



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Sistema de controle para compartilhamento de corrente de baterias em microrredes CC

Wagner Coelho Leal

**João Monlevade, MG
2018**

Wagner Coelho Leal

Sistema de controle para compartilhamento de corrente de baterias em microrredes CC

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Dr. Renan Fernandes Bastos

**Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2018**

L435s Leal, Wagner Coelho.
Sistema de controle para compartilhamento de corrente de baterias em microrredes CC [manuscrito] / Wagner Coelho Leal. - 2018.

54f.: il.: color; tabs.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos.

Monografia (Graduação). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Engenharia elétrica. 2. Conversor CC-CC. 3. Baterias. I. Bastos, Renan Fernandes. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU: 621.3



ANEXO II – ATA DE DEFESA

Aos 02 dias do mês de Fevereiro de 2018, às 10 horas, no bloco B deste instituto, foi realizada a defesa de monografia pelo formando Wagner Coelho Leal, sendo a comissão examinadora constituída pelos professores Renan Fernandes Bastos, Marcelo Moreira Tiago e Romeu Yukio Takeda.

O candidato apresentou a monografia intitulada: Sistema de Controle para Compartilhamento de Corrente de Baterias em Microrredes CC. A comissão examinadora deliberou por unanimidade, pela Aprovação do candidato, com a nota média 8.0, de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo formando.

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

Banca Examinadora	Nota
Renan Fernandes Bastos	8.0
Marcelo Moreira Tiago	8.0
Romeu Yukio Takeda	8.0
Média	8.0

João Monlevade, 02 de Fevereiro de 2018.

Renan Fernandes Bastos
Professor Orientador

Wagner Coelho Leal
Aluno

Marcelo Moreira Tiago
Professor Convidado

Romeu Yukio Takeda
Professor Convidado



TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado “Sistema de controle para compartilhamento de corrente de baterias em microrredes CC” é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 02 de Fevereiro de 2018

Wagner Coelho Leal

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por me proporcionar forças, esperança, saúde e muita paz para que eu possa chegar onde cheguei.

Agradeço, a minha mãe Maria, Dona Fia, e ao meu pai Geraldo por todo apoio possível, me incentivando desde pequeno a estudar e sendo o meu chão durante todo esse tempo.

A todos meus familiares, tia Neusa, aos meus tios de Vermelho Novo, tios João, Dodora, Zulmira, madrinha Gracinha, minha Vovó, pois também foram o meu chão durante todo esse tempo.

Meus Avós maternos, Vô Zico e Vó Alice, mesmo não estando comigo durante essa jornada, sei que estão torcendo por mim, pois tiveram comigo por toda minha infância cuidando de mim e me apoiando nos estudos.

Também agradeço aos irmãos da República Kuringa Luiz, Azeitona, Mexicano e Gaspar por todo aprendizado, amizade e por toda paciência que tiveram comigo.

Agradeço aos meus amigos de faculdade por todo aprendizado de amizade, companheirismo, respeito, compaixão e por todos bons momentos que vivenciamos. Principalmente aos irmãos da República A Casa Lar e todos amigos da famosa escadinha da elétrica.

Ao professor Juan por todo aprendizado e por me ensinar a suportar dor de cabeça e pressão psicológica lecionado as duas melhores matérias do curso. Aos dois exemplos de professores e como pessoa, Márcio e Víctor, onde vou me inspirar caso siga carreira acadêmica.

Ao meu orientador Renan pelo apoio, dedicação, oportunidade e paciência por contribuir neste trabalho, por todo conhecimento que me passou onde foi essencial para a conclusão deste trabalho.

Agradeço a todos os bons professores que tive durante meu curso, pois aprendi bons ensinamentos e agir como eles. Também agradeço a todos os péssimos professores que tive no meu curso, pois me ensinaram a não agir como eles.

Por fim, agradeço a Universidade Federal de Ouro, Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas - ICEA, *Campus* de João Monlevade, por me proporcionar essa oportunidade de mudança de vida.

Resumo

Este trabalho busca o estudo e simulação de uma estratégia de controle de carga e descarga de um banco de baterias conectadas em paralelo em uma microrrede CC (Corrente Contínua) alimentada por fontes alternativas de energia. O objetivo principal desta estratégia de controle é garantir uma divisão de carga entre as diversas baterias de acordo com a capacidade de cada uma, além de equalizar a carga das mesmas, e restaurar a tensão de barramento CC em valores aceitáveis. Além disso, esse controle vai proporcionar ao banco de baterias uma tensão terminal limitada a um valor seguro, e conseqüentemente, o estado de carga também será controlado indiretamente. Para o controle da carga e descarga de cada bateria, será implementado um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional para a estabilização da corrente. A divisão será realizada pelo método de controle *droop*, no qual adiciona uma resistência virtual na saída de cada conversor, sendo que não haverá comunicação entre os conversores. Essa resistência virtual se comportará como um ganho, sendo variada neste trabalho pelo estado de carga da bateria. O controle dos conversores bidirecionais serão feitos pela simulação dos controladores clássicos PI, através de diagramas de blocos e circuitos analógicos. Por fim, será desenvolvido um controle digital na prática utilizando o Arduino DUE para o controle de corrente no indutor de um conversor *boost*.

Palavras-chave: Microrredes CC, controle *droop*, controle descentralizado, conversor CC-CC bidirecional

Abstract

This work aims at studying and simulating a strategy for controlling the charge and discharge of a battery bank in parallel with a DC (direct current) microgrid fed by alternative energy sources. The main goal of this control strategy is to ensure load division among the batteries according to their individual capacities, besides of equalizing their loads and restoring the DC bus voltage level to acceptable values. The control also provides a safe and limited terminal voltage for the battery bank and a controlled state of charge. In order to establish the charge and discharge control and a current stabilization, a bidirectional DC-DC converter buck-boost is implemented. In addition, a droop control method is used to perform the load division, which inserts a virtual resistance - a gain controlled by the battery state of charge - into the output of each converter - there is no communication among them. Classical PI controllers are used to controlling the DC-DC converters through block diagrams and analog circuits. Finally a digital control will be developed in practice using the Arduino DUE to control the current in the inductor for a boost converter.

Keywords: DC microgrids, droop control method, decentralized control, bidirectional DC-DC converters.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Projeções da conexão por tipo de fonte até 23/05/2017 (SRD, 2017).	2
Figura 2 – Classes de consumo dos consumidores até 23/05/2017 (SRD, 2017).	2
Figura 3 – Período de maior irradiação solar dentre 11 e 13 horas (BASTOS, 2013). . .	3
Figura 4 – Sistema fotovoltaico isolado alimentando uma carga, juntamente com duas baterias, a um barramento CC.	4
Figura 5 – Microrrede CC formada por um sistema fotovoltaico, eólico, duas baterias e carga conectados à um barramento CC por meio de conversores CC-CC (BASTOS et al., 2016).	8
Figura 6 – Modelo para obtenção da corrente de referência do indutor do conversor CC-CC.	10
Figura 7 – Corrente das baterias I_{Lref1} e I_{Lref2} devido à inclinação das retas provenientes de R_{v1} (reta em vermelho) e R_{v2} (reta em azul).	11
Figura 8 – Malha de controle para as baterias conectadas ao barramento CC por meio de um conversor buck-boost bidirecional.	12
Figura 9 – Conversor e a malha de controle atuando como se fossem uma R_v	13
Figura 10 – Influência do Soc na divisão de carga.	13
Figura 11 – Modelo padrão do conversor CC-CC buck-boost bidirecional acoplado nas baterias (BASTOS, 2016).	14
Figura 12 – Conversor buck-boost no instante chave S1 fechada e S2 aberta (BASTOS, 2016).	15
Figura 13 – Conversor buck-boost adotado no instante chave S2 fechada e S1 aberta (BASTOS, 2016).	15
Figura 14 – Malha do controlador <i>droop</i> para o compartilhamento de corrente (BASTOS, 2016).	19
Figura 15 – Diagrama de bode em malha aberta para a planta do conversor não compensado e compensado com controlador PI.	21
Figura 16 – Diagrama de bode em malha fechada para planta do conversor compensado e não compensado com controlador PI.	21
Figura 17 – Circuito por onde será realizado a conexão das duas baterias com cada conversor CC-CC <i>buck-boost</i> bidirecional.	22
Figura 18 – Controle <i>droop</i> realizado por diagrama de blocos para cada bateria.	23
Figura 19 – Malha externa de tensão do controle <i>droop</i> realizado por amplificadores operacionais.	23
Figura 20 – Malha interna de corrente do controle <i>droop</i> realizado por amplificadores operacionais.	24

Figura 21 – Simulação do compartilhamento de corrente e comportamento da tensão de barramento CC no modo de descarga das baterias, onde o Soc de ambas baterias permanecem constante.	25
Figura 22 – Simulação do compartilhamento de corrente e comportamento da tensão de barramento CC no modo de carga das baterias para os Socs constantes.	26
Figura 23 – Simulação do comportamento da malha de controle devido à entrada degrau de corrente.	27
Figura 24 – Simulação do comportamento da malha de controle devido à entrada rampa de corrente.	27
Figura 25 – Controle PI de corrente de um conversor <i>buck</i> utilizando um bloco C para o controle digital.	28
Figura 26 – Simulação do comportamento da frequência de amostragem para o controle de corrente de um conversor <i>buck</i> utilizando o Bloco C para implementação de um controle PI.	28
Figura 27 – Controle <i>droop</i> com Soc interativo.	29
Figura 28 – Simulação do controle <i>droop</i> demonstrando a equalização dos Socs das baterias.	30
Figura 29 – Inversor de Frequência Trifásico.	31
Figura 30 – circuito FNA41560/FNA41560B2 em PCB.	32
Figura 31 – Arduino DUE com o microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3.	32
Figura 32 – Sensor de corrente modelo LTA 50P/SP1.	33
Figura 33 – Montagem do circuito do sensor de corrente em PCB.	34
Figura 34 – Seleção da portadora, frequência da interrupção e da polaridade do sinal PWM (ATMEL, 2018).	35
Figura 35 – Formas de interrupções que podem ser utilizadas no controle.	37
Figura 36 – Interrupção escolhida para o controle de corrente apenas na borda de subida.	38
Figura 37 – Protótipo construído.	39
Figura 38 – Forma de onda da tensão lida pelo sensor de corrente (canal 1) e a interrupção ocorrendo apenas na borda de subida (canal 2).	40
Figura 39 – Comportamento da corrente no indutor devido a variação da corrente de referência no código de controle PI do Arduino.	40
Figura 40 – Transitório do comportamento da corrente no indutor após um aumento na corrente de referência.	41
Figura 41 – Transitório do comportamento da corrente no indutor após uma diminuição na corrente de referência.	41
Figura 42 – Mudança da corrente de referência começando em 1,5 A para 1,0, mudando de 1,0 A para 2,0 A e voltando novamente de 2,0 A para 1,5 A, reiniciando o ciclo novamente.	42
Figura 43 – Ganhos obtidos utilizando a ferramenta de sintonia <i>Sisotool</i> para a malha interna de corrente.	47

Figura 44 – Datasheet do circuito FNA41560/FNA41560B2.	50
Figura 45 – Circuito FNA41560/FNA41560B2 montado pelo Software Proteus.	51

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do modelo em pequenos sinais.	20
Tabela 2 – Parâmetros para o conversor <i>Boost</i>	38
Tabela 3 – Componentes para montagem do circuito FNA41560/FNA41560B2 em PCB.	51

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação do trabalho	1
1.2	Objetivos	5
1.3	Organização do texto	6
2	ASPECTOS GERAIS DE UMA MICRORREDE CC	7
2.1	Microrredes CC	7
2.2	Estado de carga da bateria	8
2.3	Fontes operando em droop	9
2.4	Controlador droop baseado no Soc	11
3	CONTROLE E MODELAGEM DE MICRORREDES CC	14
3.1	Conversor CC-CC bidirecional	14
3.2	Modelo de pequenos sinais	15
3.3	Controle descentralizado	18
4	SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES E CONTROLADORES	20
4.1	Modelagem dos ganhos pela margem de fase e pela frequência de corte	20
4.2	Aplicação do controle droop para compartilhamento de corrente	20
5	EXPERIMENTO PRÁTICO	31
5.1	Materiais Utilizados	31
5.2	Ajuste da Interrupção do microcontrolador	33
5.3	Controle de corrente para um conversor Boost	38
6	CONCLUSÃO	43
7	TRABALHOS FUTUROS	44
	REFERÊNCIAS	45
8	ANEXOS	47
8.1	Controle PI pelo Sisotool	47
8.2	Código para o controle PI de corrente do conversor buck	48
8.3	Código do Bloco C	49
8.4	Datasheet FNA41560/FNA41560B2	50

8.5	Montagem do circuito FNA41560/FNA41560B2 em PCB	51
8.6	Código de controle de corrente implementado no Arduino	52

1 Introdução

1.1 Motivação do trabalho

Em Abril de 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) aprovou a Resolução Normativa - REN nº 482/2012 criando um Sistema de Compensação de Energia Elétrica. Essa norma permite que consumidores instalem pequenos geradores (painéis fotovoltaicos e microturbinas eólicas, entre outros) em sua unidade consumidora, no intuito de que o consumidor possa produzir sua própria energia e reduzir o valor da sua fatura de energia elétrica. Quando a quantidade de energia gerada em um determinado mês for superior à energia consumida naquele período, o consumidor fica com créditos que podem ser utilizados para diminuir a fatura dos meses seguintes. Outra inovação da norma diz respeito à possibilidade de instalação de geração distribuída em condomínios (empreendimentos de múltiplas unidades consumidoras). Há também a possibilidade da instalação de sistemas isolados principalmente em regiões onde o acesso à rede elétrica é limitado pela dificuldade de acesso, envio de equipamentos e montagem da linha de transmissão, operando também sob um sistema isolado sem a comunicação com a rede primária, porém havendo a necessidade de um acumulador que permita dissociar o horário de consumo do horário de geração (ANEEL, 2016).

Com o objetivo de reduzir custos e o tempo para a conexão da micro e minigeração, aumentar o público alvo e melhorar as informações na fatura, a ANEEL realizou a Audiência Pública nº 26/2015 (de 7/5/2015 a 22/6/2015), resultando na Resolução Normativa - REN nº 687/2015, sendo revisada a REN nº 482/2012. Após essa publicação, uma crescente implantação de micro e minigeradores iniciou-se no Brasil, com uma aceleração a partir de 2016, como está mostrado na Figura 1. Observe que no final de 2016, há um crescimento do número de consumidores com micro ou minigeração de 4,4 vezes maior em relação ao ano de 2015 (SRD, 2017).

A REN nº 493 de 5 de Junho de 2012 também estabelece alguns procedimentos e condições de fornecimento por meio de Microssistema Isolado de Geração Distribuída de Energia Elétrica - MIGDI, ou Sistema Individual de Geração de Energia Elétrica com Fonte Intermitente – SIGFI. O sistema isolado é essencial para dispositivos que se localizam em regiões remotas onde o acesso da rede primária é inviável devido as condições de relevo, custos e questões ambientais (GTES, CEPEL, DTE, CRESESB, 2014).

Com o programa Luz para Todos criado em 2003 pelo Ministério de Minas e Energia do Governo Federal, o sistema isolado foi bastante utilizado em residências cuja pessoas são de baixa renda e onde o acesso à rede primária seria inviável à concessionária local (ANEEL, 2016).

Além disso, os sistemas isolados do sistema elétrico tem como principal objetivo suprir

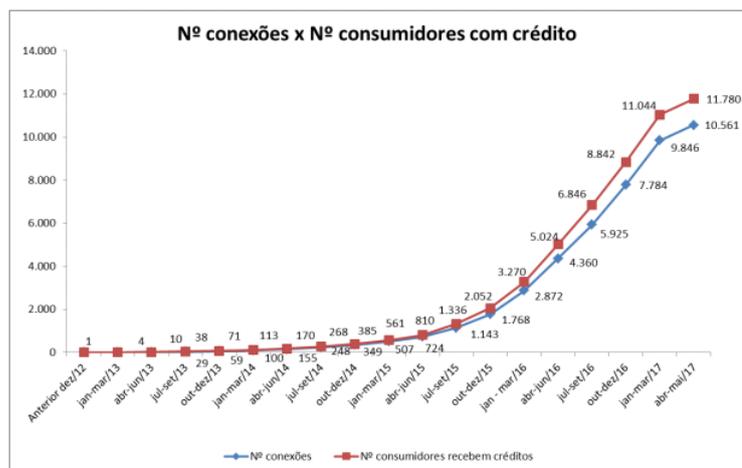


Figura 1 – Projeções da conexão por tipo de fonte até 23/05/2017 (SRD, 2017).

somente a demanda da carga, como será mais discutido neste trabalho. Os sistemas isolados não necessariamente precisam ser de grande porte, sendo utilizados em satélites, pequenos equipamentos eletrônicos que não necessitam de grande potência, como por exemplo, radares, sistemas de telecomunicações, navegação ou sondas espaciais (GTES, CEPEL, DTE, CRESESB, 2014).

Como apresentado pela Figura 2, a energia solar é a mais que se destaca em relação à distribuição dos geradores instalados por fonte de energia, correspondendo a 99% do número total de instalações, sendo seguida pela fonte eólica (SRD, 2017).

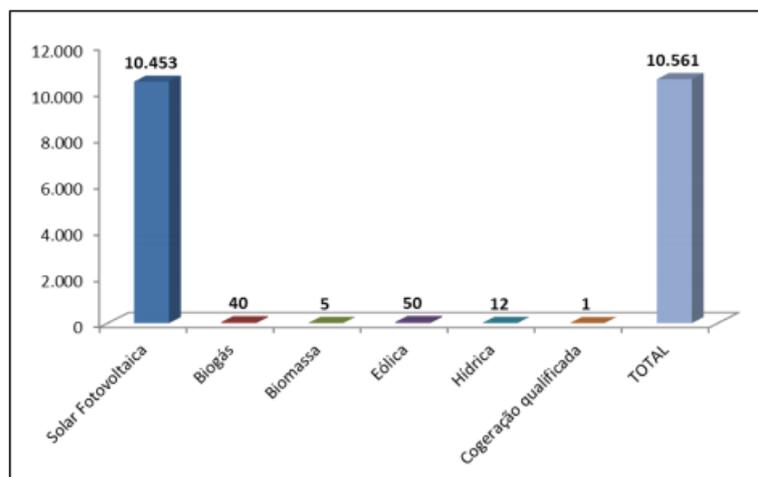


Figura 2 – Classes de consumo dos consumidores até 23/05/2017 (SRD, 2017).

Entretanto, a energia solar é limitada pelas condições climáticas, região, e principalmente, por não estar disponível durante todo dia, a Figura 3 demonstra esse cenário. Em certas horas do dia, a produção de energia é mais elevada sendo importante a instauração de um sistema de armazenamento para acumular o excedente para que, posteriormente, possa ser utilizado no período da noite (BASTOS, 2013).

Existem dois tipos mais comuns para sistemas fotovoltaicos: sistema *Grid-Tie* e *Off-Grid*

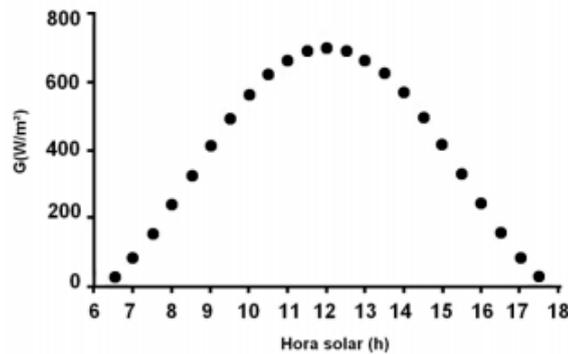


Figura 3 – Período de maior irradiação solar dentre 11 e 13 horas (BASTOS, 2013).

(também conhecido como sistema isolado). No sistema *Grid-Tie*, a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é injetada na rede elétrica por meio de um inversor CC-CA e um medidor bidirecional no intuito de medir tanto a energia que o consumidor demandar da concessionária quanto a energia que o consumidor injetar na rede. Com esse tipo de sistema, se a energia injetada na rede for maior que a consumida, o consumidor receberá um crédito em energia (kWh) a ser utilizado para abater o consumo em outro posto tarifário (para consumidores com tarifa horária) ou na fatura dos meses subsequentes (GTES, CEPEL, DTE, CRESESB, 2014). Os créditos de energia gerados continuam válidos por 60 meses (ANEEL, 2016). Já no tipo *Off-Grid*, o sistema fotovoltaico não é conectado à rede de energia elétrica, sendo responsável juntamente com um sistema de armazenamento, de fornecer energia para a carga que será alimentada. Esse tipo de sistema é utilizado em áreas remotas, onde o acesso a rede elétrica é difícil. O sistema é composto basicamente por um painel fotovoltaico, um dispositivo de armazenamento de energia, um controlador de carga (para regular o carregamento da bateria) e um conversor que fornece a alimentação adequada para a carga (GTES, CEPEL, DTE, CRESESB, 2014).

Tendo em vista o crescimento da implantação dos painéis fotovoltaicos no Brasil, é de extrema importância a realização de estudos para melhorar o aproveitamento de seus recursos e a diminuição dos custos para os consumidores.

Assim, como proposta deste trabalho, será desenvolvido um sistema de controle de compartilhamento de corrente utilizando duas baterias como sistema de armazenamento de energia em um sistema fotovoltaico isolado com barramento CC, como pode ser visto por meio da Figura 4. Para cada bateria há um conversor CC-CC bidirecional que não irá se comunicar com o conversor da outra bateria durante o processo de compartilhamento e controle. Este tipo de conversor possibilita o fluxo de potência em ambos os sentidos, ou seja, efetuando o controle de compartilhamento de corrente para o processo de carga e descarga das baterias. A introdução desse banco de baterias permite uma restauração e previne a elevação e afundamentos de tensão do barramento CC.

O balanceamento do fluxo de potência é apresentado a seguir, relacionando a potência gerada pelo painel (P_{Painel}), as potências produzidas pelas baterias, ou injetadas nas mesmas,

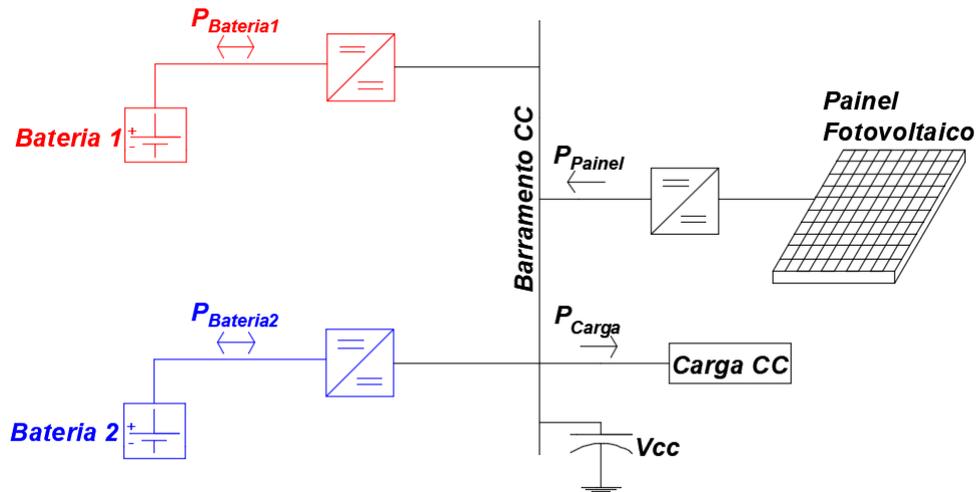


Figura 4 – Sistema fotovoltaico isolado alimentando uma carga, juntamente com duas baterias, a um barramento CC.

Fonte: Do autor.

($P_{bateria1}$ e $P_{bateria2}$) e a potência demandada pela carga (P_{Carga}).

$$P_{Carga} = P_{Painel} \pm P_{bateria1} \pm P_{bateria2} \quad (1.1)$$

Devido ao elevado custo das baterias, há a necessidade de um sistema de controle para monitorar constantemente sua capacidade durante o processo de carga e descarga, pois sobrecargas e descarregamentos profundos reduzem drasticamente sua vida útil, acarretando em prejuízos financeiros ao consumidor (GTES, CEPTEL, DTE, CRESESB, 2014). Além disso, o controle irá realizar a regulação da tensão de barramento CC.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo realizar um controle de compartilhamento de corrente entre duas baterias de 12 V no intuito de alimentar uma carga juntamente com painéis fotovoltaicos em uma microrrede CC. O controle será realizado via simulação por meio de controladores clássicos PI, equalizando as cargas das baterias e mantendo o equilíbrio de tensão no barramento CC (24 V) próximo de valores aceitáveis, sob o menor desvio possível. Também será desenvolvido na prática um controle digital de corrente de um conversor *boost* utilizando a plataforma Arduino DUE.

Objetivos específicos:

- Modelagem do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional obtida por meio de pequenos sinais do circuito, linearizada em torno do ponto de operação sendo determinada por meio da análise em espaço de estados.
- Obter os valores dos ganhos K_p e K_i da malha interna de corrente do sistema de controle pela margem de fase e pela frequência de corte.
- Aplicar o método de controle *droop* para o compartilhamento de corrente de acordo com o Soc (*State of Charge* ou estado de carga) das baterias analisando o desvio de tensão do barramento CC durante a equalização das mesmas.
- Comparar os resultados simulados das malhas de controle por meio de diagramas de blocos e através de circuitos analógicos.
- Realizar o controle digital de corrente de um conversor *boost* analisando o comportamento da corrente no indutor devido a variação da corrente de referência pelo código implementado.

1.3 Organização do texto

O primeiro capítulo deste trabalho relatou o crescimento do sistema fotovoltaico nos últimos anos no Brasil demonstrando os tipos de sistema mais utilizados atualmente, sendo o *Grid-Tie* e *Off-Grid*. Essa contextualização incluiu os seguintes tópicos: Motivação do trabalho e objetivos.

A sequência deste trabalho será apresentada da seguinte forma:

- **Capítulo 2 - Aspectos gerais de uma Microrrede CC:** Abordagem do estudo de uma microrrede CC, análise do Soc das baterias e aplicação do controle *droop* para o compartilhamento de corrente.
- **Capítulo 3 - Controle e Modelagem de Microrredes CC:** Obtenção da função de transferência por meio de pequenos sinais do circuito do conversor CC-CC buck-boost bidirecional. Estudo do método de controle descentralizado aplicado a cada conversor.
- **Capítulo 4 - Simulação dos Conversores e Controladores:** Projeto dos ganhos da malha de corrente do controle clássico PI e aplicação do controle *droop* para o compartilhamento de corrente.
- **Capítulo 5 - Experimento prático:** Analisar na prática o comportamento da corrente no indutor de um conversor *boost* devido a variação da corrente de referência e ajuste da interrupção do microcontrolador utilizado.
- **Capítulo 6 - Conclusão:** Considerações finais referentes aos resultados obtidos e propostas para serem implementadas ao trabalho em pesquisas futuras.

2 Aspectos gerais de uma Microrrede CC

2.1 Microrredes CC

Devido ao crescimento da demanda e consumo por energia elétrica, bem como as exigências de órgãos ambientais, há uma crescente necessidade da expansão do sistema elétrico para atender a necessidade dos consumidores perto do sistema de consumo por meio de fontes renováveis. A geração local traz uma maior confiabilidade ao sistema, eficiência e expansão da rede de forma mais amigável com o meio ambiente (TAHIM, 2015). Nesse contexto, a implementação do conceito de microrrede vem ganhando força, pois são um grupo de geradores instalados próximos aos centros de consumo que operam de forma autônoma ou em parceria com o sistema elétrico nacional, injetando energia à rede elétrica ou operando em parceria em horários de pico. Uma microrrede pode ser dividida em CA e CC, sendo muitas pesquisas realizadas no ramo CA. Entretanto, nos últimos anos vem se dando um foco em microrredes CC, devido ao crescente aumento de dispositivos eletrônicos cujos circuitos funcionam em corrente contínua. Para a implementação de uma microrrede CC, há um extensivo uso da eletrônica de potência para intermediar diversos tipos de fontes de energia, cargas e sistemas armazenadores de energia (banco de baterias ou ultracapacitores) (BASTOS, 2016).

A maior justificativa para utilização de microrredes CC é a sua eficiência ao incorporar fontes de energia distribuídas onde há cargas com predominância CC (TAHIM, 2015). Entretanto, sistemas de distribuição CC são bem complexos, necessitam de controles eficientes para atuarem nos conversores de eletrônica de potência não lineares no intuito de controlar a corrente que flui nos sistemas de armazenamento de energia, no barramento e na carga. Além disso, durante perturbações, as microrredes podem se desconectar da rede principal operando no processo ilhado, ainda atendendo a demanda da carga e mantendo a estabilização de tensão do barramento (AGUIAR, 2013). A Figura 5 mostra um sistema completo para integração de fontes alternativas à um barramento CC.

Para atender a carga em horários de baixa produção de energia da microrrede e também para a estabilização da tensão de barramento, são utilizados um banco de baterias de Chumbo-ácido recarregáveis, principalmente em sistemas isolados. A utilização desse banco também pode ser eficiente para sistemas conectados à rede para a operação ilhada do sistema de geração, caso haja uma falta no sistema elétrico principal (GTES, CEPEL, DTE, CRESESB, 2014).

Entre a bateria e o barramento destaca-se um conversor de potência CC-CC. Esses sistemas são formados por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores que tem por função controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída (DRAGICEVIC et al., 2016). O conversor utilizado é denominado pela topologia bidirecional *buck-boost*. O mesmo trabalha em

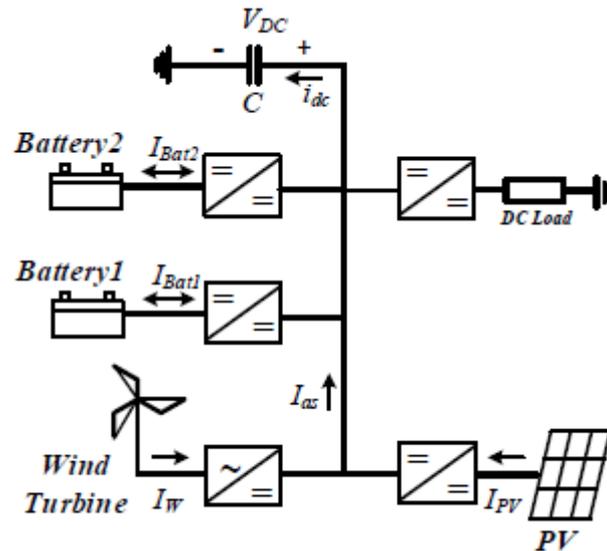


Figura 5 – Microrrede CC formada por um sistema fotovoltaico, eólico, duas baterias e carga conectados à um barramento CC por meio de conversores CC-CC (BASTOS et al., 2016).

modo *buck* quando as baterias estão sendo carregadas e em modo *boost* quando as baterias estão sendo descarregadas, além de controlar a tensão de barramento CC.

Quando se trata em fonte de energia renovável conectada na forma de uma microrrede, os conversores mencionados anteriormente em cada bateria são conectados em paralelo. Assim, havendo uma necessidade de se realizar um controle para o compartilhamento de corrente entre as mesmas (GUERRERO et al., 2011), (LI; LI, 2011). Caso não haja um controle de compartilhamento de corrente entre as baterias, poderá haver um desbalanceamento de energia no sistema de armazenamento (AUGUSTINE; MISHRA; LAKSHMINARASAMMA, 2015). Para solucionar esse problema, técnicas de controle baseado na quantidade de energia armazenada (Soc) na bateria será implementado nesse trabalho, como podem ser encontradas em (BASTOS, 2016), (LU et al., 2012) e (DIAZ et al., 2014).

2.2 Estado de carga da bateria

O estado de carga (*State of Charge - Soc*) de uma bateria é a quantidade de carga presente na mesma em relação a carga máxima. Um método eficiente para a análise da quantidade de energia armazenada na bateria é a verificação do Soc, pois informa quanto de energia há armazenada na bateria evitando sobrecargas ou descarregamentos profundos, diminuindo a sua vida útil (BASTOS, 2013).

Como o método de controle *droop*, que irá ser demonstrado neste trabalho, necessita da verificação do Soc constantemente para efetuar o controle de compartilhamento de corrente, é importante realizar a análise do Soc da bateria em tempo real. Essa análise é resumida pela

seguinte equação (2.1) (DIAZ et al., 2014),

$$Soc(\%) = Soc(0) - \int_0^t \frac{i_{Bat}(\tau)}{C_{Bat}} d\tau \quad (2.1)$$

onde $Soc(0)$ é o estado de carga inicial da bateria em circuito aberto, C_{Bat} a capacidade da bateria dada em Ah e i_{Bat} a corrente lida na bateria no tempo τ . A integral em (2.1) representa toda energia que flui para a bateria no carregamento ou a energia da bateria que flui para o barramento na descarga. Com isso, no processo de descarga, o sinal de $i_{Bat}(\tau)$ será positivo decrementando o estado inicial de energia, $Soc(0)$. Já no carregamento, o sinal de $i_{Bat}(\tau)$ será negativo, incrementando o $Soc(0)$ (BASTOS, 2013).

2.3 Fontes operando em droop

O controle *droop*, também conhecido como controle por inclinação, é um dos métodos descentralizados mais comuns de compartilhamento de corrente. O método adiciona uma resistência virtual na saída de cada conversor (por meio de controladores), onde prova-se a sua eficiência no compartilhamento de corrente por meio da indução de uma impedância de saída resistiva em cada fonte (TAHIM, 2015), (IRVING; JOVANOVIC, 2000).

Neste método de controle a tensão de barramento diminui a medida que a corrente de saída do conversor aumenta. Uma vantagem do controle *droop* se refere em sua autonomia de trabalho, ou seja, utiliza um método descentralizado sendo que não há a necessidade de comunicação entre as fontes geradoras, ou os conversores, pois utiliza apenas variáveis locais (DIAZ et al., 2014). Entretanto esse método possui um compromisso tanto no compartilhamento de corrente quanto na regulação da tensão de barramento CC (TAHIM, 2015). Sendo sua maior limitação a baixa regulação de tensão (DRAGICEVIC et al., 2016). Há diversas formas de implementação do controle *droop*, sendo a utilizada nesse trabalho a manipulação da resistência virtual (R_v) de cada conversor que atua em uma bateria (LU et al., 2014). Por meio dessa manipulação da R_v , se consegue manipular a corrente que cada conversor irá entregar ao barramento CC ou receber do sistema fotovoltaico (IRVING; JOVANOVIC, 2000). Além disso, o ajuste da R_v é responsável pela equalização dos Socs entre as baterias e a manutenção da regulação de tensão do barramento CC (DIAZ et al., 2014).

O controlador juntamente com o conversor, manipula a R_{v_i} da bateria i por meio de uma malha fechada (controle por modo de corrente) realizando a leitura da corrente no indutor do conversor. O método por controle *droop* e a tensão V_{CC} do barramento CC podem ser representados da seguinte forma por (2.2), (DIAZ et al., 2014),

$$V_{CC} = V_{ref} - I_{Lref_i} R_{v_i} \quad (2.2)$$

em que V_{ref} é a tensão de referência desejada no barramento CC, I_{Lref_i} é a corrente de referência no indutor da bateria e R_{v_i} é a resistência virtual da bateria i . A Figura 6 a seguir apresenta

um modelo matemático da equação (2.2) para a lei de controle da corrente de referência que passará no indutor do conversor (processo de carga ou descarga) de cada bateria. Essa corrente de referência é dada pela diferença entre a tensão de referência do barramento CC e a tensão lida do barramento, multiplicado por um ganho, como mostrado em (2.3),

$$I_{Lref} = (V_{ref} - V_{cc})k \quad (2.3)$$

onde k é um ganho inversamente proporcional à R_v da bateria (2.4).

$$k = \frac{1}{R_v} \quad (2.4)$$

No circuito da Figura 6, R_{v1} e R_{v2} são as resistências virtuais de saída de cada conversor, podendo ser denominadas como sendo as resistências equivalente de Thévenin de cada conversor (LU et al., 2014).

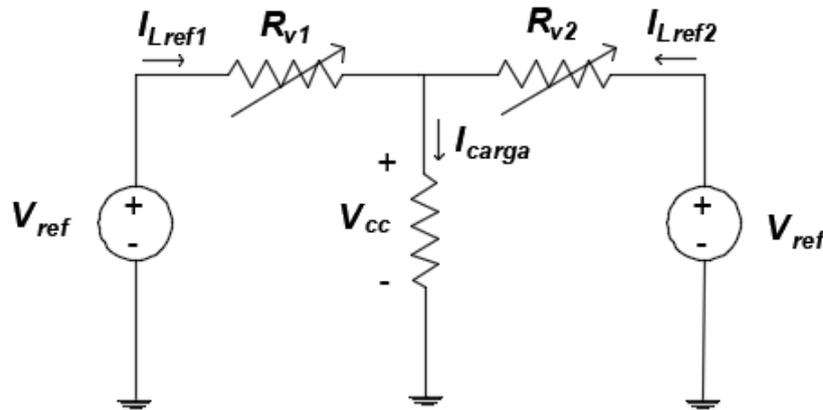


Figura 6 – Modelo para obtenção da corrente de referência do indutor do conversor CC-CC.

Fonte: Do autor.

Da Figura 6 pode ser obtido:

$$V_{cc} = V_{ref} - I_{Lref1}R_{v1} \quad (2.5)$$

$$V_{cc} = V_{ref} - I_{Lref2}R_{v2}$$

Igualando as equações de (2.5) tem-se:

$$\frac{I_{Lref1}}{I_{Lref2}} = \frac{R_{v2}}{R_{v1}} \quad (2.6)$$

Quando as baterias se equalizarem, as correntes entregue ao barramento no processo de descarga ou as correntes entregue às baterias no processo de carga serão as mesmas. Logo, R_{v1} e R_{v2} serão iguais, pois essas resistências são as responsáveis pelo controle de fluxo de corrente em ambos os sentidos do conversor CC-CC (2.7) (LU et al., 2014),

$$\frac{R_{v2}}{R_{v1}} = 1 \quad (2.7)$$

onde o desvio de tensão no barramento é dado pela Figura 7 e representado pela equação (2.8).

$$\Delta V_{cc} = I_{Lrefi} R_{vi} \quad (2.8)$$

$$i = 1, 2$$

A Figura 7 demonstra como a inclinação das retas relaciona a corrente das baterias com a sua R_v . Pelas equações em (2.5) percebe-se que a medida que as correntes se igualam, as retas se aproximam até que ambas equações tenham o mesmo coeficiente angular, ou seja, a mesma inclinação. Assim, terão as mesmas R_v s. Esse tipo de análise dá ao controle *droop* também o nome de controle por inclinação, pois manipula-se as R_v s até que a inclinação das duas retas sejam as mesmas, entregando ou recebendo as mesmas correntes. Veja que quanto maior a inclinação de uma das retas, para uma mesma tensão de barramento V_{cc} , maior será a corrente de referência (DRAGICEVIC et al., 2016).

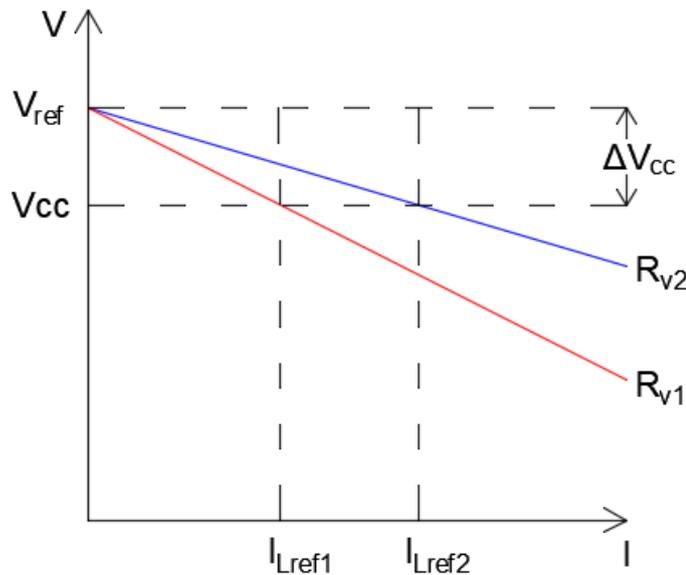


Figura 7 – Corrente das baterias I_{Lref1} e I_{Lref2} devido à inclinação das retas provenientes de R_{v1} (reta em vermelho) e R_{v2} (reta em azul).

Fonte: Do autor.

2.4 Controlador droop baseado no Soc

Controladores de carga ideais para a aplicação em sistema fotovoltaico isolado devem gerenciar a carga de acordo com a luminosidade, necessitando de realizar a leitura do Soc constantemente. Os primeiros controladores de carga utilizados eram baseados na tensão, entretanto,

essa estratégia não era adequada para proteger a bateria contra descargas profundas, pois a tensão da bateria não só depende do Soc, mas também do seu fluxo de corrente. Para contornar esse problema, atualmente controladores de carga baseados no Soc utilizam um circuito microprocessado (sendo capaz de medir o fluxo de corrente em tempo real da bateria) que calcula a carga que corresponde a ampères-hora, permitindo conhecer o Soc da bateria em qualquer momento de sua operação (GTES, CEPTEL, DTE, CRESESB, 2014). Sendo esse último, o controlador utilizado nesse trabalho.

Para realizar o compartilhamento de corrente, o controlador terá como estimativa o Soc de cada bateria. Assim, no processo de descarga, a bateria que tiver maior Soc armazenado entregará mais corrente ao barramento do que a bateria que tiver um menor Soc. Já no processo de carregamento, a bateria que tiver um menor Soc receberá mais corrente do que aquela que estiver maior Soc (IRVING; JOVANOVIC, 2000), (GUERRERO et al., 2007), (LU et al., 2012). Como já foi dito, o controle pode ser implementado através da manipulação da resistência virtual R_v de saída dos conversores, como está mostrado nas Figuras 8 e 9 (BASTOS, 2016).

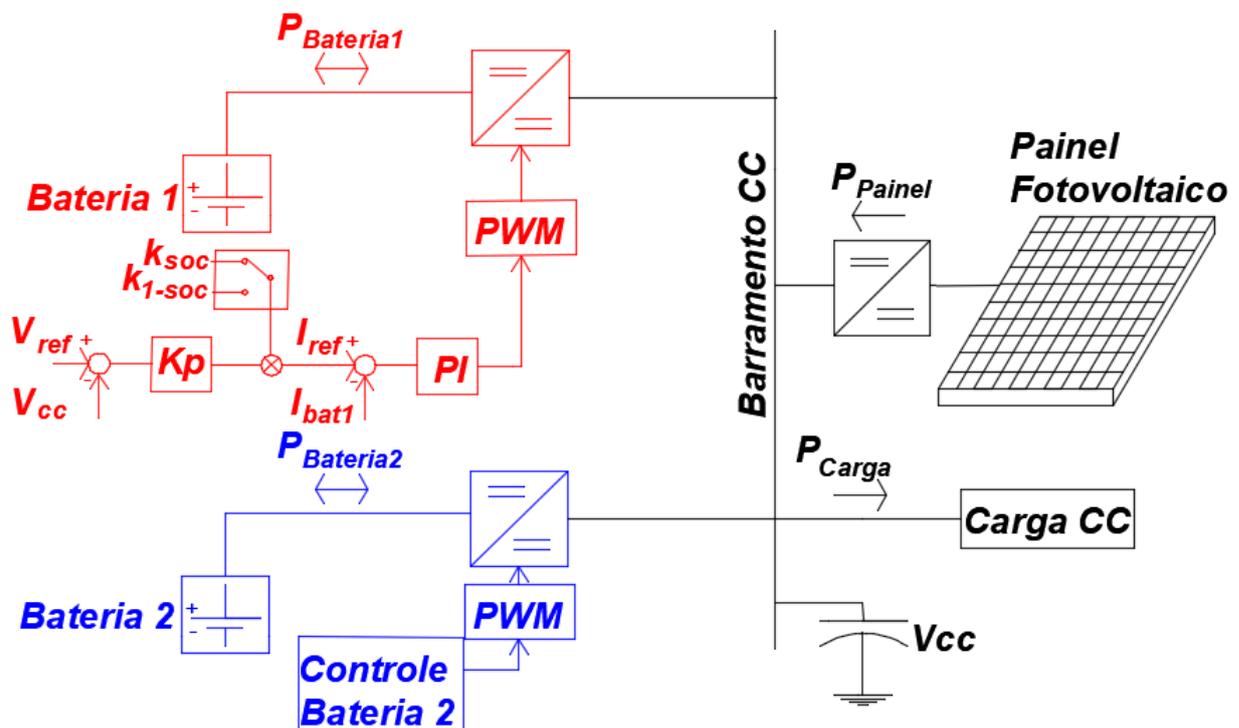


Figura 8 – Malha de controle para as baterias conectadas ao barramento CC por meio de um conversor buck-boost bidirecional.

Fonte: Do autor.

A variável que irá manipular a R_v será o Soc, se comportando como um ganho na malha. No processo de descarga, a bateria que tiver o maior Soc terá uma menor R_v , fazendo com que o conversor entregue mais corrente ao barramento em relação a bateria que tiver menor Soc. No processo de carga, a bateria que tiver com menor Soc terá uma menor R_v e receberá mais corrente do sistema fotovoltaico do que a bateria com maior Soc. Observe pelo gráfico $V_{cc}-I_{Bat}$ da Figura

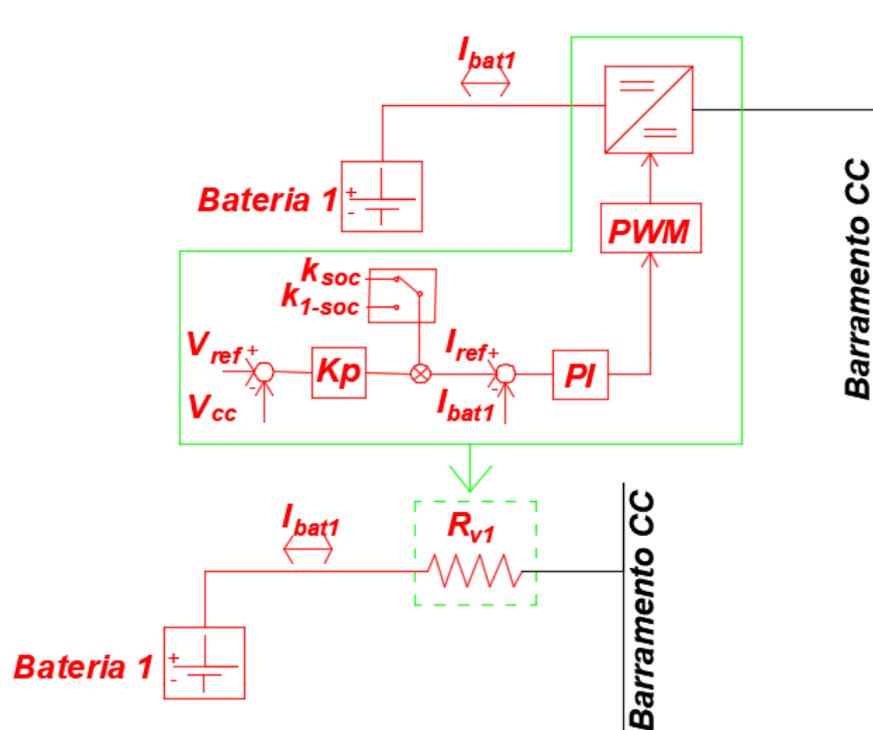


Figura 9 – Conversor e a malha de controle atuando como se fossem uma R_v .

Fonte: Do autor.

10 um exemplo de um sistema fotovoltaico com duas baterias. Para o processo de descarga ($V_{cc2} < V_{ref}$) observe que para uma mesma tensão V_{cc2} , a bateria 1 (em vermelho) entrega uma corrente maior que a bateria 2 (em azul), pois possui um Soc maior, logo uma menor R_v . Para o processo de carga ($V_{cc1} > V_{ref}$), a bateria 2 recebe mais corrente do que a bateria 1, pois possui um Soc menor, logo uma menor R_v . Isto será melhor explicado na próxima seção .

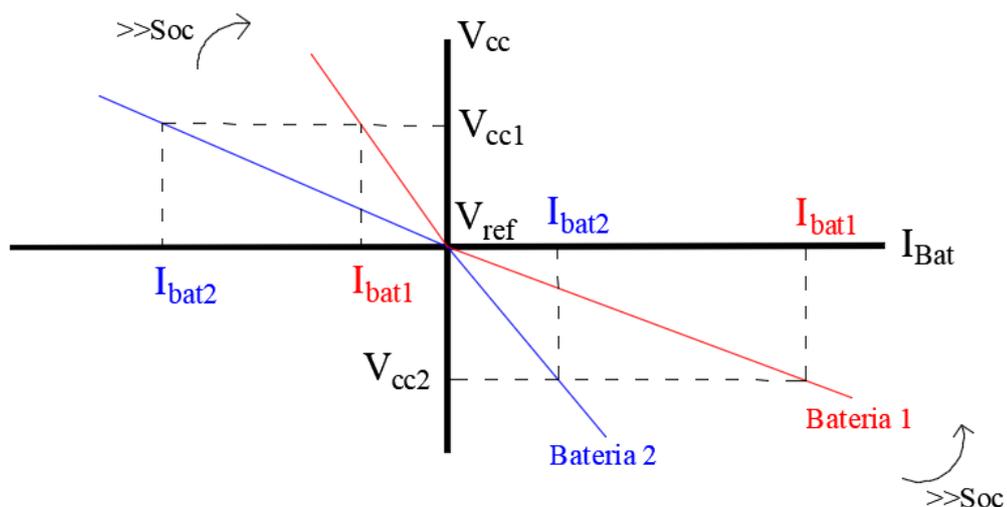


Figura 10 – Influência do Soc na divisão de carga.

Fonte: Do autor.

3 Controle e Modelagem de Microrredes CC

3.1 Conversor CC-CC bidirecional

Considerando o conversor no modo de condução contínua, o sistema apresenta dois estados de funcionamento que serão apresentados a seguir. O modelo padrão do conversor que será utilizado neste trabalho está representado pela Figura 11. Para a obtenção do modelo do conversor, a tensão do barramento será considerada estável com um valor fixo e sendo apresentada por uma fonte constante, v_{cc} . A tensão V_{EQ} representa a tensão da bateria e R_{EQ} sua resistência interna. Além disso, a circulação de corrente no indutor pode ser em ambos os sentidos, sendo uma corrente positiva ou negativa, dependendo do chaveamento complementar das chaves S_1 e S_2 . Assim, são obtidas as equações de estado representadas na forma matricial (BASTOS, 2016).

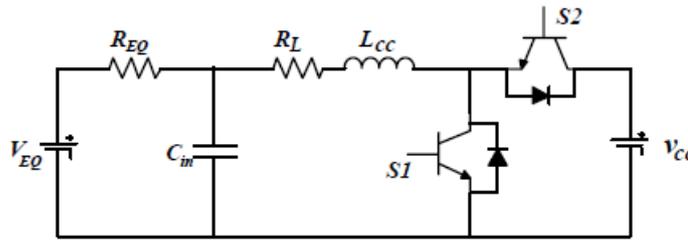


Figura 11 – Modelo padrão do conversor CC-CC buck-boost bidirecional acoplado nas baterias (BASTOS, 2016).

Chave S1 fechada e chave S2 aberta

A Figura 12 mostra a situação em que a chave S_1 está fechada e S_2 está aberta. A seguir é representado as matrizes de espaço de estado na forma $\dot{x}=\mathbf{A}_1\mathbf{x}+\mathbf{B}_1\mathbf{u}$ e $y=\mathbf{C}_1\mathbf{x}$. Sendo $\mathbf{C}_1=[1\ 0]$, pois se quer controlar a corrente do indutor do conversor de cada bateria.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{C_{in}}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L_{cc}} & \frac{1}{L_{cc}} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{R_{EQ}C_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_{in}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{EQ}C_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cc} \\ V_{EQ} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_{in}} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

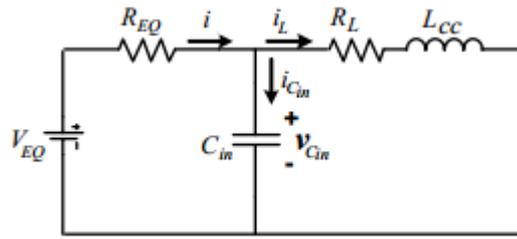


Figura 12 – Conversor buck-boost no instante chave S1 fechada e S2 aberta (BASTOS, 2016).

Chave S2 fechada e chave S1 aberta

A Figura 13 mostra o instante em que a chave S2 está fechada e S1 está aberta. A seguir são apresentadas as matrizes de estado na forma $\dot{x} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}$, $y = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}$ e $\mathbf{C}_2 = [1 \ 0]$ para o controle da corrente no indutor.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{C_{in}}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L_{cc}} & \frac{1}{L_{cc}} \\ -\frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{R_{EQ}C_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_{in}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{cc}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{EQ}C_{in}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cc} \\ V_{EQ} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_{in}} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

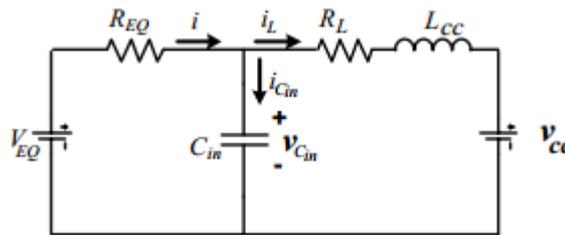


Figura 13 – Conversor buck-boost adotado no instante chave S2 fechada e S1 aberta (BASTOS, 2016).

3.2 Modelo de pequenos sinais

Para o projeto do controlador, será preciso obter a função de transferência (FT) do conversor CC-CC genérico. Considerando a variável de controle (saída) sendo a corrente i_L do indutor e a variável manipulada (entrada) sendo o *duty cycle* (d), temos a seguinte FT para uma variação da saída proporcional a :

$$G(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \quad (3.5)$$

Com isso, obtidas as matrizes A_1, A_2, B_1, B_2, C_1 e C_2 consegue-se projetar os controladores dos conversores CC-CC através da planta em pequenos sinais do circuito, sendo linearizada

em torno do ponto de operação. Porém, é preciso ponderar as matrizes de espaços de estados de acordo com a equação a seguir (BASTOS, 2016):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [A_1d + A_2(1-d)]x + [B_1d + B_2(1-d)]V \\ y &= [C_1d + C_2(1-d)]x + [D_1d + D_2(1-d)]V\end{aligned}\quad (3.6)$$

Introduzindo uma pequena perturbação na variável de entrada de amplitude \hat{d} na equação (3.6), resultará em uma resposta na variável controlada de amplitude \hat{i}_L . Decompondo em componentes CC e CA, as variáveis são representadas da seguinte forma (BASTOS, 2016):

$$\begin{aligned}x &= X + \hat{x} \\ i_L &= I_L + \hat{i}_L \\ d &= D + \hat{d}\end{aligned}\quad (3.7)$$

Em (3.7), X representa a parte contínua (valor médio) e \hat{x} a componente alternada do sinal (perturbação). Com isso, a equação (3.6) pode ser representada da seguinte forma após a inserção da perturbação no sistema:

$$\begin{aligned}\dot{X} + \dot{\hat{x}} &= [A_1(D + \hat{d}) + A_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x}) + [B_1(D + \hat{d}) + B_2(1 - D - \hat{d})]V \\ I_L + \hat{i}_L &= [C_1(D + \hat{d}) + C_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x}) + \underline{[D_1(D + \hat{d}) + D_2(1 - D - \hat{d})]V}\end{aligned}\quad (3.8)$$

Veja que as matrizes D_1 e D_2 não aparecem nas equações (3.2) e (3.4), portando o termo sublinhado na equação (3.8) pode ser desconsiderado resultando na seguinte expressão (3.9):

$$\begin{aligned}\dot{X} + \dot{\hat{x}} &= [A_1(D + \hat{d}) + A_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x}) + [B_1(D + \hat{d}) + B_2(1 - D - \hat{d})]V \\ I_L + \hat{i}_L &= [C_1(D + \hat{d}) + C_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x})\end{aligned}\quad (3.9)$$

As equações (3.9) podem ser representadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\dot{X} + \dot{\hat{x}} &= [A + A_1\hat{d} - A_2\hat{d}](X + \hat{x}) + [B + B_1\hat{d} - B_2\hat{d}]V \\ I_L + \hat{i}_L &= [C + C_1\hat{d} - C_2\hat{d}](X + \hat{x})\end{aligned}\quad (3.10)$$

onde

$$\begin{aligned}A &= A_1D + A_2(1 - D) \\ B &= B_1D + B_2(1 - D) \\ C &= C_1D + C_2(1 - D)\end{aligned}\quad (3.11)$$

Expandindo as equações de (3.10) temos:

$$\begin{aligned} \dot{X} + \hat{x} &= AX + A\hat{x} + A_1X\hat{d} + A_1\underline{\hat{d}\hat{x}} - A_2\hat{d}X - A_2\underline{\hat{d}\hat{x}} + BV + B_1 + B_1\hat{d}V - B_2\hat{d}V \\ I_L + \hat{i}_L &= CX + C\hat{x} + C_1\hat{d}X + C_1\underline{\hat{d}\hat{x}} - C_2\hat{d}X - C_2\underline{\hat{d}\hat{x}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Porém, o produto de dois pequenos sinais (perturbação) como mostrado sublinhado na equação (3.12) se torna um sinal ainda menor, próximo de zero. Assim, após separar as variáveis CC e CA, a mesma se torna:

$$\begin{aligned} \dot{X} + \hat{x} &= AX + BV + A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V]\hat{d} \\ I_L + \hat{i}_L &= CX + C\hat{x} + [(C_1 - C_2)X]\hat{d} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Em regime permanente, $\dot{X} = 0$, portanto, a parcela CC da equação (3.13) é zero, como mostrado em (3.14).

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BV = 0 \\ X &= -A^{-1}BV \end{aligned} \quad (3.14)$$

Analisando apenas para as componentes alternadas, ou seja, analisando o sistema oscilando em torno do ponto médio de funcionamento, a equação (3.13) se torna:

$$\begin{aligned} \hat{x} &= A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V]\hat{d} \\ \hat{i}_L &= C\hat{x} + [(C_1 - C_2)X]\hat{d} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.15) tem-se:

$$\begin{aligned} sI\hat{x}(s) &= A\hat{x}(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V]\hat{d}(s) \\ \hat{i}_L(s) &= C\hat{x}(s) + [(C_1 - C_2)X]\hat{d}(s) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Rearranjando a equação (3.16):

$$\hat{x}(s) = [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V]\hat{d}(s) \quad (3.17)$$

$$\hat{i}_L(s) = C\hat{x}(s) + [(C_1 - C_2)X]\hat{d}(s) \quad (3.18)$$

Substituindo a equação (3.17) em (3.18) tem-se:

$$G(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V] + (C_1 - C_2)X \quad (3.19)$$

Substituindo as equações (3.1) e (3.3) em (3.19) tem-se a FT do conversor CC-CC. De posse da FT em (3.20) é possível obter os ganhos do controlador PI da malha interna de corrente para os conversores das baterias.

$$G(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc}(C_{in}R_{EQ}s + 1)}{s^2R_{EQ}C_{in}L_{cc} + s(L_{cc} + C_{in}R_{EQ}R_L) + R_{EQ} + R_L} \quad (3.20)$$

3.3 Controle descentralizado

O controlador utilizado é constituído por duas malhas de controle como mostrado na Figura 14. A malha externa é a malha de tensão com apenas um ganho proporcional, tendo como objetivo aumentar a ação de controle da planta diminuindo o erro em regime permanente da tensão do barramento CC. Já a malha interna é a malha de corrente, composta por um ganho proporcional somado com um ganho integral, resultando em um controlador PI com o objetivo de anular o erro em regime permanente. Nessa técnica as baterias compartilham corrente sem saber o estado de carga das demais. Na malha de tensão, há um ganho K_p que será multiplicado pelo Soc, sendo nesse caso, considerado como um ganho $K(Soc)$ (3.21). Onde $I_{Lref} > 0$ para o caso de descarga, e $I_{Lref} < 0$ para o caso de carga das baterias. Assim, independentemente do estado de carga das outras baterias, a referência de corrente (I_{Bat}^*), que sai após a multiplicação de K_p pelo ganho Soc ou 1-Soc, será influenciada pela quantidade de energia armazenada na bateria que está sendo trabalhada.

$$K(Soc) = \begin{cases} Soc & \text{se } I_{Lref} > 0 \\ 1 - Soc & \text{se } I_{Lref} < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

Na descarga, quanto maior for a carga armazenada, maior será o Soc, e conseqüentemente, maior o $K(Soc)$. Assim, maior será a corrente que a bateria irá entregar no processo de descarga. Percebe-se que através desse método de controle que a referência de corrente não depende do Soc das demais baterias, sendo um controle totalmente independente e descentralizado, ou seja, não há comunicação entre os conversores. O contrário acontece no processo de carregamento, pois, a corrente de referência terá um ganho proporcional de 1-Soc, ou seja, o complemento do Soc. Ainda no processo de carga, quanto menor o Soc, maior será o seu complemento e, conseqüentemente, maior será a referência de corrente, portanto, maior a corrente que a bateria irá receber. Após a referência de corrente ser comparada com a corrente lida de cada bateria, um erro será gerado na malha interna de corrente e enviado para um controlador PI para ser processado. O sinal de saída do PI será comparado com uma portadora triangular com frequência de 10kHz gerando um sinal PWM na saída do comparador. Esse sinal PWM será responsável pelo chaveamento do conversor. Logo, o controle *droop* é considerado como um método descentralizado baseado no Soc de cada bateria.

A seguir são apresentados com mais detalhes os dois modos de atuação (descarga e carga) do controle *droop* para divisão da Figura 14.

Operação de descarga das baterias

Nesta operação, o ganho proporcional K_p da malha de tensão é multiplicado pelo ganho Soc gerando a referência de corrente. Assim, a bateria que estiver com um maior Soc entrega uma corrente maior do que as demais. De uma maneira independente, a bateria com maior Soc entrega mais corrente sem conhecer o Soc das outras baterias. Como mostrado na Figura 8

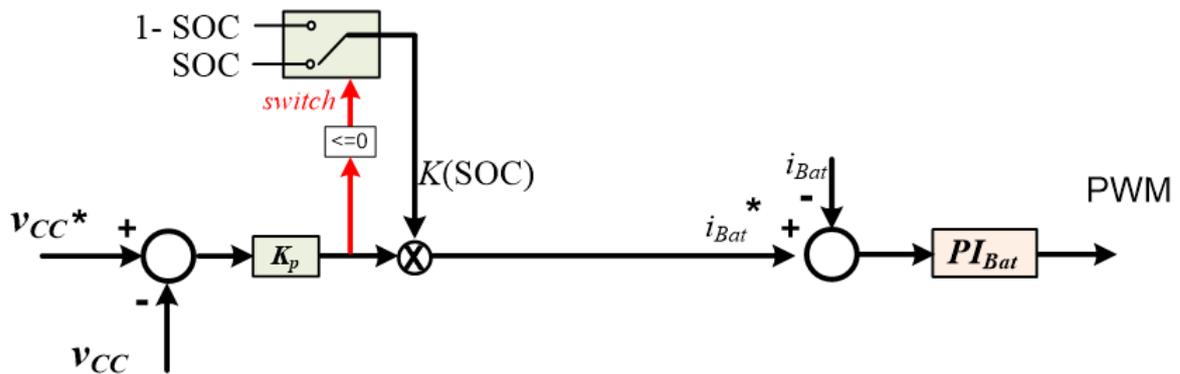


Figura 14 – Malha do controlador *droop* para o compartilhamento de corrente (BASTOS, 2016).

apresentado no tópico 2.4, suponha que a bateria 1 e a bateria 2 tenham $Soc1=90\%$ e $Soc2=40\%$, respectivamente. Assim, a corrente da bateria 1 terá uma ação proporcional de $0,9K_p$ enquanto a corrente da bateria 2 terá uma ação proporcional de $0,4K_p$. Logo, a bateria 1 entregará mais corrente do que a bateria 2.

Operação de carga das baterias

No processo de carga das baterias, o ganho proporcional K_p da malha de tensão é multiplicado pelo ganho $1-Soc$, ou seja, o complemento do Soc. Da mesma forma, uma referência de corrente é criada de acordo com o complementar do Soc de cada bateria, ou seja, se uma bateria tem 90% de carga para fornecer ao barramento, então a mesma terá um espaço de 10% para receber. Utilizando as mesmas baterias do caso anterior, no processo de carga, a corrente da bateria 1 terá uma ação proporcional de $0,1K_p$ ($1-0,9$) enquanto a corrente da bateria 2 uma ação proporcional de $0,6K_p$ ($1-0,4$), ou seja, o complemento do Soc em relação ao processo de descarga. Portanto, a bateria 2 irá receber mais corrente do que a bateria 1. Veja que a bateria 2 possui um espaço de carga de 60% para ser carregado, enquanto a bateria 1 possui um espaço de 10% . Isso explica o porque a corrente de referência de carga da bateria 2 é maior do que a bateria 1.

4 Simulação dos conversores e controladores

4.1 Modelagem dos ganhos pela margem de fase e pela frequência de corte

Por meio da equação (3.20) no tópico 3.2, pode-se substituir os valores da Tabela 1 obtendo a FT do conversor no intuito de obter os ganhos do controlador PI da malha interna de corrente. Utilizando a ferramenta de sintonia *Sisotool* presente no Software *MatLab*® são obtidos os ganhos normalizados para o controlador PI da malha interna de corrente (4.1). O processo de obtenção dos ganhos segue no Anexo 8.1.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.1)$$

Tabela 1 – Parâmetros do modelo em pequenos sinais.

<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
R_L	0,1 Ω
C_{in}	1mF
R_{EQ}	0,01 Ω
V_{EQ}	12 V
V_{cc}	24 V
L_{cc}	1 mH
K_i	314
K_p	0,26
F_{ch}	10 kHz

Na Figura 15 são mostrados os diagramas de bode de malha aberta para a FT do conversor compensado e não compensado, já a Figura 16 tem-se os diagramas de bode de malha fechada da FT do conversor compensado e não compensado.

4.2 Aplicação do controle droop para compartilhamento de corrente

No circuito da Figura 17 cada par de IGBTs é formado por um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional. Os dois pares de IGBTs da esquerda são responsáveis pela bateria 1, enquanto os dois da direita são responsáveis pela bateria 2. Veja que os IGBTs superiores possuem uma porta lógica *Not* logo após o pulso PWM. Isso porque o IGBT superior deverá receber um pulso complementar ao IGBT inferior, característica de um conversor bidirecional. Veja também que há dois sensores de corrente (para cada bateria) e um sensor de tensão na carga, ambos sensores

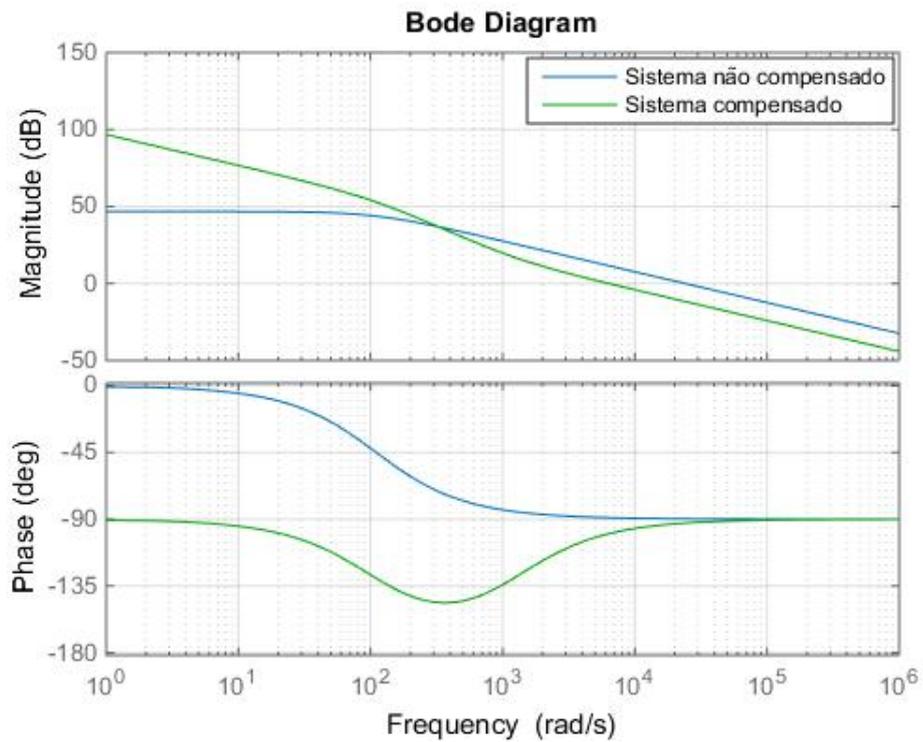


Figura 15 – Diagrama de bode em malha aberta para a planta do conversor não compensado e compensado com controlador PI.

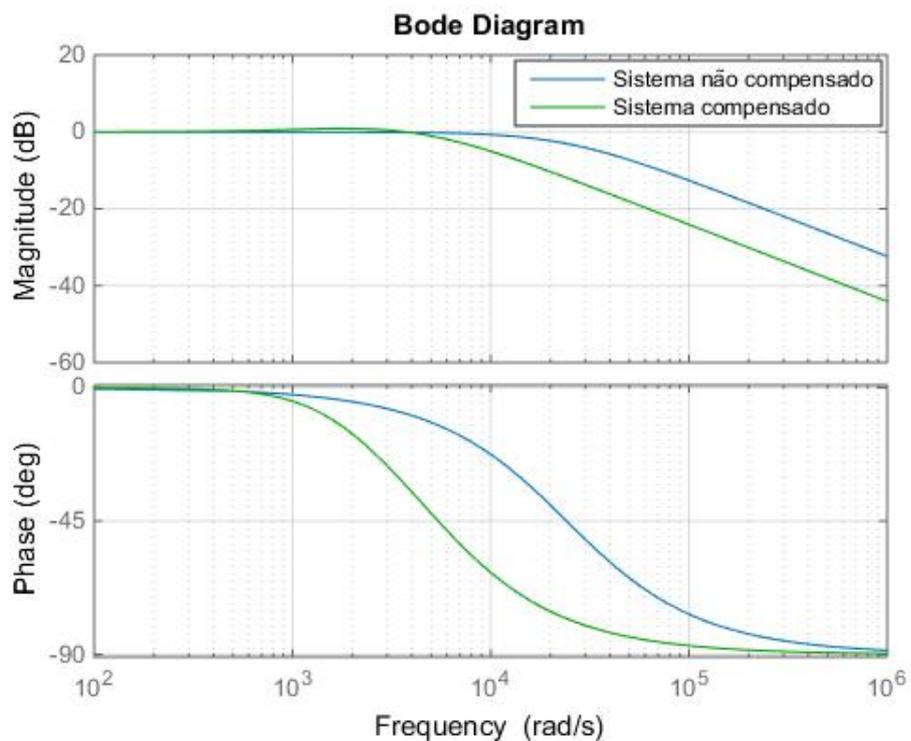


Figura 16 – Diagrama de bode em malha fechada para planta do conversor compensado e não compensado com controlador PI.

serão utilizados pelo controle como será mostrado com mais detalhes posteriormente. O painel fotovoltaico será representado como uma fonte de corrente.

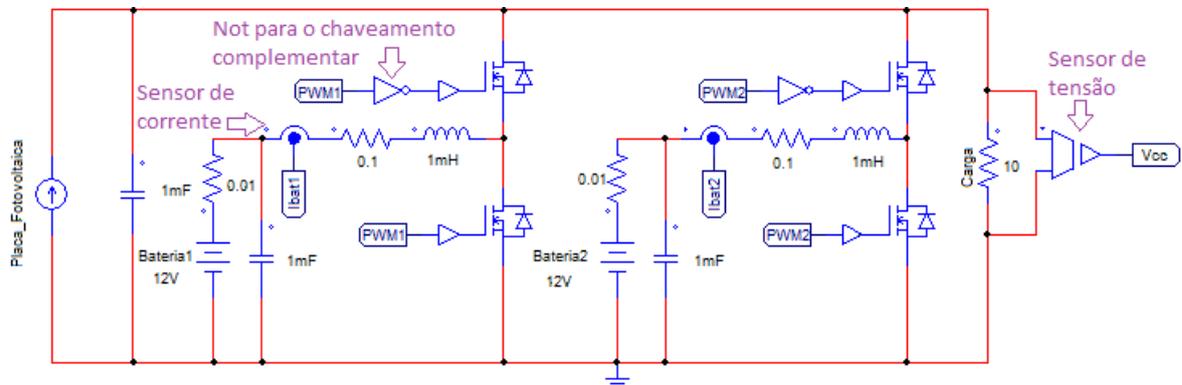


Figura 17 – Circuito por onde será realizado a conexão das duas baterias com cada conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional.

Fonte: Do autor.

A Figura 18 demonstra o controle *droop* por diagramas de blocos. Neste controle, foi utilizado duas baterias para o compartilhamento de corrente e estabilização de tensão no barramento CC. A bateria 1 foi considerada com 80% de carga inicial, enquanto a bateria 2 com 60% de carga inicial. Os Socs foram mantidos constantes a fim de apenas demonstrar a eficiência do compartilhamento de corrente do controle *droop* e não haverá a equalização das cargas das baterias. Vale ressaltar que a Figura 18 é uma demonstração do circuito da Figura 14 do tópico 3.3, onde tem-se a malha do controlador *droop* para o compartilhamento de corrente.

Para realizar a comparação do circuito por diagrama de blocos e por circuito analógico, foi desenvolvido a malha do controle *droop* por meio de amplificadores operacionais como mostrado pelas Figuras 19 e 20. É importante ressaltar que o desenvolvimento da simulação em circuitos analógicos foi feito pois a intenção inicial era de se fazer o controle analógico na prática. Contudo no final, para os resultados práticos, foi feito um controle digital. Mas a análise analógica via simulação foi mantida.

Na Figura 19, foi implementada a malha externa de tensão usando um subtrator para realizar a subtração da tensão de referência com a tensão lida do barramento, 24V. A tensão lida do barramento passa por um divisor de tensão no intuito de obter 1V para ser subtraída com a tensão de referência, também 1V. Logo após o subtrator, o sinal passa por um ganho de 24V para compensar a tensão que foi dividida pelo divisor de tensão. Para finalizar a malha externa de tensão, o sinal entra por um amplificador operacional que simula o Soc da bateria, K_{soc1} para a bateria 1 e K_{soc2} para a bateria 2. Veja que no final se tem a referência de corrente de cada bateria. O valor da corrente de referência será proporcional ao ganho K_{soc1} ou K_{soc2} , sendo controlado pelo resistor superior deste amplificador operacional. Nessa simulação, esses ganhos são $K_{soc1}=0.8$, simulando um Soc inicial para a bateria 1 de 80% e $K_{soc2}=0.6$, simulando um Soc inicial para a bateria 2 de 60%, o mesmo como mostrado por diagrama de blocos. O Soc

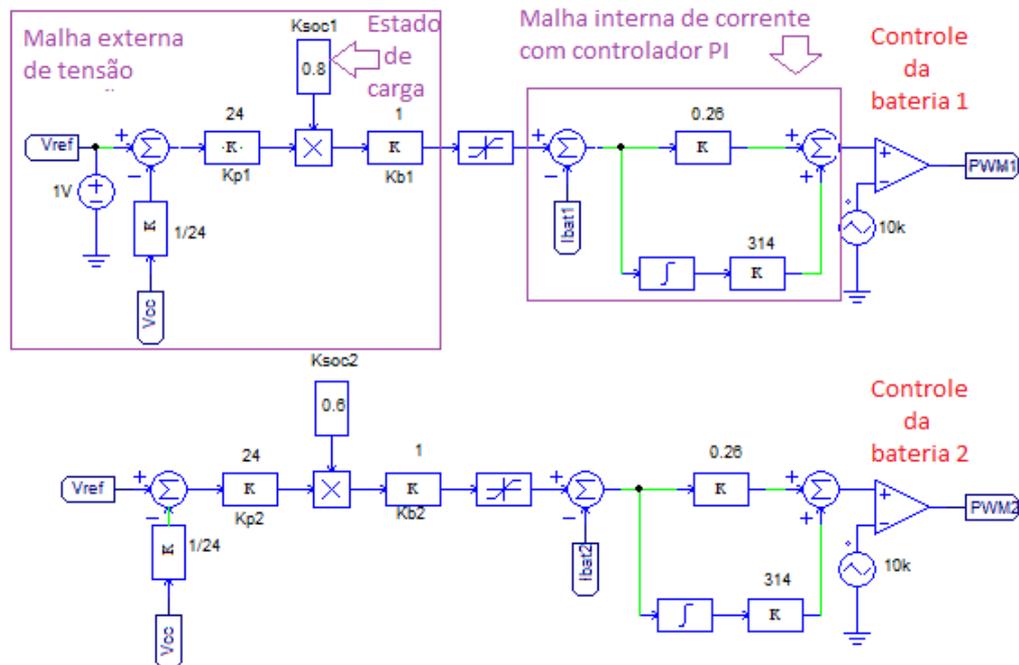


Figura 18 – Controle *droop* realizado por diagrama de blocos para cada bateria.

Fonte: Do autor.

não será interativo, ou seja, não será variado com o tempo, apenas mostrará o funcionamento do controle de forma analógica, e não haverá a equalização das cargas das baterias.

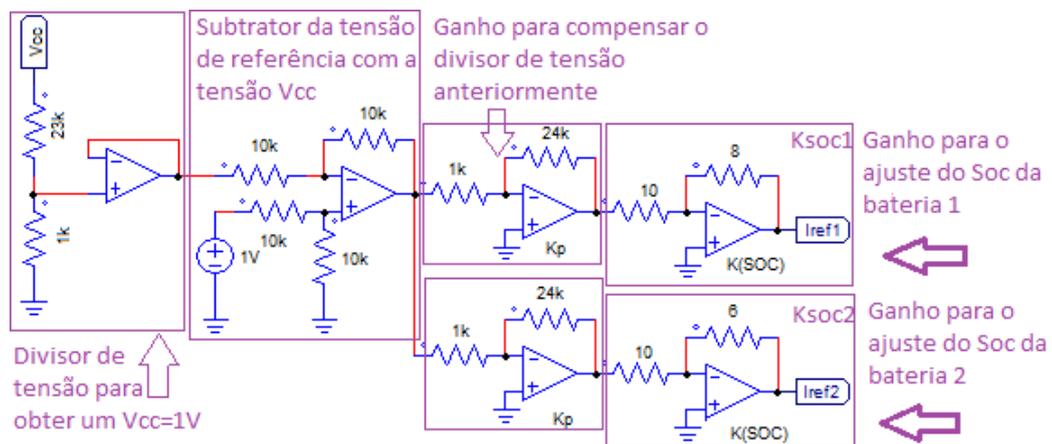


Figura 19 – Malha externa de tensão do controle *droop* realizado por amplificadores operacionais.

Fonte: Do autor.

A Figura 20 mostra a malha interna de corrente juntamente com o controlador PI clássico de cada bateria. Utiliza-se um subtrator em cada malha interna para subtrair a corrente de referência com a corrente I_{bat1} ou I_{bat2} da bateria (lida no indutor) de cada conversor. Os resistores e capacitores foram projetados com objetivo de obter os mesmos valores de K_p e K_i

apresentados pelo circuito por diagrama de blocos, 0,26 e 314, respectivamente. Os valores dos resistores e dos capacitores do controlador PI foram modelados de acordo os valores dos ganhos da equação (4.1) do tópico 4.1.

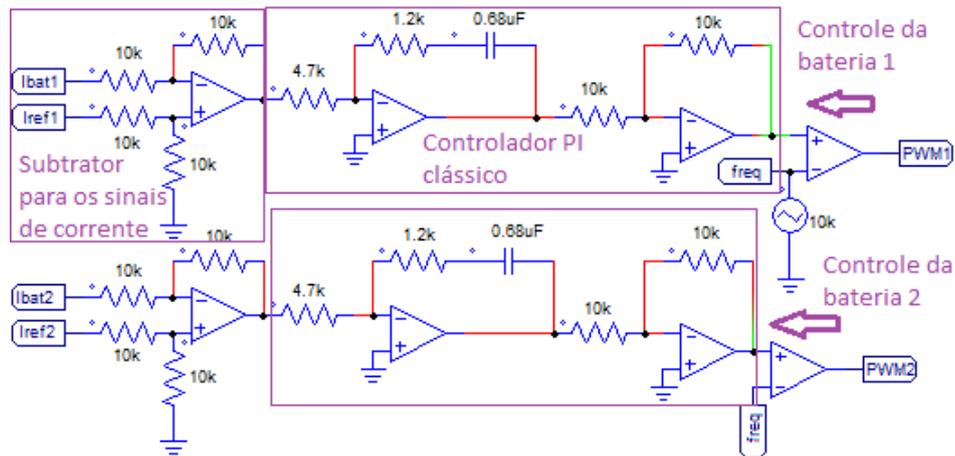


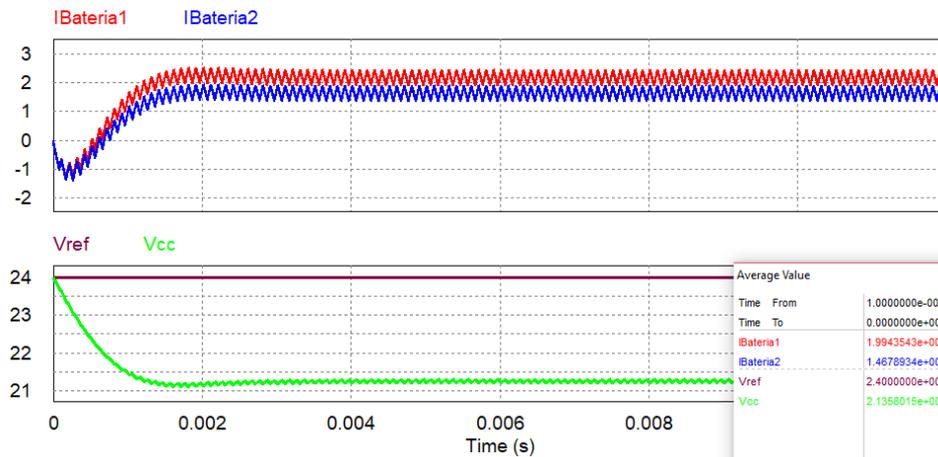
Figura 20 – Malha interna de corrente do controle *droop* realizado por amplificadores operacionais.

Fonte: Do autor.

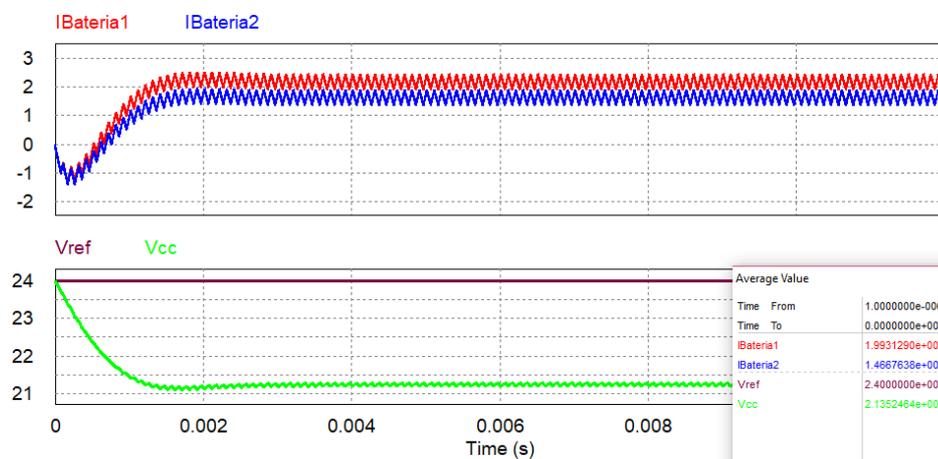
A Figura 21 demonstra a simulação do controle de compartilhamento de corrente no modo de descarga das duas baterias sem a variação do Soc no decorrer do tempo. Como a bateria 1 possui 80% de carga inicial, a mesma fornecerá mais corrente do que a bateria 2, que possui 60% de carga inicial. Com isso, a referência de corrente da bateria 1 terá um ganho proporcional de 0,8 e a bateria 2 terá um ganho proporcional de 0,6. Na Figura 21a é realizada a simulação por diagrama de blocos, enquanto a Figura 21b é realizada a simulação por circuitos analógicos.

Já no processo de carga, o ganho da corrente de referência será o complementar do Soc, assim, a corrente de referência da bateria 1 terá um ganho proporcional de 0,2 ($1-0,8$) e a bateria 2 terá um ganho proporcional de 0,4 ($1-0,6$). Assim, a bateria 2 receberá mais corrente do painel fotovoltaico do que a bateria 1. Levando em consideração que o painel fotovoltaico está fornecendo uma corrente de 4 A ao barramento CC. A Figura 22 demonstra os resultados simulados para a situação de carga das baterias e o comportamento do compartilhamento de corrente das mesmas, também para a situação em que os Socs de ambas são mantidos constantes.

Para demonstrar a eficiência da malha de controle, principalmente a eficiência da malha interna de corrente, onde se apresenta um controle PI clássico, foi simulada duas entradas. A primeira foi uma entrada em degrau de corrente, Figura 23. Já a segunda, Figura 24, uma entrada rampa de corrente. Observe que ambas as figuras o erro em regime permanente é bem próximo de zero, pois é uma característica de um controlador PI clássico. Em ambas as entradas, foram simuladas por meio de diagramas de blocos e circuitos analógicos e Socs constantes.



(a) Diagrama de Blocos.



(b) Circuitos Analógicos.

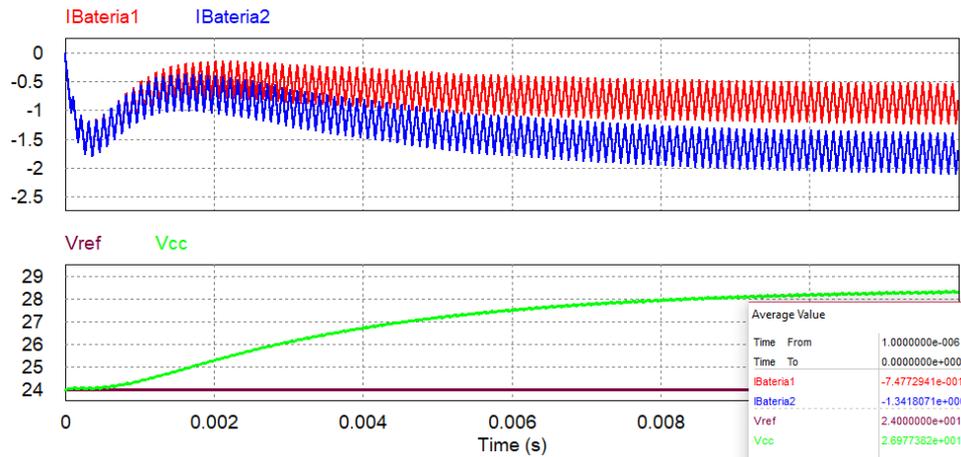
Figura 21 – Simulação do compartilhamento de corrente e comportamento da tensão de barramento CC no modo de descarga das baterias, onde o Soc de ambas baterias permanecem constante.

De forma a simular o comportamento digital do microcontrolador utilizado na prática (discutido na próxima secção), com amostras realizadas em intervalos fixos de tempo, a próxima simulação foi realizada utilizando um bloco de controle C para o controle PI de corrente (código em Anexo no ítem 8.2) de um conversor *buck*, onde a taxa de amostragem das variáveis é controlada pelo bloco ZOH - *Zero Order Hold*, conhecido como Segurador de Ordem Zero. Tal controle é demonstrado pela Figura 25.

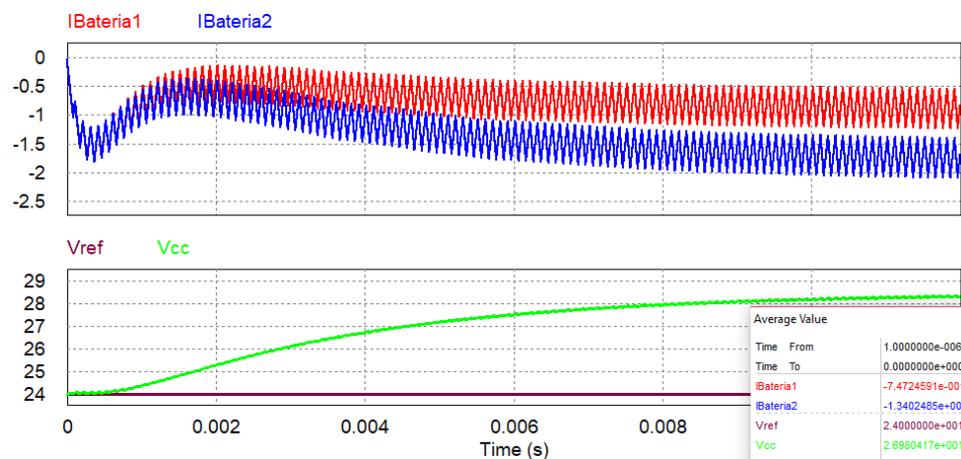
É de extrema importância analisar porque a frequência do ZOH deve ser igual a frequência de chaveamento, 10 kHz, como mostrado em (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Essa análise trará uma compreensão melhor da secção a seguir.

Como estamos utilizando um bloco C, ou seja, um controle digital, esse bloco precisa amostrar o sinal lido para ser interpretado dentro do código. A Figura 26 a seguir mostra um exemplo de um controle de corrente de um conversor *buck* com a referência de corrente em 0,7 A com o ZOH amostrando em 10 kHz, Figura 26a e 13 kHz, Figura 26b.

Na Figura 26 a seguir, os pontos em preto seriam onde ocorrem a interrupção pelo ZOH.



(a) Diagrama de Blocos.



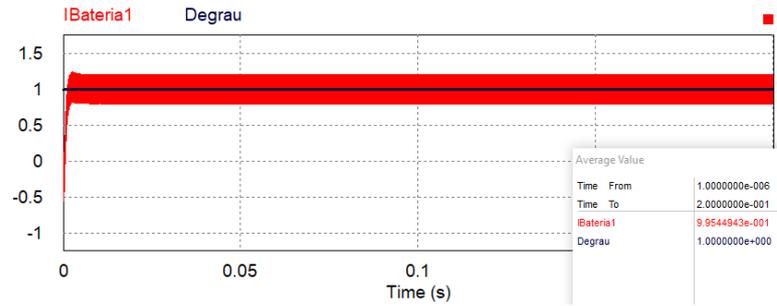
(b) Circuitos Analógicos.

Figura 22 – Simulação do compartilhamento de corrente e comportamento da tensão de barramento CC no modo de carga das baterias para os Socs constantes.

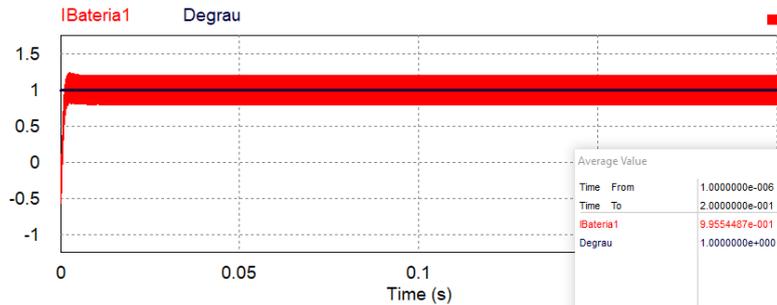
Veja que para uma frequência de amostragem de 10 kHz, Figura 26a, as amostras se tornam um sinal contínuo (linha em azul), se comportando como se fosse uma média das amostras criadas pelo ZOH. Assim, criando uma referência de corrente de sinal também contínuo (mostrado em linha verde) para ser comparado com a portadora e gerar um sinal de PWM perfeito. Veja que as amostras sempre ocorrem no mesmo ponto da borda de subida da corrente.

Agora analisemos para uma amostragem de 13 kHz, ou seja, o ZOH amostrando em uma frequência diferente em relação à frequência de chaveamento. Veja pela Figura 26b os pontos em preto representando onde ocorre a amostragem do ZOH, amostando em pontos diferentes no sinal de corrente lido no indutor. Portanto o sinal amostrado recebido pelo bloco C (em azul) não será contínuo, resultando em uma referência de corrente (em verde) também não contínua. Como a largura de pulso do sinal PWM depende da posição do sinal de referência, e como esse sinal de referência varia, tem-se uma onda PWM que varia sua largura de pulso. Logo, um sinal de PWM instável resulta em uma onda de corrente no indutor com máximos e mínimos diferentes (em vermelho).

Em ambas situações de variação da frequência do ZOH, a portadora triangular foi mantida

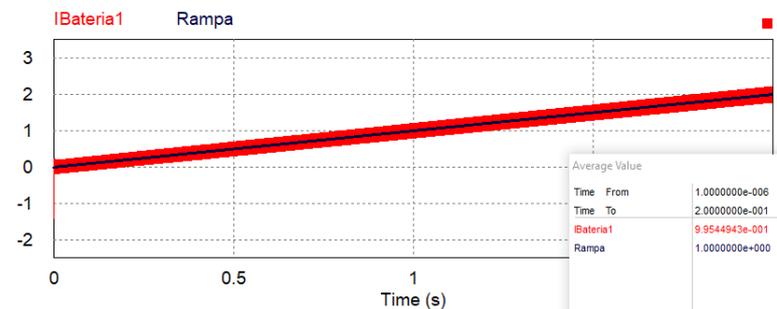


(a) Diagrama de Blocos.

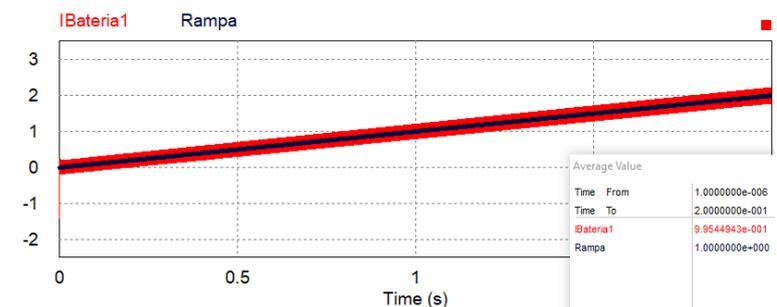


(b) Circuitos Analógicos.

Figura 23 – Simulação do comportamento da malha de controle devido à entrada degrau de corrente.



(a) Diagrama de Blocos.



(b) Circuitos Analógicos.

Figura 24 – Simulação do comportamento da malha de controle devido à entrada rampa de corrente.

com uma frequência de 10 kHz.

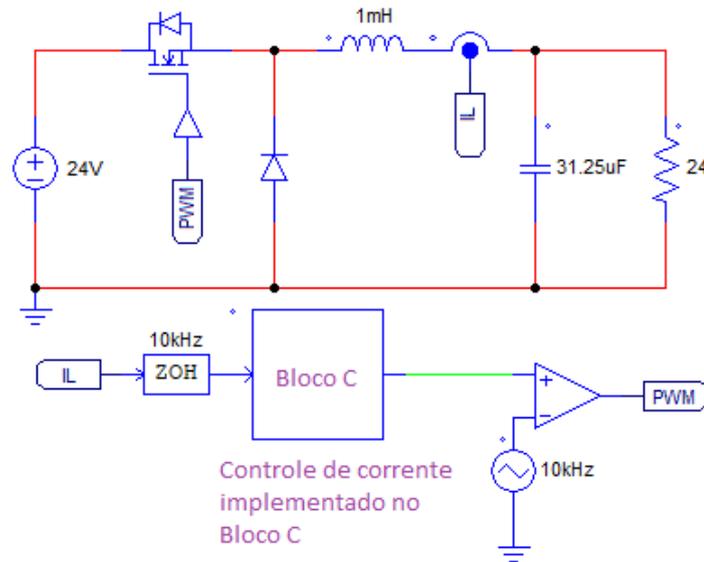
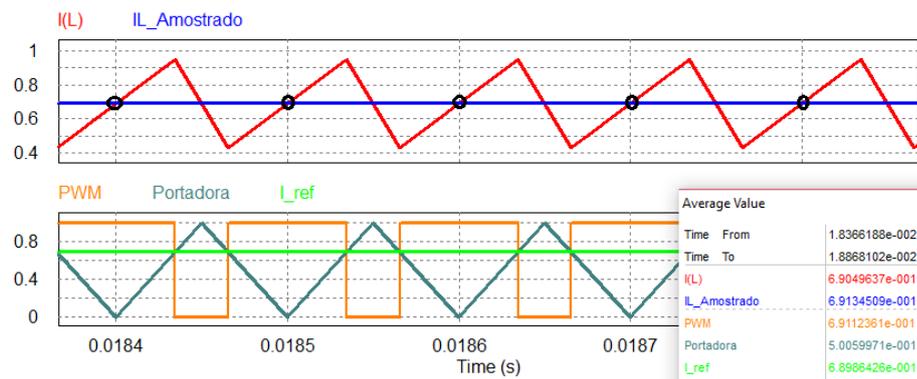
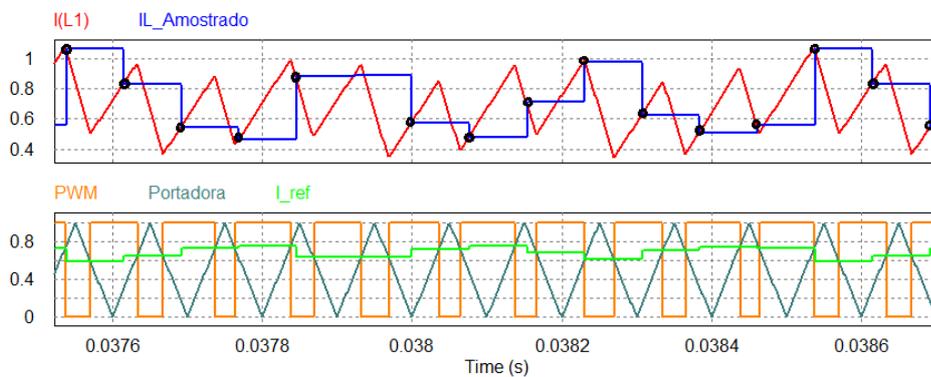


Figura 25 – Controle PI de corrente de um conversor *buck* utilizando um bloco C para o controle digital.

Fonte: Do autor.



(a) Interrupção com frequência de 10 kHz, igual a frequência de chaveamento.



(b) Interrupção com frequência de 13 kHz, diferente da frequência de chaveamento.

Figura 26 – Simulação do comportamento da frequência de amostragem para o controle de corrente de um conversor *buck* utilizando o Bloco C para implementação de um controle PI.

Para a próxima simulação, foram simulados vários instantes em que o painel fotovoltaico fornece 0 A e 4 A ao barramento CC, ou seja, situações em que as baterias são descarregadas e carregadas, respectivamente. O modelo matemático da equação (2.1) do tópico 2.2 será utilizado nesse simulação como pode ser visto por meio da Figura 27, demonstrado como a variação do Soc de forma interativa de cada bateria. Dentro do bloco C, há um código que lê o sinal de corrente de cada bateria e o Soc de cada uma delas em qualquer instante de tempo. Caso a corrente seja positiva, a bateria está sendo descarregada, assim, o bloco C interpreta esse valor de corrente e atribui em sua saída (Ksoc1 e Ksoc2) o valor do Soc naquele instante em cada malha de controle. Cada malha receberá o Soc1 para bateria 1 e Soc2 para a bateria 2, e aplica os ganhos em cada malha de controle para serem multiplicados pelo sinal que sai da malha de tensão. Caso a corrente seja negativa, o código fará o complemento, $1 - Soc1$ para bateria 1 e $1 - Soc2$ para a bateria 2, logo em seguida, aplicando os ganhos em sua respectiva malha de controle. O código do bloco C segue em Anexo no item 8.3.

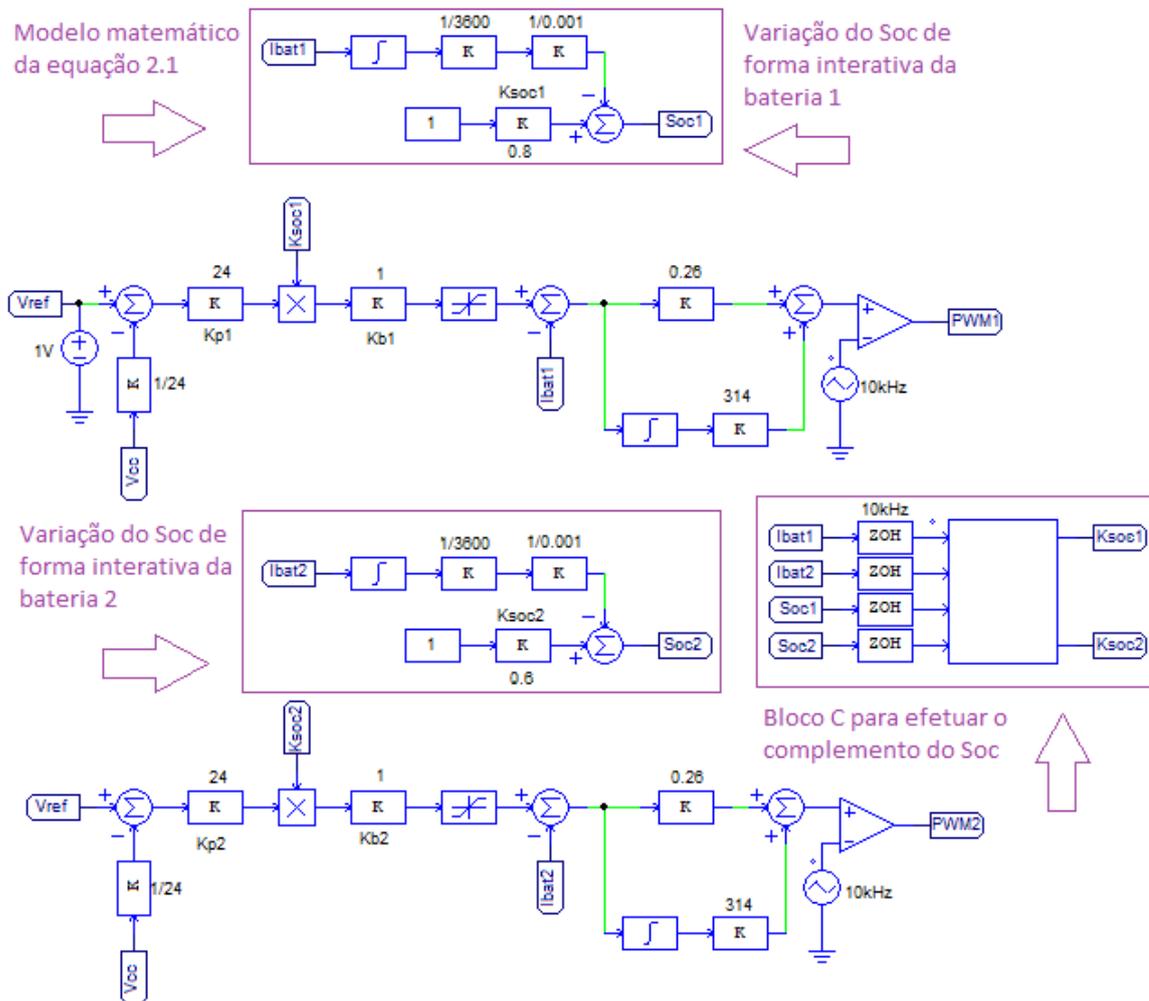


Figura 27 – Controle *droop* com Soc interativo.

Fonte: Do autor.

A medida que o tempo passa, as baterias vão sendo descarregadas e carregadas, e seus Socs vão se equalizando até que ambas as baterias forneçam a mesma corrente. O método por controle *droop* vai regulando as resistências virtuais na saída de cada conversor de cada bateria até que ambas as resistências sejam iguais. Tal situação é observado pela Figura 28. Veja que o Soc1 e Soc2 vão se equalizando a medida que as baterias vão sendo carregadas e descarregadas, assim entregando e recebendo a mesma quantidade de corrente. Além disso, a tensão do barramento CC vai se alternando devido ao fornecimento ou não de corrente pelo painel fotovoltaico. Em uma situação real, a equalização não aconteceria em segundos, como mostrados pelos testes simulados, mas sim, em um espaço de vários dias de funcionamento do sistema real.

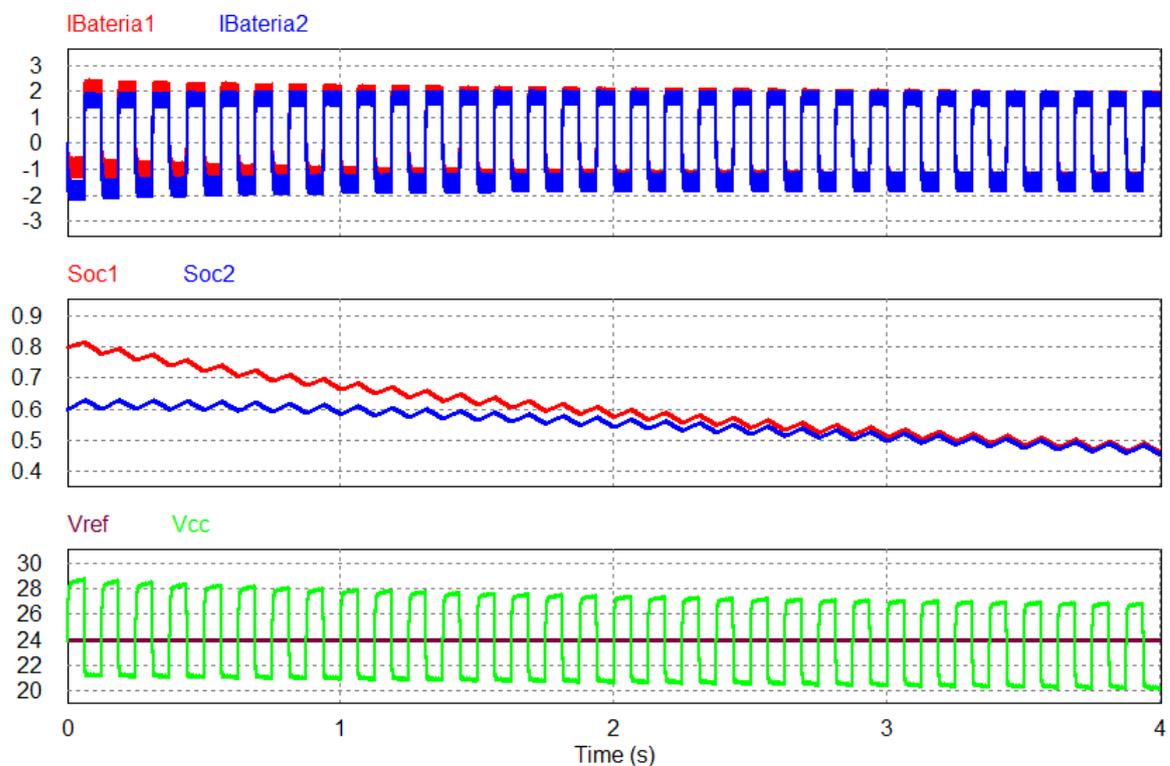


Figura 28 – Simulação do controle *droop* demonstrando a equalização dos Socs das baterias.

Fonte: Do autor.

Na Figura 28, por meio da simulação do painel fotovoltaico, foi considerado que a luminosidade sempre será suficiente para que forneça 4 A constante ao barramento. Em condições noturnas, não há fornecimento de potência ao barramento. Nesse último gráfico, demonstra-se uma desvantagem do controle *droop*, a instabilidade da tensão de barramento V_{CC} em relação à tensão de referência, 24V. Entretanto, essa variação em torno da tensão de referência é fundamental para o funcionamento desse controle. Analisemos novamente a Figura 14 do tópico 3.3, onde malha externa de tensão possui apenas um ganho proporcional. Na prática, para uma alta tensão de barramento, as oscilações são praticamente insignificantes para trazer algum problema em qualquer parte do sistema.

5 Experimento prático

5.1 Materiais Utilizados

Para o funcionamento do conversor, será montado o módulo de IGBTs (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) como mostrado na Figura 29 com as fases U, V e W.

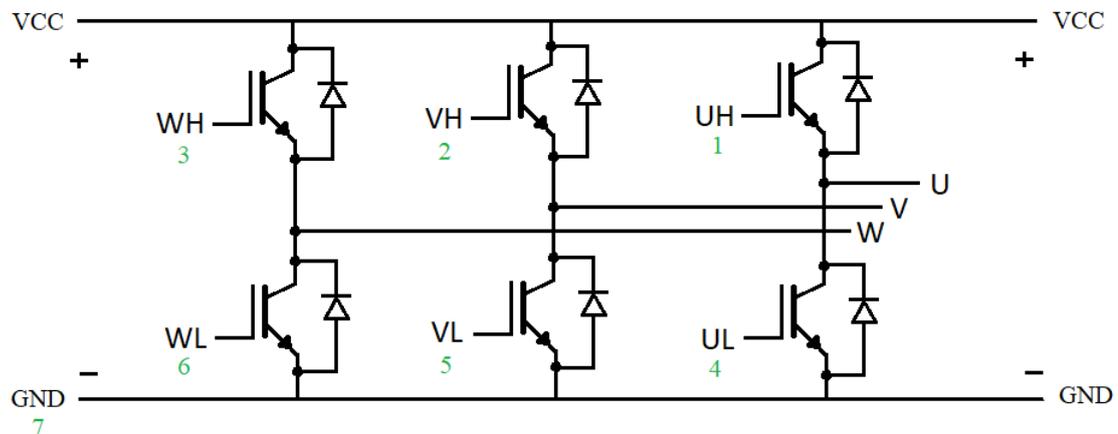


Figura 29 – Inversor de Frequência Trifásico.

Fonte: Do autor.

A montagem do circuito em PCB é mostrada pela Figura 30 utilizando o CI FNA41560. O diagrama descrito pelo fabricante no *datasheet* segue no Anexo 8.4 e a descrição detalhada do circuito juntamente com os valores de cada componente segue no Anexo 8.5, respectivamente. Observando com detalhes as Figuras 29 e 30 pode-se localizar os pinos de disparos dos IGBTs de cada fase U, V e W. Cada fase poderá ser utilizada como um conversor, por exemplo, se escolhermos a fase W para ser um conversor, devemos chavear exclusivamente os pinos WH e WL, sempre utilizando uma porta lógica NOT em um dos pinos para realizar o complemento do PWM aplicado.

Para realizar a leitura de corrente que passa pelo indutor do conversor, será utilizado o *Arduino DUE 32 Bits* com o microcontrolador da *Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3* com *clock* de 84 MHz, Figura 31. Esse microcontrolador tem alta capacidade de processamento, sendo essencial para a leitura da corrente e execução de forma eficaz do controlador PI projetado em código.

Para a leitura da corrente no indutor, foi utilizado um sensor de corrente modelo LTA 50P/SP1. Esse sensor possui uma largura de banda de no máximo 100 kHz, tendo uma capacidade de leitura de 50 A rms e uma relação de transformação de 1mA/1A. Entretanto, foi enrolado um

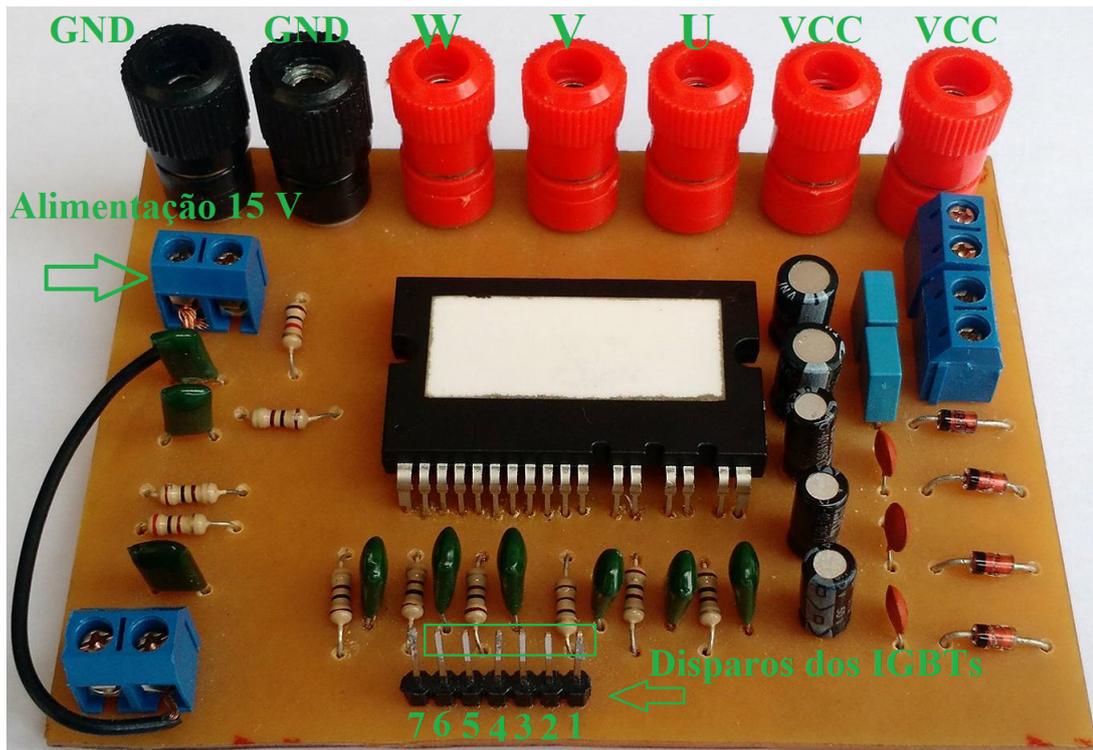


Figura 30 – circuito FNA41560/FNA41560B2 em PCB.

Fonte: Do autor.

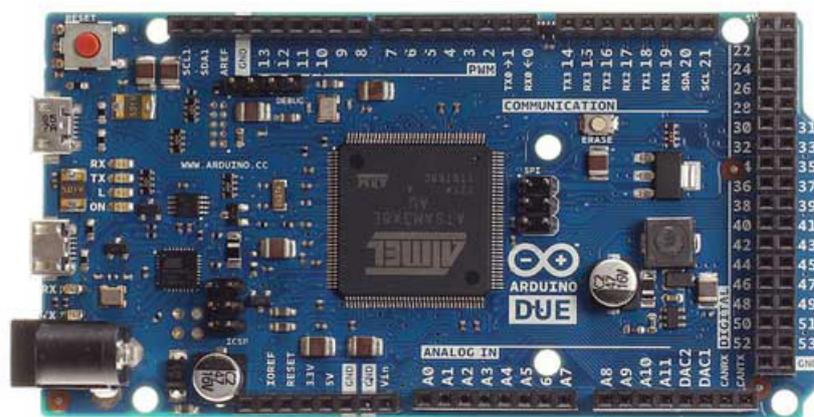


Figura 31 – Arduino DUE com o microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3.

fio de cobre totalizando 10 voltas dentro do mesmo, assim, tendo uma capacidade máxima de leitura de 5 A. A Figura 32 demonstra o esquemático do circuito do sensor de corrente utilizado em prática. Esse sensor utiliza o princípio do Efeito Hall, gerando uma tensão proporcional ao campo magnético proveniente da corrente que circula pelos enrolamentos.

O resistor de saída mostrado pela Figura 32 é fundamental para a realização do controle de corrente utilizado. A corrente proveniente do indutor circula no sensor gerando uma tensão

sob esse resistor, isso devido ao Efeito Hall. Assim, o Arduino irá ler essa tensão gerada e interpretará como se fosse uma corrente. Por exemplo, caso passe 1 A pelo sensor, teremos uma tensão aplicada em cima desse resistor. Com isso, pode-se regular essa resistência para que quando passe 1 A se tenha 1 V sob o resistor, assim podendo o Arduino ler essa tensão, mas interpretando-a como se fosse a corrente que realmente passa pelo sensor, proveniente do indutor.

Entretanto, as portas analógicas (conversores A/D) do Arduino somente leem tensões de no máximo 3,3 V. Caso passasse uma corrente de 4 A, por exemplo, no sensor, qualquer tensão acima de 3,3 V o Arduino lería uma tensão constante de 3.3 V. Para solucionar esse problema, basta apenas regular o resistor para que quando passasse 4 A no sensor, a tensão sob o resistor fosse de 1 V. Assim, no código do Arduino, basta apenas somar 3 V para compensar a leitura e contornar tal problema.

Tal situação do problema descrito anteriormente não foi encontrado, pois a corrente máxima trabalhada foi próxima de 2 A, logo, o Arduino terá uma leitura de no máximo 2 V.

Electrical Connections : LTA50P/SP1

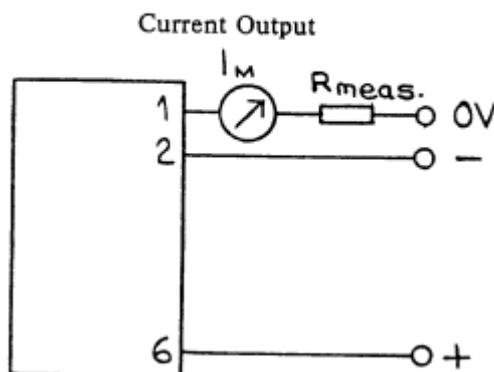


Figura 32 – Sensor de corrente modelo LTA 50P/SP1.

A montagem do circuito do sensor de corrente, juntamente com o resistor variável para a leitura de tensão pelo Arduino é mostrado pela Figura 33 a seguir. Foi utilizado um resistor variável de 1 k Ω , sendo que seu valor foi ajustado para que se tenha uma tensão de mesmo valor da corrente que flui pelos enrolamentos do sensor, ou seja, a corrente proveniente da fonte.

5.2 Ajuste da Interrupção do microcontrolador

O conversor A/D do Arduino irá receber a tensão gerada pelo sensor sob o resistor, sendo similar à forma de onda da corrente no indutor do conversor. Assim, essa tensão será tratada como se fosse uma corrente, dentro do código de controle. Para o cálculo do erro, a

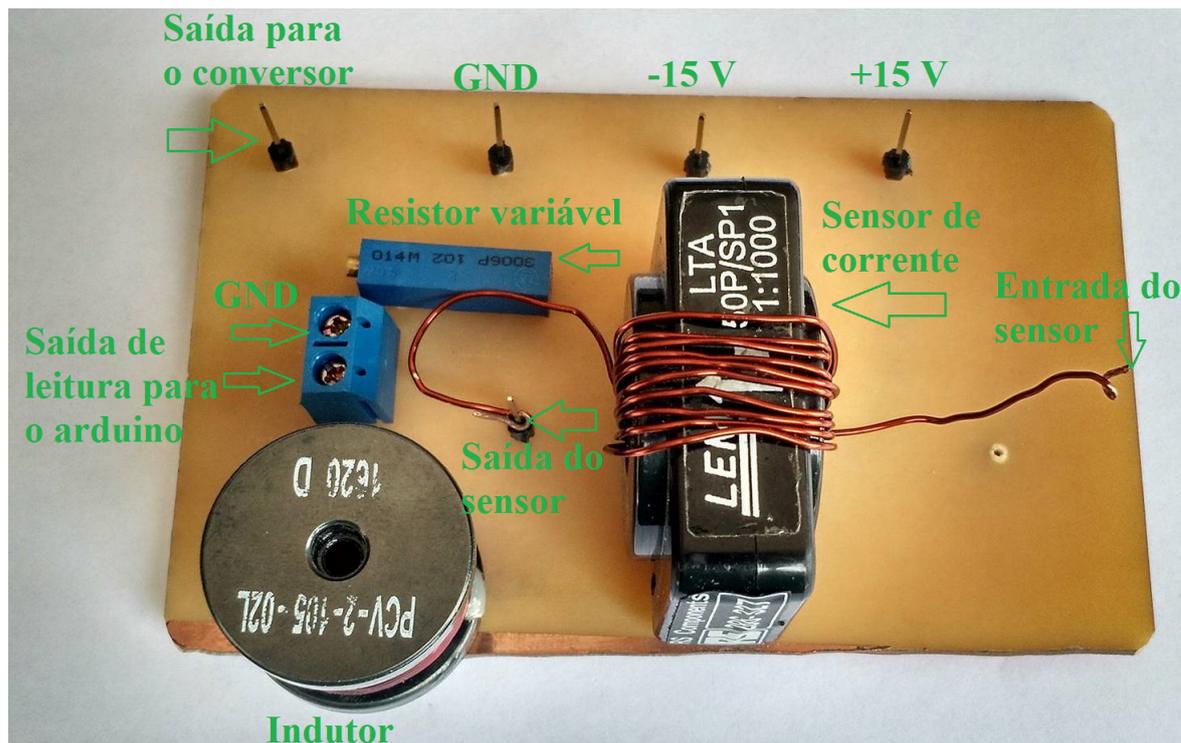


Figura 33 – Montagem do circuito do sensor de corrente em PCB.

Fonte: Do autor.

corrente de referência, definida no código, será subtraída pela média da onda lida pelo A/D. Essa corrente média é definida pela frequência de amostragem, onde a cada interrupção, realiza-se uma amostra, e para cada amostra tem-se um sinal PWM para o chaveamento. Isso já foi discutido na simulação do controle de corrente do conversor *buck* da secção anterior.

A manipulação da interrupção do PWM no microcontrolador SAM3X/SAM3A do Arduino DUE será feita configurando os registradores, também responsáveis por comandar outras funções de operação, tais como: *duty cycle*, canais de operação, período e etc.

Por meio do *datasheet* do microcontrolador, onde pode ser encontrado em (ATMEL, 2018), o primeiro passo a ser feito é definir a frequência de amostragem sendo a mesma frequência de chaveamento. Na página 980, Figura 34 do *datasheet*, deve-se escolher primeiramente qual será a onda portadora que será comparada com o sinal de referência para gerar o sinal de PWM para o chaveamento. Há duas possibilidades, uma onda triangular e uma onda do tipo dente de serra (ou onda serra). Para seleccionar a portadora triangular, basta acessar o registrador PWM_CMRx atribuindo $CALG(PWM_CMRx) = 1$. Caso queria a portadora dente de serra, basta atribuir $CALG(PWM_CMRx) = 0$. Para esse trabalho foi utilizado a portadora triangular.

Após seleccionar a portadora, deseja-se escolher a frequência de amostragem do conversor A/D do microcontrolador. Na página 978 do *datasheet* demonstra como realizar tal operação de seleção de frequência. Para ambas portadoras, há uma seleção diferente. Como foi utilizada a portadora triangular, a mesma será explicada com mais detalhes.

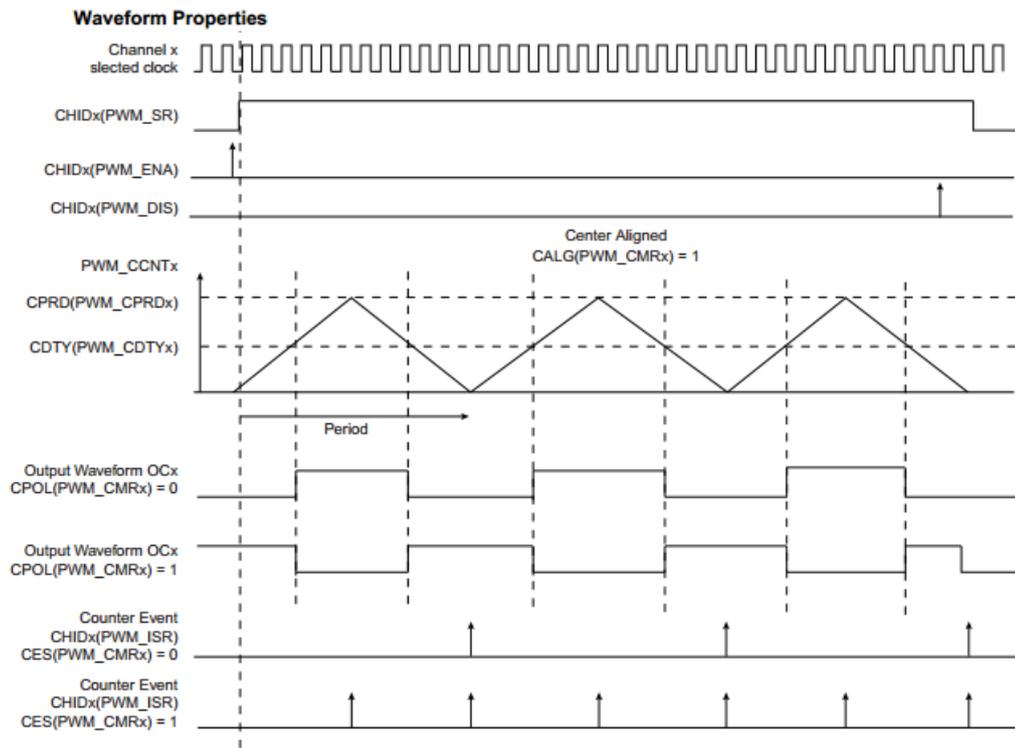


Figura 34 – Seleção da portadora, frequência da interrupção e da polaridade do sinal PWM (ATMEL, 2018).

O cálculo do período da onda PWM para a portadora triangular, ou a frequência, é dado pela seguinte equação (5.1),

$$P = \frac{1}{f} = \frac{2 * X * CPRD}{MCK} \quad (5.1)$$

onde P é o período, f a frequência da interrupção, X é o *prescaler* (com X podendo ser atribuído pelos valores 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, ou 1024), CPRD é o campo do registrador responsável por atribuir o período do sinal PWM, e MCK é o *Master Clock* do microcontrolador, 84 MHz.

Como a frequência de chaveamento é de 10 kHz, é preciso que a frequência de amostragem, ou seja, a interrupção, também tenha esse mesmo valor. Com isso, pela equação (5.1) tem-se o seguinte cálculo (5.2),

$$CPRD = \frac{MCK}{2 * X * f} = \frac{84000000}{2 * 2 * 10000} = 2100 \quad (5.2)$$

dado que o *prescaler* X=2. Logo, para um CPRD=2100, tem-se um *duty cycle* de 100%, ou um CPDR=1050, um *duty cycle* de 50%, por exemplo. Assim, esse valor do CPRD é responsável pela frequência desejada, 10 kHz.

A função a seguir é similar a função *analogWrite(pino,valor)*, onde a variável **valor** pode variar de 0-255 e a variável **pino** representa uma saída digital para sinal PWM do Arduino.

Atribui-se ao canal utilizado a um pino de saída digital PWM do arduino.

$$PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, canal, CPRD) \quad (5.3)$$

No conversor, um pulso em um IGBT deverá ser o complementar do outro. Ainda na Figura 34, para mudar a polaridade do sinal de PWM do mesmo canal, basta atribuir $CPOL(PWM_CMRx) = 1$.

Além disso, há duas possibilidades de realizar a interrupção. Para realizar uma interrupção apenas na borda de subida da corrente deve-se atribuir $CES(PWM_CMRx) = 0$. Caso queria duas interrupções, sendo uma na borda de subida e outra na borda de descida deve-se atribuir $CES(PWM_CMRx) = 1$.

Portanto, utilizando dois canais com polaridades diferentes e atribuindo cada canal em uma porta digital do Arduino, se tem duas saídas com ondas em PWM, ou seja, dois pulsos complementares para chavear o conversor. Vale ressaltar que ambos os canais devem ser as mesmas configurações discutidas anteriormente, exceto na polaridade. A função do Arduino que recebe todos os parâmetros necessários para o chaveamento ditos anteriormente é chamada de $PWMC_ConfigureChannelExt(A, B, C, D, E, F, G, H, I)$. Os argumentos dessa função está descrito a seguir.

- **A:** Atribui-se "PWM_INTERFACE" para habilitar a utilização do Clock.
- **B:** Nesse argumento atribui-se o canal utilizado.
- **C:** Seleciona o prescaler, ou seja, dividindo o Master-Clock (84 MHz) por X. Nesse campo deve-se atribuir "PWM_CMR_CPRE_MCK_DIV_X", com X podendo ser atribuído pelos valores 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, ou 1024.
- **D:** Seleciona qual portadora utilizar. Caso esse argumento for preenchido com "PWM_CMR_CALG", tem-se a portadora triangular. Se esse argumento for preenchido com "0", tem-se a portadora dente de serra.
- **E:** Esse argumento é responsável pela polaridade do sinal PWM. Atribuindo "PWM_CMR_CPOL" tem-se nível alto na borda de subida da corrente e nível baixo na borda de descida. Caso atribui-se "0", a polaridade do sinal PWM é invertido, realizando o complemento do sinal PWM.
- **F:** Argumento responsável por selecionar qual *Counter Event* que deve ser utilizado, ou seja, se esse campo for preenchido com "0", teremos uma interrupção apenas na borda de subida da corrente. Se for preenchido com "PWM_CMR_CES", temos uma interrupção na borda de subida e outra interrupção na borda de descida.
- **G:** Esse argumento é responsável por habilitar o *dead-time*, para evitar curto-circuito na parte CC do inversor de frequência. Caso esse campo for preenchido com "PWM_CMR_DTE", habilita-se o *dead-time*. Caso preenchido com "0", desabilita.

- **H e I:** Os argumentos (H,I) podem ser preenchidos por (0,0), não havendo *dead-time*. Para haver o *dead-time* podem ser preenchidos por exemplo por (PWM_CMR_DTHI,PWM_CMR_DTLI) ou (PWM_CMR_DTLI, PWM_MR_DTHI) etc. Isso está mais detalhado na página 977 do *datasheet* encontrado em (ATMEL, 2018).

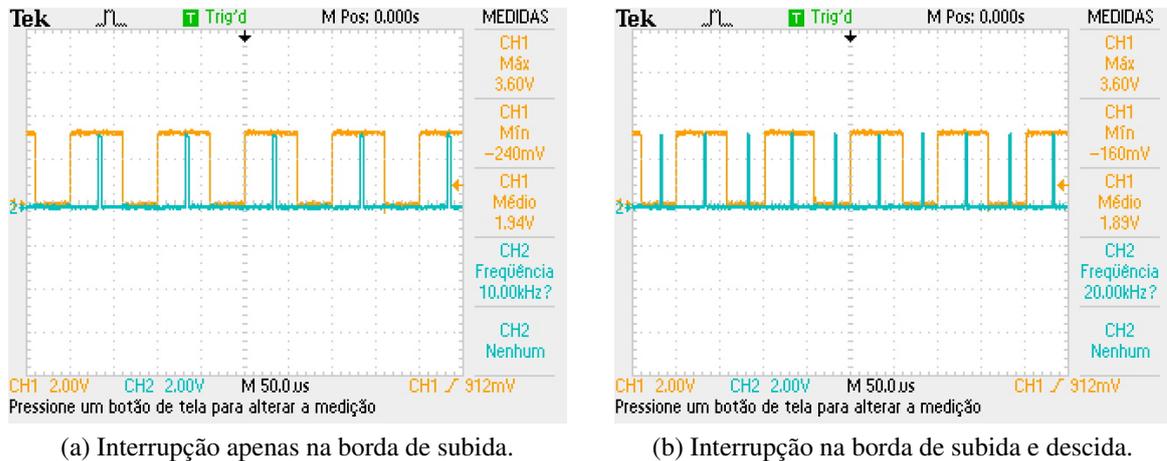


Figura 35 – Formas de interrupções que podem ser utilizadas no controle.

Fonte: Do autor.

Para demonstrar a interrupção na prática e como a mesma é fundamental para o funcionamento do controle PI, foi montado apenas um conversor *Boost* com o controle de corrente em 1,5 A. Não será discutido com detalhes o controle desse conversor nessa secção, será apenas uma demonstração na prática de como acontece a interrupção. A análise completa do controle desse conversor será discutida na próxima secção. As Figuras 35 e 36 demonstram na prática como acontecem as duas possíveis interrupções. A Figura 35a demonstra uma interrupção apenas na borda de subida da corrente com uma frequência de 10 kHz. Já a Figura 35b demonstra duas interrupções, uma na borda de subida e outra na borda de descida com uma frequência de 20 kHz, sendo que essa frequência é dobrada pois se tem duas interrupções em um mesmo período.

A Figura 36 demonstra a interrupção acontecendo apenas na borda de subida, sendo essa interrupção a escolhida para o controle do conversor implementado na próxima secção. Veja que a interrupção sempre acontece em um mesmo ponto da borda de subida, logo, o controle digital do Arduino fará uma média dessas amostras. Quanto mais próximos forem essas amostras, mais preciso será o controle, pois o controle digital sempre receberá uma média constante (somente em regime permanente) da corrente do indutor, e a corrente de referência definida no código será subtraída com essa média feita pela interrupção.

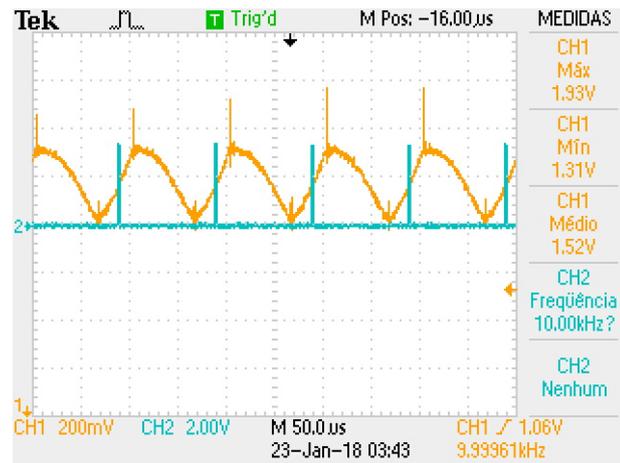


Figura 36 – Interrupção escolhida para o controle de corrente apenas na borda de subida.

Fonte: Do autor.

5.3 Controle de corrente para um conversor Boost

Para realizar o controle de um conversor *Boost* foi utilizado os seguintes parâmetros dados pela Tabela 2 a seguir.

Tabela 2 – Parâmetros para o conversor *Boost*.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	12 V
Frequência	10 kHz
Capacitor	1 mF
Indutor	1 mH
K_i	314
K_p	0,26

Na Figura 37 destaca-se o protótipo construído para o controle digital de corrente para o conversor *boost*.

A Figura 38 é similar a Figura 36, porém, utilizando outro osciloscópio com uma precisão maior de amostras, obtendo uma forma de onda mais suave. O canal 1 representa a forma de onda da tensão sob o resistor, ou seja, a tensão produzida pelo sensor de corrente, onde a mesma é similar a onda da corrente no indutor. Veja que nos extremos há picos de tensão. Isso é devido a derivada da corrente em função da rápida variação nas extremidades.

No código de controle do Arduino, foi estabelecida uma corrente de referência de 1,5 A. Veja pelo canal 2 que a interrupção acontece exclusivamente na borda de subida do sinal do canal 1. Veja ainda que a frequência da interrupção tem a mesma frequência do chaveamento utilizada no código do controle PI, sendo 10 kHz. Assim, amostrando com a mesma frequência, o Arduino consegue realizar uma média das amostras feitas pela interrupção. Com isso, podendo

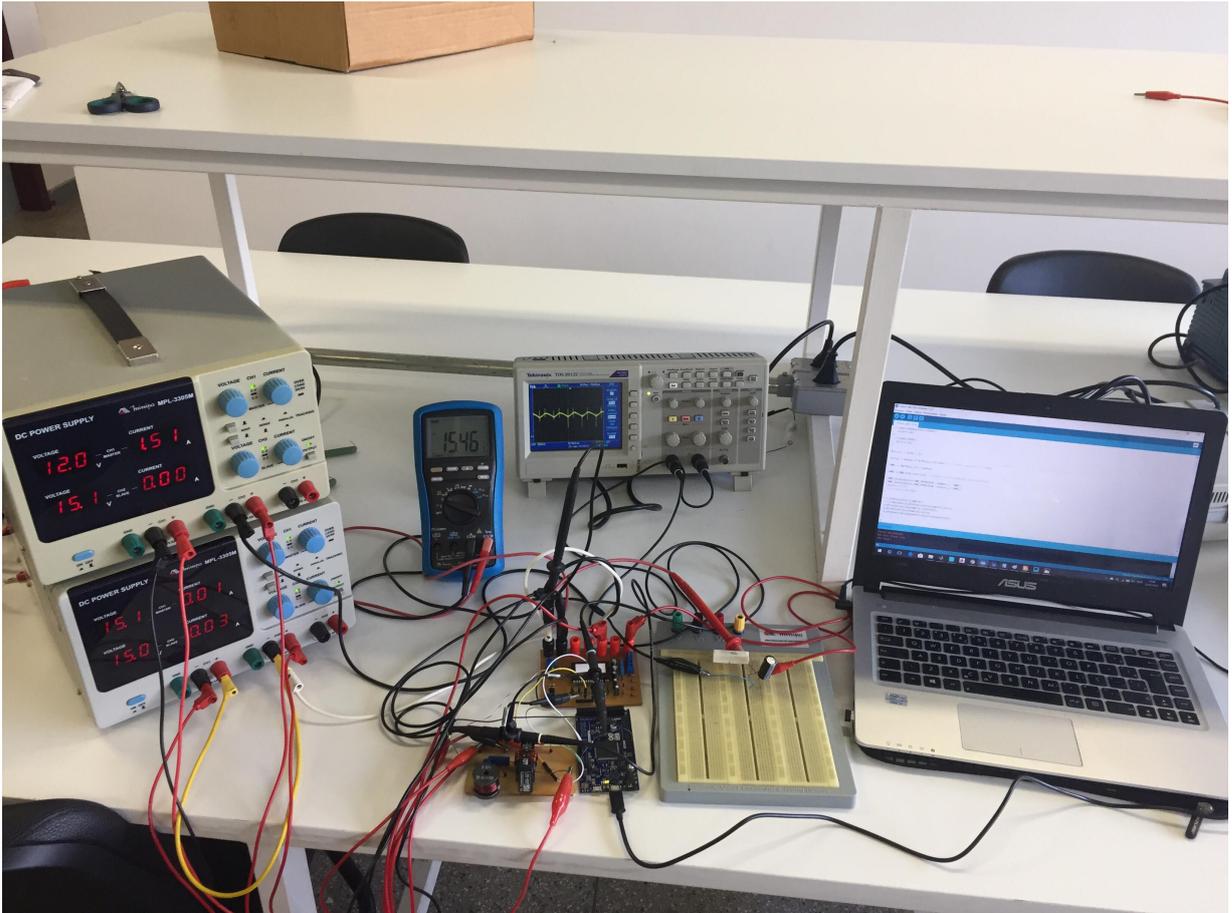


Figura 37 – Protótipo construído.

Fonte: Do autor.

realizar o controle de corrente dada a referência desejada. Veja que a média do sinal do canal 1 é bem próxima da corrente de referência, sendo 1,51 A.

A Figura 39 demonstra o comportamento da corrente no indutor quando a referência de corrente varia de 1,5 A para 1,0 A, e logo após 5 segundos mudando para 2,0 A de referência.

Pelas Figuras 40 e 41 pode-se ver em detalhes o transitório da corrente no indutor após a mudança da corrente de referência pelo código de controle PI. A Figura 40 mostra o transitório após um aumento na corrente de referência enquanto a Figura 41 demonstra uma diminuição da referência. É importante observar que não há picos de transitório após a mudança de referência, evitando assim possíveis danos ao circuito.

Para demonstrar com mais detalhes o controle de corrente, foi implementado no código de controle uma mudança em *loop* da corrente de referência sempre na seguinte ordem. A cada 5 segundos a corrente de referência muda de 1,5 A para 1,0 e posteriormente para 2,0, voltando novamente para 1,5 A e reiniciando o ciclo. Tal situação é apresentado pela Figura 42.

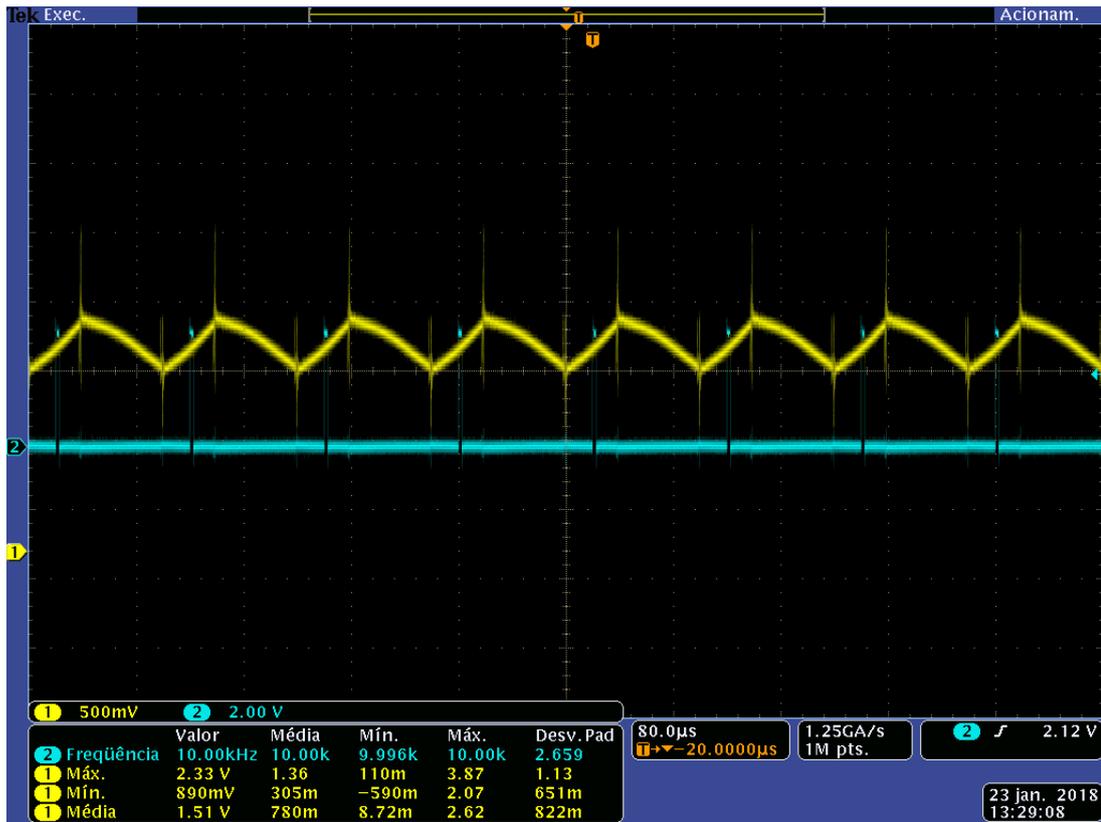


Figura 38 – Forma de onda da tensão lida pelo sensor de corrente (canal 1) e a interrupção ocorrendo apenas na borda de subida (canal 2).

Fonte: Do autor.

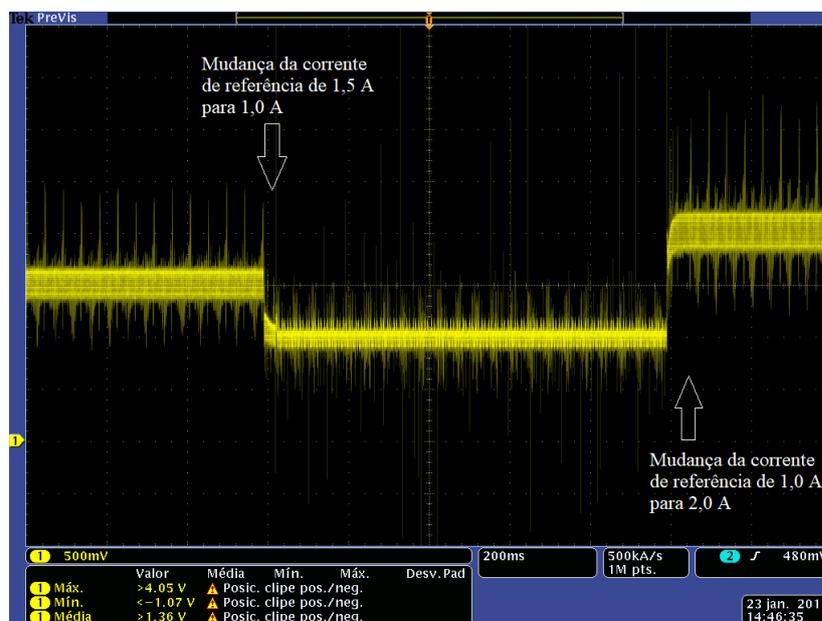


Figura 39 – Comportamento da corrente no indutor devido a variação da corrente de referência no código de controle PI do Arduino.

Fonte: Do autor.

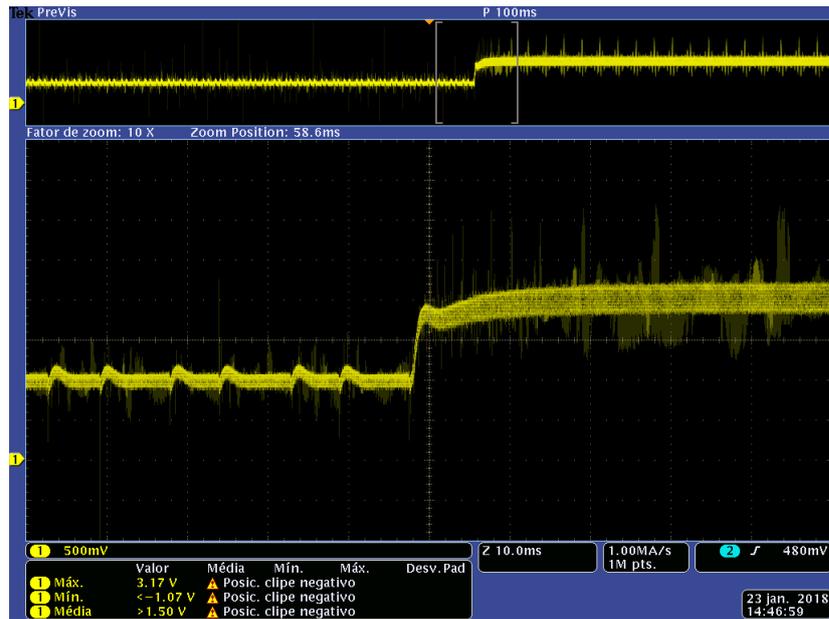


Figura 40 – Transiente do comportamento da corrente no indutor após um aumento na corrente de referência.

Fonte: Do autor.

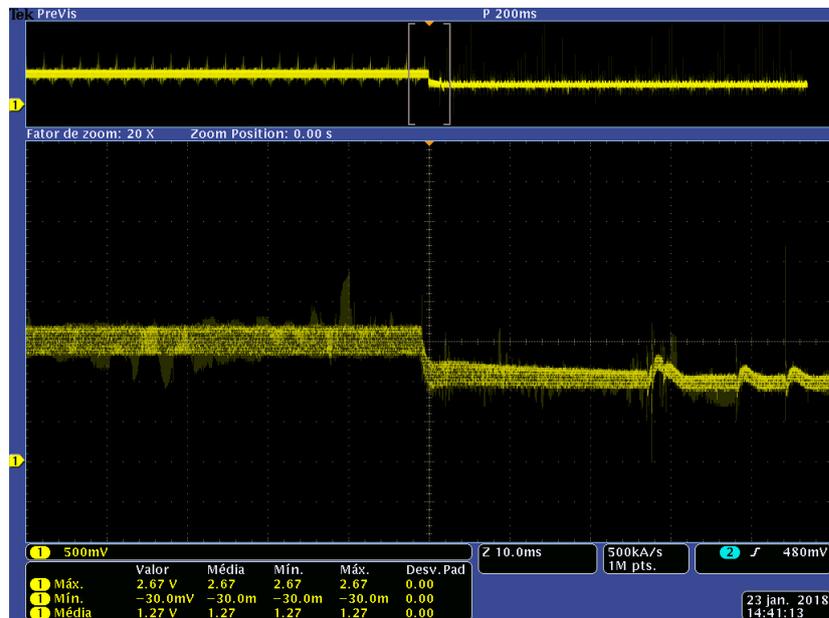


Figura 41 – Transiente do comportamento da corrente no indutor após uma diminuição na corrente de referência.

Fonte: Do autor.

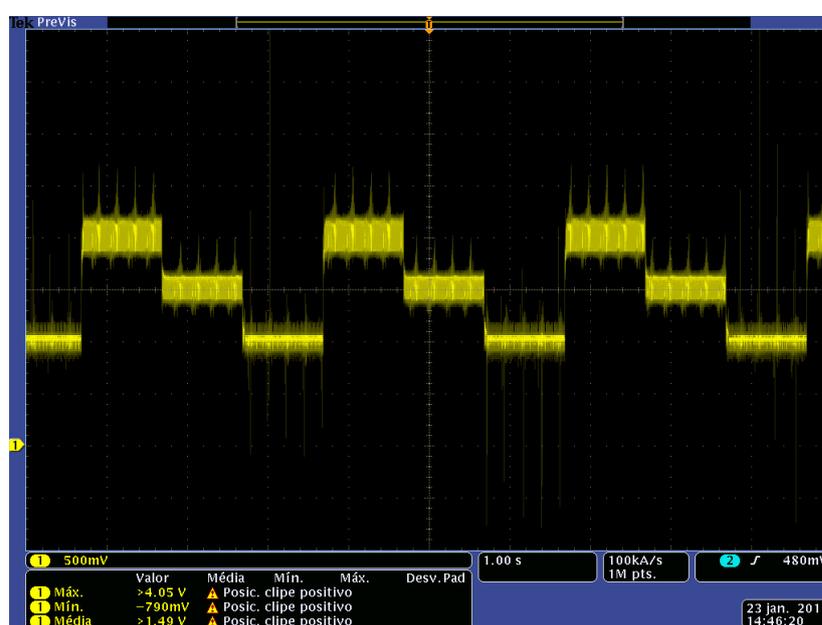


Figura 42 – Mudança da corrente de referência começando em 1,5 A para 1,0, mudando de 1,0 A para 2,0 A e voltando novamente de 2,0 A para 1,5 A, reiniciando o ciclo novamente.

Fonte: Do autor.

6 Conclusão

Por meio desse trabalho pode-se realizar um método eficiente de controle para o compartilhamento de corrente entre baterias à um barramento CC. Logo, pôde-se perceber que os estados de carga das baterias tendem a se equalizar com o passar do tempo. Outro fato importante desse controle foi na hierarquia no fornecimento ou recebimento de corrente. No processo de descarga, a bateria que tinha um Soc maior forneceu mais corrente ao barramento do que a bateria de menor Soc. Já no processo de carga, a bateria com menor Soc recebeu mais corrente do que aquela com maior Soc.

Na prática, as baterias demorariam alguns dias para se equalizarem, dependendo do Soc de cada uma delas. Caso haja um sistema com várias baterias com Socs diferentes, será trabalhoso estudar todo o sistema de armazenamento até que se descubra todos os Socs. Com o método de controle *droop*, após a equalização, basta apenas realizar a medição do Soc de apenas uma bateria que todas as outras teriam o mesmo Soc lido. Após a equalização, independente da demanda de carga ou da potência gerada pelo painel fotovoltaico, todas fornecerão ou receberão, a mesma quantidade de corrente.

Esse método de controle poderá ser aplicado na prática no intuito de evitar sobretensões e descarregamentos profundos em bancos de baterias, tanto em barramento CC quanto em CA. Nota-se que o Soc das baterias foram simulados e não lidos diretamente das mesma. Devido ao fato de que o objetivo desse trabalho fosse a modelagem do método de compartilhamento e não da obtenção do Soc das baterias.

Os resultados obtidos por meio da implementação do controle de corrente de um conversor *boost* na prática demonstraram satisfatórios realizando com precisão o controle de corrente de acordo com a referência de corrente definida no código de controle digital implementado no Arduino. Esse controle só foi possível devido ao ajuste da interrupção manipulando os registradores do microcontrolador utilizado.

7 Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, como o controle digital na prática foi realizado com sucesso, pode-se implementar o controle de um conversor *buck* e posteriormente o controle de um conversor *buck-boost*. Assim poderá ser implementado em sequência o controle digital completo no código do Arduino, a malha externa de tensão juntamente com a malha interna de corrente, utilizando duas baterias, sendo atribuída em cada uma delas um conversor bidirecional *buck-boost* para o compartilhamento de corrente, assim como foi realizado nas simulações desse trabalho.

Além disso, para que possa agregar ainda mais eficiência e confiabilidade na execução do projeto e que traga mais proteção ao banco de baterias, pode-se desenvolver um sistema de desconexão por baixa tensão das baterias ao barramento. Controladores do tipo série e paralelo podem desconectar o painel fotovoltaico das baterias, ou quando uma bateria estiver em carga plena ou com um Soc abaixo do valor estabelecido como critério de descarga pelo fabricante da bateria.

Referências

- AGUIAR, C. R. de. *Estudo e Análise de Algoritmos de Detecção de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída Conectados à Rede de Distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2013. 7
- ANEEL. *Cadernos Temáticos ANEEL Micro e Minigeração Distribuída Sistema de Compensação de Energia Elétrica*. [S.l.], 2016. ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. 1, 3
- ATMEL. *SAM3X / SAM3A Series: Atmel | smart arm-based mcu*. 2018. Disponível em: <http://wiki.amperka.ru/_media/%D0%BF%D1%80%D0%BE%D0%B4%D1%83%D0%BA%D1%82%D1%8B:arduino-due:atmel-11057-32-bit-cortex-m3-microcontroller-sam3x-sam3a_datasheet.pdf>. Acesso em: Janeiro de 2018. 9, 34, 35, 37
- AUGUSTINE, S.; MISHRA, M. K.; LAKSHMINARASAMMA, N. Adaptive droop control strategy for load sharing and circulating current minimization in low-voltage standalone dc microgrid. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 6, n. 1, p. 132–141, Jan 2015. ISSN 1949-3029. 8
- BASTOS, R. F. *Sistema de Gerenciamento para Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-Ácido) e para Busca do Ponto de Máxima Potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistemas de Geração Distribuída*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2013. 8, 2, 3, 9
- BASTOS, R. F. *Sistema de Gerenciamento para a Integração em CC de Fontes Alternativas de Energia e Armazenadores Híbridos Conectados a Rede de Distribuição via Conversores Eletrônicos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2016. 8, 7, 12, 14, 15, 16, 19
- BASTOS, R. F. et al. Decentralized control for renewable dc microgrid with composite energy storage system and uc voltage restoration connected to the grid. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2016–2021. 8
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: LTC, 2015. 25
- DIAZ, N. L. et al. Intelligent distributed generation and storage units for dc microgrids 2014; a new concept on cooperative control without communications beyond droop control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 5, p. 2476–2485, Sept 2014. ISSN 1949-3053. 8, 9
- DRAGICEVIC, T. et al. Dc microgrids-part i: A review of control strategies and stabilization techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 4876–4891, July 2016. ISSN 0885-8993. 7, 9, 11
- GTES, CEPEL, DTE, CRESESB. *Manual, de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. [S.l.], 2014. Grupo de Trabalho de Energia Solar, Março, Rio de Janeiro, Brasil. 1, 2, 3, 4, 7, 12
- GUERRERO, J. M. et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 994–1004, April 2007. ISSN 0278-0046. 12

- GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids - a general approach toward standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 158–172, Jan 2011. ISSN 0278-0046. 8
- IRVING, B. T.; JOVANOVIĆ, M. M. Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method. In: *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 235–241 vol.1. 9, 12
- LI, Y.; LI, Y. W. Power management of inverter interfaced autonomous microgrid based on virtual frequency-voltage frame. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 1, p. 30–40, March 2011. ISSN 1949-3053. 8
- LU, X. et al. An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with dc bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 1800–1812, April 2014. ISSN 0885-8993. 9, 10
- LU, X. et al. Soc-based droop method for distributed energy storage in dc microgrid applications. In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1640–1645. ISSN 2163-5137. 8, 12
- SRD. *Atualização das projeções de consumidores residenciais e comerciais com microgeração solar fotovoltaicos no horizonte 2017-2024*. 2017. Nota Técnica nº 0056/2017-SRD-Superintendência de Regulação dos Serviços de Distribuição/ANEEL-Agência Nacional de Energia Elétrica. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/audiencias-publicas>>. 8, 1, 2
- TAHIM, A. P. N. *Controle de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2015. 7, 9
- VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2010. 47

8 Anexos

8.1 Controle PI pelo *Sisotool*

Como mostrado na Figura 43, basta seguir todos os passos marcados em vermelho para obter os valores dos ganhos da malha interna de corrente. O passo 1 é selecionar a aba "*Automated Tuning*". Na bibliografia, utiliza-se uma frequência de corte em torno de dez vezes menor que a frequência de chaveamento (em rad/s) e uma margem de fase entre 60° e 80° (VILLALVA, 2010). Com isso, como a frequência de chaveamento do conversor é de 10 kHz, logo, 1 kHz seria a frequência dez vezes menor a ser utilizada. Assim, tem-se os valores de 6283.2 rad/s ($2\pi 1000$ rad/s) e 80° como margem de fase. Preenchendo esses valores nos passos 3 e 4, respectivamente, basta clicar no ícone do passo 5 que se obtém os ganhos para o controlador PI da malha interna de corrente pelo passo 6. Esses ganhos são $K_p=0,26$ e $K_i=314$.

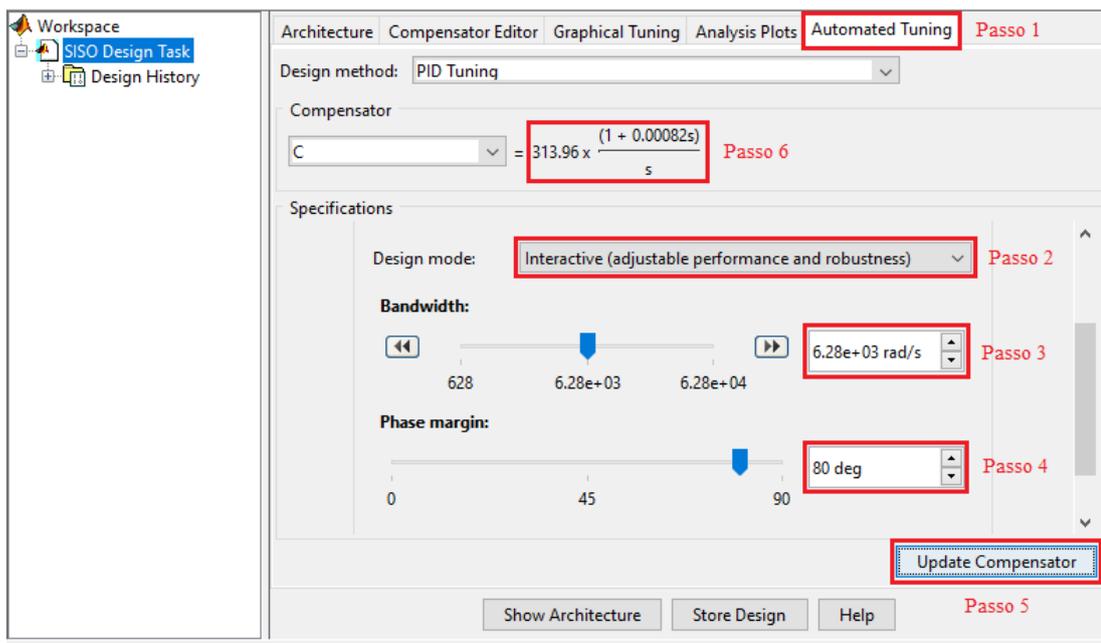


Figura 43 – Ganhos obtidos utilizando a ferramenta de sintonia *Sisotool* para a malha interna de corrente.

8.2 Código para o controle PI de corrente do conversor *buck*

```
float Iref=0.7;
float Kp = 0.26;
float Ki = 314.0;
float Erro=0.0;
float integ = 0.0;

IL = in[0];
Erro = Iref - IL;

integ = integ+ (Ki*Erro/10000);

PWM = (Kp*Erro) + integ;

if(PWM > 1)
PWM = 1;
else if (PWM < 0)
PWM = 0;

out[0] = PWM;
```

8.3 Código do Bloco C

```
float Soc1=0, Soc2=0, Ibat1=0, Ibat2=0;
```

```
Ibat1=in[0];
```

```
Ibat2=in[1];
```

```
Soc1=in[2];
```

```
Soc2=in[3];
```

```
if(Ibat1>0){
```

```
out[0]=Soc1;
```

```
}
```

```
if(Ibat2>0){
```

```
out[1]=Soc2;
```

```
}
```

```
if(Ibat1<0){
```

```
out[0]=1-Soc1;
```

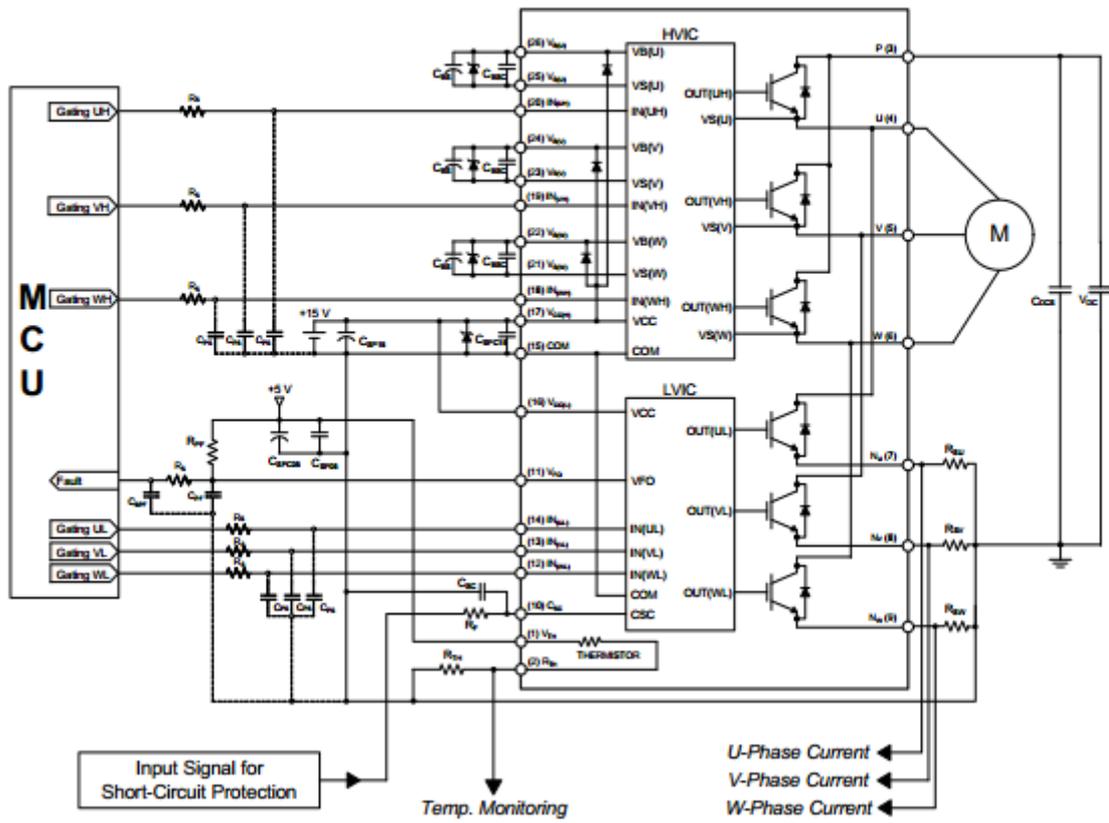
```
}
```

```
if(Ibat2<0){
```

```
out[1]=1-Soc2;
```

```
}
```

8.4 Datasheet FNA41560/FNA41560B2



FNA41560 / FNA41560B2 Motion SPM® 45 Series

Figura 44 – Datasheet do circuito FNA41560/FNA41560B2.

8.5 Montagem do circuito FNA41560/FNA41560B2 em PCB

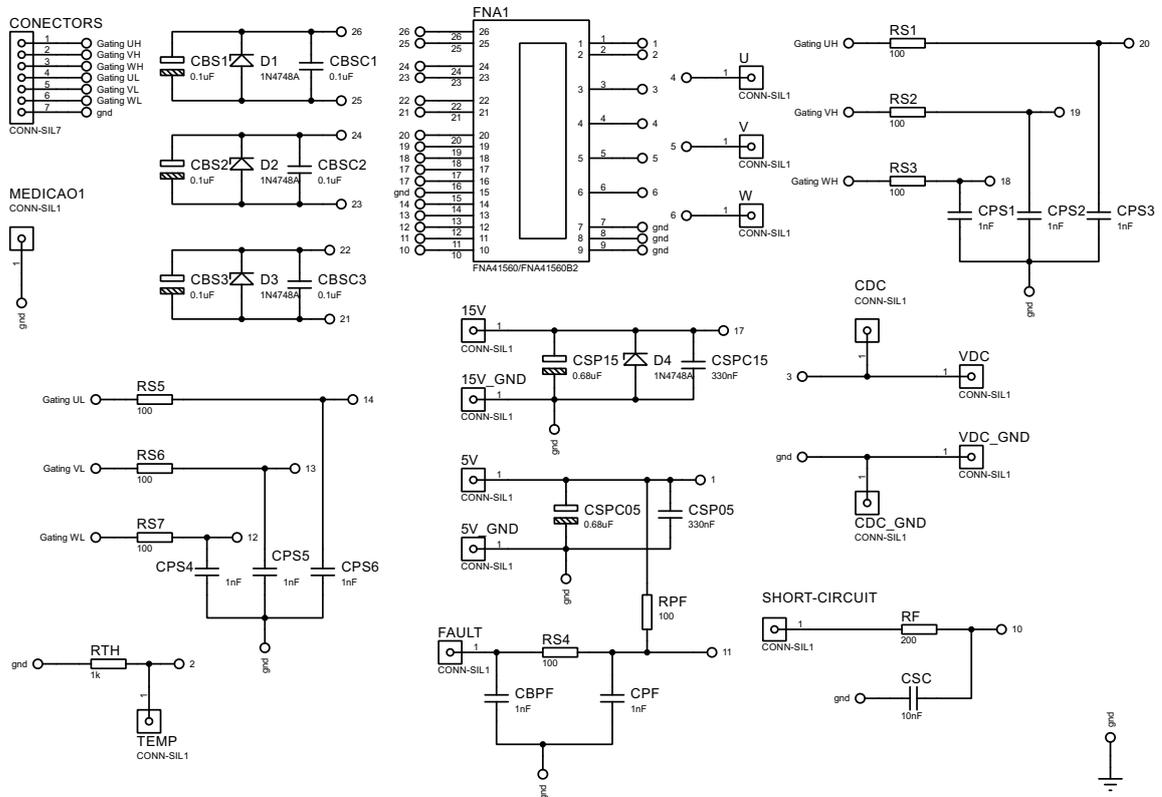


Figura 45 – Circuito FNA41560/FNA41560B2 montado pelo Software Proteus.

Fonte: Do autor.

Tabela 3 – Componentes para montagem do circuito FNA41560/FNA41560B2 em PCB.

<i>Componentes</i>	<i>Símbolo no circuito</i>
8 resistores 100 Ω 1/4 W	RS e RPF
8 capacitores 1nF	CPS, CBPF e CPF
4 diodo zener 22V/1W	-
3 capacitores 0,1uF eletrolíticos 50V	CBS
3 capacitores 0,1uF cerâmicos	CBSC
2 capacitores 0,68 uF eletrolítico 50V	CSP15 e CSPC05
2 capacitores 330nF poliesters	CSPC15 e CSP05
1 resistor de 1k Ω	RTH
1 capacitores de 10nF poliesters	CSC
1 resistor de 200 Ω	RF

8.6 Código de controle de corrente implementado no Arduino

```

/*=====
Universidade Federal de Ouro Preto
Trabalho de Conclusão de Curso
Tema: Sistema de Controle para compartilhamento de corrente de baterias em microrredes CC.
Aluno: Wagner Coelho Leal
Matrícula: 12.2.8220
Orientador: Dr. Renan Fernandes Bastos.
Código para realizar o controle de corrente.
Ano: Fevereiro de 2018.
=====*/

uint32_t pwmPin8 = 8; // canal 5
uint32_t pwmPin9 = 9; // canal 4
uint32_t channel_1 = g_APinDescription[pwmPin8].ulPWMChannel; // Atribuindo o canal 5 à variável channel_1.
uint32_t channel_2 = g_APinDescription[pwmPin9].ulPWMChannel; // Atribuindo o canal 4 à variável channel_2.

float Iref1=1.50, Erro_I1=0.00;

float integ1=0.0, Kp=0.26, Ki=314.0; // Ganhos do controlador PI.

float PWM1=0.0;

void setup() {
pinMode(13,OUTPUT);

SetPin(pwmPin8); // Habilita o canal 5 à porta digital de pino 8 - UL.
SetPin(pwmPin9); // Habilita o canal 4 à porta digital de pino 9 - UH.

pmc_enable_periph_clk(PWM_INTERFACE_ID); // habilita a utilização do Clock.

PWMC_ConfigureChannelExt(// Configurando o canal 5
PWM_INTERFACE,
channel_1, // Canal utilizado
PWM_CMR_CPRE_MCK_DIV_2, // Seleciona o Prescaler, ou seja, dividindo o Master-Clock (84 MHz) por 2.
PWM_CMR_CALG, /* Registrador responsável por selecionar qual portadora utilizar,
portadora triangular (colocar nesse campo "PWM_CMR_CALG") ou dente de serra (colocar nesse campo "0")*/
0, // Registrador responsável por selecionar a polaridade. Colocar nesse campo "0" ou "PWM_CMR_CPOL".
0, /* Registrador responsável por selecionar qual Counter Event utilizar, ou seja, se esse campo for
preenchido com "0",
teremos uma amostra na rampa de subida, se for preenchido com "PWM_CMR_CES",
temos uma amostra na rampa de subida e outra amostra em rampa de descida.*/
PWM_CMR_DTE, /* Habilita o dead-time, para evitar curto-circuito na fonte CC.
Para habilitar basta colocar nesse campo "PWM_CMR_DTE", para desabilitar, basta colocar "0".*/
0, // Dead time PWMH output não é invertido.
0); // Dead time PWML output não é invertido.

PWMC_ConfigureChannelExt(PWM_INTERFACE,
channel_2,
PWM_CMR_CPRE_MCK_DIV_2,
PWM_CMR_CALG, PWM_CMR_CPOL,
0,
PWM_CMR_DTE,
0,
0); // Configurando do canal 4.

```

```

PWMC_SetPeriod(PWM_INTERFACE, channel_1, 2100); /* Canal: 5, CPRD = 84MHz/(2*X*freq) =
= 84MHz/(2*2*10000) = 2100,
com X podendo ser atribuído pelos valores
1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, ou 1024)*/
PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_1, 500); // Setando um duty cycle inicial de 500/2100 = 24%
PWMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_1); //Ativar o canal para saída PWM

PWMC_SetPeriod(PWM_INTERFACE, channel_2, 2100);
PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_2, 500);
PWMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_2); //Ativar o canal para saída PWM

PWM_INTERFACE->PWM_IER1 = 0x10; //enable interrupt on channel 4 - 00010000
PWM_INTERFACE->PWM_IER1 = 0x20; //enable interrupt on channel 5 - 00100000

NVIC_DisableIRQ(PWM_IRQn); // set up interrupt
NVIC_ClearPendingIRQ(PWM_IRQn);
NVIC_SetPriority(PWM_IRQn, 0);
NVIC_EnableIRQ((IRQn_Type)36);
NVIC_EnableIRQ(PWM_IRQn);
PWMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_1);
PWMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_2);

Serial.begin(9600);
}

long int cont=0;

void loop(){

void PWM_Handler() // PWM interrupt handler
{

/*=====
Usa-se a porta 13 do arduino como saída para verificar a interrupção.
A porta demonstra o pulso da Interrupção.
=====*/

digitalWrite(13,HIGH);
volatile long dummy = PWM_INTERFACE->PWM_ISR1; // clear interrupt flag
dummy = PWM_INTERFACE->PWM_ISR2; // clear interrupt flag
digitalWrite(13,LOW);

float I1 = analogRead(0)*3.3/1023;
//Serial.println(I1);

/*=====
Variando a corrente de referência
a cada 5 segundos
// if(cont >= 10000 && cont<=20000){
//   Iref1=1.00;
// }
// if(cont>20000&&cont<=30000){
//   Iref1=2.00;
// }
//   if(cont>30000){

```

```
// Iref1=1.50;
// cont=0;
// }
=====*/

Erro_I1 = Iref1 - I1;

integ1 = integ1 + (Ki*Erro_I1*0.0001); // 0.0001 equivale a 1/10kHz

PWM1 = (Kp*Erro_I1) + integ1;

// 2096/3.3=635.151515152 - Transformando o valor de corrente em um duty cicly entre 0 e 2100.
PWM1 = PWM1*635.151515152;

// Atribuindo o duty cicly ao canal 5, ou seja, na porta 8.
PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_1, PWM1);
// Atribuindo o duty cicly ao canal 4, ou seja, na porta 9.
PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_2, PWM1);
//cont=cont+1; // contador para variar a corrente de referência.

}

void SetPin(uint8_t pwmPin){
PIO_Configure(g_APinDescription[pwmPin].pPort,
g_APinDescription[pwmPin].ulPinType,
g_APinDescription[pwmPin].ulPin,
g_APinDescription[pwmPin].ulPinConfiguration);
}
```