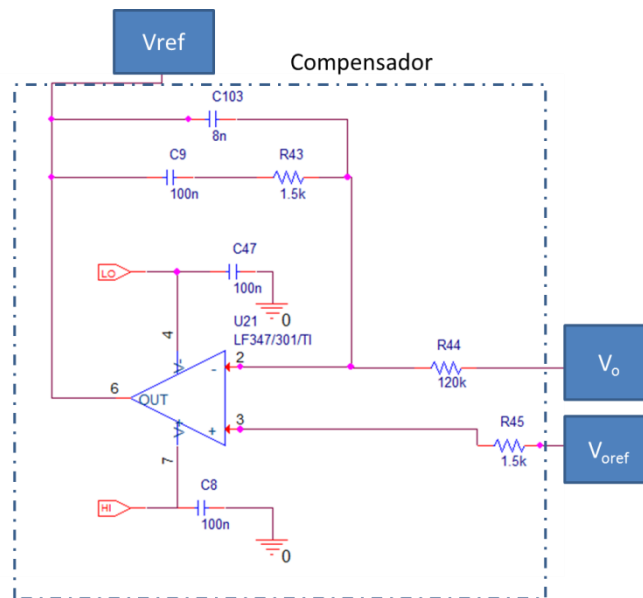
Fonte: Autor

- **Circuito de controle das correntes:** O sinal proveniente dos filtros (V_{comp}) é comparado com um sinal de referência, que é gerado pelo compensador de tensão.



Fonte: Autor

- Circuito de controle das tensões:** O sinal proveniente da saída é passado por um divisor resistivo (V_o) e comparado com um sinal de referência de tensão ($V_{o,ref}$), gerando assim a referência para o compensador de corrente.



Fonte: Autor

ANEXO B

```

//#####

//TCC: Controle de conversor CC/CC multifásico bidirecional em corrente não
isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos
leves

//Autor(a): Mariana Maiyumi Hirakawa Baldassi.

// Código criado para realizar modulação de um conversor DC/DC.

// Este código foi gerado utilizando como base os exemplos ePWM Timer Interrupt
//(epwm_timer_interrupts) e ADC Start of Conversion (adc_soc) fornecidos no device
//support para a F2833x do Control Suite da Texas Instruments. Para a configuração
//do ePWM foi utilizado o exemplo de geração de 3 ondas triangulares defasadas em
//120 graus, dado no manual do Epwm da F2833x. Tanto o Control Suite, o Code
Composer //Studio e os manuais podem ser encontrados no site da Texas Instruments,
na página //referente a DSP.

// Descrição:

// Gera três sinais digitais triangulares defasados de 120 graus

// Quando os sinais triangulares valem 0 bits, acontece as interrupções

// Na interrupção, faz-se a leitura do canal do ADC referente àquela fase

// O valor lido está em uma escala de 0 a 4096 bits, equivalente a 0 e 3 V

// A modulação do ePWM tem escala de 0 a 1875 bits, equivalente a 0 e 3.3 V

// Multiplica-se o valor em bits lido no AD por 0,416. Adequando as escalas

// O valor resultante da multiplicação, é colocado no registrador de comparação do
// ePWM, e então o programa sai da rotina de interrupção.

// O ePWM conta com passo de 1 bit de 0 a 1875, quando o valor atual for igual ao
//valor de comparação, uma saída da placa atua para realizar o controle da chave

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File

// Declaração das variáveis

int Voltage1 = 0;

int Voltage2 = 0;

int Voltage3 = 0;

```

```

// Definindo a habilitação das interrupções

#define PWM1_INT_ENABLE 1

#define PWM2_INT_ENABLE 1

#define PWM3_INT_ENABLE 1

// Configura o período do ePWM

#define PWM1_TIMER_TBPRD 0x1FFF

#define PWM2_TIMER_TBPRD 0x1FFF

#define PWM3_TIMER_TBPRD 0x1FFF

// Declaração das rotinas de interrupção, e da rotina de configuração do ePWM

__interrupt void epwm1_timer_isr(void);

__interrupt void epwm2_timer_isr(void);

__interrupt void epwm3_timer_isr(void);

void InitEPwmTimer(void);

// Declaração de variáveis globais

Uint32 EPwm1TimerIntCount;

Uint32 EPwm2TimerIntCount;

Uint32 EPwm3TimerIntCount;

void main(void)

{

// Declaração do inteiro de iterações "i"

int i;

// Configure GPIO 32,33 e 34 como pino de saída

// Utilizados para acompanhar as interrupções

EALLOW;

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0;

```

```

GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO32 = 0;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO33 = 0;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO33 = 1;

EDIS;

// Inicializa as saídas dos ePWM no GPIO
InitEPwm1Gpio();
InitEPwm2Gpio();
InitEPwm3Gpio();

// Inicializa o conversor A/D
InitAdc(); // For this example, init the ADC

// Configuração de registradores do ADC
// ADC Control Register 1 (ADCTRL1)
AdcRegs.ADCTRL1.bit.RESET = 0; // Reset no módulo do ADC
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SUSMOD = 1; // A suspensão da emulação é ignorada
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 2; // A janela de aquisição é de
2+1 periodos do ADCCLK
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 1; // Frequência de clock, CLK/2
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; // Modo não contínuo de operação.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // Modo em cascata. Seq1 e 2 em seq.
//
ADC Control Register 2 (ADCTRL2)
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCPB_SEQ = 0; // Não é comandado pelo ADC
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 0; // Reseta o sequenciador 1
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Habilita interrupção do SEQ1
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 0; // Não inicia conversão pelo

```



```

//ePWM

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EXT_SOC_SEQ1      = 0;    // Não inicia conversão por
//sinal externo

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ2          = 0;    // Reseta o sequenciador 2

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ2      = 0;    // Desabilita interrupção pelo
SEQ2

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCPB_SEQ2   = 0;    // SEQ2 não pode ser acionado
pelo ePWM

    // ADC Control Register 3 (ADCTRL3)

    AdcRegs.ADCTRL3.all                   = 0x00E0;

    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS          = 2;    // Clock AD= (HSPCLK/2*ADCCLKPS)
HSPCLK é de 150MHz, logo escreve-se 4 e fica 18.75MHz, a ser dividido por 1 no CPS

    AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL         = 0;    // Modo de amostragem
sequencial

    // Maximum Conversion Channels Register (ADCMAXCONV)

    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 2;            // Realiza 3 conversões

// Selecionando o canal de cada conversão

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0;    // A0 = IL1

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1;    // A1 = IL2

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 2;    // A2 = IL3

// Inicializa o clock principal

    InitSysCtrl();

// Desabilita interrupções

    DINT;

// Inicializa o registrador de controle de interrupções

    InitPieCtrl();

// Desabilita interrupções

```

```
IER = 0x0000;

IFR = 0x0000;

// Inicializa o vetor de interrupções
InitPieVectTable();

// Remapeamento das interrupções
EALLOW;
PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_timer_isr;
PieVectTable.EPWM2_INT = &epwm2_timer_isr;
PieVectTable.EPWM3_INT = &epwm3_timer_isr;
EDIS;

// Inicializa o timer do ePWM
InitEPwmTimer(); // For this example, only initialize the ePWM Timers

// Contadores:
EPwm1TimerIntCount = 0;
EPwm2TimerIntCount = 0;
EPwm3TimerIntCount = 0;

// Habilita as interrupção da CPU responsável pelo ePWM:
IER |= M_INT3;

// Habilita interrupção dos ePWMs 1, 2 e 3
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = PWM1_INT_ENABLE;
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = PWM2_INT_ENABLE;
```

```

PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx3 = PWM3_INT_ENABLE;

// Habilita interrupções globais
EINT; // Habilita interrupção global INTM
ERTM; // Habilita interrupção global DBGM

// Espera
for(;;)
{
    __asm("        NOP");
    for(i=1;i<=10;i++)
    {}
}
}

void InitEPwmTimer()
{
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // Para todos os clocks
    EDIS;

// Configurar interrupções dos ePWMs
// A configuração para o 2 e 3 são similares a do 1
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Seleciona a interrupção no
//evento zero
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = PWM1_INT_ENABLE; // Habilita interrupção
    EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST; // Gera interrupção no primeiro
//evento

    EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = PWM2_INT_ENABLE;

```

```

EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;

EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.ETSEL.bit.INTEN = PWM3_INT_ENABLE;
EPwm3Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;

// Configuração do módulo ePWM

// O epwm 1 será detalhado, seguem o mesmo padrão, com excessão das partes
//comentadas

EPwm1Regs.TBPRD = 1875; // Período = 2*1875 ciclo de clock do TBCLK

EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // fase = 0

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Modo simétrico, conta na
subida //e descida

EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;

EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDLN = TB_SHADOW;

EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; //Coloca zero na saída quando ocorre a
comparação durante a subida

EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD =AQ_SET; // Coloca 1 na saída quando ocorre a
comparação durante a descida.

// EPWM Module 2 config

EPwm2Regs.TBPRD = 1875;

EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 1250; // Fase = 1250/2*1875*360 = 120 deg

EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;

EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // É dependente do Epwm principal

EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN; // Fase = 120 graus

```

```

EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;

EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;

EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;

// EPWM Module 3 config

EPwm3Regs.TBPRD = 1875;

EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 1250; // Fase = 1250/2*1875*360 = 120 deg

EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;

EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;

EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_UP; // Fase -120 graus

EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;

EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;

EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;

EALLOW;

SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // Inicia todos os timers
//sincronizados

EDIS;

}

```

```

// Interrupt routines uses in this example:
__interrupt void epwm1_timer_isr(void)
{
    EPwm1TimerIntCount++; // Incrementa contador

    GpioDataRegs.GPBTGGLE.bit.GPIO34 = 1; // Muda estado do pino 34

    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1; // limpa flag de interrupção
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reseta Seq1
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1; // inicia conversão

    while(AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1==0){
        } // Espera o fim da conversão

    Voltage1 = AdcRegs.ADCRESULT0 >>4;

    if(Voltage1 >= 3280)
    {
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 3280*0.416; // Limita o D em até 0,7
    }

    else
    {
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Voltage1*0.416; // Ajusta o valor lido no AD,
        para ser comparado pelo epwm, e conquentemente realizar a modulação.
    }

    // Limpa o flag de interrupção
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

    // Avisar ao PIE para receber mais interrupções do grupo 3 (ePWMs)
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}

// Para o ePWM2 e 3 segue-se a mesma lógica do ePWM1
__interrupt void epwm2_timer_isr(void)

```

```

{
    EPwm2TimerIntCount++;

    GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO32 = 1;

    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;
    while(AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1==0){

    Voltage2 = AdcRegs.ADCRESULT1 >>4;

    if(Voltage2 >= 3280)
    {
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 3280*0.416;
    }

    else
    {
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = Voltage2*0.416;
    }

    EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}
__interrupt void epwm3_timer_isr(void)
{
    EPwm3TimerIntCount++;

    GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO33 = 1;

```

```
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;
while(AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1==0){
    }

Voltage3 = AdcRegs.ADCRESULT2 >>4;

if(Voltage3 >= 3280)
{
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 3280*0.416;
}

else
{
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = Voltage3*0.416;
}

EPwm3Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}
// FIM //
```