



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CAMPUS DE SOBRAL**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PEDRO SÉRVULO DE PAULO CAMPOS**

**USO DO SOFTWARE PSIM® COMO FERRAMENTA DE SINTONIA NO CÁLCULO  
DOS PARÂMETROS DAS MALHAS DE CONTROLE**

**SOBRAL - CE**

**2019**

**PEDRO SÉRVULO DE PAULO CAMPOS**

**USO DO SOFTWARE PSIM® COMO FERRAMENTA DE SINTONIA NO CÁLCULO  
DOS PARÂMETROS DAS MALHAS DE CONTROLE**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica,  
da Universidade Federal do Ceará, como  
requisito parcial para obtenção do grau de  
Graduado em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Me. André dos Santos Lima.

**SOBRAL - CE**

**2019**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- C216u Campos, Pedro Sérvulo de Paulo.  
    *Uso do software psim como ferramenta de sintonia no cálculo dos parâmetros das malhas de controle /*  
    Pedro Sérvulo de Paulo Campos. – 2019.  
    49 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral,  
Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2019.  
Orientação: Prof. Me. André dos Santos Lima.

1. PSIM. 2. Controle. 3. Conversor de alto ganho. I. Título.

CDD 621.3

---

À Deus.

Aos meus pais e familiares.

## **AGRADECIMENTO**

Agradeço primeiramente a Deus, a quem peço saúde, proteção minha, de meus familiares e amigos, e sabedoria tomar decisões corretas frente aos desafios da vida.

Aos meus pais e familiares, pela educação, suporte, ensinamentos e amor.

Aos professores e servidores pela dedicação, críticas construtivas e sugestões, compartilhando conhecimentos e experiências, que sempre visam o melhor para moldar um profissional capacitado nesse tempo de graduação.

Ao Prof. Me. André dos Santos Lima e ao Prof. Me. Rafael Vitor e Silva pela oportunidade, apoio e paciência na elaboração deste trabalho.

Aos meus amigos, colegas da graduação e de fora da universidade, que contribuíram com seus conhecimentos, sempre apoiando e ajudando, pelas incontáveis horas de estudo compartilhadas, tornando essa etapa mais prazerosa, meu muito obrigado.

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado conversor CC-CC de alto ganho. O conversor CC-CC promove um ganho da tensão de 24V para 311V. O controle de tensão no conversor foi desenvolvido no programa PSIM<sup>®</sup> com o auxílio da ferramenta SmartCtrl e assim o conversor convergiu para as referências desejadas quando a carga resistiva variou e manteve o sistema estável em regime de trabalho constante. O motor CC foi usado como carga alimentada pelo conversor de alto ganho para exemplificar uma forma de aplicação. O inversor presente entre o conversor e o motor CC serve como uma maneira de aumentar as possibilidades de como o conversor, o inversor e o motor juntos podem ser aplicados em um sistema. O controle é preciso no inversor e no motor para melhor comportamento nas variações de carga no eixo do motor e mudanças de velocidade e sentido do eixo do motor. O programa se mostra uma ferramenta com desempenho satisfatório analisando os resultados obtidos nas variações de cargas como mostrado nas simulações.

**Palavras-chave:** Conversor de alto ganho. Controle. PSIM.

## **ABSTRACT**

In this paper, a high-gain DC-DC converter is presented. The DC-DC converter promotes a voltage gain from 24V to 311V. The voltage control in the converter was developed in the PSIM<sup>®</sup> program with the help of the SmartCtrl tool and the converter converged to the desired references when the resistive load varied and the control kept the system stable under a constant working regime. The DC motor was used as a load powered by the high-gain converter to exemplify one form of application. The inverter present between the inverter and the DC motor serves as a way to increase the possibilities of how the inverter and the motor together can be applied in a system. The control is precise on the inverter and motor for better behavior in load variations on the motor shaft and changes in speed and direction of the motor shaft. The program shows a tool with satisfactory performance analyzing the results obtained in the variations of loads as shown in the simulations.

**Keywords:** High gain converter. Control. PSIM.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Circuito do conversor boost com multiplicador de tensão proposto por H. Suryoatmojo <i>et al.</i> (2018).....	14
Figura 2 – Circuito do conversor de alto ganho proposto por Mohamed e Fardoun (2016)....	14
Figura 3 – Circuito do conversor boost proposto por A. Amir <i>et al.</i> (2018).....	15
Figura 4 – Circuito do conversor buck-boost proposto por A. Amir <i>et al.</i> (2018).....	15
Figura 5 – Circuito do conversor proposto por Tewari e Sreedevi (2018).....	16
Figura 6 – Circuito do conversor proposto por Patidar e Umarikar (2015). ....	16
Figura 7 – Conversor de alto ganho escolhido. ....	18
Figura 8 – Formas de onda para análise das etapas de condução.....	19
Figura 9 – Etapa 1 de funcionamento.....	19
Figura 10 – Etapa 2 de funcionamento no intervalo de $t_3$ à $t_4$ . ....	20
Figura 11 – Etapa 2 de funcionamento no intervalo de $t_4$ à $t_5$ . ....	20
Figura 12 – Circuito simulado do conversor. ....	23
Figura 13 – Tensão de saída do conversor no PSIM. ....	23
Figura 14 – Ganho de tensão do conversor no PSIM. ....	23
Figura 15 – Ponta de prova na saída do conversor.....	24
Figura 16 – Gerador de PWM com perturbação senoidal. ....	25
Figura 17 – Bloco AC Sweep e janela de configuração.....	25
Figura 18 – Diagrama de Bode do conversor.....	26
Figura 19 – Importando para SmartCtrl. ....	27
Figura 20 – Escolha do sensor e compensador.....	27
Figura 21 – Configuração para PI. ....	28
Figura 22 – Mapa para escolha da fase e frequência.....	28
Figura 23 – Diagramas de Bode para análise de controle. ....	29
Figura 24 – Circuito com PI para gerar PWM. ....	30
Figura 25 – Comportamento da tensão durante degrau de carga. ....	30
Figura 26 – Comportamento da corrente durante degrau de carga. ....	31
Figura 27 – Diagrama esquemático do motor CC com excitação independente.....	32
Figura 28 – Inversor monofásico em ponte completa. ....	34
Figura 29 – Formas de onda com carga operando nos quatro quadrantes.....	34



Figura 30 – Quadrantes de operação. ....	35
Figura 31 – Ponta de prova no sensor de corrente de armadura.....	36
Figura 32 – Perturbação na razão cíclica do inversor.....	36
Figura 33 – Bloco AC Sweep e janela de configuração.....	36
Figura 34 – Diagrama de Bode para corrente de armadura.....	37
Figura 35 – Importando em modo de corrente para SmartCtrl. ....	38
Figura 36 – Escolha do sensor e compensador.....	38
Figura 37 – Configuração para PI para corrente. ....	39
Figura 38 – Mapa para escolha.....	39
Figura 39 – Diagramas de Bode para análise de controle de corrente. ....	40
Figura 40 – Diagrama de blocos da velocidade.....	41
Figura 41 – Circuito compensador PI.....	42
Figura 42 – Curva de ganho da velocidade com compensador em malha aberta.....	43
Figura 43 – Curva de fase da velocidade com compensador em malha aberta.....	43
Figura 44 – Circuito para controle do motor.....	44
Figura 45 – Velocidade e sentido de rotação no eixo do motor.....	45
Figura 46 – Variação de carga no eixo do motor.....	45

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros para conversor.....	21
Tabela 2 – Parâmetros do conversor. ....	22
Tabela 3 – Parâmetros do indutor acoplado. ....	22
Tabela 4 – Parâmetros do motor CC. ....	33

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

$C_2$	Capacitância 2 do PI
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
$C_{cc}$	Capacitância do Barramento CC
$D$	Razão Cíclica
$f$	Frequência de rede em 60 Hz
$f_c$	Frequência de Cruzamento
$f_s$	Frequência de Chaveamento
$G_{\Omega,OL}$	Função Transferência de Malha Aberta da Velocidade
$G_{PI\Omega}$	Função Transferência do PI
$I_a$	Corrente de Armadura
$I_f$	Corrente de Campo
$J_{eq}$	Momento de Inercia
$k$	Coefficiente de Acoplamento do Indutor Acoplado
$K_a$	Constante Ligada com a Estrutura do Motor
$k_{i\Omega}$	Ganho Integral
$k_{p\Omega}$	Ganho Proporcional
$k_T$	Constante do Motor
$L_a$	Indutância de Armadura
$L_f$	Indutância de Campo
$L_{in}$	Indutância de Entrada
$L_{kP}$	Indutância de dispersão no primário
$L_{kS}$	Indutância de dispersão no secundário
$L_m$	Indutância de Magnetização
$L_P$	Indutância de Dispersão do Enrolamento Primário
$L_S$	Indutância de Dispersão do Enrolamento Secundário
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
$n$	Relação de Transformação

$N_P$	Número de Enrolamentos no Primário
$N_S$	Número de Enrolamentos no Secundário
PI	Compensador Proporcional-Integral
$P_{out}$	Potência de Saída do Conversor
PWM	Pulse Width Modulation
$R_1$	Resistência 1 do PI
$R_2$	Resistência 2 do PI
$R_a$	Resistência de Armadura
$R_f$	Resistência de Campo
$R_P$	Resistência do Enrolamento Primário
$R_S$	Resistência do Enrolamento Secundário
$T_e$	Torque Eletromagnético
V	Tensão Aplicada ao Motor
$V_a$	Tensão de Armadura
$V_{cc\ max}$	Tensão Máxima no Barramento CC
$V_{cc\ min}$	Tensão Mínima no Barramento CC
$V_f$	Tensão de Campo
$V_{in}$	Tensão de Entrada Nominal
$V_{in\_max}$	Tensão de Entrada Máxima
$V_{in\_min}$	Tensão de Entrada Mínima
$V_{out}$	Tensão de Saída do Conversor
$\eta$	Rendimento do Conversor
$\omega_m$	Velocidade de Rotação do Motor
$\varphi$	Fluxo Magnético no Entreferro
$\phi_{pm}$	Margem de Fase

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>12</b>
1.1 Justificativa .....	12
1.2 Objetivo.....	13
1.3 Revisão bibliográfica .....	13
1.4 Estrutura deste trabalho.....	17
<b>2 CONVERSOR CC/CC QUASI-Z-SOURCE DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO E CAPACITOR CHAVEADO.....</b>	<b>18</b>
2.1 Introdução .....	18
2.2 Etapas de operação.....	18
2.3 Projeto do conversor de alto ganho.....	21
<b>3 CONTROLE DO CONVERSOR DE ALTO GANHO .....</b>	<b>24</b>
3.1 Diagrama de Bode no programa PSIM.....	24
3.2 SmartCtrl.....	27
3.3 Simulação do conversor em malha fechada.....	30
<b>4 MOTOR CC COMO SISTEMA DE TRAÇÃO.....</b>	<b>32</b>
4.1 Inversor monofásico em ponte completa .....	33
4.2 Controle de corrente do motor CC.....	35
4.2.1 Diagrama de Bode da corrente.....	35
4.2.2 Compensador PI para corrente .....	37
4.3 Controle de velocidade do motor CC.....	40
4.3.1 Função transferência da velocidade.....	40
4.3.2 Compensador PI para velocidade.....	42
4.3.3 Diagrama de Bode da velocidade.....	43
4.4 Capacitor do barramento CC .....	44
4.5 Simulação do sistema em malha fechada.....	44
<b>5 CONCLUSÕES.....</b>	<b>46</b>
5.1 Trabalhos Futuros .....	46
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>47</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Um conversor (ou conversor estático) é um dispositivo capaz de modificar as características da energia elétrica (valor da tensão, corrente e/ou forma de onda da fonte de energia) usada para alimentar uma determinada carga ou elemento consumidor. Assim, utilizam-se circuitos eletroeletrônicos, os quais são baseados em componentes semicondutores que operam em modo de comutação, também chamadas de chaves (por exemplo, transistores bipolares, MOSFET's, tiristores SCR ou GTO, entre outros). O acionamento dessas chaves é controlado pelo ciclo de trabalho, que corresponde à razão entre os tempos de condução e o período total de comutação dos dispositivos semicondutores, sendo alterado através da aplicação de sinais de controle, que prove a autorregulação da potência de saída de conversores de energia imprimindo compensações em função da demanda e das condições de carga ( NETO; NELSON CERQUEIRA LEITE, 2016).

Várias aplicações utilizam conversores CC-CC com alto ganho de tensão, principalmente baseados em fontes de energia renováveis, impulsionando sua pesquisa para suprir uma necessidade de elevar a tensão de fontes de energia até um nível condizente que alimentará um sistema (SANTINI; ITAMAR, 2016).

O desafio de gerar uma saída de alta tensão CC, com valores acima de 200 V, como para acionamento de motores, a partir um baixo nível de tensão de entrada, normalmente abaixo de 50 V, gera diversos trabalhos que almejam superar essa questão (ALVES; DIEGO BRUNO S., 2014).

Para o funcionamento do conversor é necessária a utilização de um controlador, uma vez que operando em malha aberta, corre o risco de dano por sobretensão em decorrência de variações abruptas de carga (FILHO; JOSÉ ROGÉRIO MARCIEL FERREIRA, 2017).

### 1.1 Justificativa

O controle do sistema é importante para garantir o nível de referência desejado para que não haja distúrbios fora de uma faixa segura para manutenção do regime de trabalho. Vertente de controle é muito importante para a grande eficiência e segurança

em processos da engenharia que faz com que os trabalhos sejam sólidos em suas propostas de serviço (FORTI; REGINALDO LUIS, 2015).

Foi escolhido um conversor CC-CC com alto ganho de tensão que tem a função de elevar a tensão de fontes de energia para alimentar um sistema, como os que acionam motores, por gerar diversos trabalhos.

## 1.2 Objetivo

Como objetivo deste trabalho é a apresentação em um ambiente simulado, no programa PSIM, o controle de um sistema formado por um conversor CC-CC de alto ganho que eleva a tensão a um nível em que forneça potência suficiente para o alimentar uma carga e que esse sistema siga referências e mantenha o regime de trabalho frente a variação na carga.

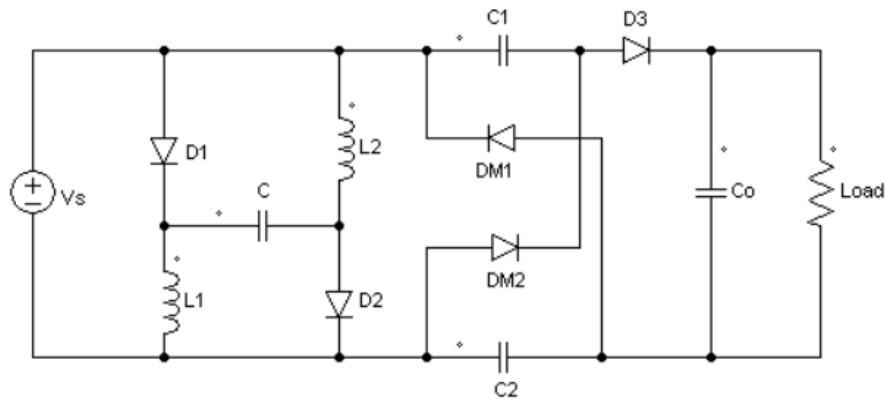
## 1.3 Revisão bibliográfica

Conversores eletrônicos de potência são importantes para implementação de dispositivos de energia renovável. Em algumas aplicações, são usados conversores com vários estágios levando ao alto número de elementos que resultam em baixa eficiência, perdas elevadas, controle complexo e baixa confiabilidade do sistema. Entretanto, várias topologias de conversores foram propostas para uma melhor performance de eficiência e menor número de elementos e menor volume. Estas novas topologias são baseadas em capacitores chaveados, indutores e quasi-Z-source (HAJI-ESMAEILI; MOHAMMAD, 2018).

A seguir são apresentadas algumas topologias de conversores para obtenção de alto ganho de tensão, conforme literatura especializada.

H. Suryatmojo *et al.* (2018) propuseram um conversor boost de alto ganho com multiplicador de tensão, como mostra a Figura 1. O seu sistema simples o torna economicamente de custo reduzido, mas apresenta baixa eficiência por ter perdas consideráveis. O ganho apresentado foi de 36 V para 165 V a plena carga.

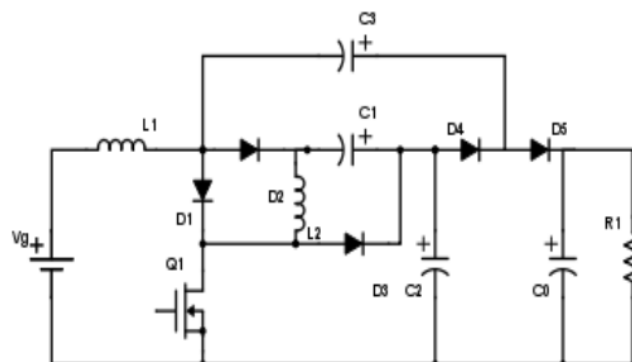
Figura 1 – Circuito do conversor boost com multiplicador de tensão proposto por H. Suryoatmojo *et al.* (2018).



Fonte: H. Suryoatmojo *et al.* (2018).

Mohamed e Fardoun (2016) propuseram um conversor de alto ganho, presente na Figura 2, que é uma integração de um conversor boost com um conversor boost quadrático. As vantagens desse conversor estariam no baixo estresse de tensão nos componentes e nos indutores serem magneticamente acoplados em um único núcleo, diminuindo o tamanho e custo do conversor. O ganho nos experimentos foi de 24 V para 240 V.

Figura 2 – Circuito do conversor de alto ganho proposto por Mohamed e Fardoun (2016).



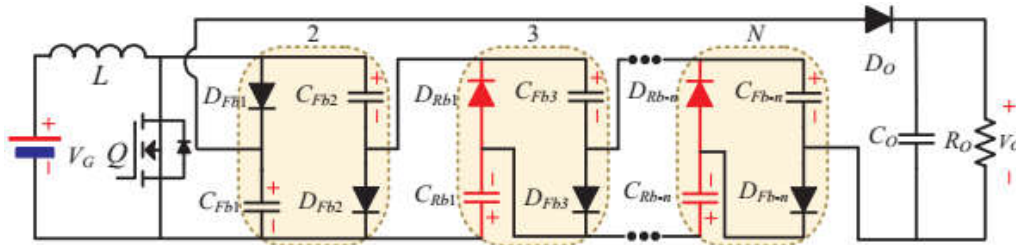
Fonte: Mohamed e Fardoun (2016).

A. Amir *et al.* (2018) apresentaram um estudo de conversores boost e buck-boost baseados na extensão de células de capacitores chaveados, como mostra a Figura 3 e a Figura 4, respectivamente. Essa estrutura permite o aumento de células de capacitores chaveados para obter uma redução no estresse da tensão nos componentes de



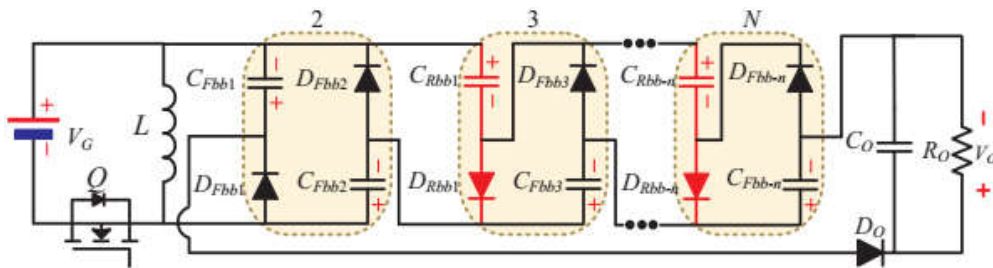
chaveamento com alto ganho de tensão, acima de 300 V. Este conversor consegue atingir ganhos maiores com menores ciclos de chaveamento em comparação com conversores boost e buck-boost convencionais. Mas o aumento do número de células para maior ganho tem o custo de reduzir a eficiência do conversor.

Figura 3 – Circuito do conversor boost proposto por A. Amir *et al.* (2018).



Fonte: A. Amir *et al.* (2018).

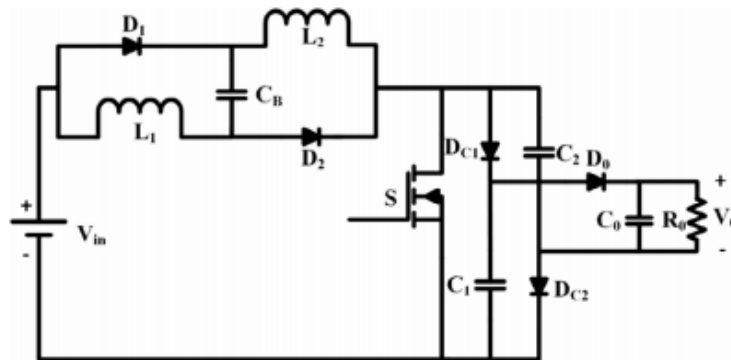
Figura 4 – Circuito do conversor buck-boost proposto por A. Amir *et al.* (2018).



Fonte: A. Amir *et al.* (2018).

Tewari e Sreedevi (2018) propuseram o conversor apresentado na Figura 5. Um conversor de alto ganho não isolado utilizando indutor e capacitor chaveados. Uma topologia que permite uma redução no estresse de tensão no interruptor de chaveamento e nos diodos, diminuindo perdas por condução e chaveamento e aumento da eficiência do conversor, em comparação com conversores convencionais de capacitores chaveados. A implementação do controle é relativamente fácil devido a presença de apenas uma chave no conversor. É recomendado para ser implementado em sistema alimentado por célula fotovoltaica. Mas permite um ganho de apenas 11,29 vezes.

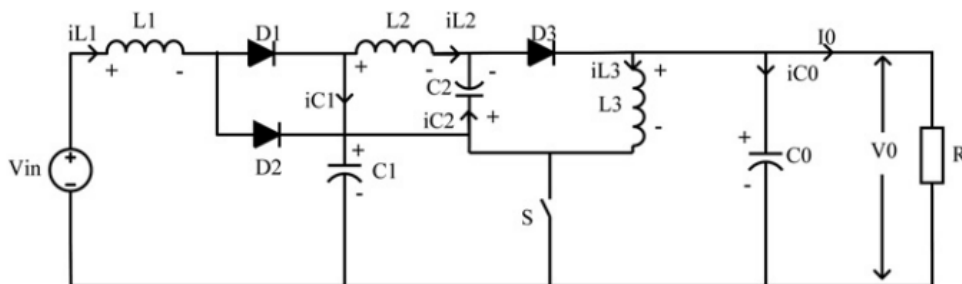
Figura 5 – Circuito do conversor proposto por Tewari e Sreedevi (2018).



Fonte: Tewari e Sreedevi (2018).

Patidar e Umarikar (2015) propuseram o conversor boost de alto ganho baseado na topologia quasi-Z-source apresentado na Figura 6. Mostraram que a topologia permite um ganho de tensão considerável para ciclo de chaveamento pequeno em comparação com topologia convencional, com mesmo chaveamento há um aumento de 30% no ganho de tensão. O controle obteve-se através do levantamento analítico da função transferência e analisando o diagrama de Bode foi escolhido os ganhos para com o compensador PI ter os resultados esperados. A limitação do conversor é devida as perdas provenientes do chaveamento.

Figura 6 – Circuito do conversor proposto por Patidar e Umarikar (2015).



Fonte: Patidar e Umarikar (2015).

Neste trabalho, a topologia de conversor de alto ganho escolhida elevará 24 V para 311 V, terá baixa perdas por condução e elementos magnéticos de volume reduzido. No próximo capítulo, será apresentada a estrutura e o princípio de funcionamento do conversor, bem como as formas de onda.

## **1.4 Estrutura deste trabalho**

Divisão feita em cinco capítulos em que o primeiro apresenta uma breve introdução.

No capítulo dois apresenta o conversor utilizado, mostrando suas etapas de operação e suas formas de onda.

Seguindo, no capítulo três são mostrados os passos realizados para controle do conversor no programa PSIM, bem como a obtenção do diagrama de bode em malha aberta. E a simulação do conversor no PSIM com degrau de carga na saída.

Capítulo quatro apresenta o inversor e motor conceitualmente e passos para controle para que siga a referência esperada. E a simulação do sistema no PSIM com variação de carga e mudança de sentido de velocidade.

Por fim, capítulo cinco conclui o trabalho com análises de seu desenvolvimento e resultados das simulações além das perspectivas para trabalhos futuros envolvendo o assunto.

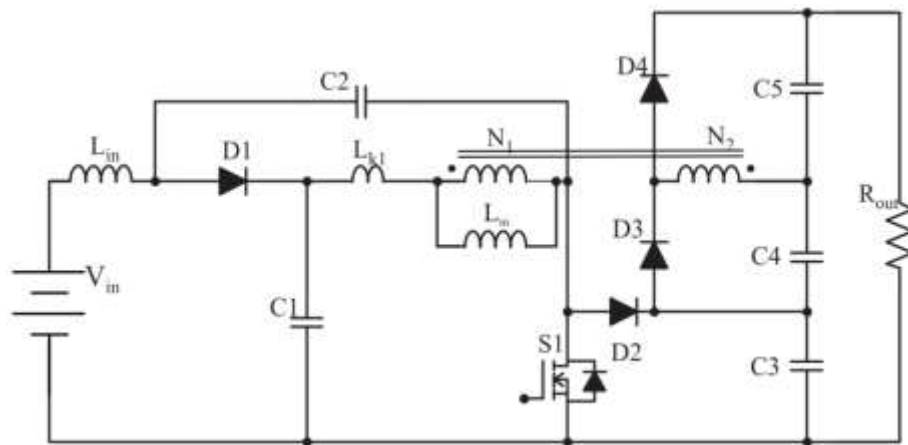
## 2 CONVERSOR CC/CC QUASI-Z-SOURCE DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO E CAPACITOR CHAVEADO

### 2.1 Introdução

A elevação de tensão é obtida através de conversores elevadores que fazem o processo de forma eficiente e com equipamentos compactos, como elementos passivos e ativos, controlados ou não (SILVA; RAFAEL VITOR E, 2015).

O objetivo desse capítulo é apresentar a análise e o modelo do conversor escolhido em modo de condução contínua. A topologia do conversor é apresentada na Figura 7.

Figura 7 – Conversor de alto ganho escolhido.

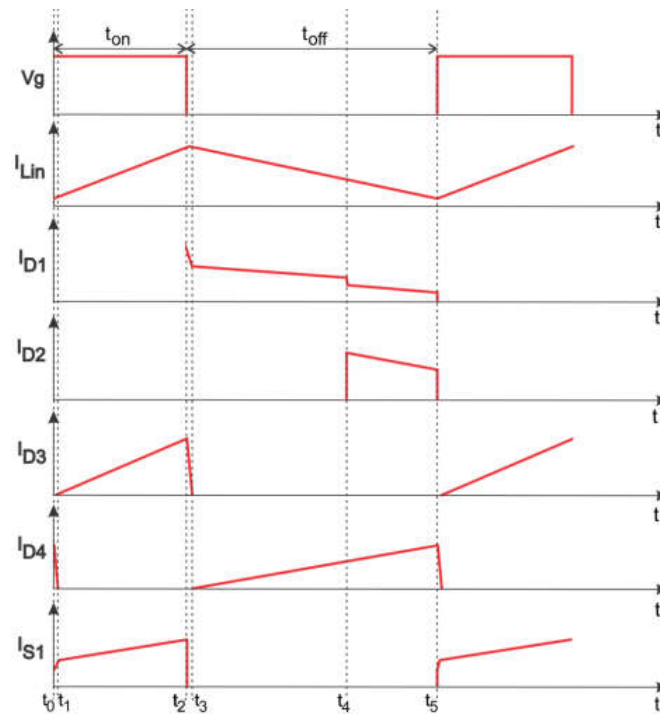


Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

### 2.2 Etapas de operação

As formas de onda utilizadas para caracterizar as etapas de operação do conversor foram: sinal de chaveamento do interruptor ( $V_g$ ), as correntes nos diodos D1, D2, D3 e D4, a corrente no interruptor S1, apresentadas na Figura 8. Serão desconsiderados para efeito de análise o curto período nas transições do chaveamento por ser de baixa influência para com o sistema.

Figura 8 – Formas de onda para análise das etapas de condução.

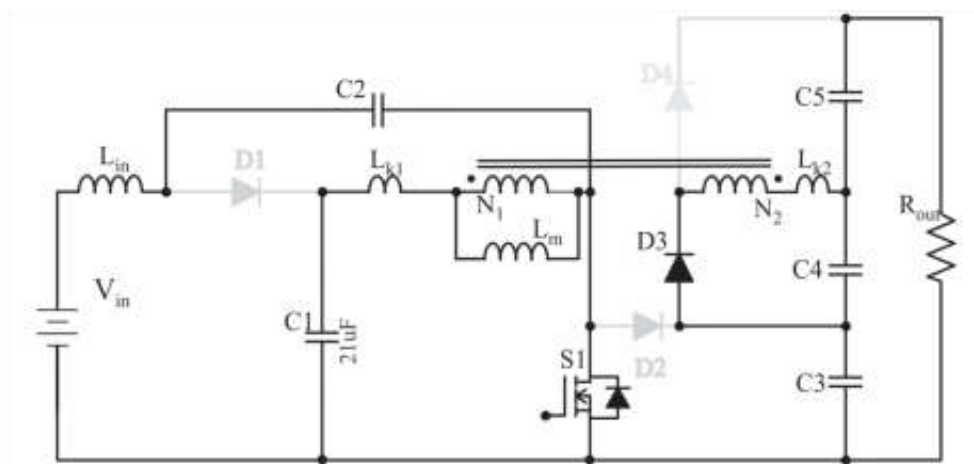


Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

### 2.2.1 Etapa 1

Etapa 1 ocorre na condução do interruptor S1, é mostrada na Figura 9. Os diodos D1, D2 e D4 são polarizados inversamente. O diodo D3 conduz corrente que carrega o capacitor C4 e este tem a tensão proveniente do enrolamento secundário do indutor acoplado VL2 que decorre do enrolamento N<sub>2</sub> e da indutância de dispersão L<sub>k2</sub>. A corrente na entrada passa pelo indutor L<sub>in</sub> e o capacitor C2, ambos também fornecendo energia passando pela chave S1. E por fim, o capacitor C1 fornece energia para o enrolamento N<sub>1</sub> do indutor acoplado, gerando indução em N<sub>2</sub>.

Figura 9 – Etapa 1 de funcionamento.

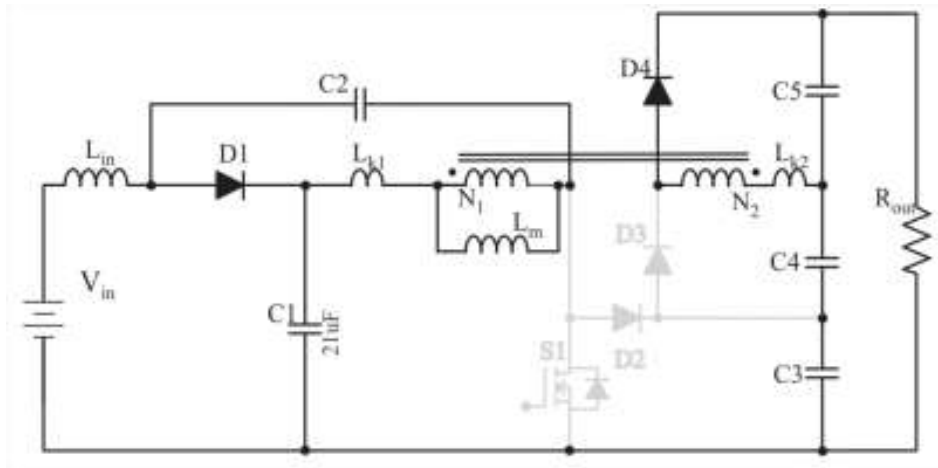


Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

### 2.2.2 Etapa 2

Etapa 2 ocorre no bloqueio do interruptor S1, mas se divide em dois intervalos, e é mostrada nas Figuras 10 e 11. No intervalo de  $t_3$  à  $t_4$ , os diodos D2 e D3 são polarizados inversamente. O capacitor C2 é carregado pela energia armazenada na indutância de magnetização ( $L_m$ ). Uma indução proveniente do enrolamento secundário do indutor acoplado faz com que o diodo D4 conduza corrente para o capacitor C5. O diodo D1 conduz a corrente de entrada para carregar o capacitor C1.

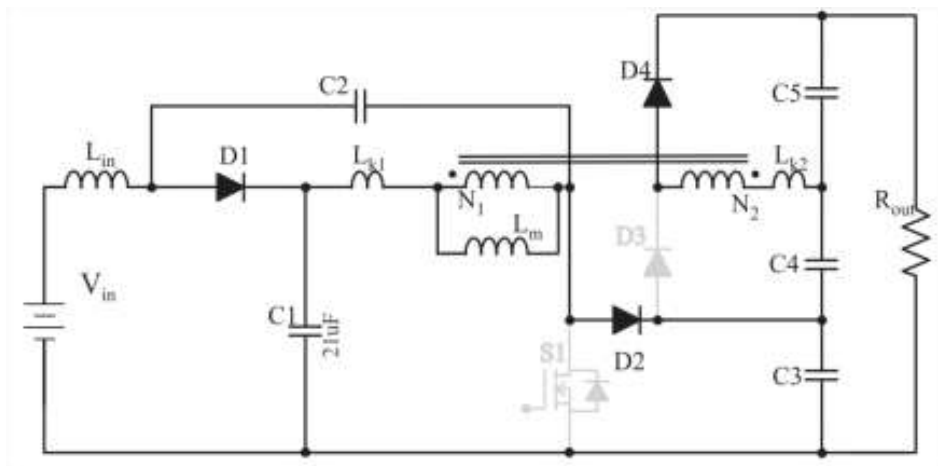
Figura 10 – Etapa 2 de funcionamento no intervalo de  $t_3$  à  $t_4$ .



Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

No intervalo de  $t_4$  à  $t_5$ , o diodo D3 continua polarizado inversamente e D4 e D1 continuam conduzindo, como mostra a Figura 11. Com capacitor C2 carregado, tem o início da condução do diodo D2 que direciona a energia das indutâncias de magnetização ( $L_m$ ) e dispersão no primário ( $L_{k1}$ ) para o capacitor C3.

Figura 11 – Etapa 2 de funcionamento no intervalo de  $t_4$  à  $t_5$ .



Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

### 2.3 Projeto do conversor de alto ganho

A Tabela 1 mostra os parâmetros iniciais em que o conversor deve fornecer e atuar.

Tabela 1 – Parâmetros para conversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência de saída do Conversor	$P_{out}$	250 W
Tensão de Entrada Nominal	$V_{in}$	24 V
Tensão de Entrada Mínima	$V_{in \text{ min}}$	20 V
Tensão de Entrada Máxima	$V_{in \text{ max}}$	28 V
Tensão de Saída do conversor	$V_{out}$	311 V
Frequência de Chaveamento	$f_s$	100 kHz
Rendimento do Conversor	$\eta$	94 %
Coefficiente de Acoplamento do Indutor Acoplado	$k$	0,99

Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

O fator de acoplamento ( $k$ ) indica o quanto concatenado está o fluxo magnético entre os indutores. Para  $k = 0$ , não há fluxo concatenado entre os indutores, e para  $k = 1$  o acoplamento entre os indutores é perfeito, assim há a concatenação total do fluxo, indicando que não há dispersão. A razão cíclica ( $D$ ) adotada foi de 0,35.

#### Indutor $L_{in}$

A corrente média de entrada é dada por (1):

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 11,08 \text{ A} \quad (1)$$

Foi considerada uma ondulação de corrente de 20%, dada por (2):

$$\Delta i_{L_{in}} = I_{in} \times 0,2 = 2,21 \text{ A} \quad (2)$$

O cálculo da indutância é dado por (3):

$$L_{in} = \frac{D-D^2}{1-2D} \times \frac{V_{in}}{\Delta i_{L_{in}} \times f_s} = 82,12 \mu\text{H} \quad (3)$$

#### Indutância de magnetização $L_m$

Foi considerada uma ondulação de corrente de 30%, para diminuir o tamanho do núcleo do indutor, e é determinada por (4):

$$\Delta i_{L_m} = I_{in} \times 0,3 = 3,32 \text{ A} \quad (4)$$

O cálculo da indutância de magnetização é dado por (5):

$$L_m = \frac{D-D^2}{1-2D} \times \frac{k \times V_{in}}{\Delta i_{L_m} \times f_s} = 53,651 \mu\text{H} \quad (5)$$

Em Silva (2015) o desenvolvimento dos cálculos sobre os esforços de corrente e tensão nos elementos magnéticos e semicondutores são mostrados. Obtendo-se os parâmetros, como mostra a Tabela 2 e Tabela 3, torna-se possível a simulação do conversor no PSIM.

Tabela 2 – Parâmetros do conversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância de entrada	$L_{in}$	82,12 $\mu H$
Razão cíclica	$D$	0,35
Indutância de magnetização	$L_m$	80,47 $\mu H$
Relação de transformação	$n$	2,946
Capacitância C1 e C2	$C$	21 $\mu F$
Capacitância C3	$C$	11 $\mu F$
Capacitância C4 e C5	$C$	4,7 $\mu F$

Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

Foi utilizado o modelo real do transformador para simular o indutor acoplado, que apresenta perdas nos enrolamentos e no núcleo como mostram os parâmetros de resistência do enrolamento e indutância de dispersão na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros do indutor acoplado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência do enrolamento primário	$R_P$	6,35 $m\Omega$
Resistência do enrolamento secundário	$R_S$	119,05 $m\Omega$
Indutância de dispersão do enrolamento primário	$L_P$	371,797 $nH$
Indutância de dispersão do enrolamento secundário	$L_S$	42,839 $nH$
Indutância de magnetização	$L_m$	60,243 $\mu H$
Número de enrolamentos no primário	$N_P$	1
Número de enrolamentos no secundário	$N_S$	2,946

Fonte: Silva, Rafael Vitor e (2015).

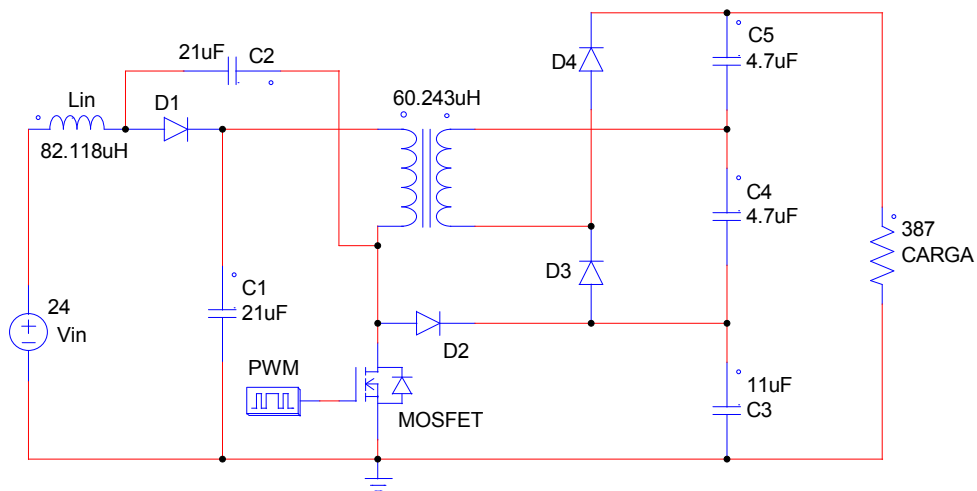
O circuito simulado é mostrado na Figura 12. A resistência na saída de 387 $\Omega$  indica que conversor está a plena carga.

A tensão de saída do conversor é mostrada na Figura 13, com variação pequena, com uma tensão média de 310,98 V.

A Figura 14 mostra duas tensões no conversor, a cor azul indica a tensão de entrada enquanto a vermelha a de saída, e percebemos o ganho de 24 V para 311V.

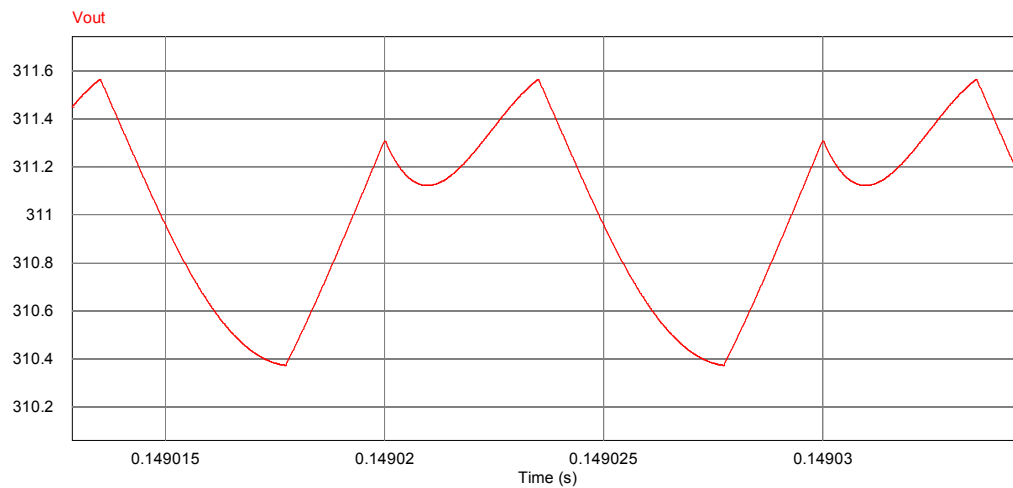


Figura 12 – Circuito simulado do conversor.



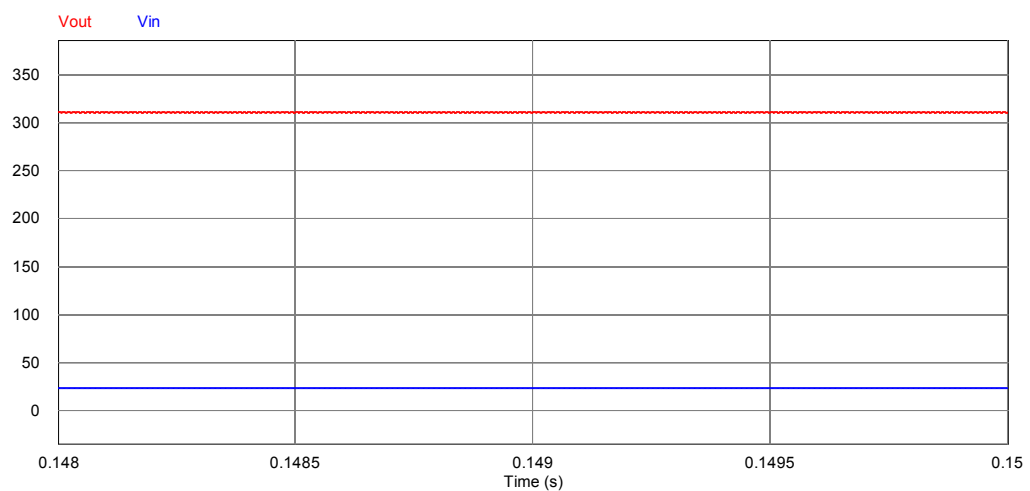
Fonte: Autoria Própria.

Figura 13 – Tensão de saída do conversor no PSIM.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 14 – Ganho de tensão do conversor no PSIM.



Fonte: Autoria Própria.

### 3 CONTROLE DO CONVERSOR DE ALTO GANHO

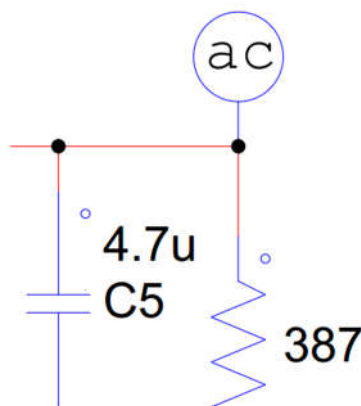
O diagrama de Bode é bastante utilizado na análise e projeto de sistemas de controle pela sua facilidade, rapidez e quantidade de informações que se pode obter de um dado sistema sob análise de forma bastante simplificada (BATSCHAUER; ALESSANDRO LUIZ, 2012).

Através do programa PSIM, obtém-se o diagrama de Bode do circuito que é o gráfico da resposta em frequência do conversor. A ferramenta necessária é o AC Sweep, que faz uma varredura em frequência do circuito.

#### 3.1 Diagrama de Bode no programa PSIM

Primeiro, coloca-se a ponta de prova do AC Sweep na saída do conversor, como mostra a Figura 15, pois é desejado o monitoramento da tensão de saída.

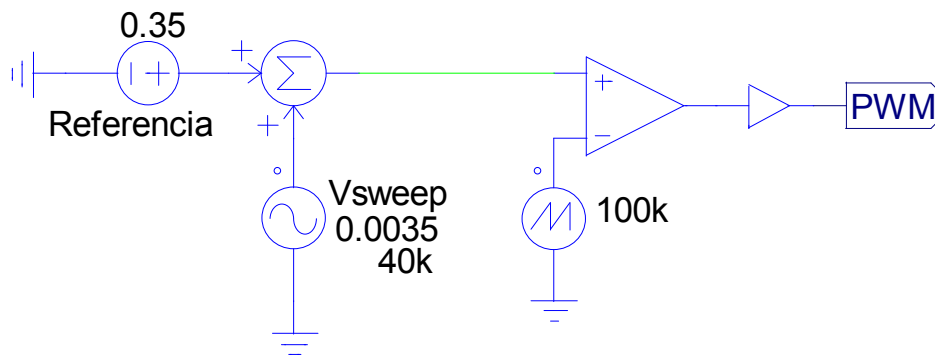
Figura 15 – Ponta de prova na saída do conversor.



Fonte: Autoria Própria.

Em seguida, adiciona-se uma perturbação senoidal no sinal de referência do chaveamento responsável pela razão cíclica. A amplitude da perturbação é de 1% da razão cíclica com frequência de 40 kHz, esses valores são adotados pois não excedem a amplitude da tensão de saída do conversor e sistema continua operando normalmente. A Figura 16 mostra a soma do sinal de referência com sinal senoidal para geração do PWM e conseqüente chaveamento do interruptor controlado MOSFET.

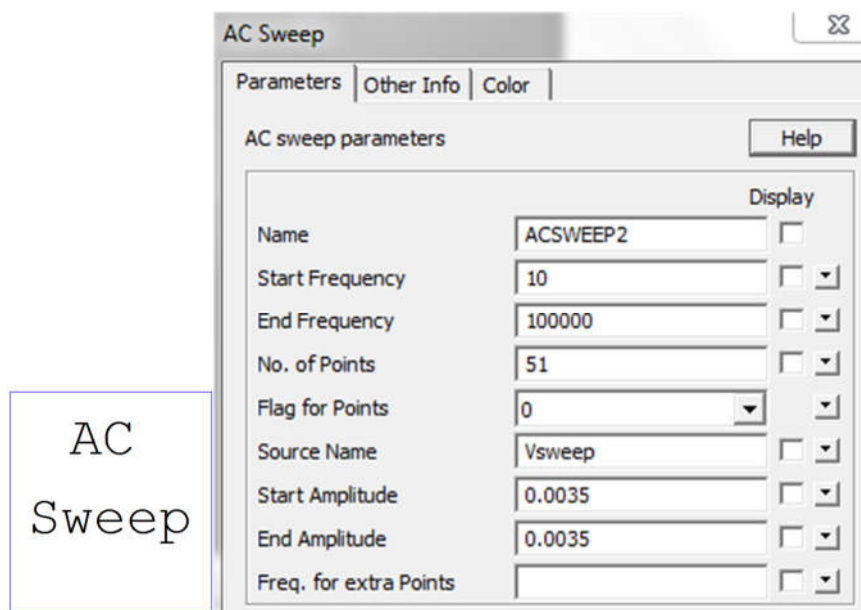
Figura 16 – Gerador de PWM com perturbação senoidal.



Fonte: Autoria Própria.

O elemento AC Sweep permite configurar parâmetros para gerar diagrama, como mostra a Figura 17.

Figura 17 – Bloco AC Sweep e janela de configuração.



Fonte: Autoria Própria.

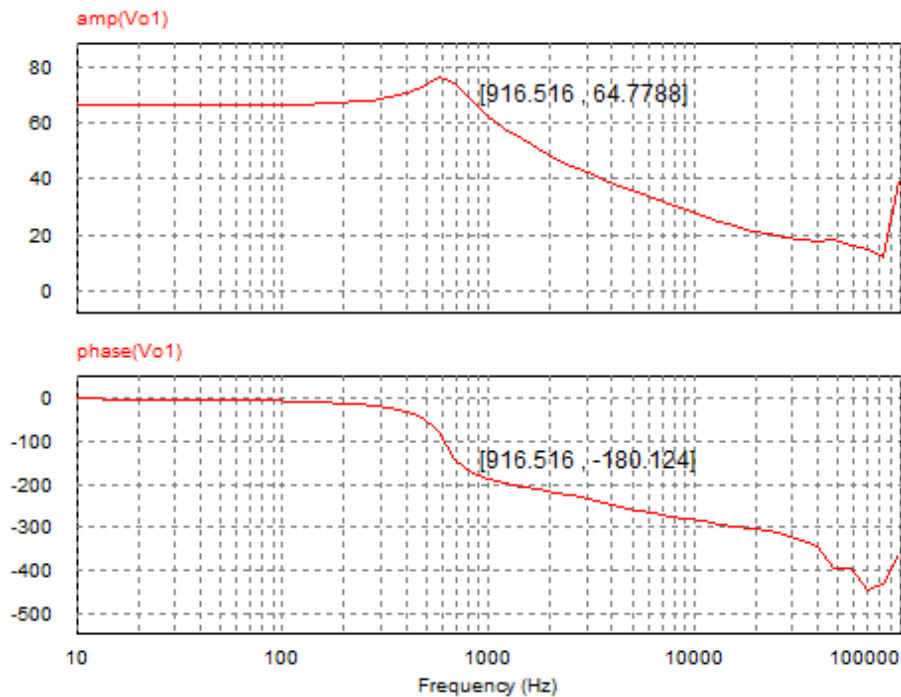
Alguns parâmetros foram modificados para se adequar:

- **Start Frequency:** valor que inicia varredura. Foi escolhido o valor de 10.
- **End Frequency:** valor final para varredura. Foi escolhido valor de chaveamento, 100k. Valor mais que suficiente pois geralmente se trabalha com menos da metade da frequência de chaveamento do conversor.
- **Source Name:** onde deve ser colocado o nome da fonte de perturbação senoidal que foi adicionada no circuito gerador de PWM.

- **Start e End Amplitude:** amplitude inicial e final. Foi escolhido 1% da razão cíclica pois se relaciona com o sinal de perturbação.

Os demais parâmetros não são alterados e após a simulação ocorrer, o diagrama de Bode é gerado. A resposta em frequência é mostrada na Figura 18.

Figura 18 – Diagrama de Bode do conversor.



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 18 observa-se:

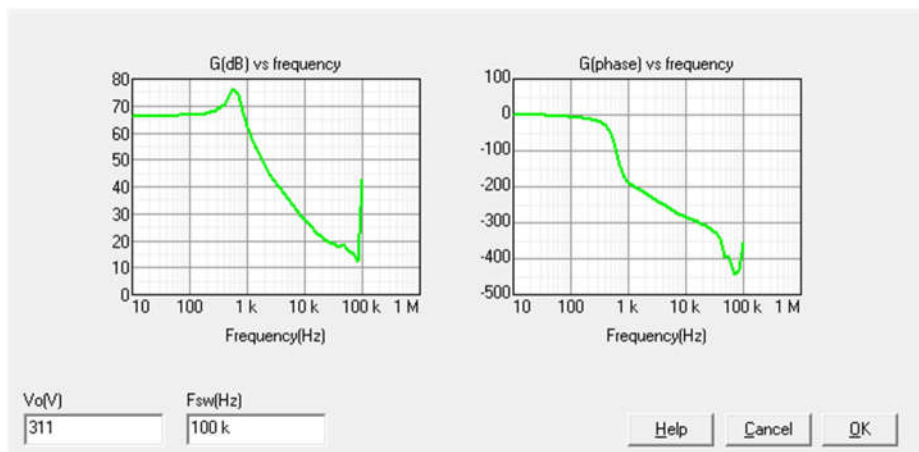
- **Margem de ganho:** definida quando a curva da fase cruza  $-180^\circ$ . Ocorre na frequência de 916,5 Hz e amplitude de 64,7 dB.
- **Margem de fase:** definida quando a curva da amplitude cruza 0 dB. Nesse caso é infinita pois a curva não cruza o 0 dB.

Segundo Ogata (2000), para um sistema ter maior probabilidade de obter desempenho satisfatório a margem de ganho deve ser maior que 6 dB e uma margem de fase estar entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$  em seu diagrama de Bode. Assim, como a margem de fase não está dentro dos valores mencionados anteriormente, a estabilidade do sistema não é garantida mediante perturbações e podendo não seguir referenciais esperados.

### 3.2 SmartCtrl

A ferramenta utilizada para fazer o controle é o SmartCtrl, presente no próprio PSIM. Importando a função de transferência para controle de tensão, deve-se preencher as opções com a tensão de referência e a frequência de chaveamento do conversor, como mostra a Figura 19.

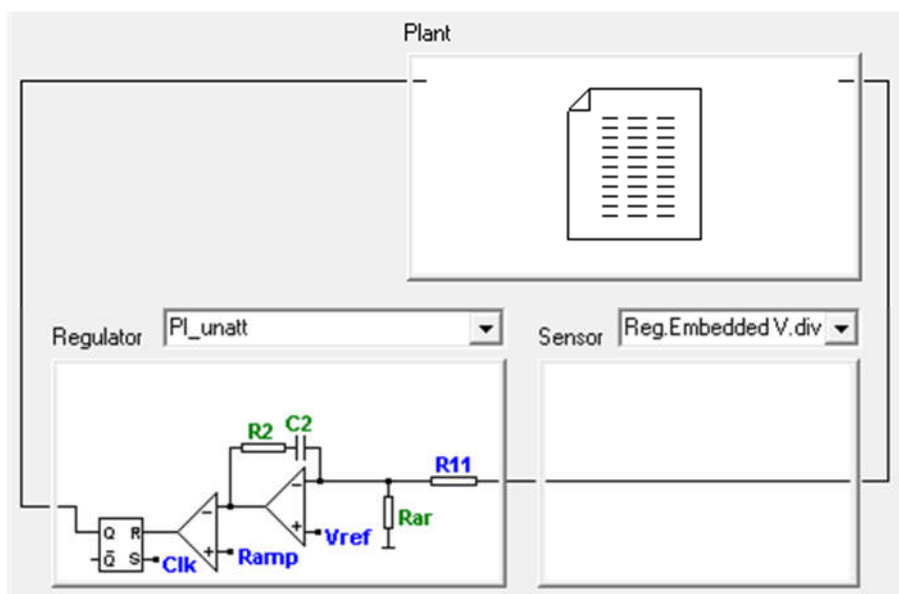
Figura 19 – Importando para SmartCtrl.



Fonte: Autoria Própria.

Na próxima janela, é escolhido não ter sensor e depois foi escolhido o compensador PI. Como mostra na Figura 20.

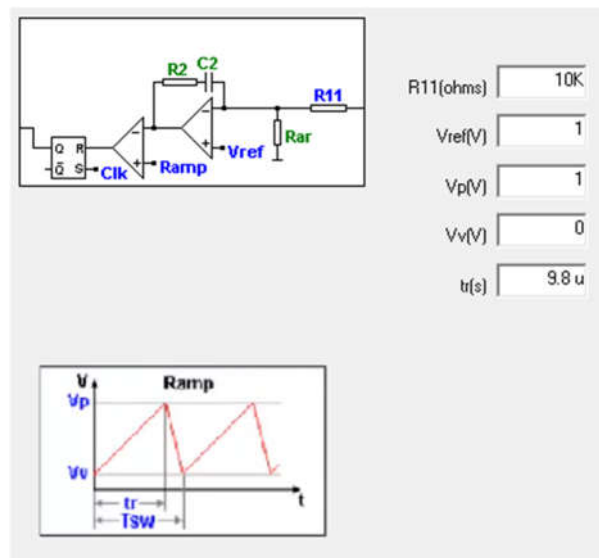
Figura 20 – Escolha do sensor e compensador.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 21 mostra a configuração do PI. Único valor a se modificar é o último, que deve ser 98% do período da frequência de chaveamento do MOSFET, para que seja gerada um sinal dente de serra, que é uma onda importante para gerar o pulso PWM. Uma frequência de 100 kHz tem o período de 10  $\mu$ s e atendendo o requisito mencionado, o valor é 9.8  $\mu$ s.

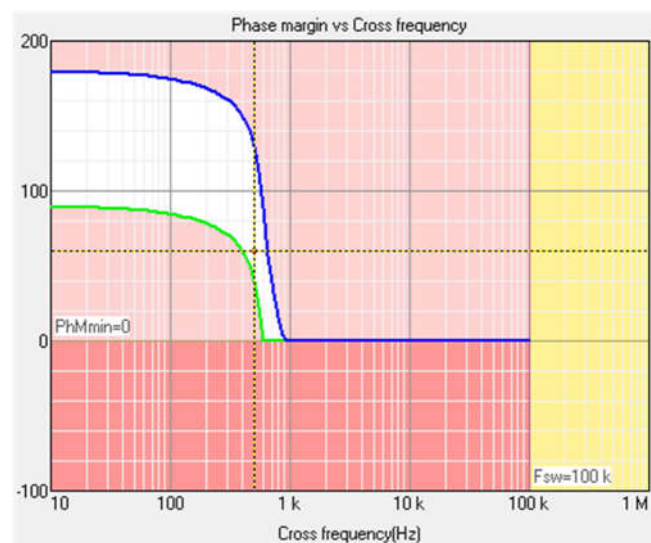
Figura 21 – Configuração para PI.



Fonte: Autoria Própria.

E por último, escolhe-se a frequência de cruzamento e a margem de fase como mostra na Figura 22, deve-se atentar em apenas usar a área em branco do mapa pois é onde o programa garante bom funcionamento para o compensador.

Figura 22 – Mapa para escolha da fase e frequência.

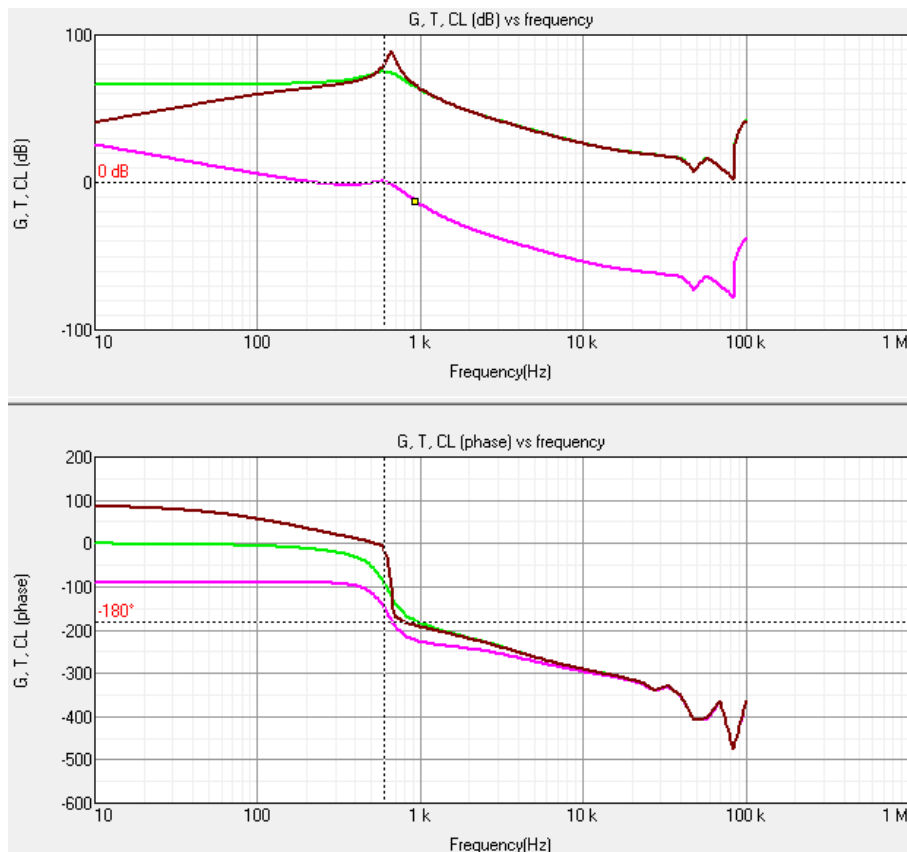


Fonte: Autoria Própria.

Após ajustes, com frequência de cruzamento de 728.5 Hz e margem de fase de 13,8°, a Figura 23 mostra os seguintes diagramas de Bode:

- **Verde:** representa o diagrama apenas do conversor.
- **Rosa:** representa o diagrama do sistema compensado em malha aberta.
- **Marrom:** representa o diagrama do sistema compensado em malha fechada.

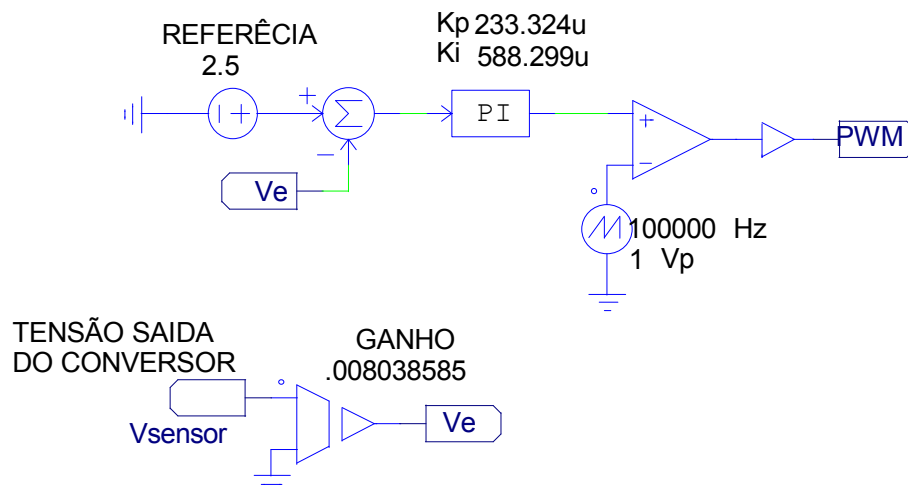
Figura 23 – Diagramas de Bode para análise de controle.



Fonte: Autoria Própria.

Do SmartCtrl obtêm os ganhos proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ), respectivamente 233,324  $\mu$  e 588,299  $\mu$ . Na Figura 24 é mostrado o circuito controlador para gerar PWM que deve ser conectado ao MOSFET do conversor de alto ganho. O ganho presente na figura seguinte serve para abaixar o valor da tensão de saída e poder comparar com referência do controlador.

Figura 24 – Circuito com PI para gerar PWM.

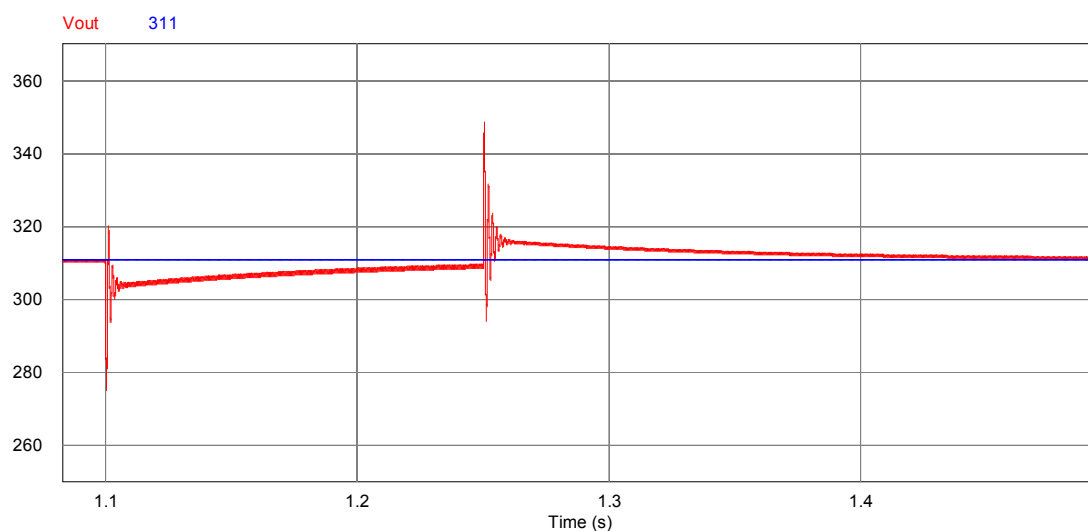


Fonte: Autoria Própria.

### 3.3 Simulação do conversor em malha fechada

A variação de carga permite verificar o sistema de controle utilizado (FORTI, REGINALFO LUS, 2016). Inicialmente a carga está em 50%, no tempo de 1,1s dobra-se a carga, para 100%, e no tempo de 1,25s a carga volta para o estado inicial. A resposta ao degrau de carga é mostrada nas Figuras 25 e 26. Na Figura 25, a tensão varia nas mudanças de carga, mas logo tende de seguir a referência que está presente no gráfico.

Figura 25 – Comportamento da tensão durante degrau de carga.

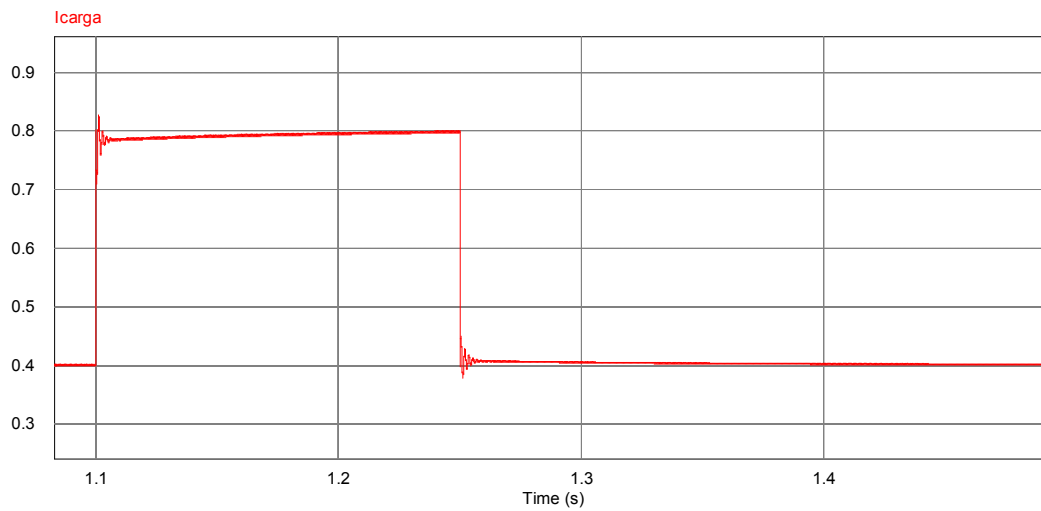


Fonte: Autoria Própria.



Na Figura 26, a corrente tem comportamento esperado, visando atender o aumento da carga. E assim como ocorreu na tensão, a corrente tende a se estabilizar logo em seguida a variação.

Figura 26 – Comportamento da corrente durante degrau de carga.



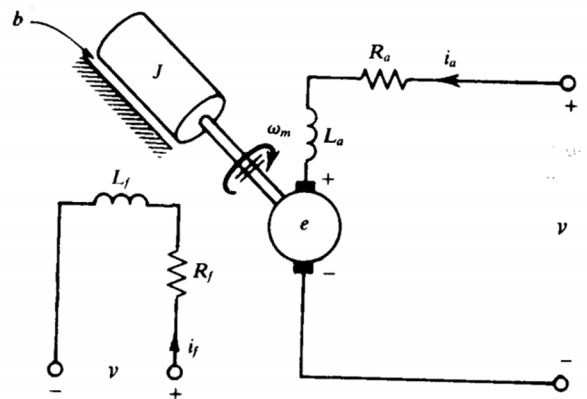
Fonte: Autoria Própria.

#### 4 MOTOR CC COMO SISTEMA DE TRAÇÃO

A operação de um motor CC é fundamentada na interação entre condutores percorridos por correntes e campos magnéticos. Possuem ampla variedade de características de funcionamento devido diferentes formas de excitação dos enrolamentos de campo (PATANÉ; EDSON JOÃO, 2008).

O motor CC escolhido para este trabalho é o de excitação independente, seu diagrama esquemático é mostrado na Figura 27, para exemplificar uma forma de aplicação como carga acionada por um conversor de alto ganho de tensão.

Figura 27 – Diagrama esquemático do motor CC com excitação independente.



Fonte: Patané, Edson João (2008).

Os parâmetros para simulação do motor estão presentes na Tabela 4. Como não foi possível obter configuração de um motor de 250 W, o parâmetro abaixo é de potência de 1 HP (745,7 W), houve modificação na simulação para uma margem em que o conversor de alto ganho possa fornecer energia para acionar motor sem ultrapassar seus limites. A modificação se concentrou na corrente de armadura que foi imposta para permanecer em 0,8 A, corrente essa que conversor de alto ganho disponibiliza em plena carga.

Tabela 4 – Parâmetros do motor CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência de armadura	$R_a$	1,83 $\Omega$
Corrente de armadura	$I_a$	6 A
Tensão de armadura	$V_a$	160 V
Indutância de armadura	$L_a$	55,5 mH
Resistência de campo	$R_f$	475 $\Omega$
Corrente de campo	$I_f$	0,4 A
Tensão de campo	$V_f$	190 V
Indutância de campo	$L_f$	360 $\mu$ H
Velocidade	$\omega_m$	1800 RPM
Constante do motor	$k_T$	0,7905 Nm/A
Momento de inercia	$J_{eq}$	0,0251
Torque nominal	$Nm$	4,74

O controle de velocidade do motor CC pode ser manipulado pela tensão aplicada ao motor (V), o fluxo magnético no entreferro ( $\varphi$ ) e a resistência de armadura ( $R_a$ ), como mostra a equação (6) (PATANÉ; EDSON JOÃO, 2008).  $K_a$  é uma constante ligada com a estrutura do motor.

$$\omega_m = \frac{V - I_a R_a}{K_a \varphi} \quad (6)$$

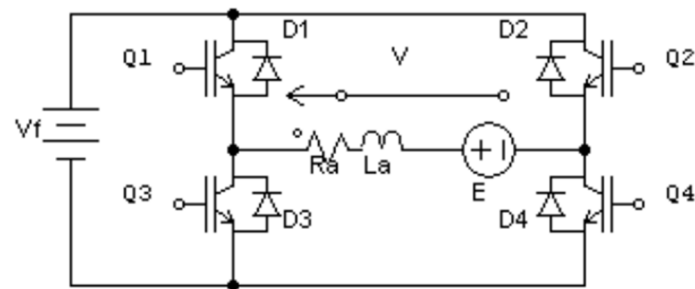
Controle pela resistência, existe muita potência dissipada no reostato adicionado em serie com a armadura do motor. O controle pelo fluxo pode ocasionar diminuição no torque. No controle pela armadura, o fluxo magnético é constante e permite ajustes rápidos (FUENTES; RODRIGO C, 2005).

Uma forma de fazer o controle pela tensão aplicada na armadura é através do chaveamento de um conversor CC-CA adicional no sistema, já que o de alto ganho tem uma tensão de saída fixa. E elaborando a ideia, esse novo elemento permite não somente a variação da tensão, mas a sua inversão pois para o motor possibilitaria a rotação oposta.

#### 4.1 Inversor monofásico em ponte completa

Foi escolhido o motor CC ser acoplado em um inversor monofásico em ponte completa, mostrado na Figura 28, e esse último ser alimentado pelo conversor de alto ganho.

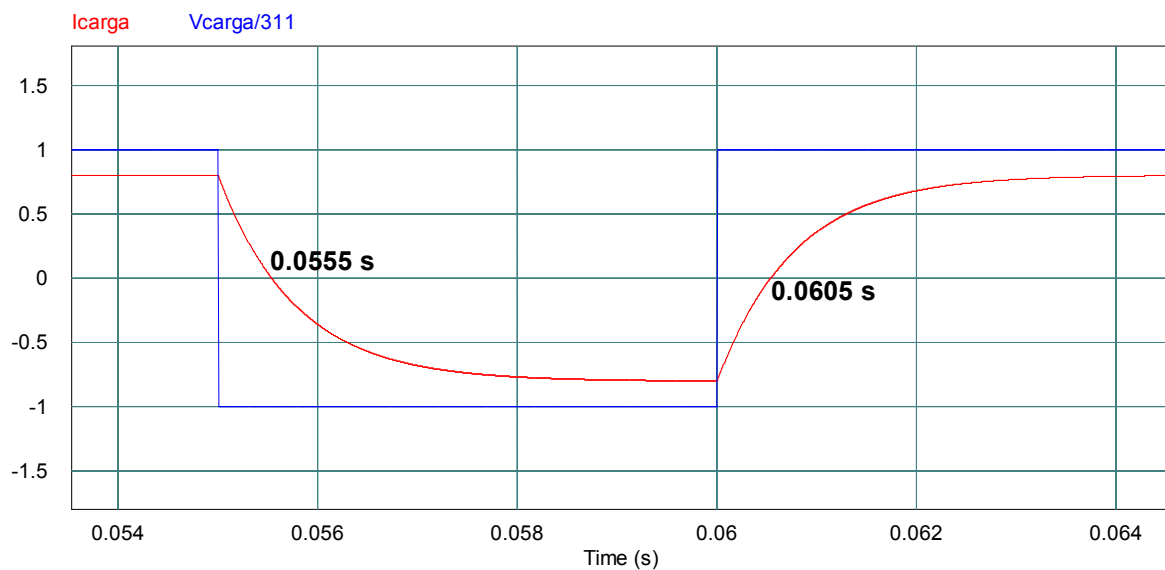
Figura 28 – Inversor monofásico em ponte completa.



Fonte: Patané, Edson João (2008).

A Figura 29 mostra um exemplo na mudança de fluxo de corrente, como também a referência da tensão, proporcionado pelo inversor. Inicialmente Q1 e Q4 recebem sinal de comando, operando no primeiro quadrante com tensão e corrente positivas, enquanto Q2 e Q3 não possuem fluxo de corrente para a carga. No tempo de 50 ms, Q2 e Q3 recebem o sinal para conduzir corrente, enquanto Q1 e Q4 não recebem sinal, bloqueando a corrente. Do tempo de 50 ms até 55,5 ms, o segundo quadrante é onde a carga fica com tensão negativa e corrente positiva. No tempo de 55,5 ms até 60 ms a carga esta no terceiro quadrante onde tensão e corrente são negativas. No tempo de 60 ms, Q1 e Q4 voltam a receber o sinal para conduzir corrente, enquanto Q2 e Q3 não recebem sinal. Do tempo de 60 ms até 60,5 ms, o quarto quadrante é onde a carga fica com tensão positiva e corrente negativa. Logo depois de 60,5 ms, a carga volta a atuar no primeiro quadrante.

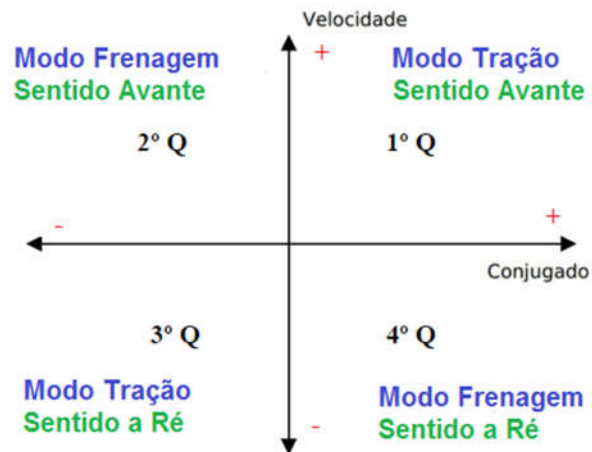
Figura 29 – Formas de onda com carga operando nos quatro quadrantes.



Fonte: Autoria Própria.

Assim, através da explicação da Figura 29, o funcionamento do motor CC é possível nos quatro quadrantes, atuando tanto com a aceleração (avante), a frenagem e inversão de rotação (ré). A Figura 30 mostra um diagrama resumindo o modo de trabalho do motor.

Figura 30 – Quadrantes de operação.



Fonte: Lenz, André Luis (2013).

## 4.2 Controle de corrente do motor CC

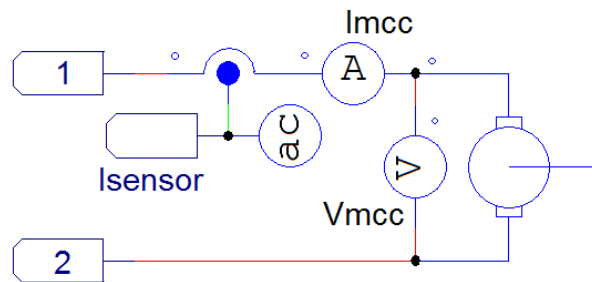
Para o torque eletromagnético, temos a equação (7) considerando a corrente de campo constante, sendo  $k_T$  uma constante de torque (FUENTES; RODRIGO C, 2005). Assim, sabemos que o torque do motor será menor que o valor nominal da máquina, pois, a corrente vai ser limitada para estar no padrão do conversor de alto ganho. Com isso, o momento de inércia da máquina também foi reduzido na simulação para que o baixo torque possa girar o eixo.

$$T_e = k_T I_a \quad (7)$$

### 4.2.1 Diagrama de Bode da corrente

Procedimento é semelhante ao apresentado no item 3.1, salvo algumas mudanças por se referir com corrente e o conversor de alto ganho está acoplado no inversor e este a alimentar o motor pelos terminais 1 e 2. Coloca-se a ponta de prova do AC Sweep no sensor de corrente de armadura, como mostra a Figura 31.

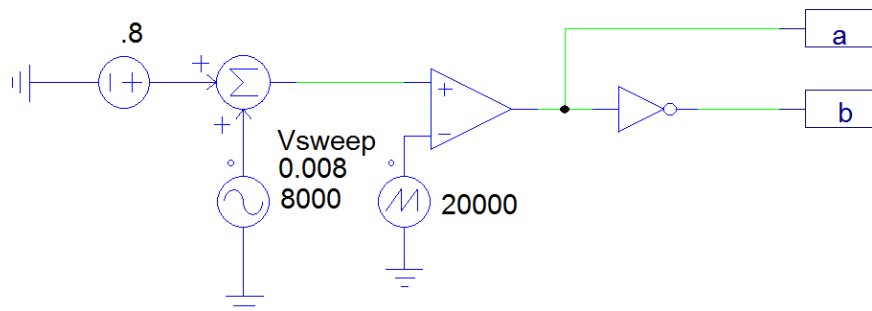
Figura 31 – Ponta de prova no sensor de corrente de armadura.



Fonte: Autoria Própria.

A fonte  $V_{sweep}$  serve para adicionar a perturbação senoidal de 1% da razão cíclica com frequência de 8 kHz no sinal da razão cíclica do inversor, como mostra a Figura 32.

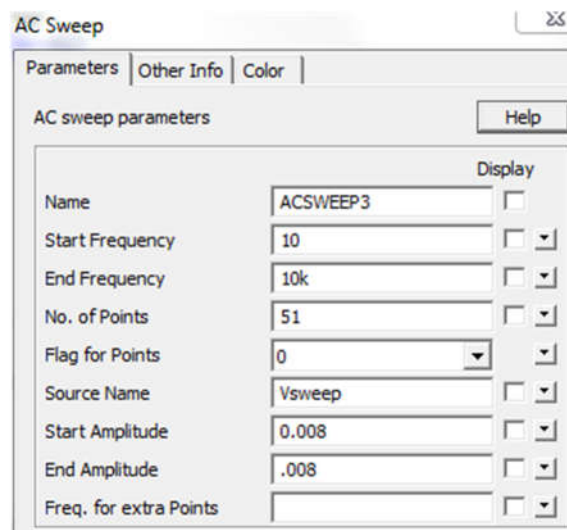
Figura 32 – Perturbação na razão cíclica do inversor.



Fonte: Autoria Própria.

O AC Sweep é configurado como mostra a Figura 33.

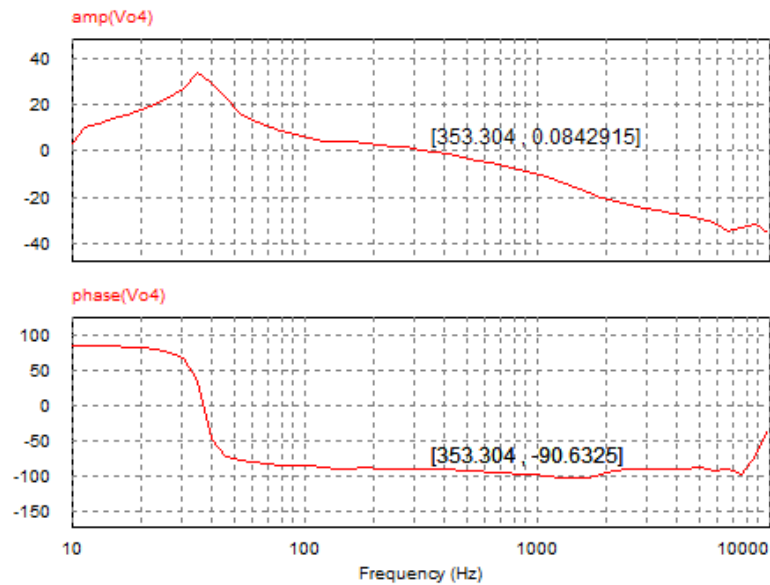
Figura 33 – Bloco AC Sweep e janela de configuração.



Fonte: Autoria Própria.

Após a simulação ocorrer, o diagrama de Bode é gerado, como mostra na Figura 34.

Figura 34 – Diagrama de Bode para corrente de armadura.



Fonte: Autoria Própria.

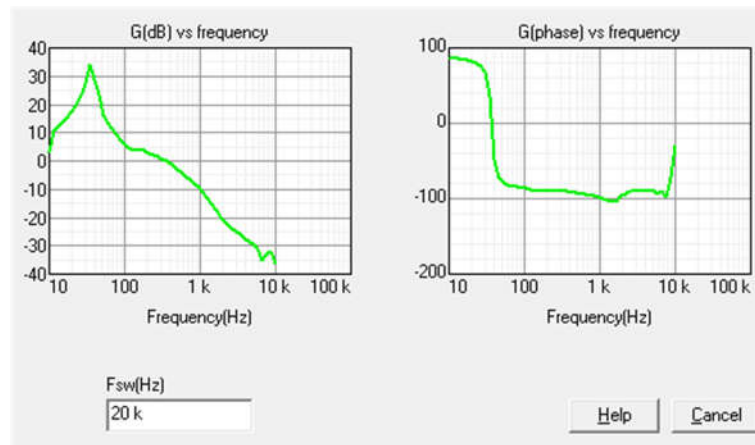
Na Figura 34 observa-se:

- **Margem de ganho:** definida quando a curva da fase cruza  $-180^\circ$ . Nesse caso é infinita pois a curva não cruza  $-180^\circ$ .
- **Margem de fase:** definida quando a curva da amplitude cruza 0 dB. Ocorre na frequência de 353,3 Hz e fase de  $-90,6^\circ$ .

#### 4.2.2 Compensador PI para corrente

Semelhante ao apresentado no item 3.2, importando-se a função de transferência da corrente para o SmartCtrl, como mostra o diagrama de Bode nos gráficos presentes na janela, e preencher a opção com a frequência de chaveamento do inversor, como mostra a Figura 35.

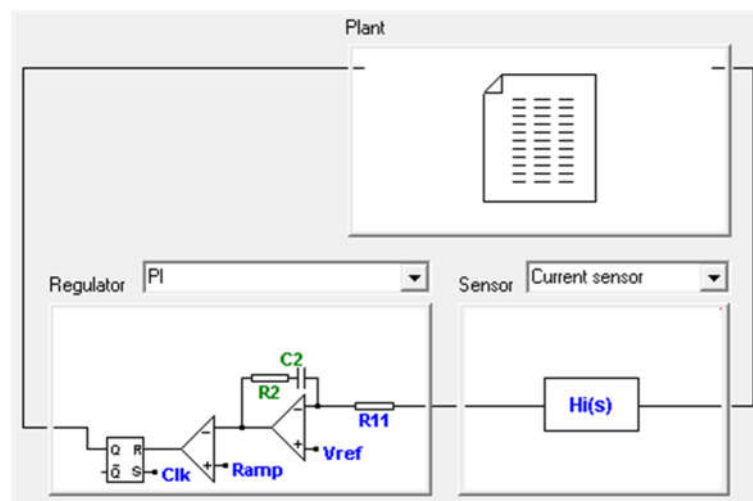
Figura 35 – Importando em modo de corrente para SmartCtrl.



Fonte: Autoria Própria.

Na próxima janela, é escolhido sensor de ganho unitário e compensador PI. Como mostra na Figura 36.

Figura 36 – Escolha do sensor e compensador.

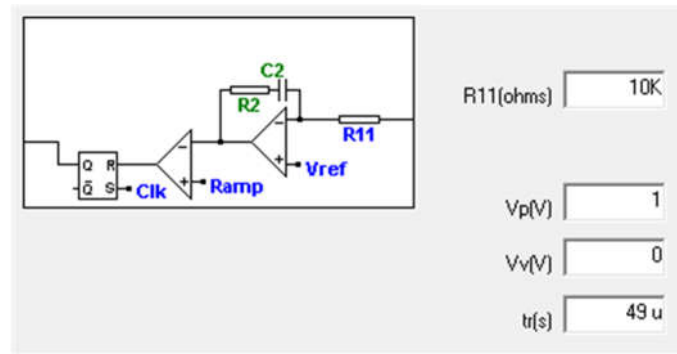


Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 37, é mostrada a configuração do PI. O valor a se modificar é o último, que deve ser 98% do período da frequência de chaveamento do inversor, para que seja gerada um sinal dente de serra. Uma frequência de 20 kHz tem o período de 50  $\mu$ s e atendendo o requisito mencionado, o valor é 49  $\mu$ s.



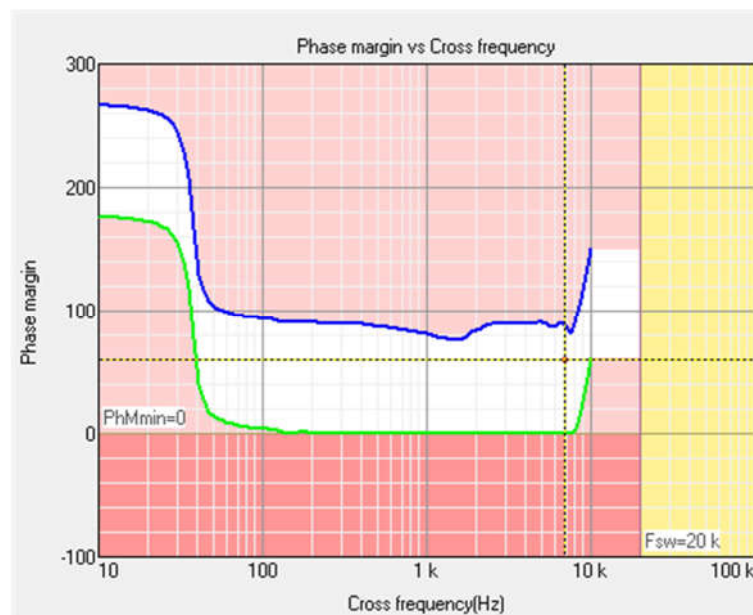
Figura 37 – Configuração para PI para corrente.



Fonte: Autoria Própria.

E por último, escolhe-se a frequência de cruzamento e a margem de fase como mostra na Figura 38. Lembrando em apenas usar a área em branco do mapa, pois é nessa região onde o programa garante que o controle será satisfatório.

Figura 38 – Mapa para escolha.

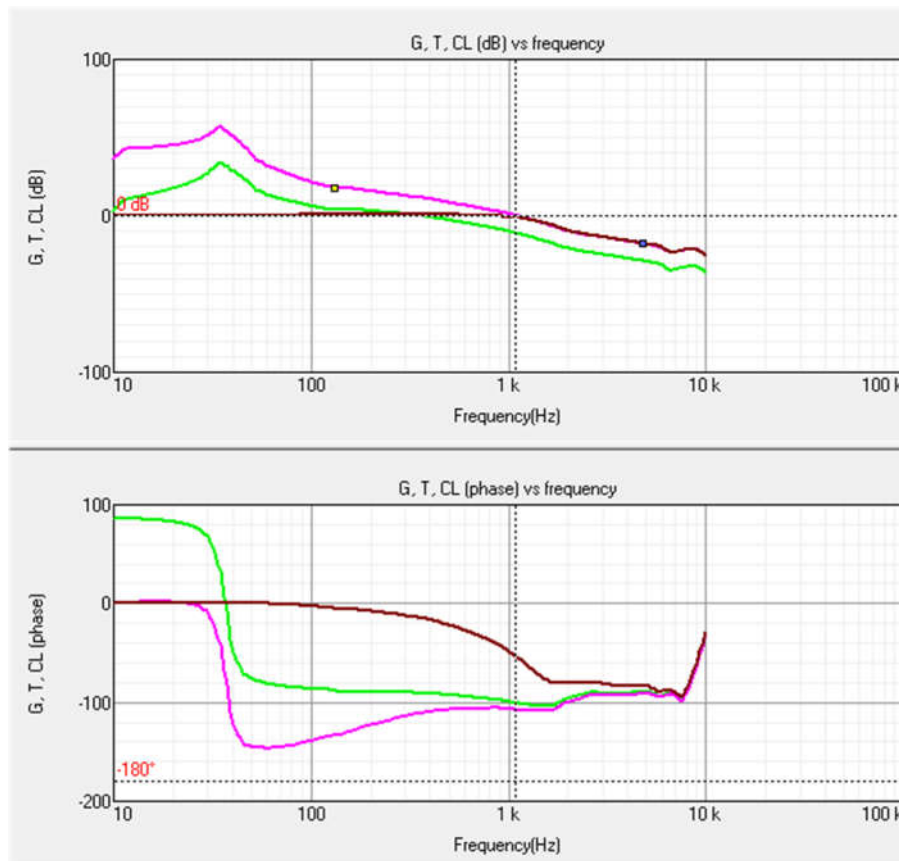


Fonte: Autoria Própria.

Após ajustes, com frequência de cruzamento de 1,09 kHz e margem de fase de 72,4°, a Figura 39 mostra os seguintes diagramas de Bode:

- **Verde:** representa o diagrama apenas do conversor.
- **Rosa:** representa o diagrama do sistema compensado em malha aberta.
- **Marrom:** representa o diagrama do sistema compensado em malha fechada.

Figura 39 – Diagramas de Bode para análise de controle de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

Do SmartCtrl obtêm os ganhos proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ), respectivamente 36,4796 e 1,21768 m. A seguir será feito o controle de velocidade.

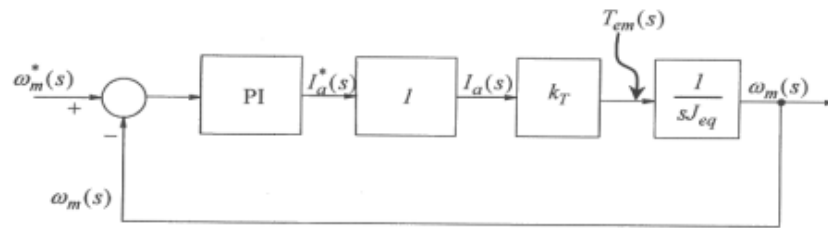
### 4.3 Controle de velocidade do motor CC

A forma de controle apresentada anteriormente, com o uso do AC Sweep e do SmartCtrl, não é possível nesse caso pois os resultados não foram positivos para este trabalho, o motor não convergia para o valor de referência desejado. Portanto, o controle de velocidade será através do levantamento da função transferência.

#### 4.3.1 Função transferência da velocidade

O laço da velocidade é representado na Figura 40, representado em diagrama de blocos.

Figura 40 – Diagrama de blocos da velocidade.



Fonte: Mohan, Ned (2003).

A função transferência resultante da Figura 40 está na equação (8).

$$G_{\Omega,OL}(s) = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left[ 1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega}) \right] \times 1 \times \frac{k_T}{sJ_{eq}} \quad (8)$$

Como a largura de banda do laço de velocidade será uma ordem de magnitude menor do que a da corrente, para evitar interferência do controle de corrente, a unidade presente na equação (8) é a malha fechada da corrente assumida como ideal (MOHAN; NED, 2003). A equação (8) pode ser ajustada como na equação (9).

$$G_{\Omega,OL}(s) = \left( \frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s^2} \quad (9)$$

Como mostra na equação (9), a função transferência em malha aberta tem dois polos na origem, que em baixa frequência no diagrama de Bode causam na magnitude o decréscimo de - 40 dB por década enquanto o ângulo de fase está em - 180°. O controlador é do tipo proporcional e integral (PI), onde o símbolo  $\Omega$  refere-se ao laço de velocidade. Sabendo que a frequência de cruzamento ( $f_c$ ) escolhida é 100 Hz, e que nessa frequência o ganho é unitário, temos as seguintes equações:

$$\left| \left( \frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s^2} \right| = 1 \quad (10)$$

e

$$\angle \left( \frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s^2} = -180^\circ + \phi_{pm,\Omega} \quad (11)$$

E isolando os termos, temos as equações (12) e (13) que levam ao ganho integral e proporcional:

$$k_{i\Omega} = \sqrt{\frac{\omega_{c\Omega}^4 J_{eq}^2}{k_T^2 \left\{ 1 + \left[ \tan\left(\frac{(-180 + \phi_{pm})\pi}{180}\right) \right]^2 \right\}}} \quad (12)$$

e

$$k_{p\Omega} = \frac{k_{i\Omega}}{\omega_{c\Omega}} \tan \left[ \frac{(-180 + \phi_{pm})\pi}{180} \right] \quad (13)$$

Sabendo que:

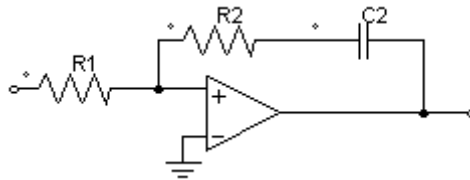
$$\omega_{c\Omega} = 2\pi f_c \quad (14)$$

E a margem de fase ( $\phi_{pm}$ ) escolhida é  $80^\circ$ . Descobrimos que  $k_{i\Omega} = 2.177$  e  $k_{p\Omega} = 19,647$ .

#### 4.3.2 Compensador PI para velocidade

Em sistema de controle de movimento, o compensador PI geralmente é mais adequado para velocidade (MOHAN; NED, 2003). O tipo adotado é o da Figura 41.

Figura 41 – Circuito compensador PI.



Fonte: Autoria Própria.

A função transferência da Figura 41 é mostrada na equação (15).

$$G_{PI\Omega} = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left( s \frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}} + 1 \right) \quad (15)$$

Através de análise de circuito da Figura 41, obtemos a equação (16).

$$G_{PI\Omega} = \frac{1}{sR_1C_2} (sR_2C_2 + 1) \quad (16)$$

Igualando as equações (15) e (16), encontramos:

$$k_{i\Omega} = \frac{1}{R_1C_2} \quad (17)$$

e

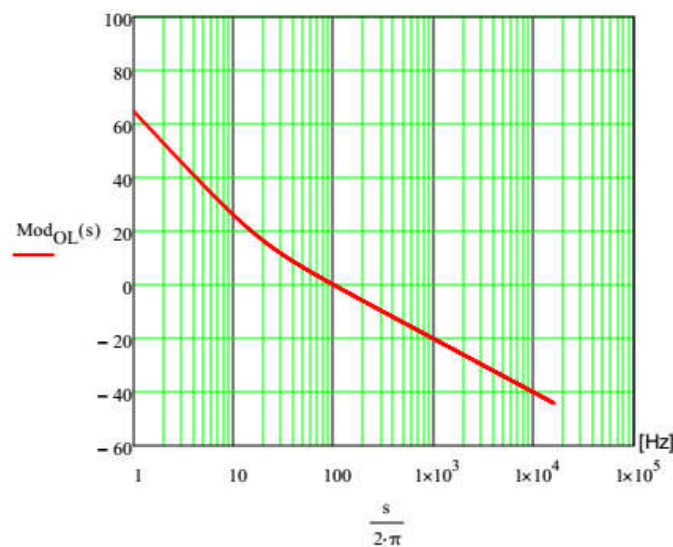
$$k_{p\Omega} = \frac{R_2}{R_1} \quad (18)$$

Substituindo os ganhos  $k_{i\Omega}$  e  $k_{p\Omega}$  nas equações (17) e (18) e o  $C_2$  sendo  $1,5\mu F$ , temos  $R_1 = 300 \Omega$  e  $R_2 = 6k \Omega$ .

### 4.3.3 Diagrama de Bode da velocidade

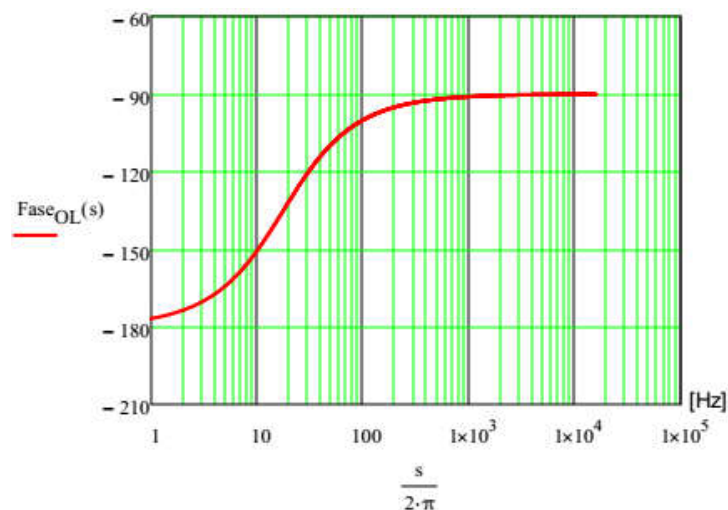
Com valores dos parâmetros para controle da velocidade obtidos, podemos plotar o diagrama de Bode de  $G_{\Omega,OL}(s)$ . As Figuras 42 e 43 mostram o sistema com compensador em malha aberta e foram obtidos através do software Mathcad. Segundo Ogata (2000), a inclinação na vizinhança da frequência de cruzamento da curva de módulo em dB deve ser em torno de -20 dB/década para o sistema ter maior probabilidade de ser estável. Na Figura 42, a inclinação da curva próxima a frequência de cruzamento está em torno de -20dB/década. Na Figura 43, a fase não inicia em  $-180^\circ$  pois inclinação na magnitude é menor de -40 dB/década.

Figura 42 – Curva de ganho da velocidade com compensador em malha aberta.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 43 – Curva de fase da velocidade com compensador em malha aberta.



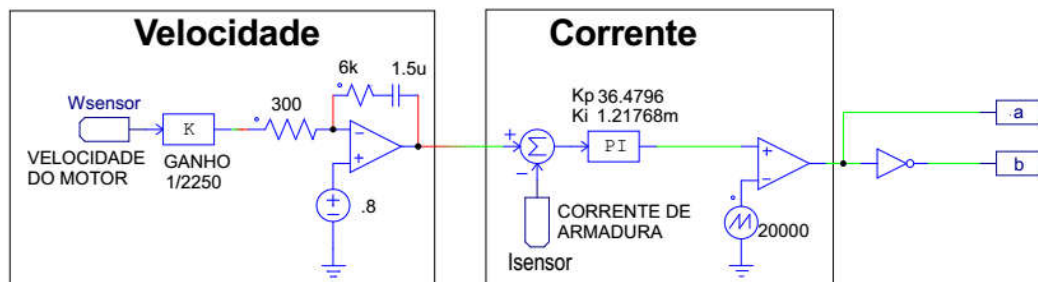
Fonte: Autoria Própria.

Nas Figuras 42 e 43 observa-se:

- **Margem de ganho:** definida quando a curva da fase cruza  $-180^\circ$ . Nesse caso é infinita pois a curva não cruza  $-180^\circ$ .
- **Margem de fase:** definida quando a curva da amplitude cruza 0 dB. Ocorre na frequência de 100 Hz e fase de  $-100^\circ$ .

Na Figura 44 é mostrado o circuito controlado para gerar PWM para o inversor de ponte completa.

Figura 44 – Circuito para controle do motor.



Fonte: Autoria Própria.

#### 4.4 Capacitor do barramento CC

O módulo de potência CFW-08 possui um capacitor de filtro que gera um barramento CC na saída de um estágio retificador (SILVA; RAFAEL VITOR E, 2015). O cálculo será baseado no retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo como mostra a equação (19).

$$C_{cc} = \frac{P_{out}}{f(V_{cc\ max}^2 - V_{cc\ min}^2)} \quad (19)$$

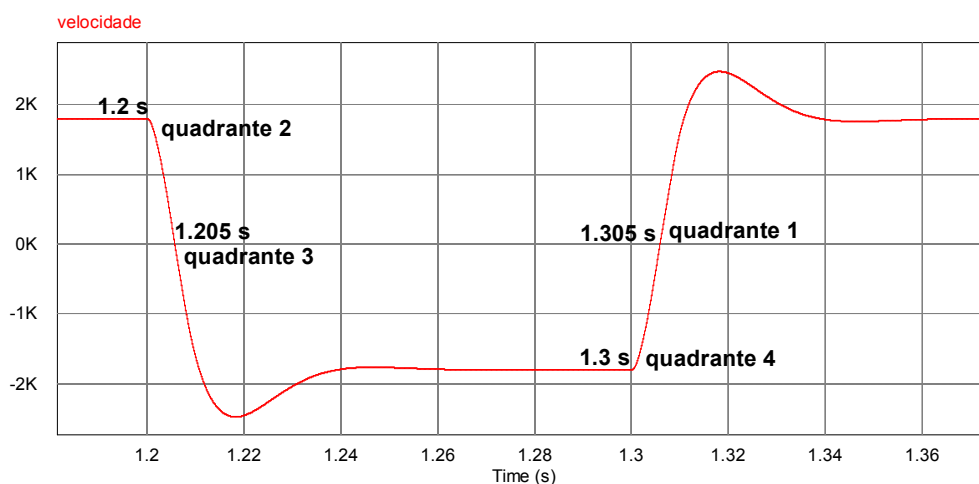
Segundo manual do CFW-08 a tensão máxima é 400 V e a mínima é 10% abaixo da nominal da rede elétrica, 198 V. A frequência presente na equação é a adotada na rede elétrica, 60 Hz, e a potência é a de saída do conversor, 250 W. Assim, substituindo os valores na equação acima, o capacitor adotado é o de 35μ F.

#### 4.5 Simulação do sistema em malha fechada

As formas de onda seguintes foram obtidas das simulações realizadas no programa PSIM. A Figura 45 mostra a mudança no sentido da velocidade no eixo do motor. No

tempo de 1,2s, o eixo do motor começa a frear e está no quadrante 2. Após o tempo de 1,205s, o eixo do motor começa a rotacionar no sentido contrário ao inicial e acelera caracterizando o quadrante 3. No tempo de 1,3s, a referência de rotação muda de sentido e o eixo começa a frear, no sentido contrário ao inicial e diminuindo é a atuação no quadrante 4. Após o tempo de 1,305s, a rotação do eixo volta para o sentido inicial e acelera, evidencia o quadrante 1. A referência, 1800 RPM, é seguida logo após a aceleração nos quadrantes 3 e 1.

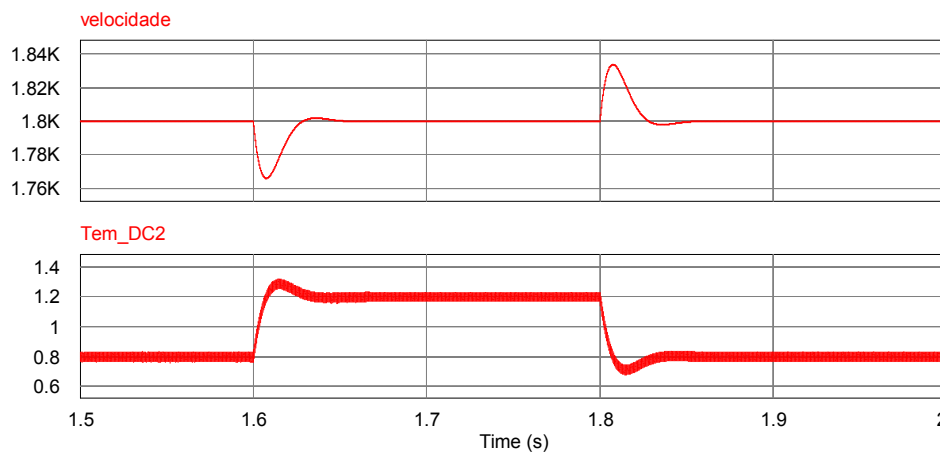
Figura 45 – Velocidade e sentido de rotação no eixo do motor.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 46 mostra um degrau de carga. No tempo de 1,6s, aumentou 50% na carga no eixo do motor e o torque ( $Tem_{DC2}$ ) aumenta para que a velocidade seja mantida inalterada. No tempo de 1,8s, a carga volta para o estado inicial junto com o torque e a velocidade varia, mas converge para a referência.

Figura 46 – Variação de carga no eixo do motor.



Fonte: Autoria Própria.

## 5 CONCLUSÕES

O controle projetado para o conversor serviu para manter a referência desejada da tensão contínua de saída, mesmo diante de uma variação de carga a tensão convergiu para o referencial, e assim o programa PSIM se torna uma ferramenta que permite realizar o controle e manter o trabalho do sistema.

O inversor monofásico com filtro capacitivo foi escolhido para fazer com que o motor de corrente contínua conseguisse trabalhar nos quatro quadrantes, ou seja, acelerar e frear nos dois sentidos de rotações possíveis do eixo do motor. O filtro capacitivo serve para diminuir a influência de uma eventual oscilação de tensão recorrente durante a operação do sistema.

O controle do motor, diante do degrau de carga, fez com que houvesse o aumento do torque no eixo para que a velocidade se mantivesse na referência, mostrando a importância do controle para manter o regime.

O programa PSIM possui ferramentas de grande ajuda para o controle de sistemas e bem como a sua capacidade de simulação demonstrando a sua utilização em diversos trabalhos acadêmicos. Nesse trabalho foi mostrado o controle obtido pelo SmartCtrl para a tensão e corrente, mas para a velocidade do motor a melhor opção foi através da forma analítica, assim mostrando que o PSIM possui suas limitações.

### 5.1 Trabalhos Futuros

Uma análise aprofundada para o levantamento da função transferência do conversor permitirá que o projeto de controle possa ser de outro tipo, não somente pelo diagrama de Bode, e que ocorra de forma mais rápida e com tipos de controladores diferentes conforme a utilização em outro sistema.

Obter um motor que esteja dentro das limitações de fornecimento de potência do conversor para que possa trabalhar sem restrições.

A montagem experimental de todo o sistema para que seja evidenciado os estudos em software na bancada em laboratório e assim comparados os resultados teóricos com práticos.



## REFERÊNCIAS

Alves, Diego Bruno S.; Praça, Paulo P.; Oliveira, Demercil S.; Barreto, Luiz Henrique S. C.; Neto, Tobias Rafael F. **Conversor Boost de Alto Ganho Baseado na Versão Bidirecional da Célula de Comutação de Três Estados**. Universidade Federal do Ceará, 2014.

Barbi, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 5ª edição. Florianópolis, 2005.

Batschauer, Alessandro Luiz. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Universidade do Estado Santa Catarina, 2012.

Filho, José Rogério Maciel Ferreira. **Controlador Digital de Tensão de Conversor Boost de Alto Ganho Aplicado a Sistema Fotovoltaico para Bombeamento de Água**. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, 2017.

Fitzgerald, A.E.; Kingsley, Charles Jr; Umans, Stephen D. **Máquinas Elétricas**. 6ª Edição.

Forti, Reginaldo Luis. **Metodologia de Projeto do Compensador de um Conversor Boost Quadrático Entrelaçado com Multiplicador Capacitivo de Tensão Utilizando Programa de Simulação**. Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2016.

Fuentes, Rodrigo Cardozo. **Apostila de Automação Industrial**. Curso de Eletrotécnica, Universidade Federal de Santa Maria, 2005.

Ghetti, Frederico Toledo. **Análise de Variações Topológicas Aplicadas a uma USP Tipo Delta Monofásica**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2009.

Gonçalves, Marcell Nunes. **Implementação de um Driver para Motor de Corrente Contínua**. Projeto de graduação, Curso de Engenharia Elétrica, UFRJ/Escola Politécnica, 2013.

Hart, Daniel W. **Electrónica de Potencia**. 2001.

Lenz, André Luis. **Freio Regenerativo (Sistema de Recuperação de Energia Cinética)**, 2013. Disponível em:

<<http://automoveiseletricos.blogspot.com/2013/03/freio-regenerativo-sistema-de.html>>.

Acesso em 12/11/2017.

Leonhard, Werner. **Control of Electrical Drives**. 2ª Edição.

Maya, Paulo Alvaro; Leonardi, Fabrizio. **Controle Essencial**.

Mohan, Ned. **First Course on Power Electronics and Drives**. 2003.

Natume, Humberto Kazuo. **Estratégia de Geração de Barramento CC Simétricos Isolados, para Inversores NPC, com Conversor CC-CC Trifásico Série Ressonante**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2016.

Neto, Nelson Cerqueira Leite. **Controle de Conversores CC-CC Via Regulador Linear Quadrático Sujeito a Restrições de Alocação de Polos**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.

Ogata, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 3ª Edição, 2000.

Patané, Edson João. **Implementação de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores de Corrente Contínua Utilizando Sistema de Aquisição de Dados**. Tese de Mestrado, Escola de Engenharia de Mauá, Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul, São Paulo, 2008.

Pereira, Bruno Manuel do Vale. **Desenvolvimento de um Sistema de Controle de Pilha de Combustível**. Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2008.

Rashid, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. 2ª Edição, 1999.

Rosa, Arthur; Mombach, Everton Adriano; Bregalda, Rafael. **Controle de Velocidade de Motor CC a Taco Gerador**. Curso Superior de Engenharia de Controle e Automação, Instituto Federal de Santa Catarina.

Sagawa, Yoshimasa Júnior; Haupenthal, Alessandro; Borges, Noé Gomes Junior; dos Santos, Daniela Pacheco; Watelain, Eric. **Análise da Propulsão em Cadeira de Rodas Manual: Revisão de Literatura**. Curitiba, 2012.

Santini, Itamar. **Análise de Conversores CC-CC com Alto Ganho de Tensão para Aplicações com Célula a Combustível**. Universidade de São Paulo, 2016.

Silva, Jean Carlos da. **Análise e Projeto de um Conversor Boost de Três Níveis Intercalado**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2015.

Silva, Rafael Vitor e, **Conversor CC-CC de Alto Ganho Quasi-Z-Source Aplicado a um Sistema Elétrico de Tração de um Triciclo a Partir de um Sistema Fotovoltaico**. Tese de Mestrado, UFC, 2015.

Tanaka, Carlos Naomi. **Metodologia de Dimensionamento do Sistema de Tração para Veículos Elétricos**. Tese de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2013.

WEG. **Manual do Inversor de Frequência**. Disponível em:

<<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-cfw08-users-manual-0899.5242-manual-english.pdf>>. Acesso em 10/11/2017.

Wildi, Theodore. **Maquinas Electricas y Sistemas de Potencia**. 6ª Edição, 2007.