

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

RICARDO DE FREITAS HAAG FILHO

CONTROLE EM CORRENTE DE UM CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
OPERANDO COMO ABAIXADOR

Joinville
2019

RICARDO DE FREITAS HAAG FILHO

CONTROLE EM CORRENTE DE UM CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
OPERANDO COMO ABAIXADOR

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como requisito parcial para obtenção do título
de bacharel no Engenharia Mecatrônica ,da
Universidade Federal de Santa Catarina,
Centro Tecnológico de Joinville.

Orientador: Dr. Diego Santos Greff

Joinville
2019

RICARDO DE FREITAS HAAG FILHO

CONTROLE EM CORRENTE DE UM CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
OPERANDO COMO ABAIXADOR

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica, na Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Joinville (SC), 28 de novembro de 2019.

Banca Examinadora:

Orientador: Dr. Diego Santos Greff
Orientador(a)
Presidente

Prof. Dr. Moisés Ferber de Vieira Lessa
Membro(a)
Universidade Federal de Santa Catarina

Eng. Douglas Dosciatti
Membro(a)
4C Innovation consulting Ltda

Dedico este trabalho ao meu avô.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Ricardo e Ana, por sempre me apoiarem, acreditarem em mim e me incentivarem a correr atrás dos meus sonhos. Aos meus irmãos por me incentivarem de suas maneiras peculiares.

Gratifico muito ao meu orientador, Dr. Diego Santos Greff, por confiar em mim e me auxiliar na escolha do tema. Suas contribuições foram fundamentais para realização não apenas deste trabalho, mas por toda minha graduação.

Agradeço aos meus amigos por todo apoio e por sempre torcerem por mim.

Às minhas amigas que me proporcionaram gozar de excelentes prazeres durante este período.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado uma metodologia de modelagem de um controlador clássico, onde o objetivo é controlar a corrente de um conversor bidirecional CC-CC classe C. Para dimensionar este controle foi selecionado o modelo PI devido sua simplicidade de realizar o seguimento da corrente de saída perante uma referência setada. Os cálculos dos ganhos proporcional e integral são realizados através do primeiro método de Ziegler-Nichols, onde obtém-se o controlador analógico. Atualmente a eletrônica de potência e a teoria do sistema de tempo discreto estão intimamente relacionadas, portanto, a modelagem de largura de pulso (PWM) em conversores CC-CC cada dia mais implementadas digitalmente, com o uso de microcontroladores. Com a finalidade de aplicar o controle de forma digital, é necessário que o controlador esteja discretizado. Portanto utiliza-se da transformada z bilinear, que converte o controlador analógico em digital. Para a verificação da atuação do controle sobre a malha do conversor, simulações foram realizadas no software MATLAB, onde mostrou uma atuação satisfatória. Após as simulações realizadas foi montado o protótipo para realização de testes de bancada, onde foi possível denotar a atuação do controle na saída do conversor, ainda que ruidosa e mais lenta do que previsto na simulação. O desenvolvimento do projeto, assim como os testes foram realizados no Laboratório GREEN do Grupo de Energias Renováveis da Universidade Federal de Santa Catarina.

Palavras-chave: Controlador. Digital. Ziegler-Nichols.

ABSTRACT

This work presents a modeling methodology of a classical controller, where the objective is to control a bidirectional cc-cc converter. To measure this control, the PI model was selected because of its simplicity of performing the output current following a set reference. The proportional and integral gain calculations are performed using the Ziegler-Nichols method, where the analog controller is obtained. Power and discrete time system theory are closely related, so pulse-width modeling (PWM) in dc-dc converters is increasingly being digitally implemented with the use of microcontrollers. Digital, your controller must be discretized. Therefore, the bilinear z transform is used, which converts the analog to digital controller. To verify the control actuation on the converter mesh, simulations were performed using the MATLAB software, where it showed a satisfactory performance. performance of the tests, where it was possible to denote the control output at the converter output, still noisy and slower than expected in the simulation. The project development, as well as the tests were carried out at the laboratory GREEN of the Federal University from Santa Catarina.

Keywords: Controller. Digital. Ziegler-Nichols.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor CC-CC Bidirecional em corrente (a) fluxo de potência positivo, (b) fluxo de potência negativo.	13
Figura 2 – Resposta ao degrau de uma planta	14
Figura 3 – Ponto crítico no diagrama de Nyquist	15
Figura 4 – Oscilação sustentada com Período P_{cr}	16
Figura 5 – Diagrama de blocos do controle digital	16
Figura 6 – Amostrador e retentor de ordem zero	17
Figura 7 – Saída da planta em malha aberta alimentada por um degrau	19
Figura 8 – Saída da planta em malha fechada alimentada por um degrau	20
Figura 9 – Diagrama de blocos	20
Figura 10 – Respostas ao degrau unitário	21
Figura 11 – Lugar das raízes	22
Figura 12 – Diagrama de Bode	22
Figura 13 – Curvas de Nyquist	23
Figura 14 – Circuito amplificador de sinal	25
Figura 15 – Bancada de testes	25
Figura 16 – Teste modo Buck com fonte controlada no estado transitório	26
Figura 17 – Teste modo Buck com fonte controlada em regime permanente	26
Figura 18 – Teste modo Buck com bateria	27

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Primeiro método de Ziegler-Nichols	15
Tabela 2 – Segundo método de Ziegler-Nichols	16
Tabela 3 – Parâmetros	19

LISTA DE SÍMBOLOS

CC	Corrente continua
PWM	Pulse Width Modulation (modulação por largura de pulso)
$d(t)$	Razão cíclica
$d'(t)$	Razão cíclica complementar
V1	Tensão da fonte V1
V2	Tensão da fonte V2
S1	Interruptor
S2	Interruptor
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
G_{MA}	Função de transferência em malha aberta
$C_i(s)$	Função de transferência do controlador PI contínuo
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
K_d	Ganho derivativo
T_i	Constante de integração do controlador
T_d	Constante de derivação do controlador
K_{cr}	Ganho crítico
P_{cr}	Período crítico
CPU	Central Processing Unit (Unidade Central de Processamento)
K_{si}	Ganho do sensor de corrente
E(s)	Erro
$I_{ref}(s)$	Corrente de referência

Pss	Percentual de Sobressinal
Ts	Tempo de acomodação
ZOH	Zero-Order Hold (retentor de ordem zero)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Objetivo Geral	11
1.2	Objetivos Específicos	11
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	12
2.1	Conversor cc-cc bidirecional em corrente	12
2.2	Controlador PI	13
2.2.1	Método de Ziegler-Nichols	14
2.2.1.1	Primeiro método	14
2.2.1.2	Segundo método	15
2.2.2	Amostragem e reconstrução de sinais de tempo contínuo	16
2.2.3	Transformada Z	17
3	PROJETO E SIMULAÇÕES	19
3.1	Análise da malha do sistema	19
3.2	Projeto do controlador PI	21
3.3	Amostragem do controlador	23
4	PROTÓTIPO E RESULTADOS	24
4.1	Protótipo	24
5	CONCLUSÕES	28
	APÊNDICE A	30

1 INTRODUÇÃO

Com a intenção de implementar as estratégias de controle clássico, é necessário representar adequadamente o comportamento dinâmico dos elementos da planta, através do modelo matemático. É essencial que o modelo seja satisfatório para realizar simulações com resultados precisos. Deste modo, torna-se possível selecionar um método de controle a ser aplicado para atingir a saída estimada.

Portanto, este trabalho propõe uma estrutura de controle, com parâmetros do trabalho de Dosciatti (2019), que projeta o modelo de um conversor CC-CC bidirecional em corrente, modulado por largura de pulso (PWM).

Com o propósito de assegurar o desempenho do rastreamento da corrente, independente de variação nos parâmetros e imperfeições existentes no modelo matemático, aplica-se um controle em malha fechada.

Neste trabalho, desenvolve-se um controlador de corrente em malha fechada de corrente, com finalidade de dimensionar os ganhos necessários, para atingir a saída esperada. Desta forma utiliza-se de ferramentas algébricas e de simulações para realizar o dimensionamento do controle adequado.

1.1 OBJETIVO GERAL

Projetar o controle de malha fechada em corrente para um conversor CC-CC bidirecional classe C.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a. Análise do funcionamento do conversor CC-CC;
- b. Projetar o controlador em malha fechada;
- c. Realizar as simulações através do software *Matlab*;
- d. Converter o controlador do analógico para o digital;
- e. Construir um protótipo para a validação do projeto em malha fechada;
- f. Analisar os resultados.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O controle é essencial em qualquer campo da engenharia e da ciência. É um componente importante e intrínseco em sistemas de veículos espaciais, sistemas robóticos, modernos sistemas de manufatura e quaisquer operações industriais que envolvam o controle de temperatura, pressão, umidade, viscosidade, vazão, etc. É desejável que a maioria dos engenheiros e cientistas estejam familiarizados com a teoria e a prática do controle automático (OGATA, 2010).

Existem muitas maneiras de controlar a corrente em um retificador, as quais podem-se classificar por: corrente média instantânea, corrente de pico, histerese e controle por portadora programada. Como exemplo, o tipo de modulação pode ser por razão cíclica $d(t)$ ou razão cíclica complementar $d'(t)$ conhecida na literatura como trailing-edge modulation e leading-edge modulation (LARICO, 2007).

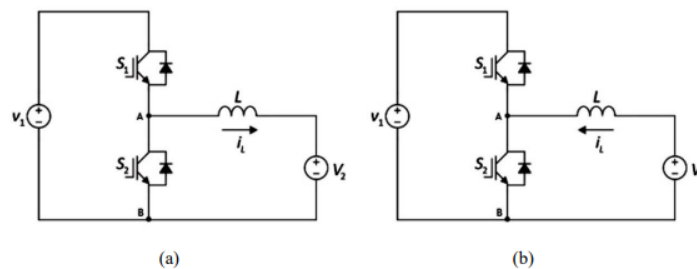
Segundo Ogata (2010), a eletrônica de potência e a teoria do sistema de tempo discreto estão intimamente relacionadas entre si desde o começo, uma prova disso também pode ser observada nos documentos técnicos fundamentais que tratam da análise de modelagem da largura de pulso (PWM) em conversores CC-CC. Eles geralmente fornecem uma representação matemática dos conversores e dos circuitos de controle relacionados, semelhantes ou idênticos aos dos sistemas dinâmicos de dados amostrados. Essa contiguidade fundamental das duas áreas aparentemente distantes da engenharia é provavelmente a motivação mais forte e básica para a quantidade considerável de pesquisas que, ao longo do anos, foi dedicada à aplicação de controle digital para alimentar circuitos eletrônicos.

2.1 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Segundo (DOSCIATTI, 2019), o circuito básico do conversor CC-CC bidirecional é representado pela figura 1.

Na figura 1 (a), a fonte V_1 fornece potência ao sistema e V_2 está atuando como carga, sendo assim a corrente e a tensão na carga são positivas, havendo fluxo de potência no sentido de V_1 para V_2 , chaveados pelo interruptor S_1 e operando no primeiro quadrante. De outro modo na figura 1 (b), o fluxo de potencia é invertido e o chaveamento é realizado por S_2 , neste caso a tensão na carga é positiva e a corrente negativa, conseqüentemente o conversor opera no segundo quadrante.(RASHID, 1999).

Figura 1 – Conversor CC-CC Bidirecional em corrente (a) fluxo de potência positivo, (b) fluxo de potência negativo.



Fonte: (DOSCIATTI, 2019)

2.2 CONTROLADOR PI

Em um sistema de controle é necessário representar a relação entre os sinais de entrada e saída. Sendo o mesmo contínuo, é representado pela função de transferência contínua que não é mais do que a relação entre as transformadas de Laplace dos sinais de entrada e saída.

Tradicionalmente em aplicações industriais o controlador Proporcional-Integral (PI) é o mais adotado. O ganho proporcional garante um comportamento transitório adequado, arriscando ocorrer um erro de estado estacionário. Para a correção deste tipo de imprecisão é necessário introduzir o ganho integral, com isso será possível rejeitar os erros constantes. Este controlador possui uma função de transferência que é dada pela equação 1.

$$C_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

onde K_p é o ganho proporcional, e K_i o ganho integral.

Na literatura encontram-se muitas formas de calcular estes ganhos. Dois importantes métodos de ajuste de ganho do controlador PID foram publicados em 1942 por John G. Ziegler e Nathaniel B. Nichols. Ambos pretendiam alcançar um passo rápido em circuito fechado e com resposta sem oscilações excessivas além de excelente rejeição de perturbações. A primeira abordagem é baseada em conceitos de circuito fechado que exigem o cálculo do ganho final e do período final. A segunda abordagem é baseada em conceitos de ciclo aberto, fundamentado em curvas de reação. Os métodos de ajuste de Ziegler-Nichols são com base nas formas assumidas dos modelos do processo, mas estes não precisam ser precisamente conhecido, isso torna a abordagem de ajuste muito prática em aplicativos de controle de processos (DORF; BISHOP, 2008).

Conforme Ogata (2010), este processo de selecionar parâmetros do controlador garantem dadas especificação de desempenho. Sendo assim, surgiram regras para a sintonia de controladores PID baseadas na resposta experimental ao degrau ou

no valor de K_p que resulta em uma estabilidade marginal, quando somente uma ação proporcional é utilizada. Ziegler e Nichols desenvolveram suas regras de ajuste simulando um grande número de processos diferentes, correlacionando os parâmetros do controlador com as características da resposta ao degrau. Uma característica interessante desse método é que o mesmo permite uma clara troca entre robustez e desempenho. O principal resultado obtido resume em encontrar regras de ajuste simples para uma classe ampla de processos (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2004).

2.2.1 Método de Ziegler-Nichols

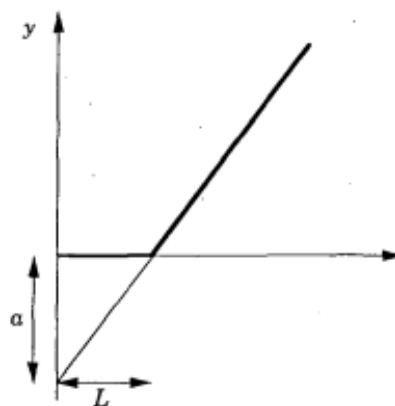
Existem dois métodos denominados regras de sintonia de Ziegler-Nichols: o primeiro e o segundo método

2.2.1.1 Primeiro método

No primeiro método, obtém-se experimentalmente a resposta da planta a uma entrada em degrau unitário, como mostra a Figura 2. Se a planta não possui integradores ou pólos complexos conjugados dominantes, então essa curva de resposta ao degrau unitário pode ter o aspecto de um S (OGATA, 2010).

A mesma pode ser gerada experimentalmente ou a partir de uma simulação dinâmica da planta, caracterizada por duas constantes, o atraso L enquanto a intersecção com o eixo das ordenadas determina o parâmetro α (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1998). O ajuste proposto por Ziegler-Nichols é dado pela Tabela 1.

Figura 2 – Resposta ao degrau de uma planta



Fonte: (Åström, Hägglund, 1998)

Tabela 1 – Primeiro método de Ziegler-Nichols

Controller	K_p	T_i	T_d	T_p
P	$1/\alpha$	-	-	4L
PI	$0,9/\alpha$	3L	-	5,7L
PID	$1,2/\alpha$	2L	L/2	3,4L

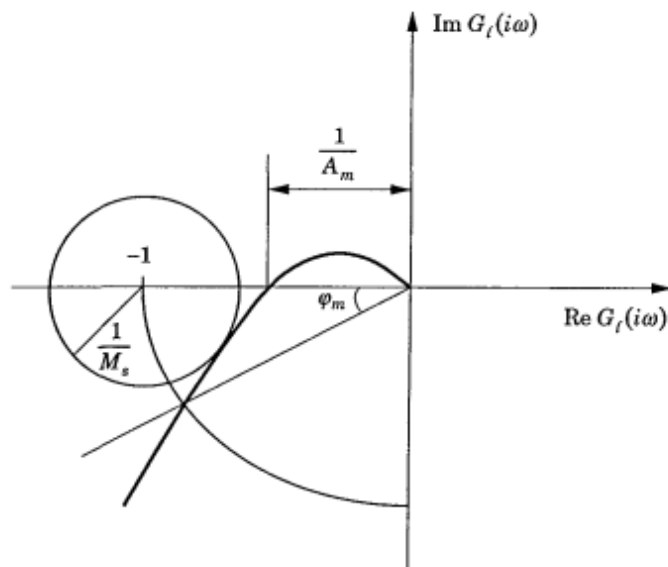
Fonte: (Åström, Hägglund, 1998).

2.2.1.2 Segundo método

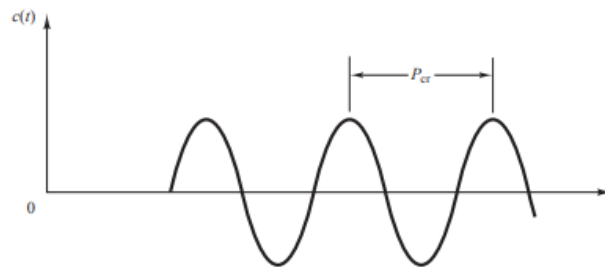
Este método também é uma caracterização simples da dinâmica do processo. O projeto é embasado no conhecimento do critério de estabilidade de Nyquist da função de transferência de processo $G(s)$, onde a curva cruza o eixo real negativo, como ilustrado na Figura 3 (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1998).

Nele defini-se primeiro $T_i = \infty$ e $T_d = 0$. Usando somente a ação de controle proporcional, aumenta-se K_p de 0 ao valor crítico K_{cr} , no qual a saída exibe uma oscilação sustentada pela primeira vez, se a saída não exibe uma oscilação sustentada para qualquer valor que K_p pode assumir então que esse método não se aplica. Portanto, o ganho crítico K_{cr} e o período P_{cr} correspondente são determinados experimentalmente. Ziegler e Nichols sugeriram escolher os valores dos parâmetros K_p , T_i e T_d de acordo com a fórmula mostrada na Tabela 2 (OGATA, 2010).

Figura 3 – Ponto crítico no diagrama de Nyquist



Fonte: (Åström e Hägglund, 1998)

Figura 4 – Oscilação sustentada com Período P_{cr} 

Fonte: (Åström, Hägglund, 1998)

Tabela 2 – Segundo método de Ziegler-Nichols

Controller	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{cr}$	∞	0
PI	$0,45K_{cr}$	$(1/1,2)P_{cr}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

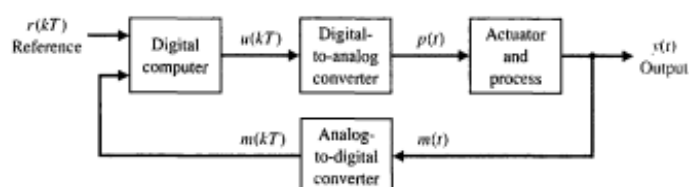
Fonte: (Åström, Hägglund, 1998).

2.2.2 Amostragem e reconstrução de sinais de tempo contínuo

Controladores digitais para modulação por largura de pulso (PWM) em conversores desfrutam de crescente popularidade devido à sua baixa potência, e imunidade a variações de componentes analógicos. Eles têm o potencial de implementar esquemas sofisticados de controle com precisão. (PETERCHEV, 2003)

Um sistema de controle digital usa sinais de entrada e um CPU para controlar um processo. Os dados de medição são convertidos de analógico para digital por meio de um amostrador. Após o processamento, são convertidas em analógico a partir do conversor digital-analógico, como mostrado na Figura 5 (DORF, BISHOP, 2011).

Figura 5 – Diagrama de blocos do controle digital



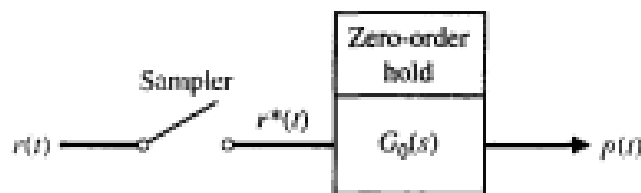
Fonte: (DORF, BISHOP, 2011)

Os sistemas que usam elementos digitais no controle de grandezas contínuas requerem a conversão dos respectivos sinais em valores que representam a amplitude do sinal num dado instante de tempo. Estes elementos são chamados genericamente de amostradores, em sistemas controlados por computadores esta operação é realizada

por conversores analógico digital (A/D). Um amostrador convencional consiste num interruptor que se fecha para admitir um sinal de entrada $r(t)$ a cada T segundos convertendo-o numa série de impulsos. A conversão de um sinal analógico na correspondente versão amostrada é uma aproximação que implica a substituição da variação contínua das variáveis por um conjunto finito de valores (OGATA, 1996).

Uma amostra é basicamente uma chave que fecha a cada T segundos por um instante de Tempo. Considera-se um amostrador ideal, como mostrado na Figura 6. A entrada é $r(t)$ e a saída é $r^*(t)$, onde nT é o tempo atual da amostra e o valor atual de $r^*(t)$ é $r(nT)$. Temos então $r^*(t) = r(nT) \delta(t - nT)$, onde δ é a função de impulso. Suponha-se que amostra-se um sinal $r(t)$, como mostra a Figura 6, e obtém-se $r^*(t)$. Em seguida, retratata-se a série para $r^*(t)$ como uma sequência de impulsos começando em $t = 0$, espaçados em T segundos e de amplitude $r(kT)$. Um conversor digital-analógico serve como um dispositivo que converte o sinal amostrado $r^*(t)$ em um sinal contínuo $p(t)$. O conversor de digital para analógico geralmente pode ser representado por um retentor de ordem zero, que é determinado pela função de transferência mostrada na Equação 2. O retentor de ordem zero guarda o valor $r(kT)$ e o mantém constante por $kT \leq t < (k + 1) T$, para $k = 0$. Assim, utiliza-se $r(kT)$ durante o período de amostragem. Um retentor de ordem zero pode seguir com precisão o sinal de entrada se T for pequeno comparado com as mudanças transitórias no sinal. Diz-se então que o sinal convertido $m(kT)$ inclui um erro de quantização de amplitude (DORF, BISHOP, 2011).

Figura 6 – Amostrador e retentor de ordem zero



Fonte: (DORF, BISHOP, 2011)

$$G_0(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s} * e^{-sT} \quad (2)$$

2.2.3 Transformada Z

O método de transformação z é um método operacional que é expressivo ao trabalhar com um sistema de tempo discreto, podendo ser aplicada no processamento digital de sinais. É possível aplicar tal transformada em equações diferenciais lineares, que quando convertidas para o domínio z tornam-se equações algébricas de soluções simples. Neste caso, a resposta final é obtida pela utilização da transformada Z inversa

após os cálculos. Do mesmo modo, pode-se obter funções de transferência de sistemas em função da variável z , utilizadas para verificação da resposta do sistema a uma entrada arbitrária. A transformada Z é o equivalente para sinais e sistemas discretos da transformada de Laplace, usada no caso contínuo (ARTUZI JUNIOR; CRUZ, 2010).

Utilizando uma relação algébrica entre as variáveis no plano s e no plano discreto z , as funções de transferências encontradas no plano contínuo podem ser transformadas para o plano discreto por meio da transformação bilinear expressa pelas equações 3 e ?? (ARTUZI JUNIOR; CRUZ, 2010).

$$z \approx \frac{2 + Ts}{2 - Ts} \quad (3)$$

$$s \approx \left(\frac{2}{T}\right) \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4)$$

3 PROJETO E SIMULAÇÕES

Neste capítulo, o objetivo é projetar um controlador de corrente da saída do conversor CC-CC. Utilizando os métodos clássicos, é proposto uma malha fechada de controle para a corrente no indutor, garantindo estabilidade para o sistema e erro nulo em regime, mesmo com possíveis desequilíbrios dos parâmetros do conversor. Para tal fim utiliza-se os parâmetros mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros

Tensão de entrada(V_1)	24 V
Carga resistiva	10 Ω
Corrente de referência	1 A
Tensão de pico a pico(V_{pp})	15 V
Indutor(L)	108 μ H
Frequência de comutação(f_s)	50 KHz
Ganho do sensor de corrente(K_{si})	0,066 V/A

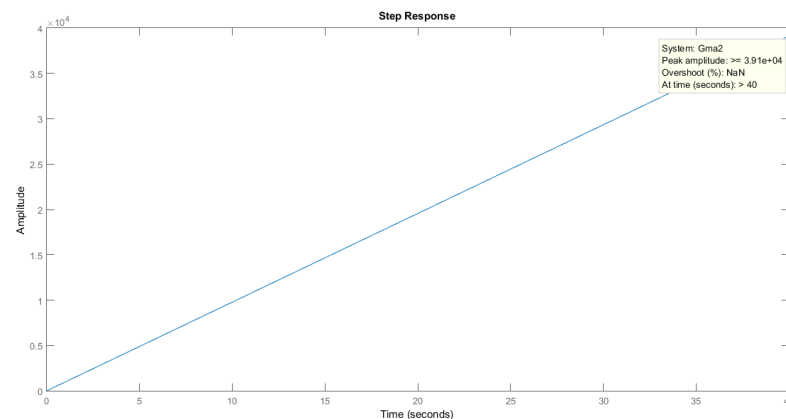
3.1 ANÁLISE DA MALHA DO SISTEMA

Segundo Dosciatti (2019), a função de transformação em malha a aberta do conversor CC-CC é dada por:

$$G_{MA}(s) = \frac{V_1 * K_{si}}{V_{pp} * L * s} \quad (5)$$

Com a utilização do software MATLAB gerou-se o gráfico para análise da planta em malha aberta, com um sinal de degrau unitário na entrada.

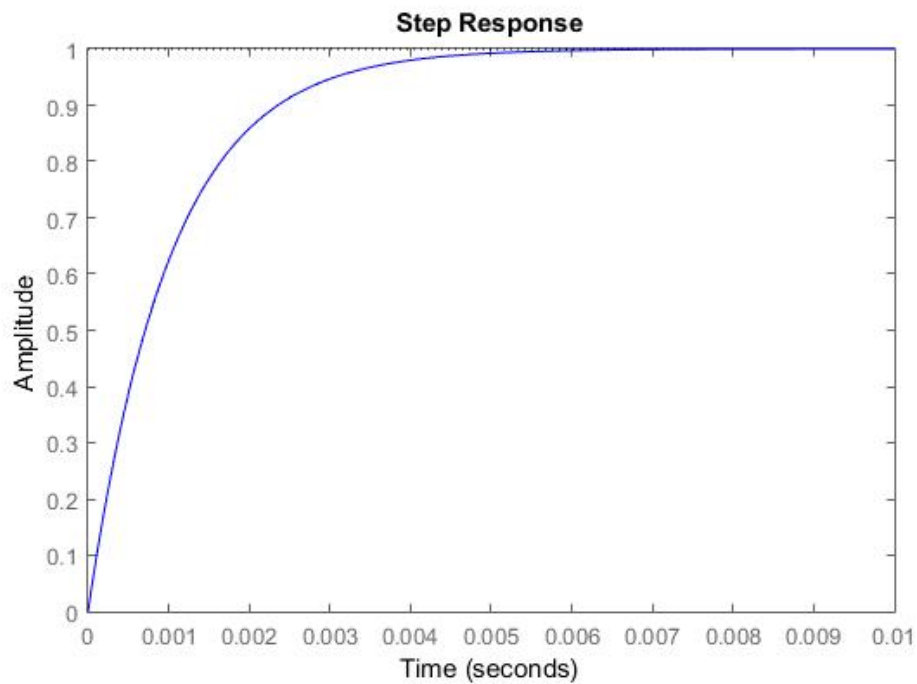
Figura 7 – Saída da planta em malha aberta alimentada por um degrau



Fonte: (AUTOR, 2019)

Observando a Figura 7, percebe-se que a corrente de saída cresce infinitamente dada a entrada de um degrau, o que caracteriza um sistema instável. Para verificar melhor o desempenho da planta se realimenta a malha do sistema com um valor unitário e novamente é inserido um sinal de degrau unitário.

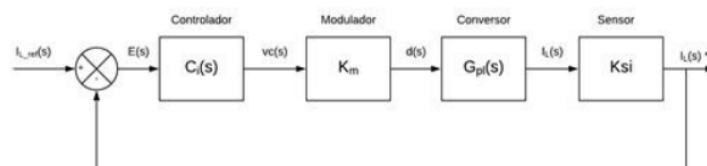
Figura 8 – Saída da planta em malha fechada alimentada por um degrau



Fonte: (AUTOR, 2019)

O sensor de corrente, possui o ganho K_{si} , que é introduzido na saída do conversor mensurando o sinal e enviado para o comparador, onde é setado a corrente de referencia $I_{ref}(s)$ e a diferença entre eles gera o erro $E(s)$ que é introduzido no controlador. Então o mesmo atua sobre este erro com o ganho proporcional-integral e envia o sinal de PWM para o modulador, que aciona as chaves do conversor. Como demonstrado pelo diagrama de blocos da Figura 9.

Figura 9 – Diagrama de blocos



Fonte: (DOSCIATTI, 2019)

3.2 PROJETO DO CONTROLADOR PI

A ferramenta SISOTOOL do MATLAB permite que o usuário faça ajustes de controladores para sistemas SISO (do inglês, Single Input Single Output) com realimentação unitária tanto para sistemas contínuos quanto para discretos.(MATWORKS, 2016).

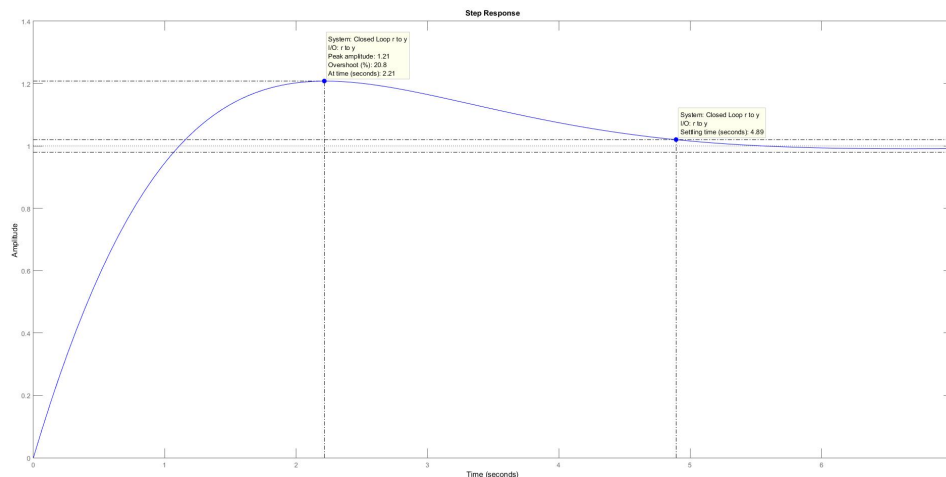
Operando esta ferramenta, com cálculos de controle clássico e selecionando o Primeiro método de Ziegler-Nichols, entrada ao degrau, para calcular os ganhos proporcional K_p e integral K_i , obtém-se um controlador $C_i(s)$ mostrado na equação 6.

$$C_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

Onde, $K_p=0,00145$ e $K_i=0,00102$

Aplicando o controle obtido do SISOTOOL no diagrama de blocos da Figura 9, obtém-se os diagramas da figura 10, 11, 12 onde é possível analisar o desempenho do controlador PI aplicado a planta.

Figura 10 – Respostas ao degrau unitário



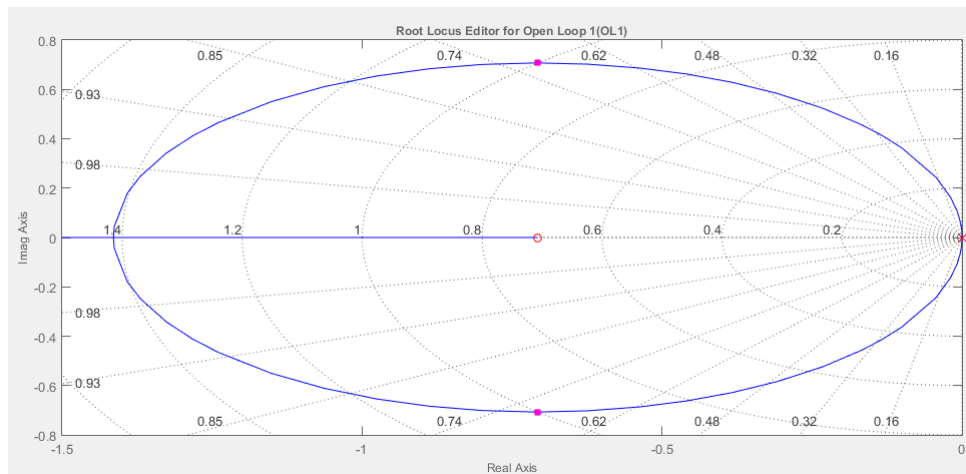
Fonte: (AUTOR, 2019)

Com a entrada ao degrau no sistema verifica-se que o mesmo possui um percentual de sobressinal(Pss) de 20,8% e um tempo de acomodação (T_s) de 4,89 segundos.

No diagrama do lugar das raízes, mostrado na figura 11, nota-se a presença de 2 pólos ambos complexos conjugados, posicionados em $s = -0,707 \pm 0,707j$, os dois posicionados na área de estabilidade do sistema. E um zero posicionado $-0,7072$ no eixo real. Portanto trata-se de um sistemas estável.

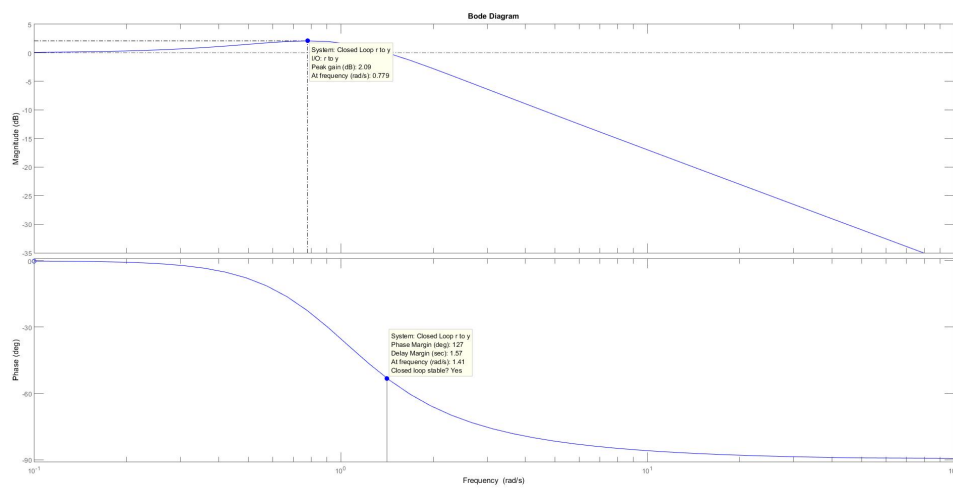
Em cima do Diagrama de Bode analisa-se a parte de frequência do sistema, percebe-se então que o sistema tem uma margem de fase de 127° . E um pico de ganho em 2.07dB.

Figura 11 – Lugar das raízes



Fonte: (AUTOR, 2019)

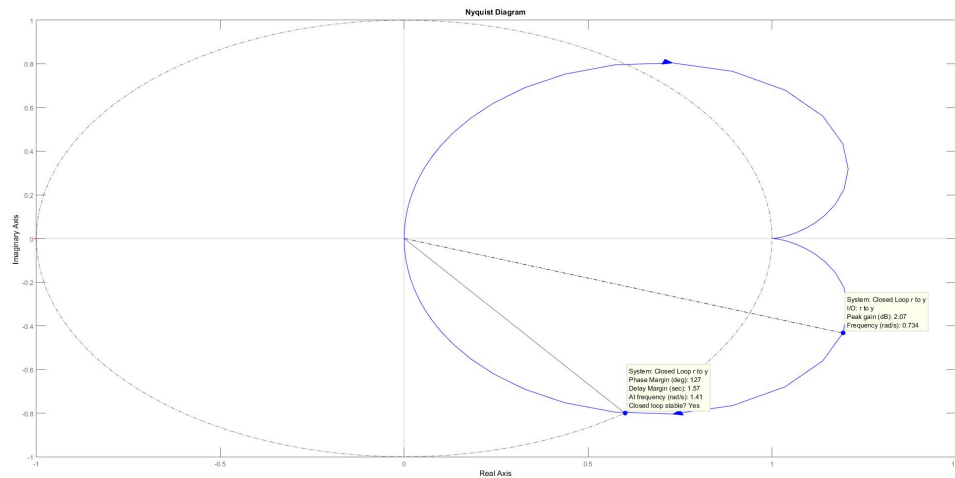
Figura 12 – Diagrama de Bode



Fonte: (AUTOR, 2019)

O diagrama de Nyquist, assim como o Diagrama de Bode, tratam a frequência do sistema, nele confirma-se o mesma margem de fase e pico de ganho obtido anteriormente.

Figura 13 – Curvas de Nyquist



Fonte: (AUTOR, 2019)

3.3 AMOSTRAGEM DO CONTROLADOR

Como a aplicação do controlador será no mundo discreto, utiliza-se da transformada Z bilinear, como demonstrado na Equação 4, para possibilitar a aplicação deste mesmo em um microprocessador. Para realização destes cálculos é recorrido ao MATLAB, onde utiliza-se um tempo de amostragem de 2μ segundos. Usando a função "c2d" obtém-se a função do controlador discreto $C_i(z)$, como mostrado na equação 7.

$$C_i(z) = K_p + \frac{K_i * (z + 1) * T_s}{2 * (z - 1)} \quad (7)$$

Onde $K_p=0,00145$, $K_i=0,00102$ e $T_s=20 \mu\text{S}$. Estes são os valores aplicados no controle digital.

4 PROTÓTIPO E RESULTADOS

Neste capítulo, serão apresentados o protótipo, os resultados simulados e os testes práticos do controle em malha fechada do conversor de (DOSCIATTI, 2019). Os testes foram realizados no Laboratório GREEN do Grupo de Energias Renováveis do CTJ da Universidade Federal de Santa Catarina.

4.1 PROTÓTIPO

Com finalidade de aplicar o controle digital no conversor e analisar seu desempenho, foi utilizado os seguintes componentes.

- Arduíno Uno;
- Sensor de corrente ACS712;
- Transistor BC547;
- Resistores de 1k Ω ;
- Resistor de 10k Ω ;
- Bateria 12 V;
- Fonte controlada;
- Resistência de bancada;
- Conversor cc-cc bidirecional;
- Osciloscópio;

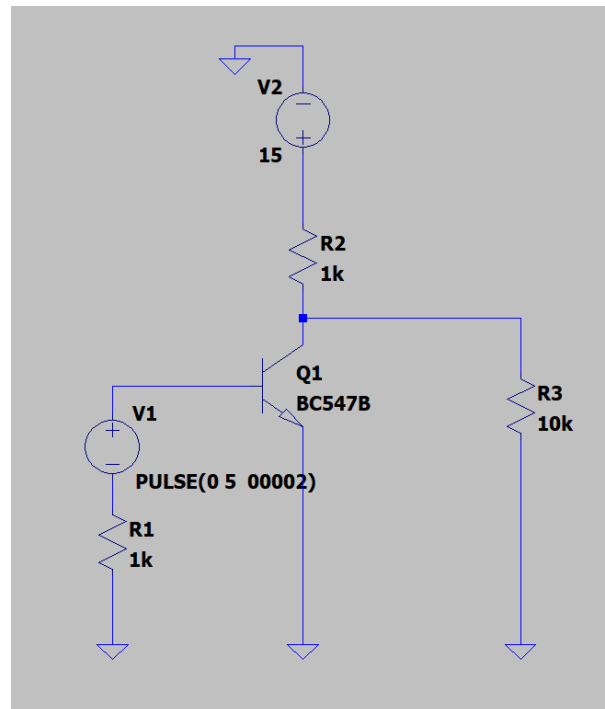
O sensor ACS712 é muito utilizado quando se trata de aplicações utilizando o ARDUÍNO, pois tem uma fácil vinculação, ele será o amostrador da corrente de saída do conversor. Este valor então será introduzido no *hardware*, onde está inserido *software*, apresentado no apêndice A, com o controlador PI que ira atuar sobre o circuito integrado IR2111, por meio de um sinal PWM.

Uma vez que o sinal de saída do microprocessador selecionado é de apenas 5V, é necessário a implementação de um circuito para elevar o sinal do PWM para 15V. Por isso foi utilizado Transistor BC547 junto dos resistores como disposto na figura 14.

Com isso foi possível realizar os testes de bancada, mostrado na figura 15, inicialmente utilizando uma fonte controlada de tensão como alimentação do conversor e a resistência de bancada definida em 10 ohms. De modo que o conversor foi utilizado da forma de abaixador de tensão BUCK, e a corrente de referência definida em 1A. Foi obtido então o gráfico da tensão de saída do conversor, que é esperado 10V, mostrado na figura 16. No qual se constata a atuação do controlador na corrente de saída, em seu estado transitório notando-se uma variação da malha de controle. Porém também é possível visualizar a presença de ruídos.

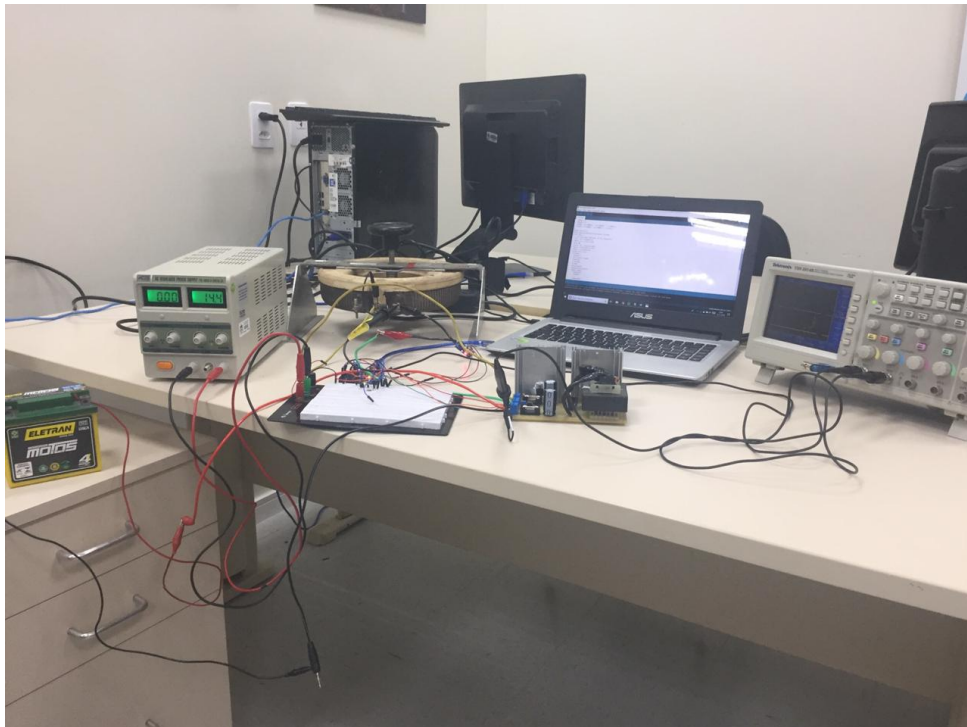
Para melhor avaliação do controlador, espera-se até o regime permanente,

Figura 14 – Circuito amplificador de sinal



Fonte: (AUTOR, 2019)

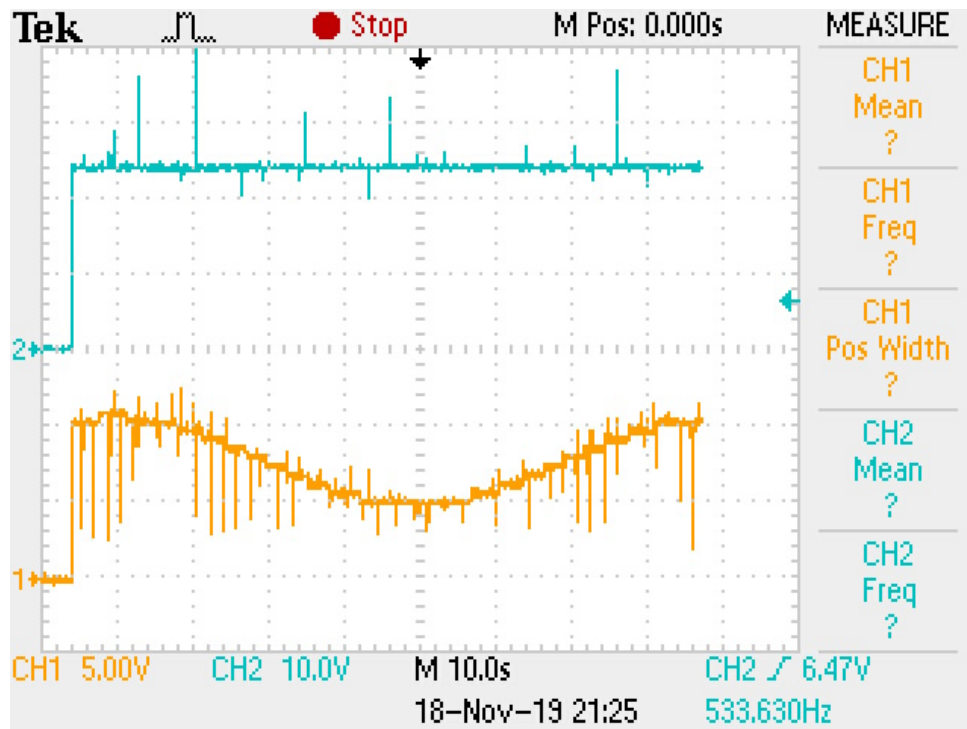
Figura 15 – Bancada de testes



Fonte: (AUTOR, 2019)

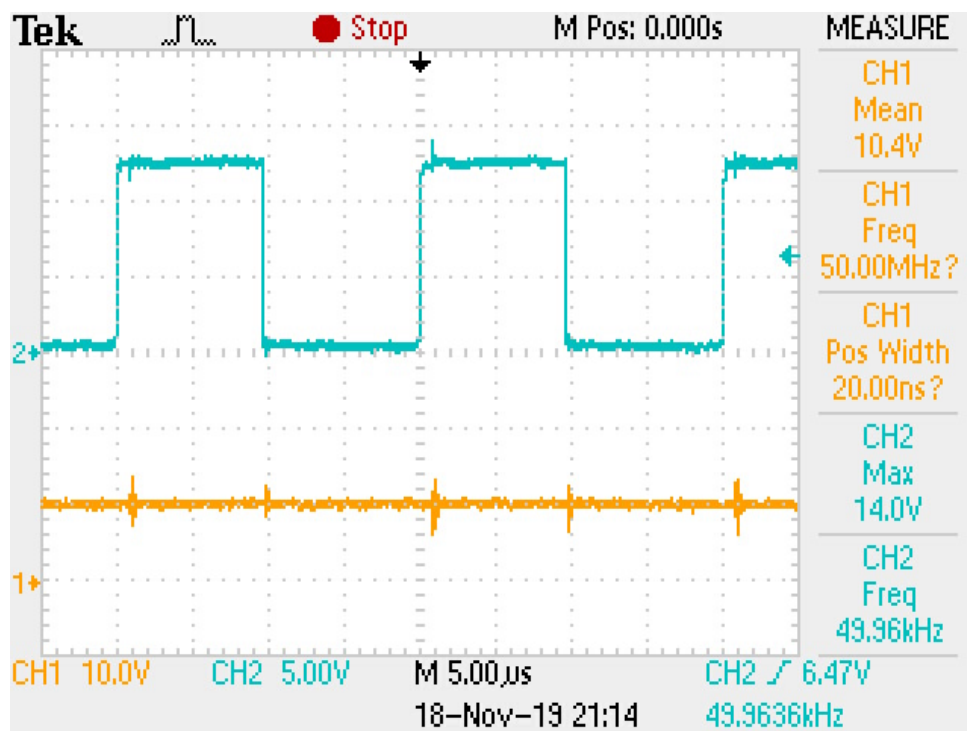
como ilustrado na figura 17. Onde constata-se que a tensão de saída perpetua-se no valor esperado para os parâmetros selecionados e o PWM operando com

Figura 16 – Teste modo Buck com fonte controlada no estado transitório



Fonte: (AUTOR, 2019)

Figura 17 – Teste modo Buck com fonte controlada em regime permanente

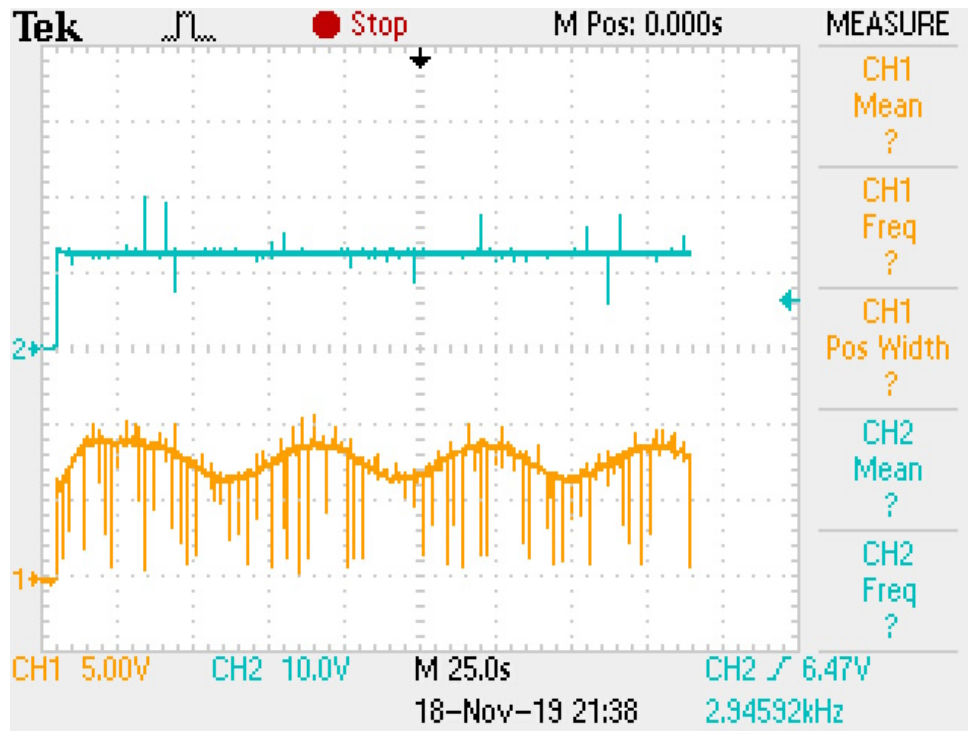


Fonte: (AUTOR, 2019)

aproximadamente 50% de *duty cycle*.

Com o finalidade de prover mais testes e não apenas com fontes controladas como alimentação do sistema, foi implementado um ensaio com uma bateria de 12V, também aplicada a resistência de bancada como saída definida em 10 ohms, ilustrado na figura 18. Onde repara-se que o controlador tem um melhor desempenho, já que a ondulação no estado transitório é atenuada, comparando com a fonte controlada.

Figura 18 – Teste modo Buck com bateria



Fonte: (AUTOR, 2019)

Estas mostragens foram obtidas com um osciloscópio TEKTRONIX TDS, que possui 100MHz de frequência e taxa de amostragem de 1 GS/s.

5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o projeto de um controlador Proporcional Integral que é amplamente empregado nas indústrias, aplicando em um controle de corrente.

O desenvolvimento do presente estudo possibilitou uma análise através de simulações e de testes de bancada, denota-se que é concebível a aplicação de um controlador PI com a finalidade de controlar um conversor CC-CC bidirecional. Verificando-se que os métodos clássicos de controle, especificamente o primeiro método de Ziegler-Nichols, obteve maior lentidão no desempenho esperado para o controlador calculado perante suas definições, em comparação com as simulações realizadas no software.

Utilizou-se o ARDUINO UNO e o sensor ACS712 para o hardware selecionado, que embora não sejam os melhores disponíveis no mercado, certificou-se que é viável a implementação do controle digital se o mesmo for bem dimensionado e sua amostragem for realizada de forma adequada. Todavia é incontestável que com componentes de melhor performance elevaria o desempenho do controlador, pois teria processamento mais rápido e um sensor com melhor precisão.

Contudo, é possível perceber que a atuação do controlador em malha fechada tanto com alimentação de fonte controlada como baterias, é aceitável. Verifica-se que utilizando a fonte como tensão de entrada a variação do controle é superior aos testes realizados com baterias, pois a fonte controlada gera mais ondulação na malha de controle devido a variação de corrente interna da fonte. Uma vez que em protótipos a inserção de ruídos é elevada e os equipamentos para realização e mensuração dos testes são limitados, tornando inconcebível efetuar ajustes mais precisos.

REFERÊNCIAS

- ARTUZI JUNIOR, Wilson Arnaldo; CRUZ, Ricardo Rodrigo Wolf. **INTRODUÇÃO À TRANSFORMADA Z**. 2010. Disponível em: <<http://www.eletr.ufpr.br/artuzi/te043/capitulo6.pdf>>. Acesso em: 12 out. 2019.
- ÅSTRÖM, Karl J.; HÄGGLUND, Tore. **Revisiting the Ziegler–Nichols step response method for PID control**. 2004. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152404000034>>. Acesso em: 7 out. 2019.
- ÅSTRÖM, Karl J.; HÄGGLUND, Tore. **PID Controllers**. 2. ed. New York City: Reasearch Triangle, 1998. 343 p.
- DOSCIATTI, Douglas. **ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE APLICADO À BATERIAS**. 2019. 108 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Mecatrônica, Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2019.
- DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H.. **Modern Control systems**. 12. ed. New Jersey: Pearson, 2011. 1081 p.
- LARICO, Hugo Rolando Estofanero. **CONVERSOR BOOST CONTROLADO EM CORRENTE APLICADO AO RETIFICADOR MONOFÁSICO**. 2007. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/89804/241202.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. Acesso em: 10 out. 2019.
- MATHWORKS. **CONTROL SYSTEM DESIGNER**. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/control/ref/controlsystemdesigner-app.html>>. Acesso em: 1 nov. 2019.
- OGATA, Katsuhiko. **ENEGNHARIA DE CONTROLE MODERNO**. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2010. 809 p.
- OGATA, Katsuhiko. **DISCRETE-TIME CONTROL SYSTEMS**. 2. ed. Minnesota: Prentice Haal International, 1996. 743 p.
- PETERCHEV, Angel V.. **Quantization Resolution and Limit Cycling in Digitally Controlled PWM Converters**. 2003. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1187448>>. Acesso em: 5 out. 2019.
- RASHID, Muhammad H.. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. 817 p.

APÊNDICE A - NOME

```

    void setup(){
Serial.begin(9600);
pinMode(A1,INPUT);
pinMode(9,OUTPUT);
pinMode(10,OUTPUT);
TCCR1A = 0;
TCCR1B = 0;
TCCR1A = (1<<COM1A1) | (1<<COM1A0) | (1<<WGM11);
TCCR1B = (1<<WGM13) | (1<<WGM12) | (1<<CS11);
}
double Duty=21.5;
double Kp=0.00145,Ki=0.00102,ess,P,I,Pi,sat;
void loop() {
ICR1 = 39; //frequencia
OCR1A = 8; // duty cicle
sat=1;
double V1 = analogRead(A1);
double v=(V1/1024.0)*5000;
double i=(v-2500)/66;
Serial.println(i);
if(i>sat){
ess=sat-i;
Serial.println(ess);
P=Kp*ess;
I+=ess*Ki;
Pi=P+I;
Duty=Duty+Pi;
Serial.println(Duty);
OCR1A = Duty;
if(Duty<8){
Duty=8;
}
if(Duty>33){
Duty=33;
}
}

```



```
OCR1A = Duty;
}
if(i<sat)
ess=sat-i;
P=Kp*ess;
I+=ess*Ki;
Pi=P+I;
Duty=Duty+Pi;
if(Duty>33){
Duty=33;
}
if(Duty<8){
Duty=8;
}
Serial.println(Duty); OCR1A = Duty; }
delay(50);
}
```