

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

DANIEL ALFREDO HERRERA MARROQUÍN

ESTUDO E PROJETO DE MODELOS DE CONTROLE NO BARRAMENTO PARA
MELHORAR A EFICIÊNCIA EM MOTORES BLDC

Joinville
2022

DANIEL ALFREDO HERRERA MARROQUÍN

ESTUDO E PROJETO DE MODELOS DE CONTROLE NO BARRAMENTO PARA
MELHORAR A EFICIÊNCIA EM MOTORES BLDC

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

Orientador: Dr. Alexandro Garro Brito

Joinville
2022

Dedico este trabalho a minha mãe, Mirrella por sempre estar do meu lado e me apoiar. Ao meu pai Daniel, que foi sempre meu exemplo a seguir na área profissional sendo um engenheiro exemplar. Finalmente, agradeço a Deus por fazer tudo isto possível.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço à empresa Theta Power System International por todo o suporte, orientação e apoio durante a execução do projeto. Agradeço a orientação do professor Alexandro Garro Brito, às anedotas e lições, especialmente aquelas além da vida acadêmica.

Agradeço também aos meus amigos e colegas da faculdade, especialmente aos integrantes da República Los Santos e Agregados. Tenho certeza que todas as vivências e experiências vividas durante a época do curso irá levar para a toda a vida no coração como autênticos irmãos. Agradeço à minha namorada Paola por todo o apoio e suporte, no final do curso. Um agradecimento muito especial para meus pais, Mirella e Daniel, que foram os melhores pais e ainda longe sempre deram o apoio e amor. Para finalizar agradeço a Deus por esta oportunidade.

Que a tua vida não seja estéril. Sê útil. Deixa rastro(GIL, 2010).

RESUMO

Os motores síncronos com ímãs permanentes na superfície, também conhecidos como motores Brushless Direct Current (BLDC), têm diferentes aplicações industriais, principalmente nas áreas onde é requerido alta eficiência, baixo ruído audível, altas velocidades com controle responsivo e especialmente pouca manutenção. A maioria de placas inversoras para o acionamento e controle de motores BLDC transformam energia CC em CA, utilizando como fonte de alimentação uma fonte fixa de tensão, chamada tensão de barramento. Estudos têm demonstrado que a utilização de um barramento fixo em faixas de velocidade média-baixas, torna pouco eficiente ao inversor. Neste trabalho, é realizado um estudo e simulação de diferentes modelos de acionamento em motores BLDC e um conversor CC-CC do tipo Buck é projetado e executado para ajustar a tensão de barramento e assim aumentar a eficiência do sistema, também podendo ser utilizado para o ajuste da velocidade no controle trapezoidal.

Palavras-chave: Motor com ímãs permanentes na superfície. Tensão de barramento. Placas inversoras.

ABSTRACT

Permanent magnet synchronous motors, also known as brushless, have different industrial applications, mainly in areas where it is required high efficiency, low audible noise, high speeds with responsive control and low maintenance. Most inverter boards for control and BLDC motor drives transform DC energy into AC, obtaining the source voltage of a fixed bus. Studies have shown that the use of a fixed bus voltage in medium-low speed bands, makes it inefficient. In this work, a study and simulation of different models of drive of BLDC motors and a buck-type DC-DC converter is designed and performed to adjust the bus voltage and thus increase the efficiency of the system, and can also be used to adjust the drive speed in trapezoidal control topology.

Keywords: Motor with permanent magnets on the surface. Bus Voltage. Inverter Boards.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comparação da eficiência em motores BLDC, e motores AC de uma e três fases.	16
Figura 2 – Diagrama de acionamento e controle em motores BLDC	16
Figura 3 – Diagrama de acionamento e controle em motores BLDC com controle de barramento	17
Figura 4 – Comparativa da estrutura interna entre motores DC e BLDC	19
Figura 5 – Estrutura básica do inversor trifásico para o acionamento de motores BLCD	20
Figura 6 – Fluxo da corrente no inversor quando Q1 e Q6 estão ativas	21
Figura 7 – Modelo simplificado de um motor BLDC	22
Figura 8 – Formato da FCEM em acionamento do tipo trapezoidal	24
Figura 9 – Inversor com comutação de 6 passos e sequência de acionamento .	26
Figura 10 – Inversor com comutação de 6 passos	26
Figura 11 – Tensões da fase U em relação ao neutro e em relação à fase V . . .	27
Figura 12 – Ondas de tensão e corrente da fase U	27
Figura 13 – Estrutura dos sensores Hall em motores BLDC para determinar a posição do rotor em relação ao estator	28
Figura 14 – Etapas do processamento do sinal <i>zero cross</i> no método <i>sensorless</i>	29
Figura 15 – Circuito de leitura da tensão de fase utilizando amplificadores operacionais para dar um offset e ganho	30
Figura 16 – Modulação PWM em inversores Trifásicos	31
Figura 17 – Método de controle por PWM em motores BLDC	32
Figura 18 – Diagrama do sistema de controle trapezoidal	32
Figura 19 – Perdas no inversor com diferentes tensões de barramento e correntes de saída	33
Figura 20 – Representação do conversor CC-CC	34
Figura 21 – Estrutura e funcionamento do conversor Buck	36
Figura 22 – Formatos de correntes em modo de operação contínua e descontínua	37
Figura 23 – Formato da corrente no indutor no conversor Buck	39
Figura 24 – Formato de tensão e corrente no capacitor de saída	41
Figura 25 – Diagrama de Bode do conversor Buck simulado	42
Figura 26 – Ondulação na corrente de saída para diferentes frequências de chaveamento no corversor Buck	44
Figura 27 – Ondulação na tensão de saída para diferentes frequências de chaveamento no conversor Buck	44

Figura 28 – Comparação da eficiência de um conversor Buck operando em 600 e 1000kHz	45
Figura 29 – Estrutura do conversor Buck síncrono	47
Figura 30 – Comportamento dinâmico do indutor em altas frequências	49
Figura 31 – Estrutura do indutor tipo E-E	50
Figura 32 – Indutor elaborado para o conversor Buck	51
Figura 33 – Gate Driver irs2108 de meia ponte	53
Figura 34 – Simulação do Conversor <i>Buck</i> com carga R e malha aberta	54
Figura 35 – Resultados da simulação da tensão e corrente	54
Figura 36 – Projeto de simulação em Psim com controlador PI utilizando o bloco c	55
Figura 37 – Comparação entre modelo com controle e sem controle no software Psim utilizando o bloco C	56
Figura 38 – Comparação entre modelo com controle e sem controle no software Psim utilizando o bloco C com carga RL	57
Figura 39 – Circuito Térmico	58
Figura 40 – Circuito simulado do motor BLDC em malha aberta	60
Figura 41 – Velocidade do motor BLDC em malha aberta	61
Figura 42 – Formato das tensões de fase	61
Figura 43 – Acionamento utilizando PWM em motores BLDC e com controlador PI de velocidade e de controle de fluxo(Torque)	62
Figura 44 – Velocidade e formato das correntes com controle trapezoidal em motores BLDC	63
Figura 45 – Simulação do controle trapezoidal com motor BLDC	64
Figura 46 – Leituras de tensão e sistema de controle PI utilizado na simulação	65
Figura 47 – Circuito simulado para a detecção da passagem por zero da FCEM	65
Figura 48 – Comparativa ente a leitura de <i>zero cross</i> e o sinal do sensor Hall	66
Figura 49 – Resultados da simulação do controle trapezoidal	67
Figura 50 – Circuito simulado no <i>Psim</i> com conversor Buck e controle no inversor	68
Figura 51 – Resultados da simulação do modelo híbrido, mostrando a tensão de saída do conversor Buck, a velocidade do motor e as correntes de fase com um formato trapezoidal.	68
Figura 52 – Perdas obtidas na simulação em diferentes velocidades e diferentes tensões de barramento	70
Figura 53 – Comparativa entre as perdas como o modelo de barramento fixo e variável	71
Figura 54 – Eficiência entre o modelo com barramento fixo e variável	71
Figura 55 – Primeiro modelo prático do conversor Buck	72
Figura 56 – Regime transiente da tensão de saída do conversor Buck	73
Figura 57 – Tensão e corrente de saída do conversor Buck	74

Figura 58 – Segunda versão de placa do conversor Buck	75
Figura 59 – Tensão de saída, corrente de entrada e saída do conversor	76
Figura 60 – Tensões e corrente de saída com carga RL do conversor Buck	77
Figura 61 – Carregamento do capacitor de Bootstrap ao ativar a chave do <i>Low Side</i>	82
Figura 62 – Fornecimento dos 15V à chave do <i>High Side</i>	83
Figura 63 – Death time entre a ativação do MOSFET do High side(Amarelo) e Low side(Azul)	84
Figura 64 – Entrada AC	90
Figura 65 – Esquemático do circuito do conversor Buck	90

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Ganhos estático dos conversores CC-CC	35
Tabela 2 – Características do motor BLDC projetado para a aplicação	46
Tabela 3 – Características do conversor projetado para ajustar a tensão de barramento	46
Tabela 4 – Parâmetros para escolha do núcleo	49
Tabela 5 – Características do núcleo NEE-55/28/21	50
Tabela 6 – Características e dados do Mosfet utilizado	52
Tabela 7 – Perdas nos semicondutores	57
Tabela 8 – Parâmetros para cálculos do dissipador	59
Tabela 9 – Comparação entre as ondulações de tensão e corrente na simulação e na prática	74
Tabela 10 – Comparação da eficiência na simulação e na prática do conversor .	78

LISTA DE SÍMBOLOS

R	Resistência por fase do estator
R_L	Resistência da carga no conversor Buck
V_K	K-ésima tensão de fase aplicado pelo inversor no motor BLDC
I_K	K-ésima Corrente de fase
L	Indutância de fase
M	Indutância mútua
E_k	K-ésima FEM por fase
k_e	Constante da força contraeletromotriz(FCEM)
ω_m	Velocidade angular do rotor
θ_m	Posição angular do rotor
θ_e	Ângulo elétrico
$F(\theta_e)$	Função da FEM em virtude da posição do rotor.
T_k	Torque eletromagnético produzido pela k_i fase
T_e	Torque total produzido pelo motor BLDC
K_t	Constante de torque
V_i	Tensão de entrada do conversor Buck
V_o	Tensão de saída do conversor Buck
P_i	Potência de entrada do conversor Buck
P_o	Potência de saída do conversor Buck
PWM	Modulação por largura de pulso
k_i	Constante integral do controlador PID
K_p	Constante proporcional do controlador PID
K_d	Constante derivativa do controlador PID

D	Duty cycle ou ciclo de trabalho do conversor Buck
t_{off}	Tempo para desligar o MOSFET
t_{on}	Tempo para ligar o MOSFET
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor
T	Período de comutação
BLDC	Brushless DC motor
DC	Motores de corrente contínua
AC	Corrente alternada
IGTB	Transistor Bipolar de Porta Isolada
L_x	Indutância x
M	Indutância mútua
C_x	Capacitância x
T_j	Temperatura na junção
T_a	Temperatura ambiente
R_{JC}	Resistência junção-cápsula
R_{CD}	Resistência cápsula-dissipador
R_{DA}	Resistência dissipador-ambiente
Δi_L	Ondulação da corrente de saída do conversor Buck
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída do conversor Buck
G	Ganho estático de um conversor CC-CC chaveado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVO	17
1.1.1	Objetivo Geral	18
1.1.2	Objetivo Específico	18
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1	Modelagem do motor BLDC	20
2.2	Acionamento de motor BLDC: Inversor	25
2.2.1	Inversor trifásico controlado por PWM	26
2.3	Ondas de tensão e corrente na comutação de 120 graus	27
2.4	Métodos de detecção da posição do rotor em motores BLDC	28
2.4.1	Método utilizando sensor de efeito Hall	28
2.4.2	Método <i>sensorless</i>	28
2.5	Métodos de controle em motores BLDC	30
2.5.1	Controle mediante o ajuste da tensão média aplicada utilizando PWM	31
2.5.1.1	Controle ajustando a tensão de barramento	31
3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC	34
3.1	Conversor CC-CC abaixador de tensão (Buck)	35
3.1.1	Modos de operação do conversor Buck	37
3.1.2	Equacionamento do conversor Buck	38
3.1.3	Análise em frequência do conversor Buck	41
3.1.4	Considerações de desenho para o conversor Buck	43
4	PROJETO DO CONVERSOR CC E ACIONAMENTO DO MOTOR BLDC	46
4.1	Dimensionamento e seleção de componentes	48
4.1.1	Projeto do indutor	48
4.1.2	Dimensionamento do capacitor de saída	51
4.1.3	Seleção das chaves e circuito de acionamento(<i>Gate driver</i>)	51
4.2	Simulação do conversor Buck, esforços nas chaves e cálculos térmicos	52
4.2.1	Esforços nas chaves e cálculos térmicos	56
4.2.2	Dimensionamento térmico	58
5	SIMULAÇÕES DO CONTROLE DE BARRAMENTO	60
5.1	Simulação do motor BLDC em malha aberta	60

5.2	Simulação de acionamento com controle no inversor	61
5.3	Simulação de acionamento com controle no barramento(trapezoidal) com motor BLDC	63
5.4	Simulação de acionamento com controle no barramento e no inversor(método híbrido)	67
6	ANÁLISE DOS RESULTADOS	70
6.1	Modelo prático do conversor Buck	72
6.1.1	Testes com carga RL	77
7	CONCLUSÕES	79
	REFERÊNCIAS	80
	APÊNDICE A	82
	APÊNDICE B	85
	APÊNDICE C	90

1 INTRODUÇÃO

Ao longo da história, máquinas a base de combustíveis fósseis têm sido maiormente utilizadas devido à abundância de recursos disponíveis. Com o advento da eletricidade, tornou-se possível ter uma forma versátil e conveniente de energia, sendo parte fundamental do nosso dia a dia e possibilitando o avanço em outras áreas, segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica ((ANEEL), 2005).

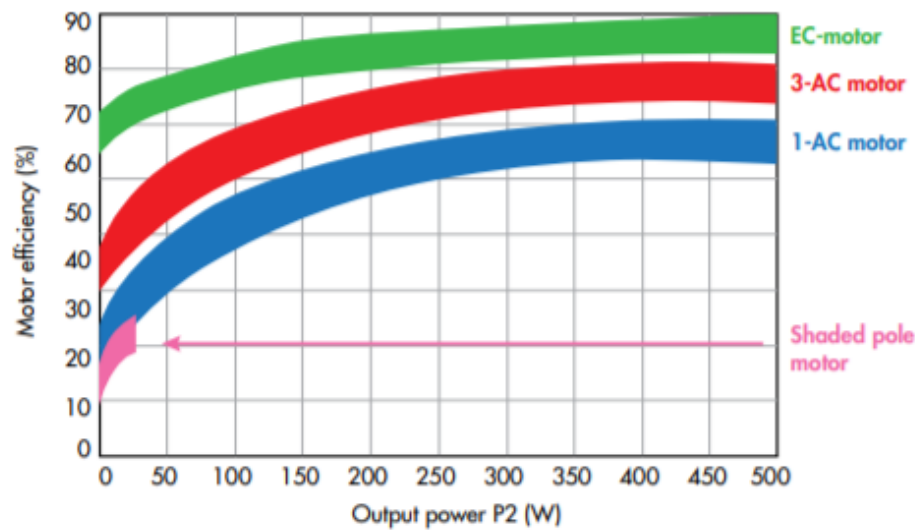
Com o desenvolvimento de sistemas de distribuição da rede elétrica, máquinas a base de combustíveis fósseis foram substituídas por equipamentos que utilizam a energia elétrica. Uma máquina elétrica é um dispositivo que pode converter tanto a energia mecânica em energia elétrica como a elétrica em mecânica. Quando tal dispositivo é usado para converter energia mecânica em elétrica, ele é denominado gerador. Quando converte energia elétrica em energia mecânica, ele é denominado motor (CHAPMAN, 2011).

Segundo Chapman (2011), motores elétricos são altamente utilizados pela versatilidade, alto rendimento e baixas perdas por dissipação de calor. Em comparação aos motores de combustão, mostram um torque de partida alto, o que os torna ideal em aplicações de tração. Dependendo da fonte de alimentação, os mesmos podem ser catalogados como AC (Corrente Alternada) ou DC(Corrente contínua), os motores DC apresentam um funcionamento mais simples e o sistema de controle é de fácil implementação, porém são menos eficientes. Por outro lado, os motores AC são mais eficientes, mas precisam de um complexo sistema de controle para variar a dinâmica.

Recentemente, o aumento nos preços da energia estimula a demanda por motores AC de velocidade variável. Além disso, a rápida proliferação de acionamentos de motores na indústria automobilística, com motorização híbrida, gera uma grande demanda por sistemas de controle de motores elétricos de alta eficiência, e este foi o início do interesse na nova categoria denominada como BLDC (Brushless Direct Current). Os motores BLDC, também chamados de síncronos CC com ímãs permanentes na superfície, são um dos que mais ganharam popularidade, principalmente por apresentar melhores características e desempenho, como baixo ruído audível e maior eficiência (GAMAZO-REAL; GÓMEZ-GIL, 2010). Em questões de eficiência, os motores BLDC apresentam tipicamente acima de 80%. Na Figura 1 é possível visualizar a comparação de eficiência dos motores AC de uma fase, trifásicos e BLDC. Os motores BLDC apresentam melhor eficiência, próxima ao 88%, seguidos dos motores AC trifásicos, cuja eficiência é em torno dos 75%. Por último, motores A/C de uma fase apresentam uma eficiência de até 70%.

Os motores BLDC precisam de complexos circuitos para o funcionamento,

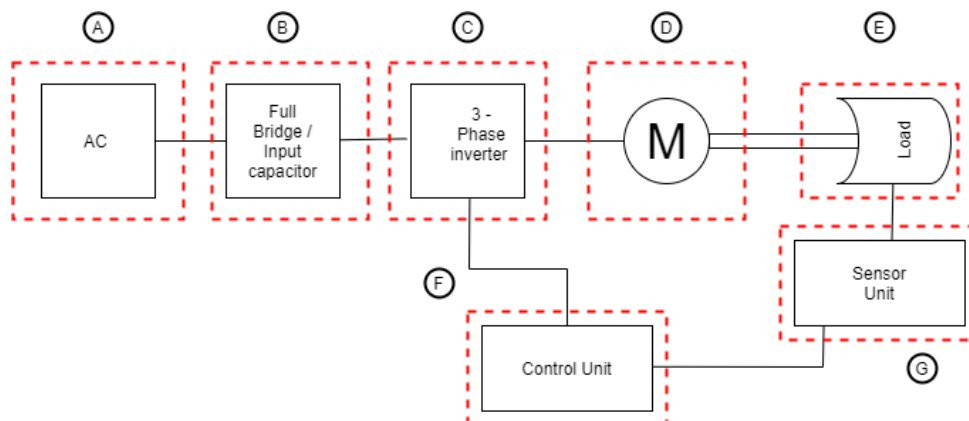
Figura 1 – Comparação da eficiência em motores BLDC, e motores AC de uma e três fases.



Fonte: Goman Vladimir Prakht e Dmitrievskii (2020)

o diagrama de controle é apresentado na Figura 2. Apesar da necessidade de conversores, estes tipos de motores oferecem grande rendimento e uma alta eficiência para modelos reduzidos, comparados aos motores AC trifásicos tradicionais. Isso permite motores menores, menor fadiga mecânica, o que leva a uma maior confiabilidade, aumento no tempo de vida útil e evita manutenção recorrente. Além disso, motores BLDC operam em uma faixa de ruído audível baixa, ideais para aplicações *indoor*.

Figura 2 – Diagrama de acionamento e controle em motores BLDC



Fonte: Autor(2021)

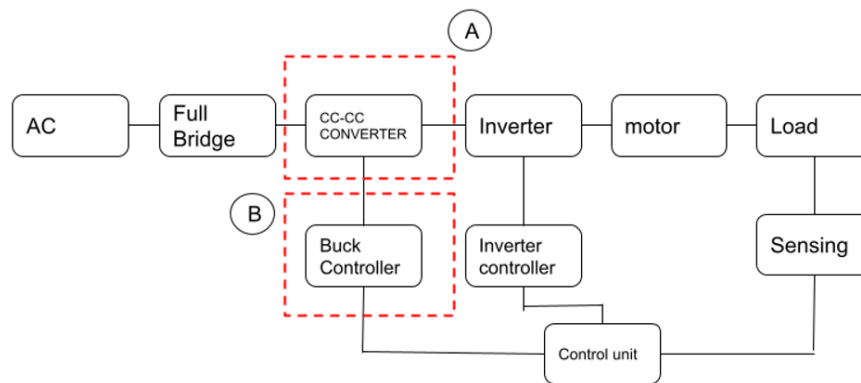
Na figura 2, pode ser observado o sistema de acionamento de um motor BLDC, que está composto pelos seguintes subsistemas:

- A: Fonte AC de alimentação;

- B: Ponte retificadora;
- C: Inversor trifásico;
- D: Motor;
- E: Carga ;
- F: Unidade de controle;
- G: Sensor de posição / velocidade;

Segundo Yue Jun Tamura (2012), a eficiência total (inversor e motor) está diretamente relacionada com a frequência de operação e o valor da tensão de barramento. Visando reduzir harmônicas de tensão e de corrente é necessário um valor mínimo de frequência de chaveamento. Por outro lado, a tensão de barramento pode ser ajustada se há um conversor CC-CC disponível na entrada do barramento, e dessa forma diminuir as perdas no inversor. Assim, o sistema traz a vantagem do acionamento utilizando o controle trapezoidal, diminuindo as oscilações no torque e velocidade, e a de diminuir as perdas no inversor ajustando a tensão de barramento. O diagrama simplificado com controle da tensão da entrada mediante um conversor CC-CC e o inversor é mostrado na Figura 3.

Figura 3 – Diagrama de acionamento e controle em motores BLDC com controle de barramento



Fonte: Autor(2021)

Segundo Bist e Singh (2014), conversores são utilizados na entrada de placas inversoras, normalmente do tipo Boost, para aumentar a tensão de entrada e assim diminuir a corrente. Outro tipo conversor utilizado é o boost-pfc, empregado para diminuir o fator de potência.

1.1 OBJETIVO

No intuito de contribuir no investimento gradual, na melhoria da viabilidade econômica e eficiência dos sistemas de acionamento de motores BLDC com ênfase na eficiência, propõe-se neste trabalho os seguintes objetivos.

1.1.1 Objetivo Geral

Propor um conversor CC-CC capaz de ajustar a tensão de barramento para melhorar a eficiência em inversores focados no controle de motores BLDC.

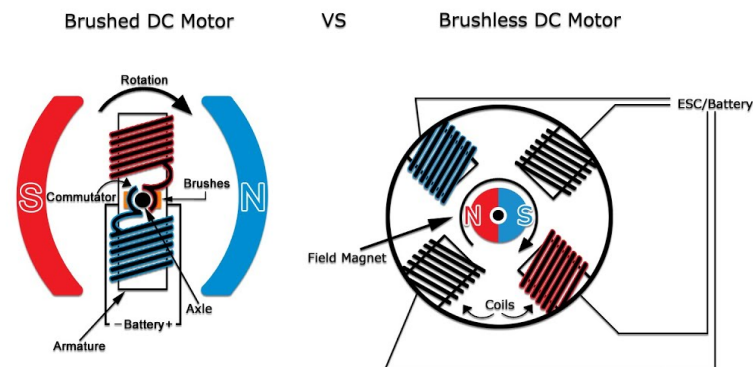
1.1.2 Objetivo Específico

- Examinar os inversores clássicos, em busca de modelos que implementem controle de tensão no barramento variável;
- Construir um protótipo com as características ideais para o uso prático;
- Avaliar a eficiência do modelo quando comparado ao de barramento fixo;

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Os últimos avanços em materiais magnéticos permanentes, semicondutores e microeletrônica têm possibilitado o avanço na área de máquinas elétricas. Um desses avanços foi o desenvolvimento de motores síncronos sem o uso de escovas para a comutação, denominados BLDC (Brushless Direct Current). Motores BLDC são utilizados em várias áreas da indústria, como linha branca, setor automotivo, aeroespacial, automação e aplicações onde confiabilidade; alta eficiência, alta densidade de potência, baixa manutenção são aspectos importantes. Os motores BLDC não possuem escovas para a comutação; no lugar utilizam dispositivos semicondutores, como IGBT ou Mosfet. Características como melhor resposta dinâmica, controle de velocidade variável e eficiência tornam o motor BLDC melhor em várias aplicação comparados aos motores CC e de indução (TASHAKORI; EKTESABI; HOSSEINZADEH, 2011). Na Figura 4 é destacada a estrutura simplificada do motor DC e do BLDC.

Figura 4 – Comparativa da estrutura interna entre motores DC e BLDC



Fonte: adaptado de (Galco) (2015)

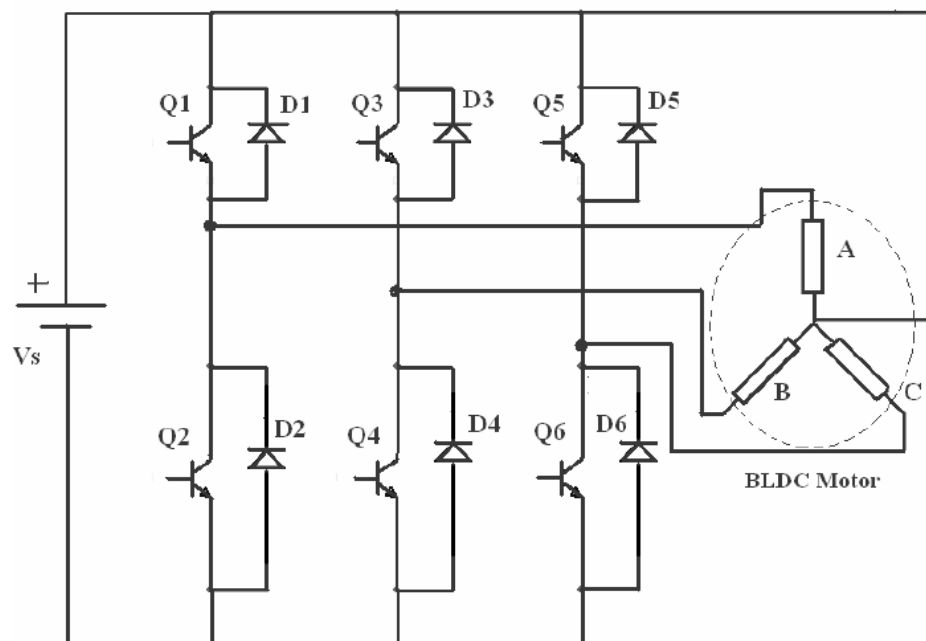
Novas gerações de microcontroladores e o avanço no desenvolvimento de semicondutores superou o desafio de implementar as funções de controle necessárias, tornando o motor BLDC mais prático para uma ampla gama de usos (TOSHIBA, 2018).

De modo a compreender os objetivos propostos pelo presente trabalho, é necessário apresentar conceitos a respeito de motores síncronos com ímãs permanentes, a modelagem matemática e as técnicas de controle utilizadas. Este capítulo apresenta explicações sobre as máquinas síncronas com ímãs permanentes, os tipos de controle, e a eficiência do inversor em função da tensão de barramento.

2.1 MODELAGEM DO MOTOR BLDC

Para a comutação eletrônica, os motores BLDC convencionais utilizam um inversor bifásico ou trifásico, sendo os últimos mais utilizados. O inversor trifásico é composto por 6 chaves, normalmente MOSFET ou IGBT, que utilizando um sensor de posicionamento do rotor, ativam as chaves localizadas no lado superior e no inferior, denominado High Side e Low Side, respectivamente, para produzir um movimento rotativo gerado pela interação do ímã permanente do rotor com o campo magnético do estator (HART, 2001). Na Figura 5, é apresentada a estrutura de acionamento em motores BLDC. Pode-se identificar as 3 fases do motor, a disposição das chaves e o ponto neutro.

Figura 5 – Estrutura básica do inversor trifásico para o acionamento de motores BLCD

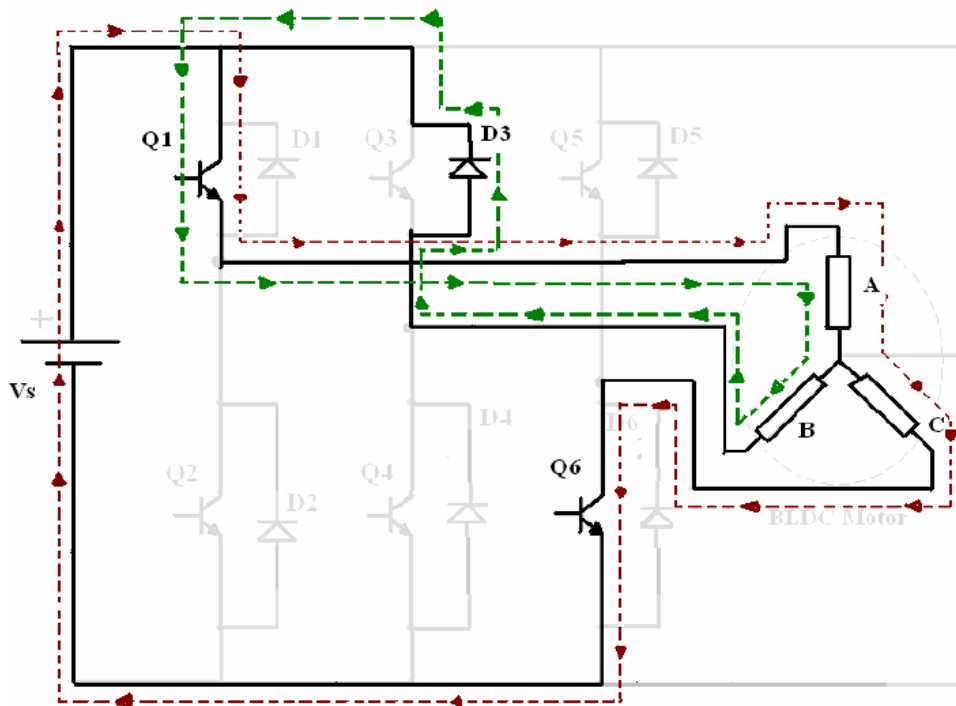


Fonte: Rao, Obulesh e Babu (2006)

É importante que nunca sejam ativadas duas chaves do mesmo braço, devido que o barramento entrará em curto, que resultará em dano severo dos componentes e do motor. Como exemplo, na Figura 6, ao ativar as chaves Q1 e Q6 a corrente passa pela parte positiva da fase A e pela negativa da fase C, gerando assim força de atração entre o polo positivo da fase A com o polo negativo do rotor e entre o polo negativo da fase C e o polo positivo do rotor. Desta forma o algoritmo de controle deve ativar as chaves na sequência correta para manter a força de atração e de repulsão formada pelo estator e o rotor (RAO; OBULESH; BABU, 2006). Para a modelagem matemática foram feitas as seguintes simplificações:

- A saturação do circuito magnético é desprezada;

Figura 6 – Fluxo da corrente no inversor quando Q1 e Q6 estão ativas



Fonte: Rao, Obulesh e Babu (2006)

- A resistência do estator, a indutância e a indutância mútua de todas as fases são iguais;
- Perdas por Histerese são desprezadas;

Basicamente, cada fase do motor pode ser modelada como uma resistência, uma indutância por fase, uma indutância mútua e uma força contra-eletromotriz (FCEM), como mostrado na Figura 7. Segundo (RAO; OBULESH; BABU, 2006), as equações elétricas são:

$$V_a = Ri_a + (L - M)\frac{di_a}{dt} + E_a \quad (1)$$

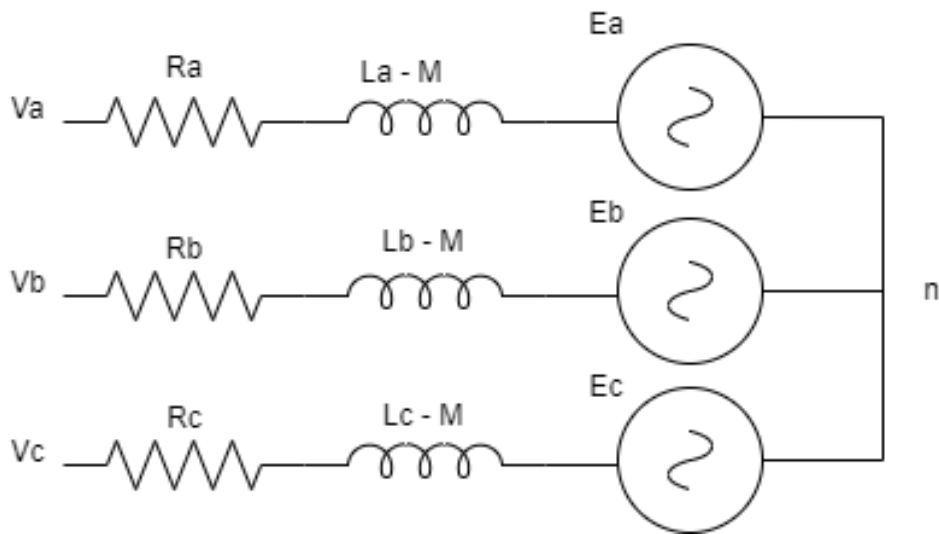
$$V_b = Ri_b + (L - M)\frac{di_b}{dt} + E_b \quad (2)$$

$$V_c = Ri_c + (L - M)\frac{di_c}{dt} + E_c \quad (3)$$

$$E_a = k_e\omega_m F(\theta_e) \quad (4)$$

$$E_b = k_e\omega_m F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5)$$

Figura 7 – Modelo simplificado de um motor BLDC



Fonte: Autor(2021)

$$E_c = k_e \omega_m F \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (6)$$

E as equações mecânicas são:

$$T_a = K_t i_a F(\theta_e) \quad (7)$$

$$T_b = K_t i_b F \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (8)$$

$$T_c = K_t i_c F \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (9)$$

$$T_e = T_a + T_b + T_c \quad (10)$$

$$T_e - T_l = J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} \quad (11)$$

E como o motor BLDC é um motor síncrono, a frequência do rotor está diretamente relacionada à velocidade mecânica:

$$\theta_e = \frac{P}{2} \omega_{\theta_e} \quad (12)$$

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (13)$$

Onde K=a,b,c

- R: Resistência por fase do estator;
- V_K : K -ésima Tensão de fase aplicado pelo inversor no motor BLDC;
- I_K : K -ésima Corrente de fase;
- L: Indutância de fase
- M: Indutância mútua;
- E_k : K -ésima FCEM por fase;
- k_e : Constante da FEM;
- ω_m : Velocidade angular do rotor;
- θ_m : Posição angular do rotor;
- θ_e : ngulo elétrico;
- $F(\theta_e)$: Função da FCEM em virtude da posição do rotor;
- T_k : Torque eletromagnético produzido pela K -ésima fase;
- T_e : Torque eletromagnético total produzido pelo motor BLDC;
- K_t : Constante de torque;

Como característica construtiva, o motor BLDC possui uma FCEM trapezoidal, como mostrado na Figura 8. A onda apresentada é ideal, mas na prática a onda apresenta certa distorção devido ao ruído e outros fatores externos. Um fator a ser considerado é que a FCEM depende da velocidade, assim como as baixas rotações a leitura é quase inviável (TASHAKORI; EKTESABI; HOSSEINZADEH, 2011).

Será assumido que cada fase do motor é espaçada 120 graus com respeito à outra, produzindo assim um deslocamento nos formatos da FCEM em 120 graus. Por o ponto neutro não ser acessível nos motores atuais, a tensão entre fases é utilizada para a formulação no espaço de estados das equações formuladas anteriormente. Para o equacionamento de sistemas trifásicos, é utilizado o conceito do motor ser um circuito balanceado, então $i_a + i_b + i_c = 0$. Sendo um circuito equilibrado, o sistema de 3 variáveis é convertido em um de 2, por esse motivo o termo V_{ac} não é utilizada, como são V_{ab} e V_{bc} como mostrado em 14 e 15 respectivamente. Segundo Tashakori, Ektesabi e Hosseinzadeh (2011) as equações de espaço de estados de (1), (2), (3) e (11) pode ser escritas como:

$$V_{ab} = R(i_a - i_b) + (L - M)\frac{d}{dt}(i_a - i_b) + E_{ab} \quad (14)$$

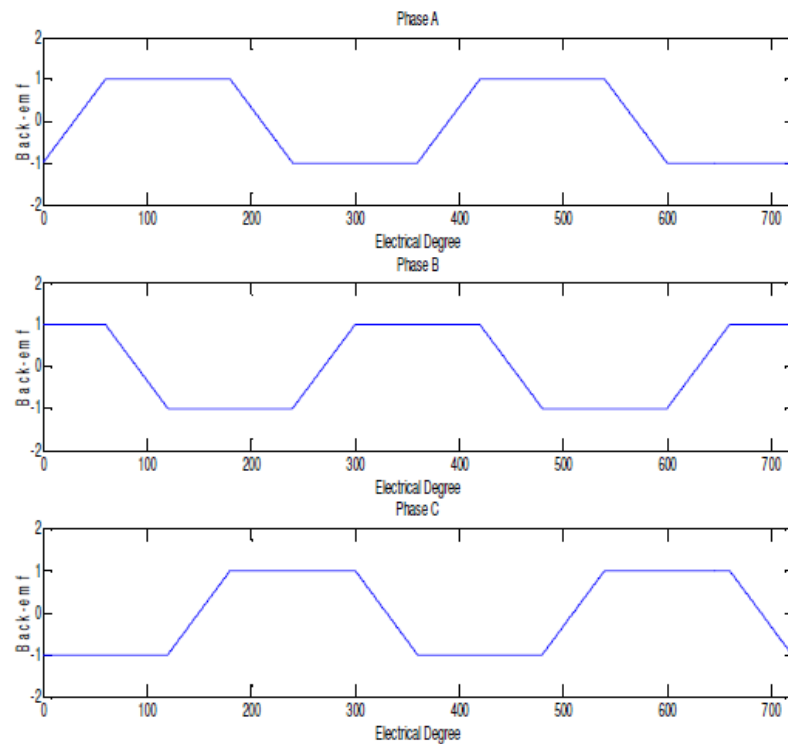
$$V_{bc} = R(i_b - i_c) + (L - M)\frac{d}{dt}(i_b - i_c) + E_{bc} \quad (15)$$

Como o sistema é balanceado, $i_a + i_b + i_c = 0$. Modificando as equações (14) e (15) e negligenciando a indutância mútua:

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{2}{3L}(V_{ab} - E_{ab}) + \frac{1}{3L}(V_{bc} - E_{bc}) \quad (16)$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{2}{3L}(V_{ab} - E_{ab}) + \frac{1}{3L}(V_{bc} - E_{bc}) \quad (17)$$

Figura 8 – Formato da FCEM em acionamento do tipo trapezoidal



Fonte: Rao, Obulesh e Babu (2006)

Assim, segundo Tashakori, Ektesabi e Hosseinzadeh (2011) as equações de espaço de estado são:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\beta}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2L}{3L} & \frac{1L}{3} & 0 \\ -\frac{1L}{3} & \frac{1L}{3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} - E_{ab} \\ V_{bc} - E_{bc} \\ T_e - T_l \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \end{bmatrix} \quad (19)$$

A implementação das equações finais no espaço de estado das equações 18 e 19 tornam o sistema muito complexo. Além disso, comumente o ponto neutro não está disponível, mas pode ser estimado utilizando a técnica de *zero crossing* da FCEM. Para sistemas lineares e com condições iniciais nulas, as equações dinâmicas utilizando a transformada de *Laplace* podem ser deduzidas. Equações finais do espaço de estados são divididas em duas simples e separadas equações elétricas e mecânicas

de Laplace aplicadas por tensões de fase para neutro. Isto torna o modelo BLDC mais simples e conveniente para a implementação de várias técnicas de controle. A FCEM de referência do motor também é produzida conforme a rotação elétrica do rotor em cada fase separadamente e aplicado como retroalimentação negativo para tensão de fase (TASHAKORI; EKTESABI; HOSSEINZADEH, 2011).

2.2 ACIONAMENTO DE MOTOR BLDC: INVERSOR

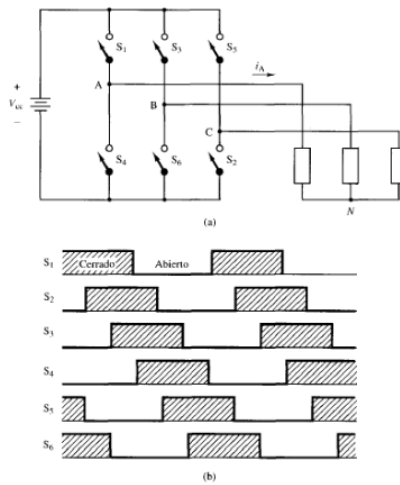
Os inversores são circuitos que convertem corrente contínua em corrente alternada. Para o acionamento de motores BLDC é necessário um inversor trifásico, cuja estrutura é mostrada na Figura 5, composto por 6 chaves, 6 diodos de roda livre em paralelo com cada chave, entrada de tensão contínua e a carga. A aplicação principal deste circuito é o controle de velocidade dos motores de indução e BLDC. A maior vantagem de usar um inversor para acionar um motor é que ele pode alterar a fase e a frequência das correntes de acionamento do motor de acordo com a posição do rotor portanto, fornece alta eficiência de acionamento e rotação suave do motor com pouca vibração em baixas a altas rpm (TOSHIBA, 2018).

Existem dois principais tipos de acionamento, o inversor de 6 passos, conhecido como comutação a 60° , e o inversor comutado a 120° . Ambos métodos podem ser controlados utilizando a modulação PWM que será abordada no final deste capítulo. A sequência de acionamento das chaves é mostrada na Figura 9, ativadas em pares, S1 e S4, S2 e S5, S3 e S6. Cada chave tem um *duty cycle* de 50% e a comutação acontece a cada $T/6$ intervalos de tempo, representando um intervalo angular de 60° . Como observado na Figura 9, as chaves no mesmo braço do inversor são acionadas complementarmente.

A comutação a 120° é parecida à anterior, mudando o intervalo em que cada chave é ativada. Neste esquema de comutação, cada fase é conectada à fonte de alimentação por 120 graus elétricos, desligada por 60 graus elétricos, conectada ao GND por 120 graus elétricos e novamente desligada por 60 graus elétricos. O esquema de comutação da fase U é exemplificada na Figura 10.

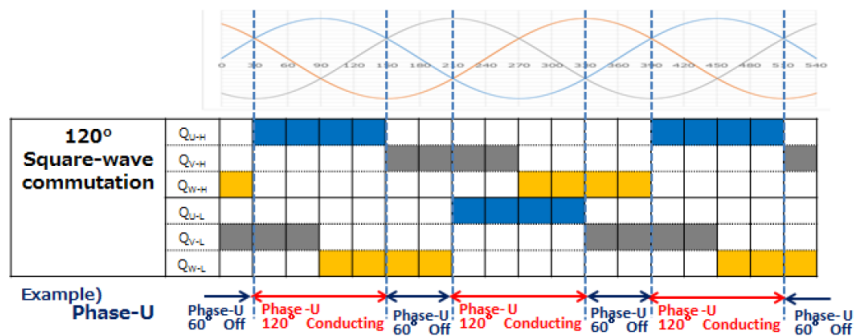
A Figura 11 mostra a tensão fase-U relativa ao ponto neutro teórico de um motor e a tensão fase-fase U-V para comutação de onda quadrada de 120° . Esta técnica de comutação sempre conduz correntes elétricas através de dois componentes resistivos (isto é, enrolamentos) a qualquer momento. Portanto, a tensão de fase relativa ao ponto neutro de um motor sempre se torna $V_{DD}/2$. Entretanto, deve-se considerar a FCEM induzida nos enrolamentos do motor. Ambas categorias de comutação, 60 e 120 graus podem utilizar o método PWM para o controle da tensão aplicado a cada fase (HART, 2001).

Figura 9 – Inversor com comutação de 6 passos e sequência de acionamento



Fonte: Adaptado de (HART, 2001)

Figura 10 – Inversor com comutação de 6 passos

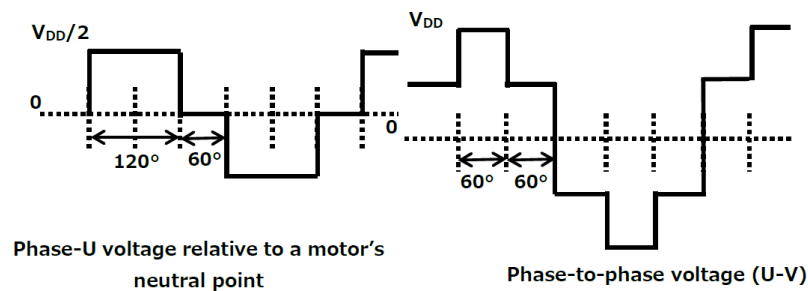


Fonte: Adaptado de (TOSHIBA, 2018)

2.2.1 Inversor trifásico controlado por PWM

Pulse-width modulation (PWM) é uma técnica que usa dispositivos de comutação de semicondutores para controlar a energia fornecida a uma carga elétrica. A potência de saída que alimenta a carga é controlada ligando e desligando os dispositivos de comutação repetidamente. O PWM modula uma tensão constante como uma série de pulsos com um ciclo constante alterando o período durante o qual o pulso está ligado. Uma tensão de saída desejada ajustada com a largura do pulso “ligado” é fornecida ligando e desligando os dispositivos de comutação em taxa rápida. Devido à sua excelente controlabilidade e eficiência, o PWM é comumente usado por circuitos inversores. Um circuito inversor fornece uma tensão ideal para o acionamento do motor

Figura 11 – Tensões da fase U em relação ao neutro e em relação à fase V



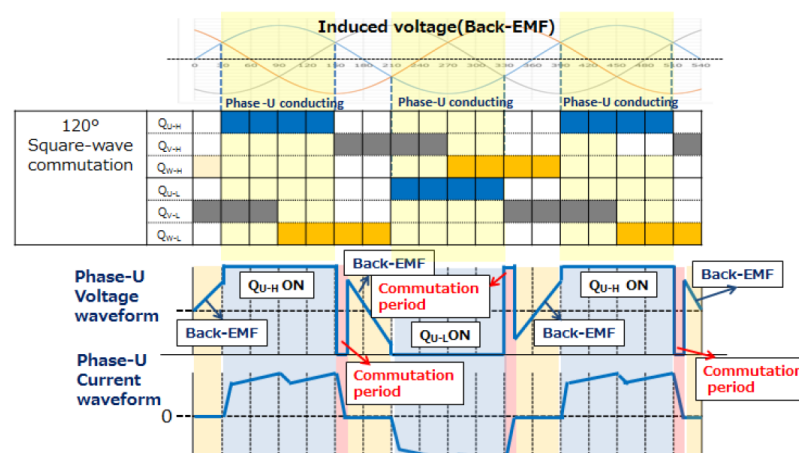
Fonte: Adaptado de (TOSHIBA, 2018)

alterando o ciclo de trabalho “ligado” de um sinal PWM.

2.3 ONDAS DE TENSÃO E CORRENTE NA COMUTAÇÃO DE 120 GRAUS

A Figura 12 mostra as formas de onda de tensão e corrente de saída da fase U do circuito inversor. Com comutação de 120°, há períodos em cada ciclo elétrico durante os quais cada fase não conduz corrente. Durante esses períodos, a tensão também aparece nos terminais de fase. Tomando a Fase U, por exemplo, a Fase V e a Fase W conduzem corrente durante um período em que a Fase U não está conduzindo. Enquanto a Fase U não está conduzindo corrente, a tensão do terminal da Fase-U parece ser igual a $V_{DD}/2$, ou seja, a tensão no ponto neutro dos enrolamentos da Fase-V e da Fase-W. A FCEM é induzida em cada fase pela rotação de um motor.

Figura 12 – Ondas de tensão e corrente da fase U



Fonte: Adaptado de (TOSHIBA, 2018)

Este fenômeno ocorre devido à FCEM, que induz tensão na fase U quando não

está em condução. A FCEM é utilizada em motores BLDC para o sensoriamento da posição do rotor em relação ao estator sem necessidade de sensores de efeito Hall.

Um dos inconvenientes em motores BLDC é a determinação da posição do rotor em relação ao estator. Há dois métodos, utilizando sensores de efeito Hall e sensorless. Este último utiliza a FCEM para determinar a posição do rotor e assim determinar a sequência de ativação das chaves.

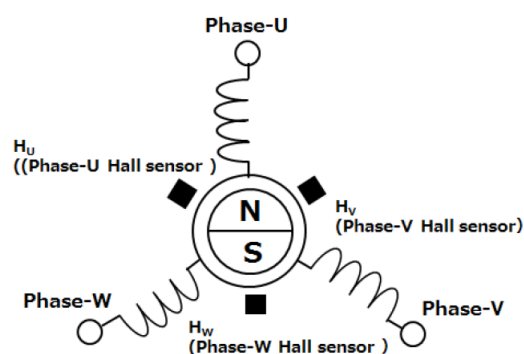
2.4 MÉTODOS DE DETECÇÃO DA POSIÇÃO DO ROTOR EM MOTORES BLDC

Uma desvantagem de motores BLDC em relação aos de indução e DC é que para a comutação das chaves, é obrigatório saber a posição do rotor em relação ao estator. Para isso, são utilizados dois métodos: utilizando o sensor de efeito Hall e mediante a detecção da FCEM mediante a leitura e processamento da tensão de fase.

2.4.1 Método utilizando sensor de efeito Hall

Os sensores Hall são comumente usados para detecção de posição do rotor. Estes sensores são colocados a 120 graus elétricos de distância, conforme mostrado na Figura 13, seus sinais de saída mudam com as mudanças nos campos magnéticos do ímã permanente (TOSHIBA, 2018). Os padrões de comutação para cada fase do circuito do inversor são criados a cada 60 graus elétricos, combinando os sinais de três sensores Hall.

Figura 13 – Estrutura dos sensores Hall em motores BLDC para determinar a posição do rotor em relação ao estator



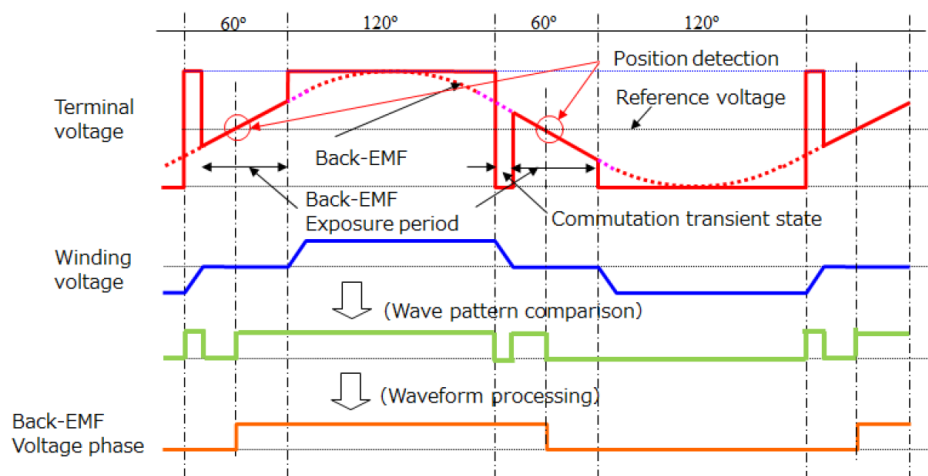
Fonte: Adaptado de (TOSHIBA, 2018)

2.4.2 Método *sensorless*

Sensoriamento utilizando sensores Hall tem pouca confiabilidade e requer manutenção e troca do sensor. O método *sensorless* ou sem sensores está sendo mais utilizado em projetos atuais devido à confiabilidade. O controle do motor sem sensor

não usa nenhum sensor para detectar a posição do rotor, em vez disso, as tensões da FCEM induzidas nos enrolamentos do motor podem ser usadas para detecção da posição do rotor. A FEM é a tensão induzida em uma bobina que se opõe à mudança em seu fluxo magnético que a induziu. No entanto, a FEM induzida no enrolamento do motor de cada fase nem sempre pode ser detectada enquanto o motor está operando. A Figura 14 mostra a tensão induzida pela FCEM no braço do inversor que não está conduzindo.

Figura 14 – Etapas do processamento do sinal *zero cross* no método *sensorless*



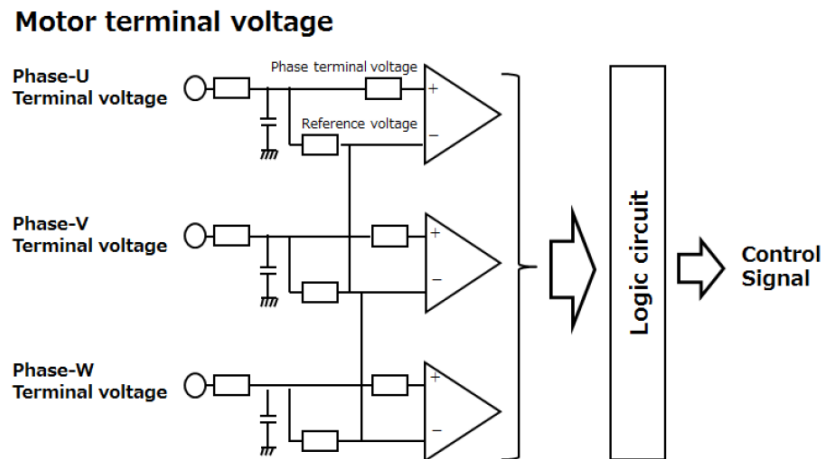
Fonte: Adaptado de (TOSHIBA, 2018)

Os terminais do motor não podem ser usados para medir a FEM enquanto as tensões do inversor estão sendo aplicadas a eles. Com comutação de 120 graus, duas das três fases estão conduzindo corrente a qualquer momento, enquanto a outra não está. A FEM aparece no terminal da fase não condutora, medida para detecção da posição do rotor. Mais especificamente, os pontos de cruzamento de zero da FEM que aparecem em cada terminal de fase são detectados.

Conforme mostrado na Figura 14, um motor trifásico tem dois pontos de cruzamento zero para cada fase (seis pontos para três fases) por revolução de um motor (ou seja, 360 graus elétricos). Isso significa que a posição do rotor pode ser detectada a cada 60 graus elétricos. Os sinais de comutação de 120° necessários para ligar e desligar os dispositivos de um inversor são gerados com base nos sinais de cruzamento por zero. Por exemplo, o intervalo entre dois pontos de cruzamento zero (60 graus elétricos) é medido para gerar um período para os próximos 30 graus elétricos. O circuito de detecção de *zero cross* é mostrado na Figura 15.

A implementação digital *sensorless* compara cada tensão de fase com uma tensão de referência. O comparador detecta um ponto de cruzamento zero da FCEM quando a relação de magnitude das tensões de fase e de referência muda. É importante

Figura 15 – Circuito de leitura da tensão de fase utilizando amplificadores operacionais para dar um offset e ganho



Fonte: Adaptado de (TOSHIBA, 2018)

a utilização de filtros passa-baixa para filtrar a leitura da FEM para eliminar o ruído e assim ter uma estimativa precisa. Além da detecção do posicionamento do rotor, é necessário estimar a corrente para calcular a velocidade do rotor em função da frequência elétrica.

2.5 MÉTODOS DE CONTROLE EM MOTORES BLDC

O controle dos motores BLDC são sistemas sumamente complexos e possuem termos não lineares e precisam de métodos especializados. Existem duas categorias, controle variando a tensão de Barramento e mudando a tensão média aplicada a cada fase mediante a modulação pwm nas chaves do inversor. A primeira precisa apenas do sensoriamento da posição do rotor, seja utilizando sensores de efeito Hall ou método *sensorless*, os quais foram analisados na seção 2.4. O tipo de controlador mais utilizado é o do tipo PID, que consta de 3 termos:

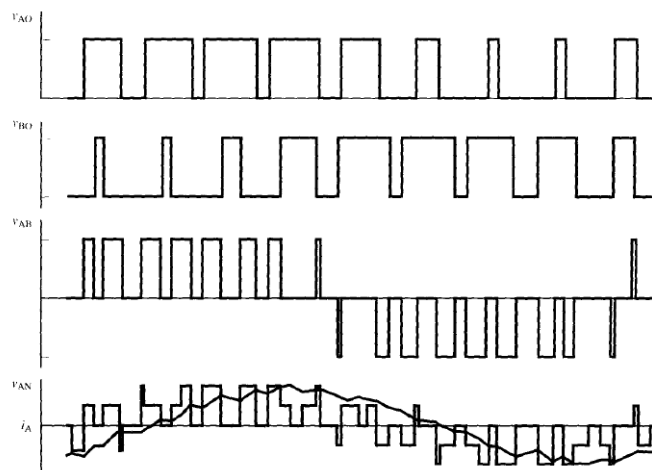
- Proporcional (P): Termo proporcional ao erro atual
- Integral (I): Procura diminuir o erro em estado estacionário, tomando como referência o erro passada e o atua;
- Derivativo (D): A ação derivativa atua quando há uma mudança no valor absoluto do erro, se o erro é constante apenas os termos Proporcional e Integral irão a agir.

A ação derivativa é muito sensível a ruídos e por esse motivo é pouco utilizado em controle de sistemas em eletrônica de potência. O controle utilizado será o PI.

2.5.1 Controle mediante o ajuste da tensão média aplicada utilizando PWM

O método de controle utilizando PWM ou modulação de largura de pulso, consiste em controlar a tensão aplicada na fase mediante a aplicação da tensão total por um determinado lapso de tempo, pulsando rapidamente um sinal digital em um condutor. Esta técnica de modulação é utilizada para simular uma tensão estática variável. Assim um *duty Cycle* de 100% transfere toda a potência da fonte para a carga e um equivalente a 50% transfere metade da potência. A figura 16 mostra a modulação PWM utilizada para gerar uma onda senoidal. Muitos microcontroladores têm a função PWM embutida, facilitando assim a geração do comando sem necessidade de um driver externo. Na figura 16, observa-se que enquanto maior o *duty cycle* maior a tensão aplicada e vice-versa. Assim, a forma de onda senoidal pode ser gerada utilizando uma onda senoidal e comparando-a com um dente de serra, gerando a referência com o sinal PWM.

Figura 16 – Modulação PWM em inversores Trifásicos



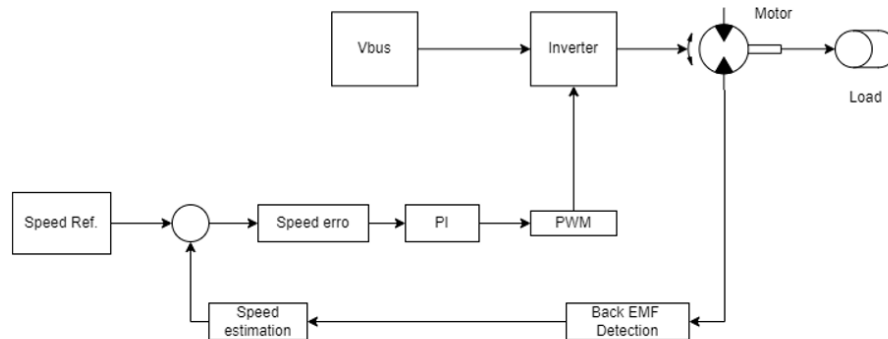
Fonte: Adaptado de Hart (2001)

O controle exemplificado na Figura 17 é o mais comumente utilizado por apresentar baixas ondulações na velocidade e no torque quando bem projetados. Na prática, estes sistemas são complexos e requerem um equipamento físico adequado para o correto funcionamento, controlar a velocidade de um motor BLDC por PWM consiste em dado o cruzamento por zero da FCEM, é calculada a velocidade atual do rotor. Esta velocidade é comparada ao sinal de referência gerando assim o valor de erro. O erro é processado por um controlador e um sinal de PWM é gerado.

2.5.1.1 Controle ajustando a tensão de barramento

Mudando a tensão de barramento, a tensão de fase aumenta, incrementando assim o fluxo magnético no entreferro do motor. Este método é parecido aos utilizados

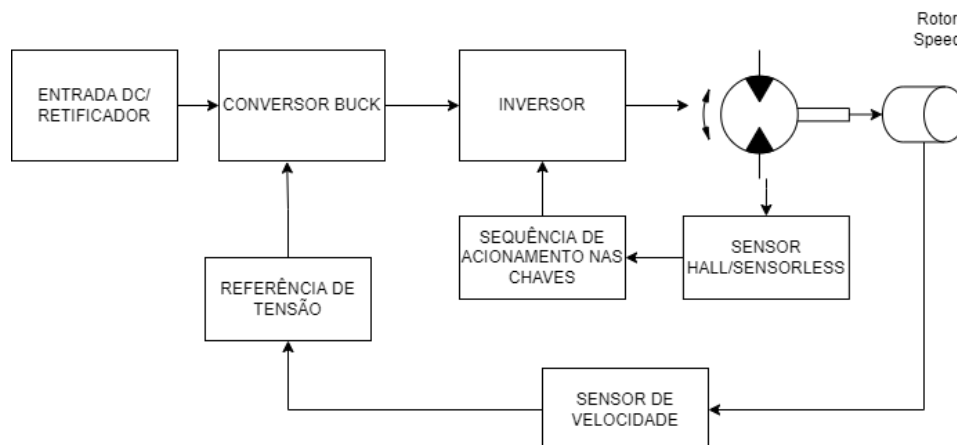
Figura 17 – Método de controle por PWM em motores BLDC



Fonte: Autor(2021)

em acionamento de motores CC com a única diferença da comutação eletrônica própria dos motores BLDC. Para o controle da tensão do barramento é utilizado um conversor CC-CC, normalmente do tipo Buck, que ajusta a tensão de entrada. A vantagem deste método é a simplicidade no acionamento e controle, devido que apenas uma malha de controle é necessária. O sistema de controle é mostrado na Figura 18.

Figura 18 – Diagrama do sistema de controle trapezoidal



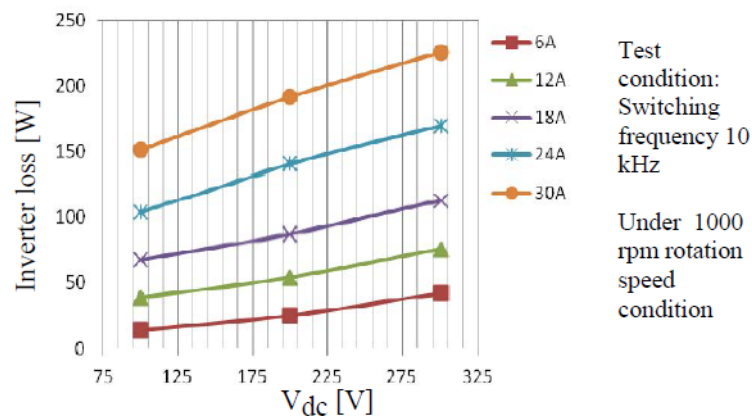
Fonte: Autor

Primeiramente, a tensão senoidal da rede é convertida em tensão CC utilizando um retificador. Seguidamente um conversor do tipo Buck controla a tensão de barramento na entrada do inversor. A Figura 18 mostra duas malhas de controle. Uma malha que determina a posição do rotor em relação ao estator, e assim determina a sequência de ativação das chaves, e a malha do conversor Buck. A velocidade do rotor é estimada, seja utilizando sensor hall, método sensorless ou algum sensor

externo. Seguidamente, esta velocidade é convertida ao nível de tensão aplicado na fase. Esta tensão é comparada à referência de tensão e assim a malha de controle é fechada.

Estudos apontados por Yue Jun Tamura (2012) apontam que a eficiência do sistema, em especial no inversor, é aumentada quando é utilizado o valor ótimo de barramento. A tensão de barramento pode ser função da velocidade do motor, assim dependendo da faixa de velocidades de operação, a tensão de barramento pode ser alterada. Na Figura 19, Yue Jun Tamura (2012) mostra os resultados obtidos em velocidades abaixo de 1000 rpm. As perdas do inversor aumentam conforme a tensão no barramento aumenta, então há um valor de barramento ótimo onde a velocidade é atingida e as perdas são diminuídas.

Figura 19 – Perdas no inversor com diferentes tensões de barramento e correntes de saída



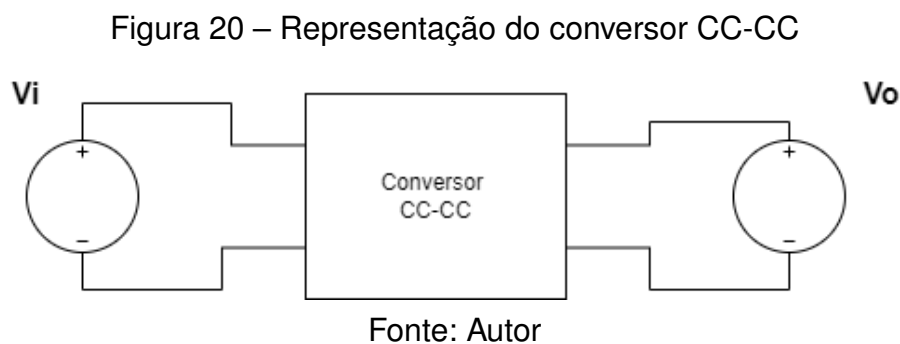
Fonte: Adaptado de Yue Jun Tamura (2012)

Um conversor Buck foi projetado para controlar o valor de barramento. Na área de conversão CC-CC, os conversores chaveados são os mais eficientes e na prática têm o melhor comportamento dinâmico.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC

Como analisado no capítulo anterior, a eficiência no inversor em motores BLDC nas regiões de baixa velocidade é aumentada quando a tensão no barramento é ajustada, assim um sistema é necessário para controlar esse nível de tensão. Dentre todos os circuitos e sistemas existentes, foi escolhido um conversor CC-CC pela eficiência e praticidade.

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos de potência que convertem uma tensão contínua em outro nível de tensão contínua e, normalmente, proporcionam uma saída regulada (HART, 2001). A Figura 20 representa a estrutura básica de um conversor CC-CC, que consiste em uma fonte de tensão contínua V_i , um bloco que representa o circuito e uma fonte de tensão de saída V_o .



A fonte V_i fornece energia elétrica ao conversor CC-CC, enquanto este está fornecendo energia elétrica à fonte V_o . Segundo Barbi e Martins (2000), o conversor CC-CC pode então ser conceituado como um sistema, formado por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, cuja função é controlar o fluxo de potência elétrica da fonte de entrada V_i para a fonte de saída V_o . A variável de controle, representada por D , é conhecida como razão cíclica ou ciclo de trabalho, e será definida mais adiante.

Em um conversor ideal, as perdas internas são nulas e a potência entregue à carga é igual a potência cedida pela fonte V_i , conforme às expressões 20, 21 e 22.

$$P_1 = V_i I_1 \quad (20)$$

$$P_2 = V_o I_2 \quad (21)$$

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 \quad (22)$$

O ganho estático de um conversor CC-CC é definido pela expressão

$$G = \frac{V_o}{V_i} \quad (23)$$

onde:

- G: Ganho estático de um conversor chaveado;

Na prática, a eficiência de um conversor CC-CC está em torno de 78% aos 98%, dependendo principalmente da frequência de operação, temperatura e perdas por chaveamento e condução nos semicondutores (BARBI; MARTINS, 2000).

O número de topologias de conversores estáticos CC-CC não isolados é muito grande. Contudo, seis deles são os mais populares e difundidos. Os seis conversores básicos, e os respectivos ganhos estáticos, são conhecidos como: conversor Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta. Os ganhos estáticos estão representados na Tabela 7.

Tabela 1 – Ganhos estático dos conversores CC-CC

Conversor	Ganho estático
Buck	D
Boost	1/(1-D)
Buck-Boost	D/(1-D)
Cúk	D/(1-D)
Sepic	D/(1-D)
Zeta	D/(1-D)

Fonte: (BARBI; MARTINS, 2000).

Os ganhos estáticos representados na tabela 7 revelam que o conversor Buck é apenas abaixador, ou seja, a tensão da carga é sempre menor à tensão de entrada. Por outro lado, o conversor Boost é apenas elevador. A tensão mínima de carga é igual à tensão da fonte de entrada. Por último, os conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta geram na saída uma tensão menor que na entrada para $D < 0,5$ e uma tensão maior que a tensão de entrada para $D > 0,5$. Pode-se também observar que o conversor Buck é o único que apresenta uma relação linear entre a tensão de entrada e de saída, facilitando o controle utilizando técnicas clássicas. O foco deste trabalho é a implementação de controle de barramento para um motor BLDC mediante um conversor CC-CC na entrada. Após análise, o conversor Buck foi escolhido por apresentar uma facilidade na implementação de técnica de controle clássica e possibilita assim uma redução na tensão de saída dada uma tensão de entrada.

3.1 CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO (BUCK)

Conforme o próprio nome sugere, o conversor CC-CC abaixador de tensão, também conhecido como conversor Buck, produz um valor médio de tensão na saída

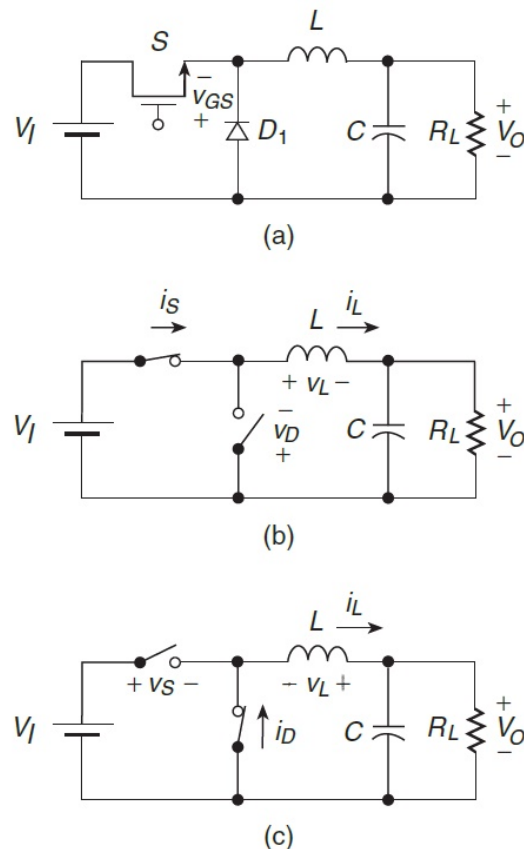
inferior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto que a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada, esse comportamento é consequência do princípio de conservação de energia (BARBI; MARTINS, 2000).

Na Figura 21 (a) é apresentada a estrutura básica, composto por uma fonte de tensão de entrada V_i , uma chave, normalmente um MOSFET, um diodo de roda livre e um filtro LC para a carga, representado neste caso pelo resistor R_L . A chave S é controlada por modulação de largura de pulso sendo ligada e desligada a uma frequência $f_s = 1/T$, assim o ciclo de trabalho ou *Duty Cycle* é definido como:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = f_s t_{on} \quad (24)$$

onde t_{on} e t_{off} representa o tempo em que a chave S está fechada e aberta, respectivamente. A Figura 21 mostra o circuito quando a chave está fechada (b) e quando a chave está aberta (c).

Figura 21 – Estrutura e funcionamento do conversor Buck



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2008)

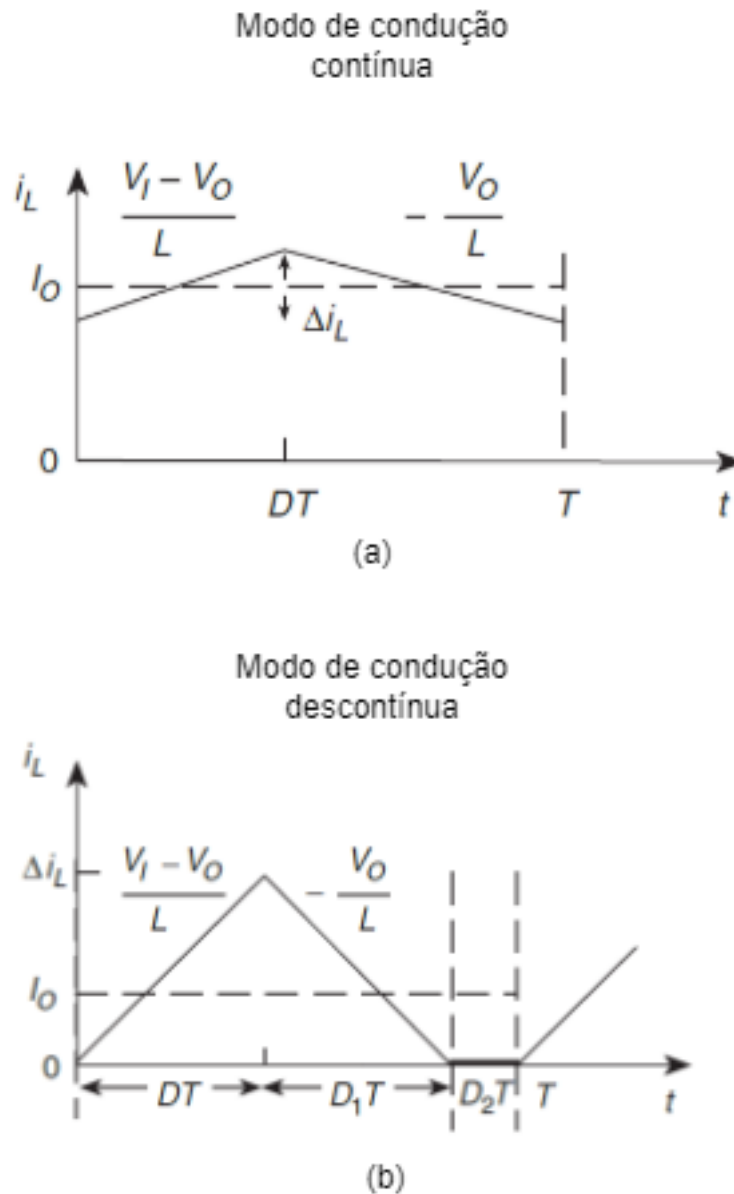
Em conversores chaveados, a variável de controle é o ciclo de trabalho. Idealmente, em um conversor Buck, a relação entre a tensão de entrada e de saída está dada pela equação 25.

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (25)$$

3.1.1 Modos de operação do conversor Buck

No conversor Buck, há dois tipos de modo de operação: contínua e descontínua. No modo de operação contínua, a corrente sempre é positiva em todo o período de comutação. Por outro lado, no modo de operação descontínua a corrente passa por zero no período de comutação. Os formatos de corrente em operação contínua e descontínua são mostrados na Figura 22.

Figura 22 – Formatos de correntes em modo de operação contínua e descontínua



Fonte: adaptado de (KAZIMIERCZUK, 2008)

3.1.2 Equacionamento do conversor Buck

Para o equacionamento, o diodo está polarizado diretamente sempre que a chave está aberta e a corrente no indutor é positiva. Toda corrente que seja contínua no intervalo de comutação é denominada como *corrente permanente*. Pelo contrário, a corrente descontínua é caracterizada por uma passagem por zero em cada período de comutação (HART, 2001).

Outra forma de examinar o funcionamento do conversor Buck é analisar a corrente e a tensão no indutor, este método é útil para dimensionar o filtro de saída. A seguir, são enumeradas as propriedades do conversor Buck e de outros em geral.

1. A corrente no indutor é periódica:

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (26)$$

2. A tensão média no indutor é zero.

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (27)$$

3. A corrente média no capacitor é zero.

$$I_c = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_c(\lambda) d\lambda = 0 \quad (28)$$

4. Idealmente, a potência entregue pela fonte de entrada é igual à fornecida para a carga, mas sempre há perdas nos componentes.

Segundo Hart (2001), com o objetivo de determinar a tensão de saída, são analisadas a corrente e a tensão no indutor quando a chave está aberta e fechada. A variação líquida da corrente no indutor em um período deve ser zero em regime permanente. A tensão média da bobina é zero. Quando a chave está fechada, o diodo é polarizado inversamente e o circuito equivalente resultante é mostrado na Figura 21 (b). A tensão no indutor é:

$$V_L = V_{in} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (29)$$

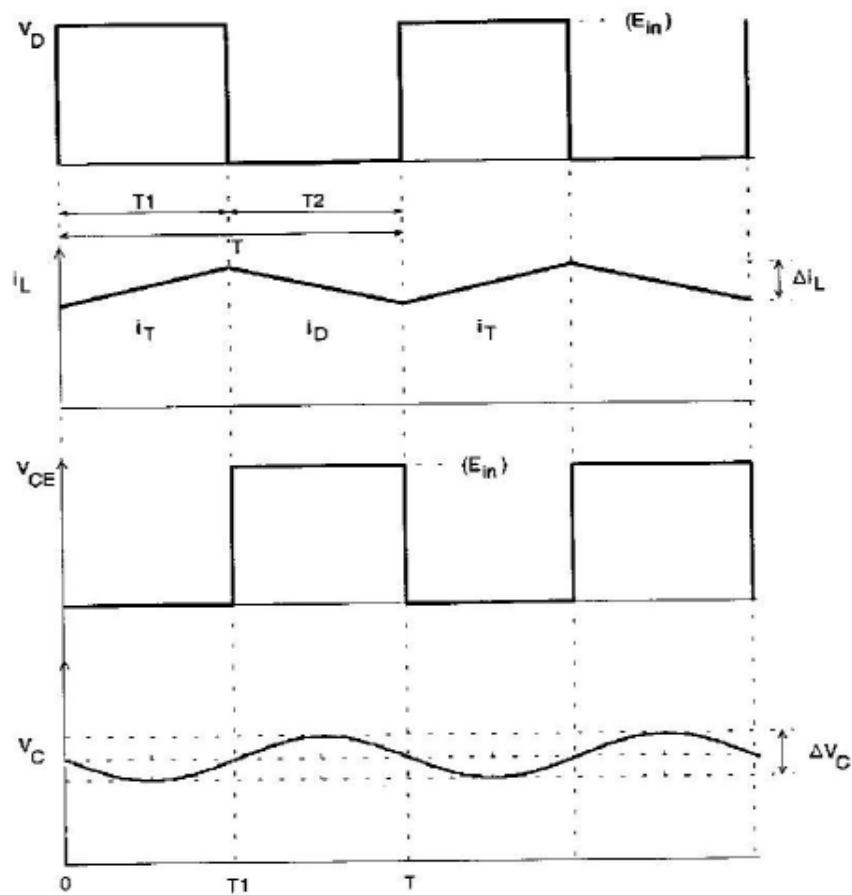
Reorganizando os termos:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (\text{chave fechada}) \quad (30)$$

Como a derivada da corrente é uma constante positiva, a corrente aumenta linearmente como mostrado na Figura 23. A variação de corrente quando a chave está fechada é calculada modificando a equação anterior:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{\Delta i}{D \cdot T} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \\ (\Delta i_L)_{\text{fechado}} &= \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) D \cdot T \end{aligned} \quad (31)$$

Figura 23 – Formato da corrente no indutor no conversor Buck



Fonte: adaptado de (BARBI; MARTINS, 2000)

Quando o interruptor está aberto, o diodo de *roda livre* é polarizado diretamente, formando assim o circuito equivalente mostrado na Figura 21 (c). Quando a chave está aberta, a tensão sobre o indutor é:

$$V_L = -V_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (32)$$

Reorganizando os termos:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \text{ (Interruptor aberto)} \quad (33)$$

A derivada da corrente no indutor é uma constante negativa, assim a corrente diminui linearmente, como mostrado na Figura 23. A variação da corrente na bobina quando a

chave é aberta é:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (34)$$

$$(\Delta i_L)_{aberto} = -\frac{V_o}{L}(1-D)T$$

Em regime permanente, a corrente no início e no final do período de comutação deve de ser igual pelo que a variação líquida na corrente no indutor é zero. Para isso, a seguinte equação deve ser cumprida:

$$(\Delta i_L)_{fechado} = (\Delta i_L)_{aberto} \quad (35)$$

Juntando as equações 31 e 34:

$$\left(\frac{V_{in} - V_o}{L}\right)DT - \frac{V_o}{L}(1-D)T = 0 \quad (36)$$

$$V_o = V_{in}D$$

Na equação 36, pode-se observar que a tensão de saída depende unicamente da tensão de entrada e o *Duty Cycle*. A corrente média no indutor é a mesma que na carga devido a que a corrente média no capacitor é zero operando em regime permanente:

$$i_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (37)$$

Segundo Hart (2001), a variação da corrente no indutor pode ser calculada utilizando as equações 31 e 34, os valores máximos e mínimos de corrente no indutor podem ser calculados:

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L}(1-D)T \right] = V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (38)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L}(1-D)T \right] = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (39)$$

Na figura 23 pode-se observar uma variação de tensão na saída, isto devido que na prática o valor da capacitância é limitado. Quando a chave é aberta energia armazenada no indutor é descarregada no capacitor, produzindo assim o formato de tensão de carga e descarga no capacitor. A variação de tensão na saída, conhecida como *ripple*, é calculada analisando a relação de corrente e tensão no capacitor. A corrente no capacitor é:

$$i_c = i_L - i_R \quad (40)$$

Na Figura 24 (a) e (b) são mostrados os formatos da corrente e tensão no capacitor, respectivamente. O capacitor será carregado enquanto a corrente sobre o mesmo seja positiva. Aplicando a definição do comportamento dinâmico do capacitor:

$$Q = CV_o$$

$$\Delta Q = C \Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

A variação da carga, ΔQ , equivale à área sombreada na Figura 24 (a):

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8}$$

Com isso:

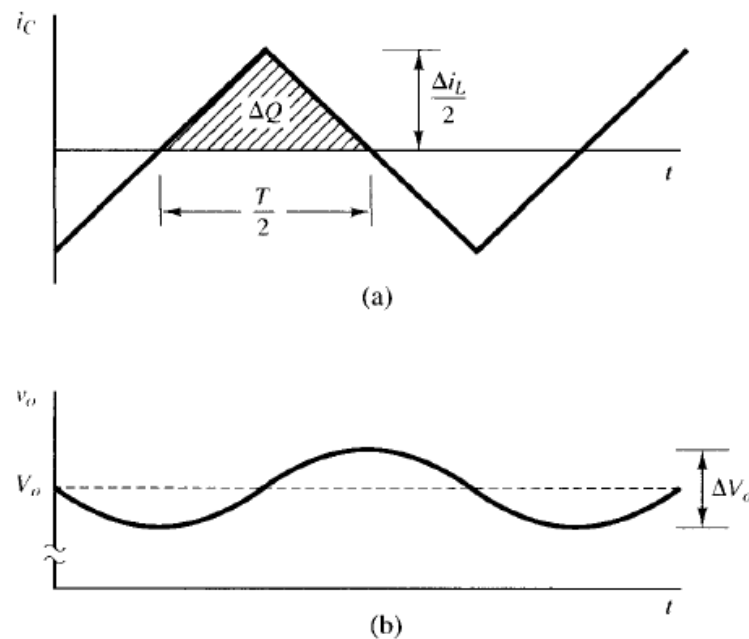
$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C}$$

Substituindo Δi_L da equação 31:

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T = \frac{V_o (1-D)}{8LCf^2} \quad (41)$$

Na equação 41, a ondulação da tensão da saída diminuiu com quadrado da frequência.

Figura 24 – Formato de tensão e corrente no capacitor de saída



Fonte: adaptado de (HART, 2001)

3.1.3 Análise em frequência do conversor Buck

Aplicando as equações do comportamento dinâmico do indutor e capacitor no circuito do conversor Buck, são obtidas as seguintes equações:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_c}{L} + \frac{V_i \cdot d}{L} \quad (42)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{R \cdot C} \quad (43)$$

Considerando a tensão no capacitor como a tensão de saída V_o , e derivando a equação 44, é obtida a seguinte função de transferência da tensão de saída V_o e a variável de controle D.

$$\frac{V_o}{D} = \frac{V_i \cdot \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (44)$$

O sistema do conversor BUCK possui dois polos e nenhum zero. Segundo Krishnan e Bannintheya (2012), um zero deve ser considerado no sistema devido à resistência em série equivalente do capacitor. Para testes iniciais, este zero não será considerado. A Figura 25 mostra o diagrama de Bode de amplitude e fase para um conversor com os seguintes parâmetros:

$$L = 400\mu H$$

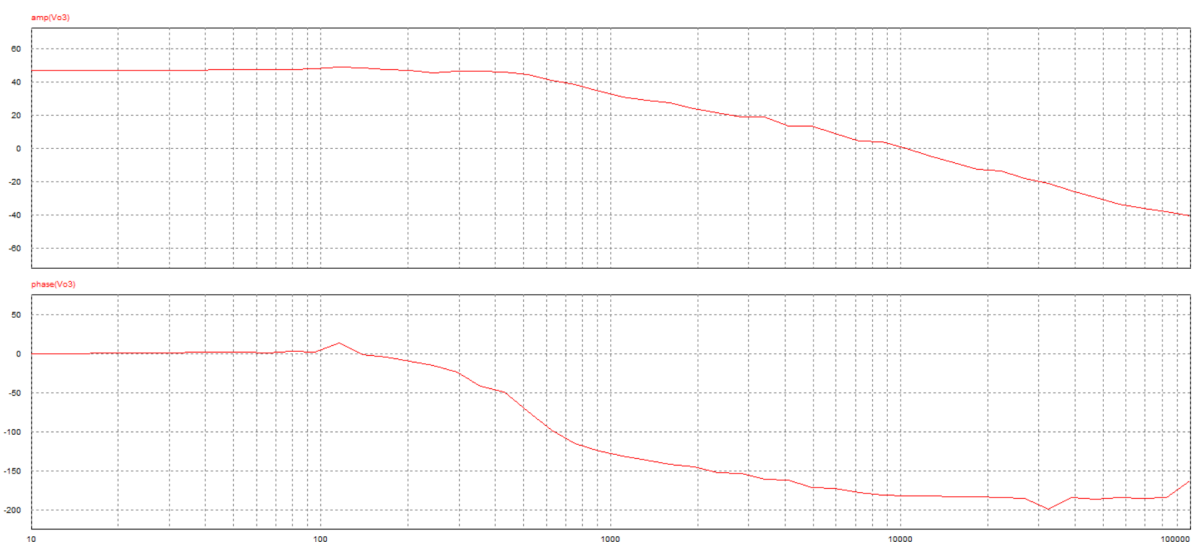
$$C = 150\mu F$$

$$RL = 30\Omega$$

$$V_i = 311V$$

Conforme a frequência aumenta o diagrama de fase atinge -180, próprio de um sistema

Figura 25 – Diagrama de Bode do conversor Buck simulado



Fonte: adaptado de (HART, 2001)

estável de segunda ordem. O primeiro polo está posicionado em aproximadamente 500Hz, tomando em conta isto, uma frequência de amostragem ótima seria 10 vezes a frequência onde o primeiro polo do sistema está posicionado. Esta é uma métrica comumente utilizada para ter uma boa discretização na partida, que é um intervalo

crítico de tempo. A frequência de amostragem é calculada como:

$$F_{sam} = 10 \cdot freq_{s1} = 10 \cdot 500Hz = 5kHz \quad (45)$$

Segundo Kazimierczuk (2008), a margem de fase recomendável para conversores do tipo Buck é de 40 graus. Em malha aberta, este sistema possui uma margem de fase de aproximadamente 5 graus. A margem de fase pode ser aumentada utilizando um controlador do tipo PI. Tomando como tempo de amostragem $T_{sam}=1/5kHz$ foi obtida a seguinte função de transferência discreta da equação 44, resultando:

$$G_{ma}(z) = \frac{k_1 \cdot (z + 1)}{z^2 - 2z + 1} \quad (46)$$

onde:

- $k_1=2,073 \times 10^{-6}$

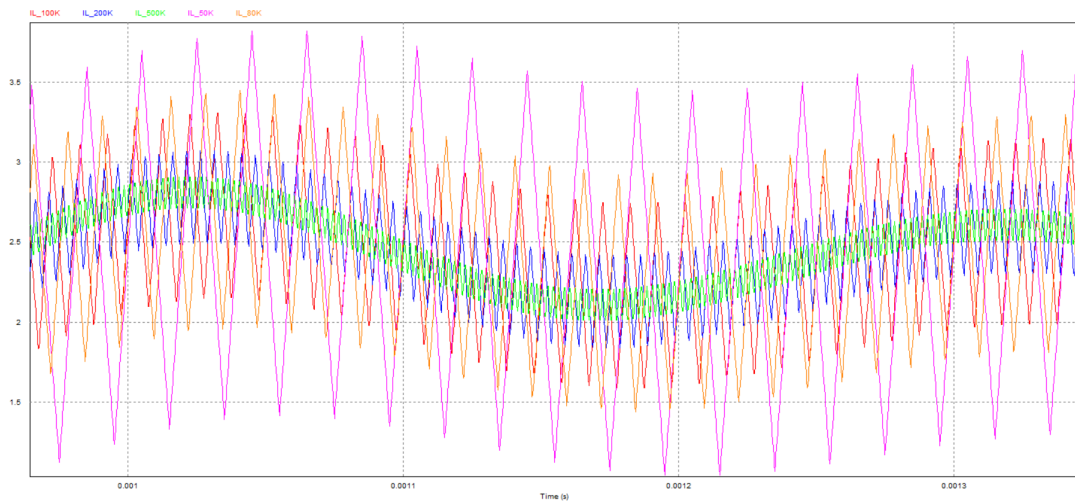
3.1.4 Considerações de desenho para o conversor Buck

Nas equações 31, 34 e 41 são analisadas as variações na corrente e tensão no indutor e no capacitor, cujo valor depende principalmente da frequência de chaveamento. Em estudos realizados por Xie e Guo (2019), conforme a frequência de chaveamento aumenta, os valores do capacitor e indutor diminuem para um mesmo valor de ondulação na corrente e tensão de saída quando comparado com conversores operando em frequência menores. Assim, operando em altas frequências o indutor e capacitor são menores e mais baratos, mas o conversor é menos eficiente. Ao trabalhar com frequências altas, o tamanho do circuito em geral diminui, reduzindo assim o custo de produção. Nas Figuras 26 e 27, são apresentados as correntes e tensões de saída de conversores do tipo Buck operando em 5 frequências de chaveamento diferentes. Os conversores simulados tem como $V_i = 48V$ e $V_o=24V$. Observa-se claramente que, conforme a frequência de chaveamento aumenta, as ondulações na corrente e tensão de saída diminuem. As frequências simuladas foram 50, 80, 100, 200 e 500 KHz.

A frequência de chaveamento é um valor crucial e definirá o tipo de uso que o conversor irá ter. A desvantagem de trabalhar em altas frequências é a perda da eficiência e o aquecimento nos componentes (ONSEMI, 2014), como mostrado na Figura 28. Com o aumento da frequência de operação, as perdas nas chaves aumentam, circuitos de ativação de chaves de potência, chamados de *gate drivers*, mais complexos devem ser utilizados e uma unidade de controle com maior poder de processamento é necessário. Outro ponto importante é a seleção do tipo de indutor.

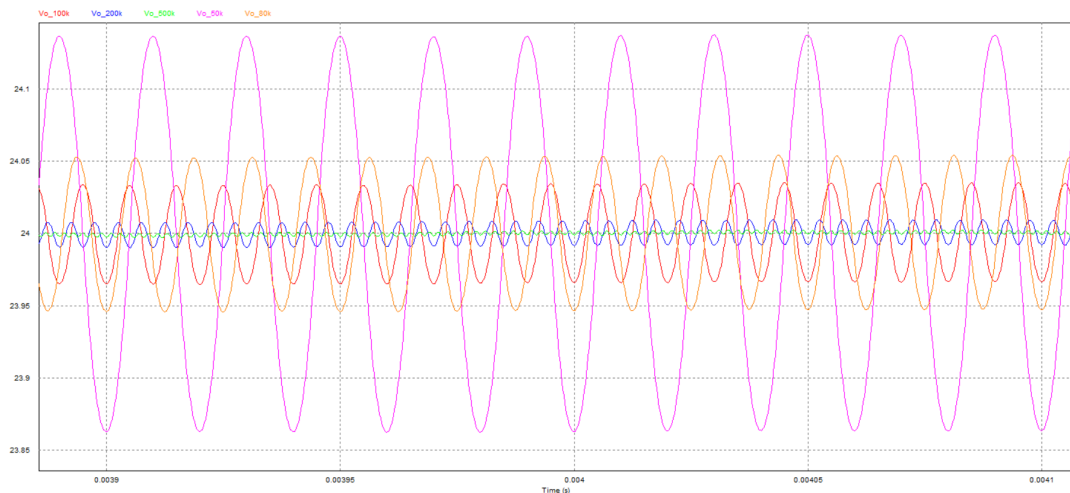
O indutor deve ser projetado para trabalhar sobre frequências recomendadas pelo fabricante. Normalmente, indutor do tipo toroidal são utilizados para baixas frequências enquanto os núcleos do tipo E-E para altas (MCLYMAN, 2004). É preciso também operar em regiões longe da frequência de ressonância do circuito LC dada

Figura 26 – Ondulação na corrente de saída para diferentes frequências de chaveamento no conversor Buck



Fonte: Autor (2021)

Figura 27 – Ondulação na tensão de saída para diferentes frequências de chaveamento no conversor Buck



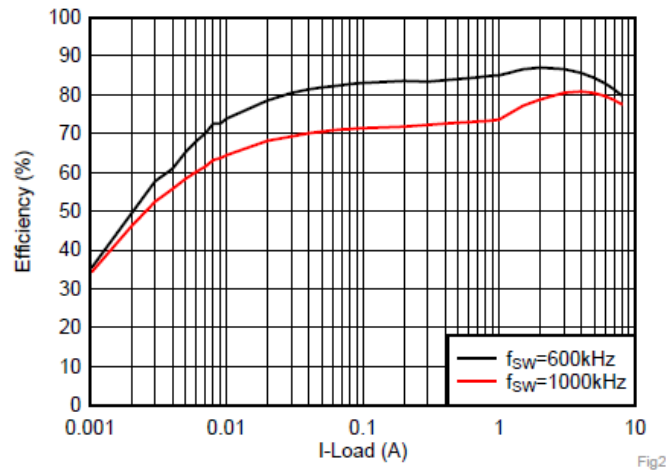
Fonte: Autor (2021)

por:

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi f \sqrt{LC}} \quad (47)$$

A seleção da frequência de chaveamento e o dimensionamento do filtro de saída depende das características do projeto, em geral, frequências altas são utilizadas em sistemas de alimentação de equipamentos eletrônicos como fontes de bancada, enquanto para sistemas de controle e acionamento elétricos de alta potência

Figura 28 – Comparação da eficiência de um conversor Buck operando em 600 e 1000kHz



Fonte: adaptado de (XIE; GUO, 2019)

são utilizados conversores operando em frequências médias. Para a aplicação, foi considerado frequência de chaveamento de no máximo 150 kHz, devido que a unidade de controle projetada tem como valor limite um PWM de 200kHz. A frequência de chaveamento selecionada irá gerar uma ondulação da tensão de saída do conversor, mas devido ao fato do inversor converter essa contínua em alternada, esta ondulação não será prejudicial para o projeto.

4 PROJETO DO CONVERSOR CC E ACIONAMENTO DO MOTOR BLDC

Para o projeto foi utilizado um motor BLDC trifásico aplicado, normalmente, em ventiladores, cujas características são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Características do motor BLDC projetado para a aplicação

Parâmetro	valor
Resistência do estator	8,1 Ω
Constante de FCEM	0,0373 v/rpm
Indutância no eixo D	47,7 mH
Indutância no eixo Q	42,5 mH
Número de polos	8
Potência máxima	500W
Velocidade máxima	6200rpm
Corrente de desmagnetização	6A

Fonte: fornecido pelo fabricante.

Para controlar a tensão de barramento, e assim melhorar a eficiência do inversor quando o motor opera abaixo de 50% da velocidade máxima, foi projetado um conversor Buck com uma potência máxima de 500W, operando em uma frequência de chaveamento de 100 kHz. Na Tabela 3, são especificados os requisitos do conversor Buck.

Tabela 3 – Características do conversor projetado para ajustar a tensão de barramento

Parâmetros	valor
Tensão de entrada	311 V
Tensão de saída	100-250 V
Corrente máxima de pico	4A
Ripple máximo de corrente	15%
Ripple máximo de tensão	1%
Potência máxima	500W
Frequência de chaveamento	100KHz

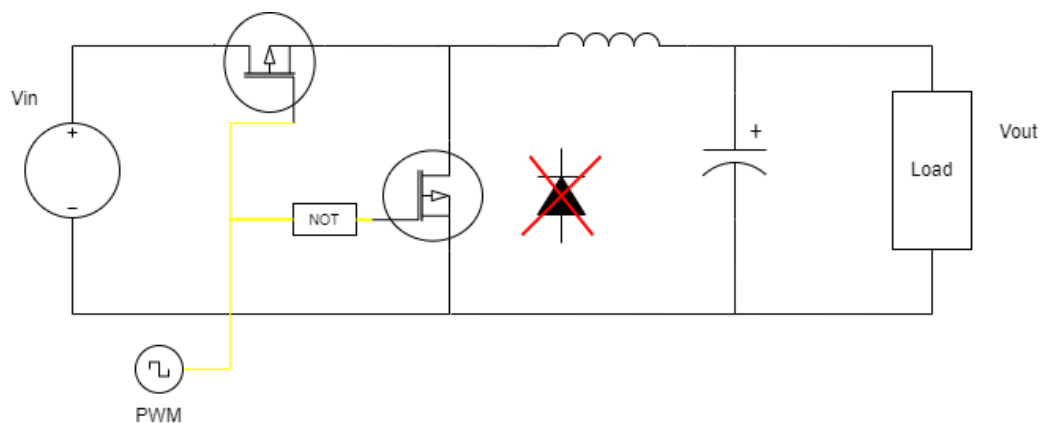
Fonte: adaptado pelo Autor.

Após definir os parâmetros do conversor e motor, é possível projetar os componentes, realizar cálculos térmicos e finalmente implementar o conversor operando na máxima potência. Nas faixas de frequência deste projeto, o categoria de chave utilizado nos conversores chaveados, em geral são MOSFET'S, por ser acionados fornecendo uma tensão positiva do pino Gate em relação ao Source, o qual é mais simples comparado ao acionamento por corrente de um transistor. Outras características dos MOSFET'S são a baixa queda de tensão em condução e alta

frequência de chaveamento. Para acionar um Mosfet a partir de um dispositivo lógico, é necessário um circuito auxiliar, denominado *Gate driver*. Na topologia do conversor Buck, o Source do Mosfet não está referenciado ao GND do circuito, como nos conversores Boost e Buck-Boost, este fato dificulta o acionamento. Em conversores de baixa potência, o acionamento normalmente é utilizando um circuito integrado, como o dispositivo NCP10970 (ONSEMI, 2019). Uma solução é utilizar um *Gate driver* de ponto flutuantes, sendo basicamente optoacopladores. Utilizando um gate driver do tipo isolado é necessário de uma fonte auxiliar, o que significa um circuito a mais na placa. A alternativa utilizada é a de um Buck Síncrono, utilizando um gate driver de meia ponte, comumente utilizado em inversores.

Os conversores sincronizados são circuitos de tamanho reduzido e eficientes, utilizados como fonte de energia de equipamentos eletrônicos. O Buck síncrono reduz as perdas de energia associado a um conversor Buck padrão, substituindo o diodo pelo MOSFET. Isso reduz a queda típica do diodo de 0,5 V a 1 V para 0,3 V ou menos e maior eficiência do sistema em até 10 por cento (INSTRUMENT, 1998). Para o acionamento pode ser utilizado um *gate driver* de meia ponte, comumente utilizado em inversores no acionamento do low e high side. A estrutura do conversor Buck síncrono é apresentada na Figura 29. Este circuito é conhecido como bootstrap. Os cálculos realizados para este circuito são mostrados no Apêndice A.

Figura 29 – Estrutura do conversor Buck síncrono



Fonte: Autor

É importante que as duas chaves não sejam acionadas ao mesmo tempo, já que isso faria um curto circuito no barramento. Normalmente, o Gate driver de meia ponte tem uma proteção de forma que em nenhum momento as duas chaves são acionadas simultaneamente.

4.1 DIMENSIONAMENTO E SELECÇÃO DE COMPONENTES

A entrada utilizada será a rede doméstica retificada, assim:

$$V_{in} = 220 \text{ rms (Entrada AC)}$$

A entrada retificada:

$$V_{in} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311 \text{ (Entrada DC retificada)}$$

Com os parâmetros na tabela 3, pode ser construído o indutor para o conversor. O posicionamento do indutor na placa é crítico, devido ao campo magnético que forma envolta, afetando o funcionamento de componentes perto. As categorias de indutores mais comuns em conversores são as do tipo E-E e toroidal. Em estudos realizados por MCLYMAN (2004), o indutor toroidal tem um melhor comportamento em baixas frequências, enquanto o do tipo E-E opera melhor em altas frequências e possui uma melhor dissipação do calor. O *ripple* da corrente é dado por:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}(1-D)D}{f_s L} \quad (48)$$

Isolando L, o valor da indutância é obtido a partir do *ripple* de corrente. Por questão de projeto, o valor mínimo da tensão de saída é de 100V e o máximo de 250V, sendo um *duty cycle* de 0,32 e 0,8, respetivamente. O valor de Δi_L acontece para $D_{max} = 0,5$. Os valores do indutor são dados por:

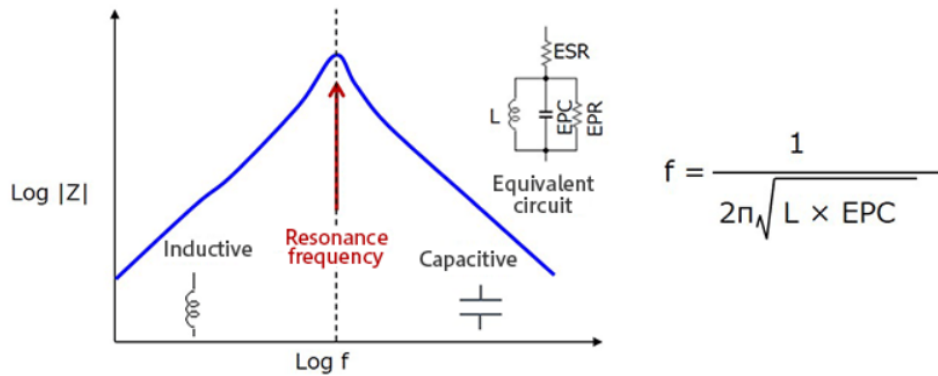
$$\begin{aligned} L_{D=0.32} &= \frac{311(1-0.32)0,32}{100 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 0,20} = 848 \mu H \\ L_{D=0.8} &= \frac{311(1-0.8)0,8}{100 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 0.20} = 610 \mu H \\ L_{max} &= \frac{V_{in}}{4f_s \Delta i_L} = 970 \mu H \end{aligned} \quad (49)$$

Na prática, valores muito altos de indutores não são possíveis construtivamente e o custo é elevado. Nas simulações do capítulo 5, os indutores que tiveram melhor comportamento foram o de $550 \mu H$ e $350 \mu H$. Na Figura 30 é mostrado o comportamento em frequência do indutor. Observa-se que a partir da frequência denominada frequência de ressonância, o indutor começa a se comportar como capacitor, isto devido que uma pequena capacitância aparece entre as voltas do indutor. Esta frequência diminui em função da indutância. Então, para a frequência de operação escolhida de 100kHz, não pode ser escolhida uma indutância tão alta (menor do que 1,5mH).

4.1.1 Projeto do indutor

Foi necessário a construção de um indutor, já que a maioria possui valores baixos ou custos elevados. O projeto do indutor de elementos magnéticos utilizando

Figura 30 – Comportamento dinâmico do indutor em altas frequências



Fonte: Adaptado de (ROHM, 2019)

núcleo do tipo E-E, segundo Barbi e Martins (2000), parte do produto entre a seção transversal do núcleo A_e com a área de janela A_w , como observado na Figura 31. Deve-se escolher um núcleo que tenha um produto $A_w A_e$ o mais próximo da Equação

$$A_e A_w = \frac{L I_{max} I_L}{B_{max} J_{max} k_w} \cdot 10^4 \quad (50)$$

Sendo que Barbi e Martins (2000), afirma que para núcleos do tipo E-E, o valor da indução magnética máxima no núcleo (B_{max}), o valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, dependendo dos condutores utilizados nos enrolamentos J_{max} e a constante k_w que representa o fator de ocupação da janela no núcleo (espaço efetivo ocupado pelos condutores em relação à área de janela) (BORGES, 2020), são cerca de os valores mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros para escolha do núcleo

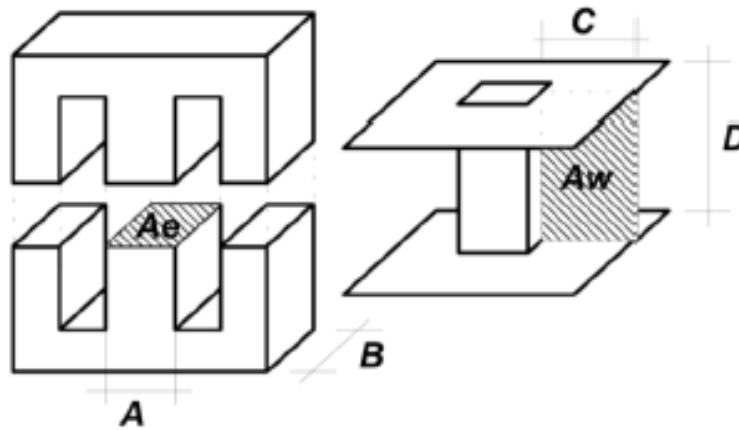
Parâmetro	valor
B_{max}	0,35T
J_{max}	450 A/cm ²
k_w	0,5
I_{max}	4A
I_{eficaz}	3,2
$L_{projetado}$	850μ H

Fonte: adaptado pelo Autor.

Aplicando os dados da Tabela 4, é possível calcula o produto das áreas na equação, como:

$$A_e A_w = 1,38cm^4 \quad (51)$$

Figura 31 – Estrutura do indutor tipo E-E



Fonte: Adaptado de (BORGES, 2020)

Idealmente, deve-se escolher um núcleo com as dimensões equivalentes à equação 51, mas não prática, com o diâmetro do fio escolhido não foi possível um elevado número de espiras elevado em torno do núcleo, assim o NEE-55/28/21 foi o que apresentou as dimensões mais adequadas para o projeto. As características são detalhadas na Tabela 5. Segundo Barbi e Martins (2000), o número de voltas em torno

Tabela 5 – Características do núcleo NEE-55/28/21

Parâmetro	valor
A_e	$3,54cm^2$
A_w	$3,75cm^2$
$A_w A_e$	$13,29cm^2$

Fonte: adaptado pelo Autor.

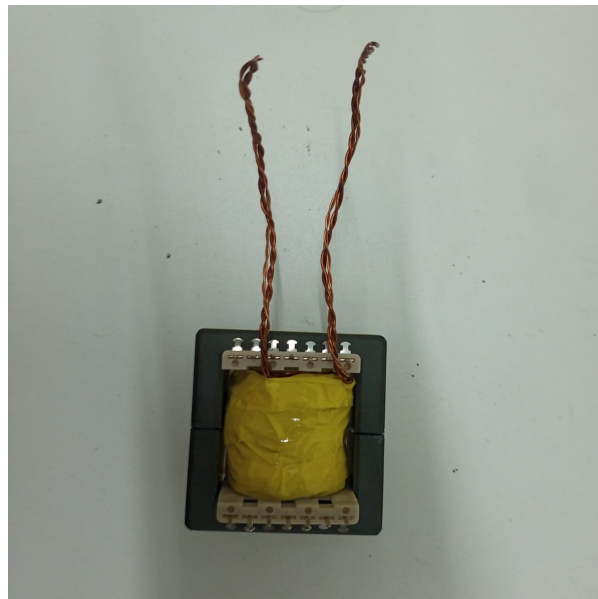
do núcleo N e o comprimento do entreferro l_g é calculado com as equações:

$$N = \frac{LI_{max}}{B_{max}A_e} = 28 \quad (52)$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} \cdot 10^{-2} = 0,42mm \quad (53)$$

A figura 32 mostra o indutor construído. O fio utilizado foi calculado em relação à corrente máxima, sendo constituído por dois fios Awg-23 e dois Awg-24 entrelaçados. Para medir a indutância é necessário de um equipamento conhecido como ponte RLC, a qual não está disponível durante a realização do trabalho. Foram utilizadas folhas de papel para espaçar os núcleos na medida do entreferro.

Figura 32 – Indutor elaborado para o conversor Buck



Fonte: Autor 2021

4.1.2 Dimensionamento do capacitor de saída

O capacitor de saída é responsável por eliminar ondulações na tensão de saída e assim fornecer uma potência mais constante, o que é o principal objetivo de um conversor CC-CC. Segundo Hart (2001) a ondulação na tensão de saída é definida como:

$$C = \frac{T}{8 \cdot (\Delta V_o)} \cdot \frac{V_o}{L} (1 - D) T = \frac{V_o (1 - D)}{8L \cdot (\Delta V_o) \cdot f^2} \quad (54)$$

Utilizando os parâmetros na Tabela 3, o valor do capacitor de saída é:

$$C_{out} = 2\mu F \quad (55)$$

Este valor de capacitor calculado para o conversor é muito pequeno e capacitores comerciais com esse valor tem valores de tensão máxima baixa (25-50V). Este valor foi calculado na pior condição possível; para tensões de saída menores o capacitor deverá ser maior. O capacitor utilizado foi de $150\mu F$

4.1.3 Seleção das chaves e circuito de acionamento (*Gate driver*)

Em fontes chaveadas é utilizado o Transistor do tipo MOSFET ou IGBT. O Mosfet é utilizado em aplicações de alta potência e elevadas frequências de chaveamento, já o IGBT é utilizado para baixas potências, porém é mais imune a ruídos e possui características que facilitam o controle, por isso é mais utilizado em inversores. Foi escolhido o transistor do tipo MOSFET STP36N55M5 (STMICROELECTRONICS

STANDARD PRODUCTS, 2012b), cujas principais características são mostradas na tabela 6. O parâmetro para escolha foi a disponibilidade, que cumprisse com a tensão do Dreno para Source máxima e que a corrente direta fosse pelo menos o dobro da projetada para o conversor. Além disso, o MOSFET escolhido tem tempos de comutação maior que uma década acima da frequência quando o conversor opera nos Duty Cycle máximos e mínimos.

Tabela 6 – Características e dados do Mosfet utilizado

Parâmetro	valor
$V_{GS\ max}$	710 V
I_{max}	35
$R_{GS\ max}$	0,078 Ω
$T_{on\ max}$	11ns
$T_{off\ max}$	9,3ns

Fonte: adaptado de STMicroelectronics Standard Products (2012a).

Onde:

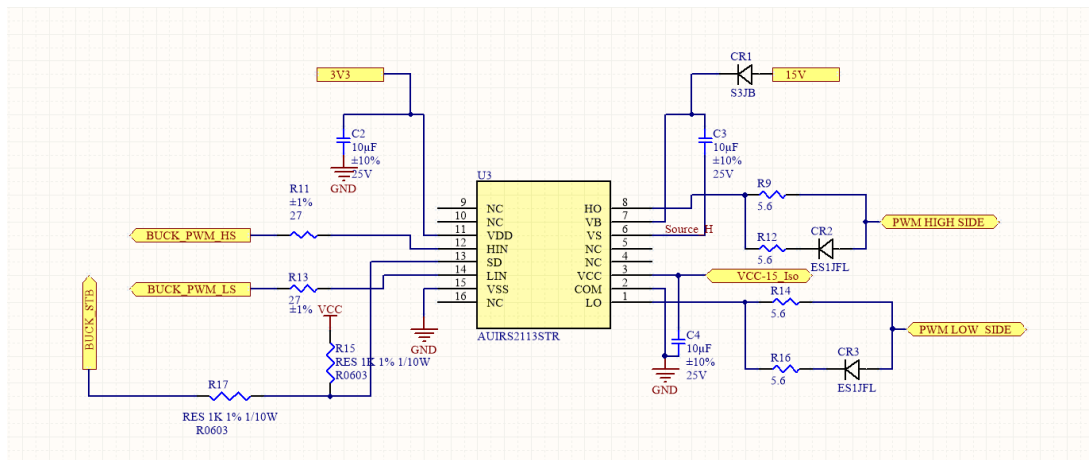
- $V_{GS\ max}$: Tensão máxima entre o Dreno e o Source do MOSFET;
- I_{max} : Corrente direta máxima suportada pelo MOSFET;
- $R_{GS\ max}$: Resistência do Dreno para o Source quando o MOSFET está conduzindo;
- $T_{on\ max}$: Tempo máximo que o MOSFET leva para ligar;
- $T_{off\ max}$: Tempo máximo que o MOSFET leva para desligar;

Para acionar o MOSFET é necessário de um Gate Driver, que eleva a tensão proveniente do microcontrolador, para um nível de tensão maior. O Mosfet é ativado colocando tensão positiva entre o *Gate* e *Source*. No caso do conversor Buck, o *Source* não está referenciada ao GND. Para ativar a chave deve ser garantida uma tensão positiva entre o *Gate* e *Source*, mas o sinal do PWM está referenciado ao GND. Como solução foi utilizado um *Gate Driver* de meia ponte mostrado na Figura 33. Os cálculos do circuito de Bootstrap são explicados no Apêndice A. No mercado existem gate drivers especiais para conversores Buck, mas possuem custos elevados. Após ter definidos os componentes no circuito, pode ser calculado o esforço nas chaves e os cálculos térmicos.

4.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BUCK, ESFORÇOS NAS CHAVES E CÁLCULOS TÉRMICOS

Segundo a tabela 3, a tensão DC de entrada é 311V, gerada a partir da onda senoidal de 220V RMS da fonte de alimentação residencial. Na seção anterior foram selecionadas as chaves e o filtro de saída. O circuito resultante é mostrado na

Figura 33 – Gate Driver irs2108 de meia ponte



Fonte: Autor

Figura 34. Utilizando os valores calculados acima, na simulação, conseguiu verificar a funcionalidade do circuito, obtendo a tensão e a corrente de saída vista na Figura 35. A tensão de entrada é obtida através da onda senoidal da rede retificada gerando assim a tensão de barramento que irá acionar o motor BLDC. A tensão de saída é mostrada na cor vermelha e a corrente em azul. O valor da corrente foi aumentado em 50 vezes para melhorar a visualização.

Em malha aberta há um grande sobre-sinal, sendo de aproximadamente 98% do valor de saída. Isto acontece ao colocar uma grande tensão quando os componentes estão descarregados. Uma solução é partir aumentando a tensão gradualmente, para diminuir o esforço das chaves e do filtro RL na saída. A malha de controle também irá reduzir este pico, aumentando a tensão gradualmente. Esta partida é sugerida na seção de trabalhos futuros. Posteriormente será projetado um sistema de controle e comparado aos resultados em malha aberta.

O sistema do conversor Buck é estável em malha aberta, como mostrado na Figura 34, possuindo os seguintes parâmetros:

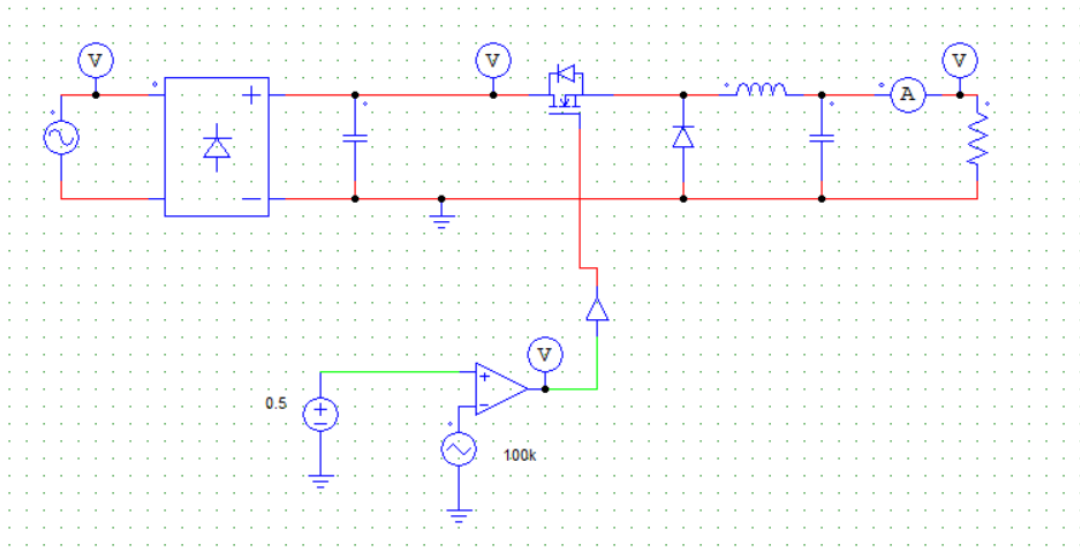
$$Tempo\ de\ acomo(TA) = 17ms$$

$$Valor\ de\ Pico\ (VPP) = 98\% \text{ do valor nominal}$$

$$Tempo\ de\ subida(TR) = 391us$$

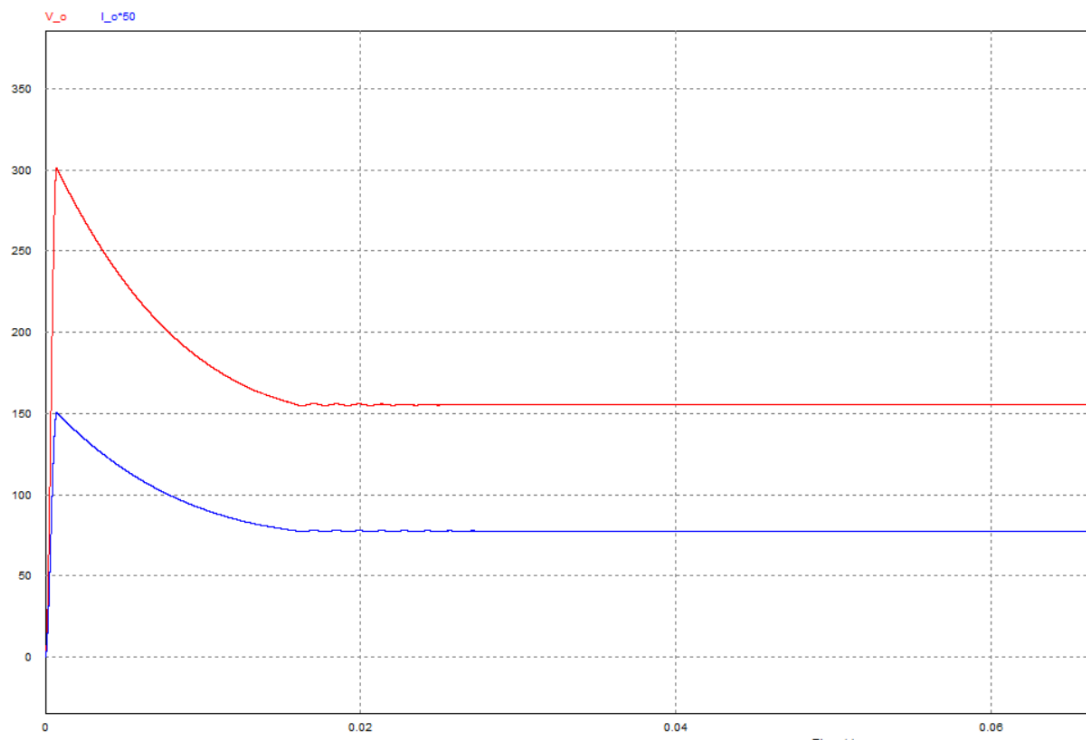
Analisando estes dados, a porcentagem de sobre-sinal é um valor relevante na partida já que pode danificar os componentes, por isso foi projetado um controlador do tipo PI para melhorar a dinâmica do sistema. O conversor deverá manter a tensão de saída independente da carga, sempre respeitando o equacionamento de um conversor Buck em modo contínuo. O controlador PI irá reduzir a porcentagem de sobre-sinal não

Figura 34 – Simulação do Conversor *Buck* com carga R e malha aberta



Fonte: Autor (2021)

Figura 35 – Resultados da simulação da tensão e corrente



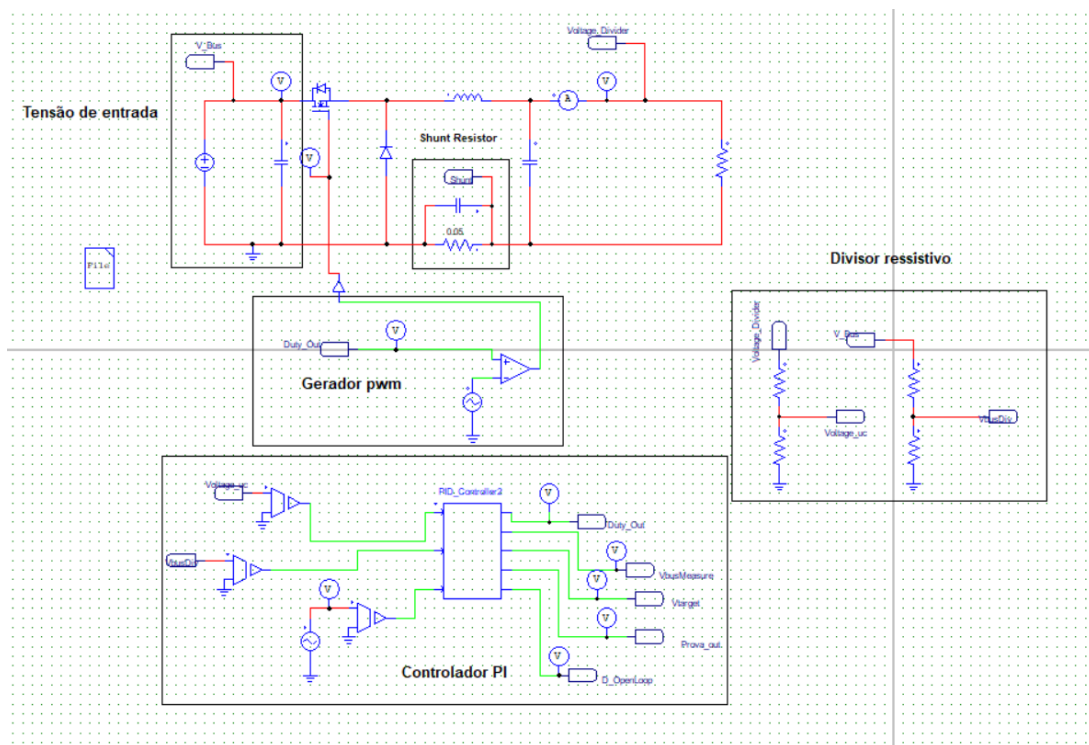
Fonte: Autor (2021)

apenas para cargas resistivas, para cargas resistivas-indutivas irá reduzir a oscilação da tensão de saída. A simulação foi feita no software *Psim*, utilizando a ferramenta *c-block*

como o objetivo de utilizar o mesmo código na implementação no microcontrolador. A simulação com controlador PI implementada na linguagem de programação C é mostrada na Figura 36. Na figura, podem ser identificada as seguintes partes:

- Tensão de entrada: Conformada por uma fonte CC proveniente de uma ponte retificadora ligada na rede elétrica junto a um capacitor de barramento, gerando assim em média 311V;
- Filtro de saída: Conformado pelo circuito LC;
- Divisor resistivo;
- Resistor *shunt* para medir a corrente;
- Controlador PI: O controlador tem como entrada a tensão de barramento e a tensão de saída proveniente do divisor resistivo na saída do conversor Buck, e como saída o *duty cycle* que controla a tensão de saída;

Figura 36 – Projeto de simulação em Psim com controlador PI utilizando o bloco c



Fonte: Autor

O resultado da resposta em malha aberta e malha fechada é mostrada na Figura 37. O controlador utilizado tem os seguintes ganhos:

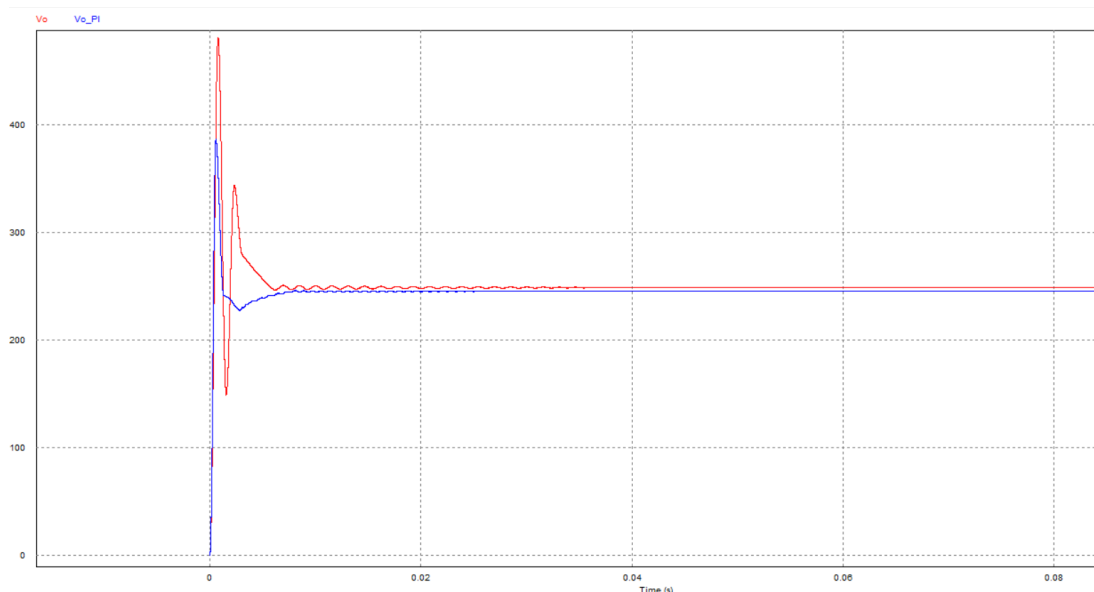
$$k_p = 20$$

$$k_i = 60$$

Em malha aberta, o sistema atinge o *set point* ao igual que a malha fechada, mas a parte transiente é mais oscilante e o pico na partida é maior. Com carga RL o

comportamento do sistema controlado é ainda melhor, mostrado na Figura 38. Enquanto o sistema que utiliza o controlador PI converge por "baixo" até o valor final, o sistema sem malha de controle é mais oscilante. Cabe ressaltar que ambos sistemas, com e sem malha de controle, são estáveis e possuem um erro em estado estacionário quase nulo. Na prática, o pico de tensão na partida pode ser até desprezado já que na maioria das ocasiões irá partir sem carga e irá operar em regime estacionário, sendo importante principalmente o erro com respeito ao valor de *target*.

Figura 37 – Comparação entre modelo com controle e sem controle no software Psim utilizando o bloco C



Fonte: Autor

Com os resultados das simulações, as perdas dos componentes podem ser calculadas, obtendo assim um cálculo teórico da eficiência total do sistema.

4.2.1 Esforços nas chaves e cálculos térmicos

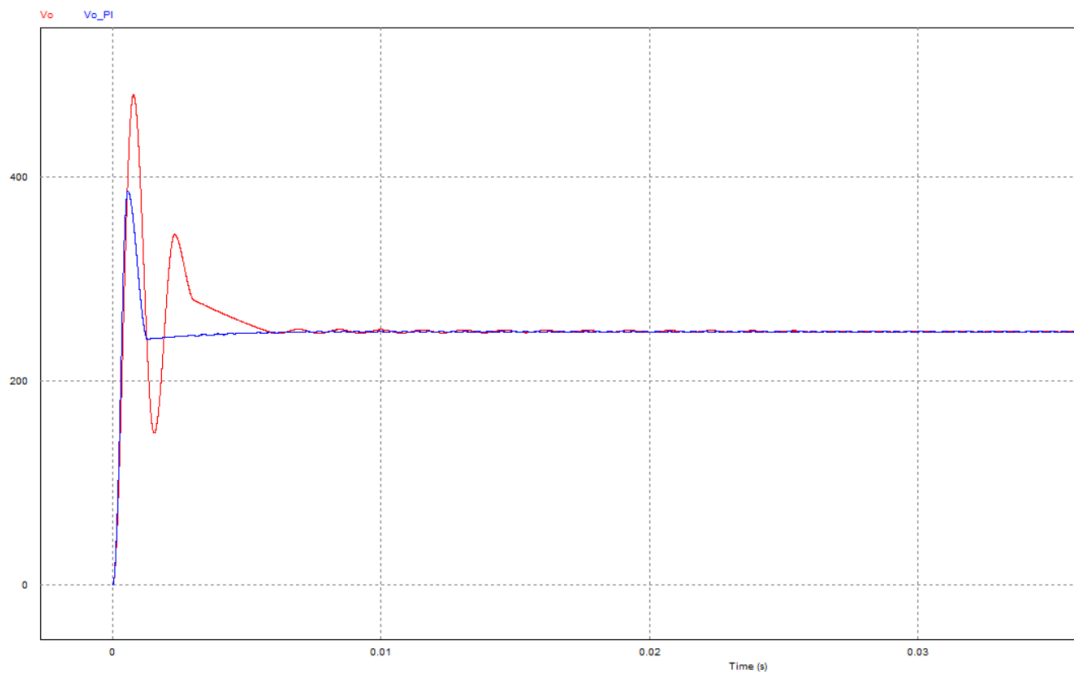
Podemos classificar as perdas nos semicondutores em duas, as perdas por comutação, presente apenas nas chaves, e as perdas por condução que além das chaves, está presente também nos diodos.

O cálculo das perdas por condução é construído a partir da potência consumida pela resistência interna destes componentes. Já a de comutação leva em consideração a frequência de chaveamento, bem como o tempo de transição de estado do MOSFET e o seu diodo de recuperação interno (BARBI; MARTINS, 2000).

$$P_{Con}^S = D_{max} \cdot R_{DS} \cdot I_{rms}^2 \quad (56)$$

$$P_{Com}^S = \frac{(t_{on} + t_{off} + 2 \cdot t_r) \cdot I_{rms} \cdot V_p \cdot f}{2} \quad (57)$$

Figura 38 – Comparação entre modelo com controle e sem controle no software Psim utilizando o bloco C com carga RL



Fonte: Autor

Onde:

- P_{Con}^S : Perdas por condução na chave;
- P_{Com}^S : Perdas por comutação na chave;
- D_{max} : Duty cycle máximo aplicado na chave;
- R_{DS} : Resistência do Dreno para o Source da chave;
- I_{rms} : Corrente RMS na chave;
- t_{on} : Tempo para ligar a chave;
- t_{off} : Tempo para desligar a chave;
- t_r : Tempo de subida no comando da chave;
- V_p : Tensão de pico entre o Dreno e Source;
- f : Frequência de comutação;

A seguinte tabela apresenta a corrente RMS obtidas na simulação da Figura 36 no MOSFET do High e Low side, respectivamente.

Tabela 7 – Perdas nos semicondutores

Componente	Valor Corrente RMS	VP	D
Mosfet HS	1.85 A	311	0.8
Mosfet LS	963mA	311	0.2

Assim, são calculados as perdas nos mosfet:

$$\begin{aligned}
 P_{ConHS}^S &= D_{max} \cdot R_{DS} \cdot I_{rms}^2 = 0.214W \\
 P_{ComHS}^S &= \frac{(t_{on} + t_{off} + 2 \cdot t_r) \cdot I_{rms} \cdot V_p \cdot f}{2} = 7.048W \\
 P_{ConLS}^S &= D_{max} \cdot R_{DS} \cdot I_{rms}^2 = 0.014W \\
 P_{ComLS}^S &= \frac{(t_{on} + t_{off} + 2 \cdot t_r) \cdot I_{rms} \cdot V_p \cdot f}{2} = 3.699W
 \end{aligned}
 \tag{58}$$

Com os valores das perdas calculados, a eficiência teórica do sistema é:

$$\eta_{ct} = 1 - \frac{Perdas}{P_o} = 1 - \frac{10,97}{500} = 97.8\%
 \tag{59}$$

Onde:

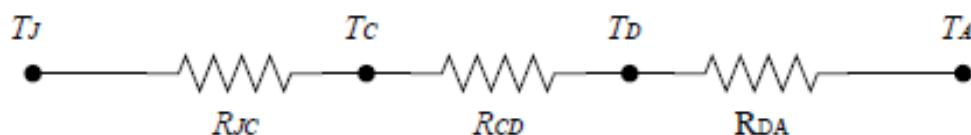
- η_{ct} : Eficiência do teórica do conversor Buck;

Com o valor de potência consumida pelos semicondutores, é visto a necessidade de realizar o dimensionamento térmico. Com atenção especial as chaves do primário, necessitando dissipar 7,048 W.

4.2.2 Dimensionamento térmico

Como visto em Barbi e Martins (2000), o cálculo térmico é feito visando garantir que a temperatura de junção do componente permaneça dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante. Tal ação é importante para garantir o funcionamento adequado do componente, dentro da vida útil estabelecida em seu projeto. O cálculo para definir o dissipador a ser escolhido é baseado na representação do circuito térmico como um circuito elétrico. Na Figura 39, é possível visualizar as temperaturas sendo análogas à tensão, e as resistências térmicas à resistências elétricas.

Figura 39 – Circuito Térmico



Fonte: Autor

Onde TJ representa a temperatura de junção, TC a temperatura do encapsulamento, TD a temperatura do dissipador e TA a temperatura ambiente, todas com valores em Cº. As resistências representam a interface entre os locais das temperaturas citadas acima, com valores dados em Cº/W (BARBI, 2001).

Como a intenção é a adição do dissipador ao sistema, de modo a reduzir a resistência térmica do case ao ambiente, de modo que mantenha o componente em

funcionamento estável nos limites definidos. Sendo P a potência consumida pela chave, podemos escrever o circuito acima como:

$$T_J - T_A = P \cdot (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) \quad (60)$$

Isolando R_{DA} :

$$R_{DA} = \frac{T_J - T_A}{P} - R_{JC} - R_{CD} \quad (61)$$

Onde:

- T_J : Temperatura da junção;
- T_A : Temperatura ambiente;
- R_{JC} : Resistência da junção para cápsula;
- R_{CD} : Resistência cápsula para o dissipador;
- R_{DA} : Resistência dissipador para o ambiente;

Com as informações extraídas do datasheet de cada MOSFET, pode-se calcular o valor da resistência térmica necessária para cada dissipador, mostrados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros para cálculos do dissipador

Parâmetro	MOSFET HS	MOSFET LS
Perdas totais (P)	7,048	3,69
Resistência Junção-cápsula (R_{JC})	0,66 °C/W	0,66 °C/W
Resistência Cápsula-Dissipador (R_{CD})	0,85°C/W	0,85°C/W
Temperatura na Junção(T_J)	150°C	150°C
Temperatura Ambiente (T_A)	40°C	40°C
Resistência Dissipador Ambiente (R_{DA})	14,09°C/W	28,3°C/W

Fonte: adaptado pelo Autor .

Os valores para a temperatura de junção foram considerados os máximos, e para a de ambiente um valor típico utilizado em projetos desta linha, com uma margem relevante. Já para a resistência entre o encapsulamento e dissipador, foi utilizado o valor para a fita de mica, material utilizado no projeto. Segundo os dados do *data sheet*, o valor de $R_{JA}=50^\circ\text{C/W}$, assim necessário o uso dissipador para ambos MOSFET. Na maioria das placas de potência, todos os componentes que dissipam excesso de energia, como a ponte retificadora, MOSFET e inversor são colocados no mesmo dissipador. Isto aproveita melhor o espaço e permite que o dissipador tenha uma área maior para troca de calor com o ambiente. Em muitos casos, o pino do Gate do MOSFET está em contato com a cápsula do encapsulamento, importante assim que ao colocar o dissipador, seja utilizado algum material de interface. Isto evitará com que o Gate esteja em contato com o dissipador, evitando acidentes caso o usuário toque o dissipador por acidente com a placa em operação.

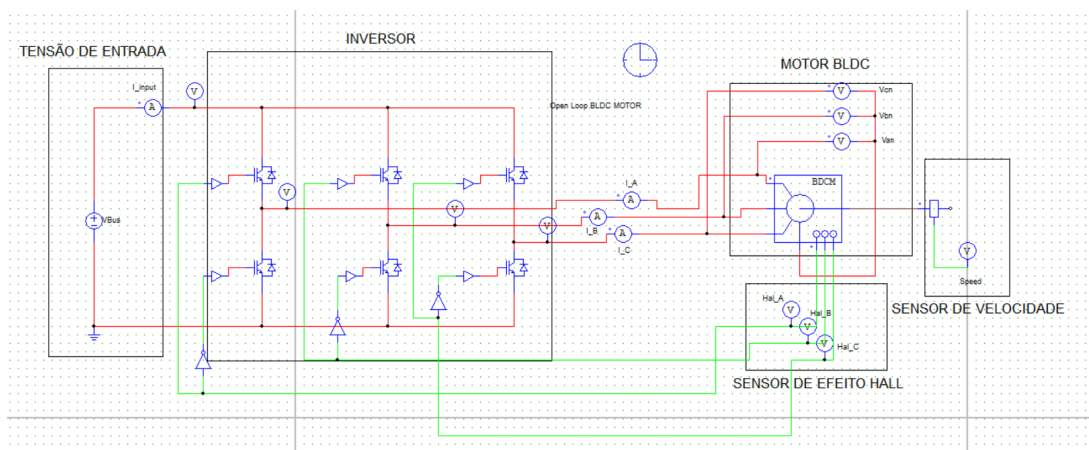
5 SIMULAÇÕES DO CONTROLE DE BARRAMENTO

Antes de partir para o modelo prático, foram realizadas simulações do acionamento do motor BLDC em malha aberta, com inversor, com método de controle no barramento e por fim um sistema híbrido, que incorpora um conversor Buck na entrada para ajustar a tensão no barramento em função da velocidade comandada pelo inversor. Neste capítulo foram estudadas as características de cada modelo. Como parâmetro de desempenho, foram comparadas a velocidade de referência e a velocidade obtida na simulação.

5.1 SIMULAÇÃO DO MOTOR BLDC EM MALHA ABERTA

A simulação do motor com as características da Tabela 2 é mostrada na Figura 40. O circuito simulado consta de uma tensão de entrada, inversor trifásico comandado pelo sensor hall proveniente do motor, o motor BLDC e um sensor de velocidade. Os resultados da velocidade e correntes da simulação são mostrados nas Figuras 41 e 42, respectivamente.

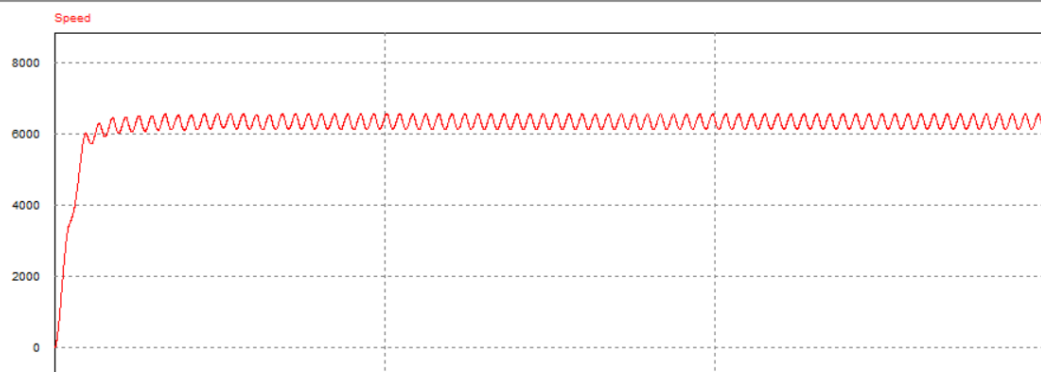
Figura 40 – Circuito simulado do motor BLDC em malha aberta



Fonte: Autor

Na velocidade pode ser observado certa ondulação na velocidade, isto devido ao tipo de acionamento trapezoidal. A ondulação na velocidade pode ser devido que na simulação não foi colocada uma carga no eixo do motor. Com carga mecânica a inércia do rotor aumenta e a velocidade tende a ficar com menos ondulações. Como observado na Figura 42, nas correntes é observado um comportamento longe do trapezoidal, gerando ondulações no torque. Com este tipo de acionamento, o inversor faz a função de seguir a sequência de acionamento das fases, perdendo todas as

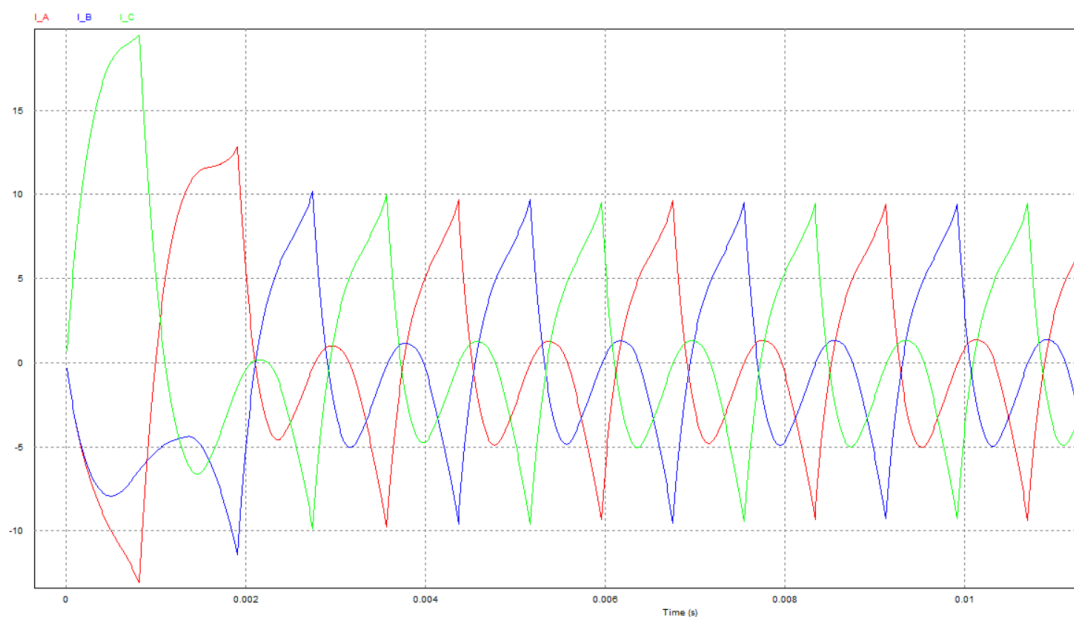
Figura 41 – Velocidade do motor BLDC em malha aberta



Fonte: Autor

vantagens do sistema de controle.

Figura 42 – Formato das tensões de fase



Fonte: Autor

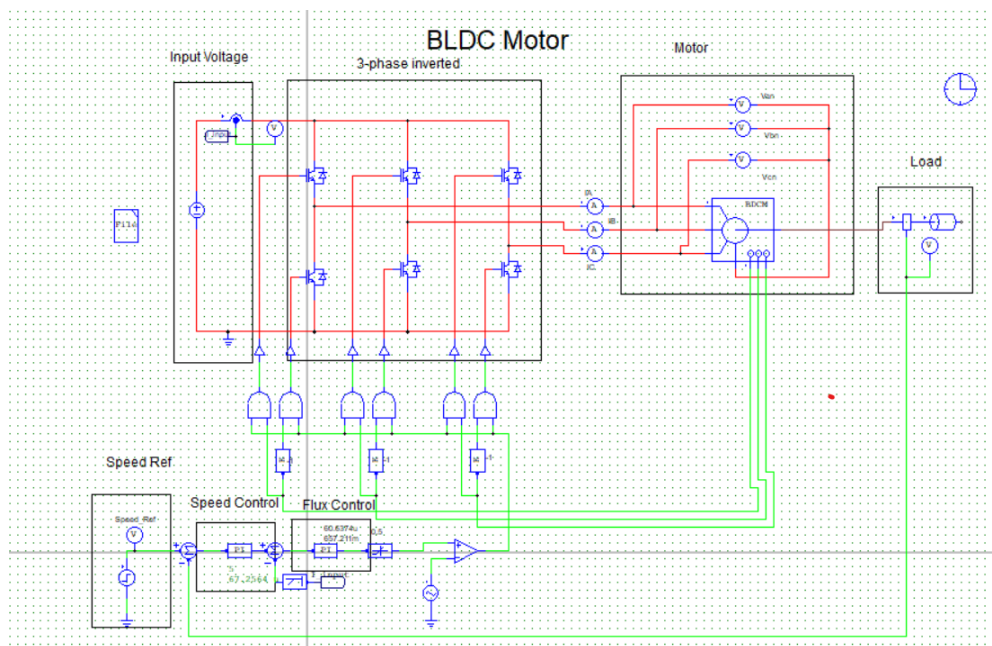
5.2 SIMULAÇÃO DE ACIONAMENTO COM CONTROLE NO INVERSOR

Como apresentado no capítulo 1, os sistemas convencionais de controle regulam a tensão sobre a fase do motor mediante a modulação por largura de pulso da tensão no barramento aplicado nas chaves. Assim com um duty cycle de 50%, tem-se uma tensão equivalente à metade, e assim sucessivamente. Este tipo de acionamento reduz significativamente o *ripple* na velocidade e no torque, mas isso requer de sistema

de controle complexo e perde eficiência quando o motor opera fora das faixas de maior velocidade.

O sistema de controle utilizando PWM é mostrado na Figura 43. Como entrada, é utilizada a entrada retificada da rede doméstica(220V RMS). Seguidamente o inversor que fornece potência ao motor BLDC. O motor simulado tem as características do motor projetado na Tabela 2, para obter resultados mais realísticos. Foi colocado uma carga no eixo como teste para a malha de controle. A malha de controle tem como referência um comando de velocidade. Esta velocidade é comparada ao valor de velocidade atual, o erro é posteriormente processado por uma malha de controle. O sistema controle consta de dois laços, um laço externo para o controle da velocidade e um laço interno para o controle do fluxo, ou comumente chamado controle de torque. A parte de controle de fluxo magnético atua quando há uma variação na carga, atuando para voltar ao valor de velocidade de referência.

Figura 43 – Acionamento utilizando PWM em motores BLDC e com controlador PI de velocidade e de controle de fluxo(Torque)

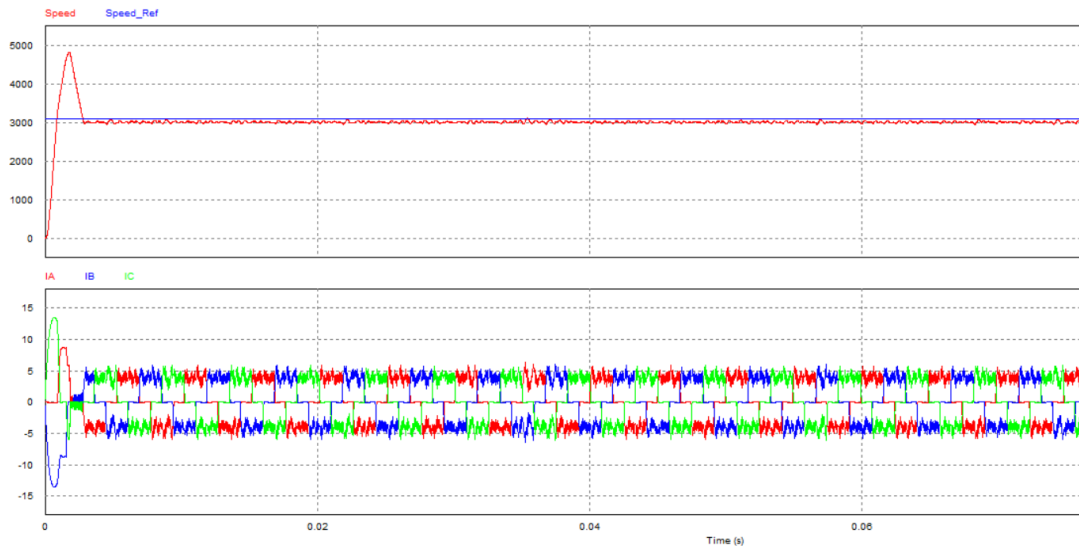


Fonte: Autor (2021)

O resultado da simulação é mostrado na Figura 44. Comparando o formato de velocidade com os resultados obtidos na Figura 42 é possível observar uma melhora na ondulação da velocidade e a corrente tem um formato mais próximo ao trapezoidal. Este modelo precisa de mais elementos comparado à topologia sem controle por modulação PWM. É preciso primeiramente de 6 módulos de pwm, 3 Gate Driver de meia ponte, resistor shunt para medir a corrente e sensoramento utilizando sensor de efeito Hall ou com o método de detecção da passagem por zero da FCEM. No inversor em nenhum momento as chaves do *High* e *Low* side devem ser ativadas ao mesmo

tempo, colocando um *death time* entre cada ativação. O sistema de controle tornou-se mais complexo e dispositivos com maior poder de processamento são necessários.

Figura 44 – Velocidade e formato das correntes com controle trapezoidal em motores BLDC



Fonte: Autor

5.3 SIMULAÇÃO DE ACIONAMENTO COM CONTROLE NO BARRAMENTO (TRAPEZOIDAL) COM MOTOR BLDC

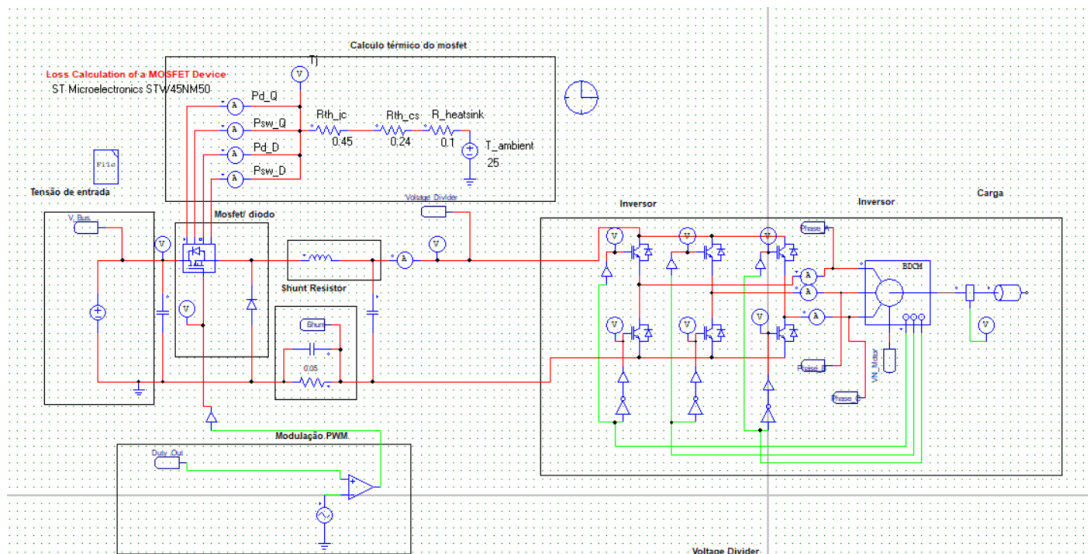
Em sistemas de acionamento trapezoidal em motores BLDC, a variável de controle é a tensão de entrada no barramento utilizando um conversor CC-CC que, mediante o controle do *Duty Cycle*, varia a tensão de saída. O circuito simulado é mostrado nas Figuras 45, 46 e 47. A parte de potência consta das seguintes partes:

- Tensão de entrada;
- Mosfet/Diodo;
- Filtro de saída: Composto por um indutor de 400uH e um capacitor de 150uF;
- Modelo de cálculos térmicos para simular o uso de dissipador no Mosfet;
- Geração PWM, com frequência de chaveamento do 100kHz;
- Inversor, motor e carga;

O funcionamento do conversor na entrada não deve atrapalhar o inversor. A frequência de chaveamento não deve ser a mesma. Os conversores trabalham na faixa de 25 kHz até 500 kHz, enquanto que no inversor, esta frequência é comumente de 15kHz no máximo.

A figura 46 mostra o sistema de controle PI do conversor Buck, as leituras de tensão da entrada e as tensões de fase do inversor. O controlador tem a estrutura mostrada no Apêndice B. Como analisado na seção 1, cada termo tem uma contribuição

Figura 45 – Simulação do controle trapezoidal com motor BLDC



Fonte: Autor

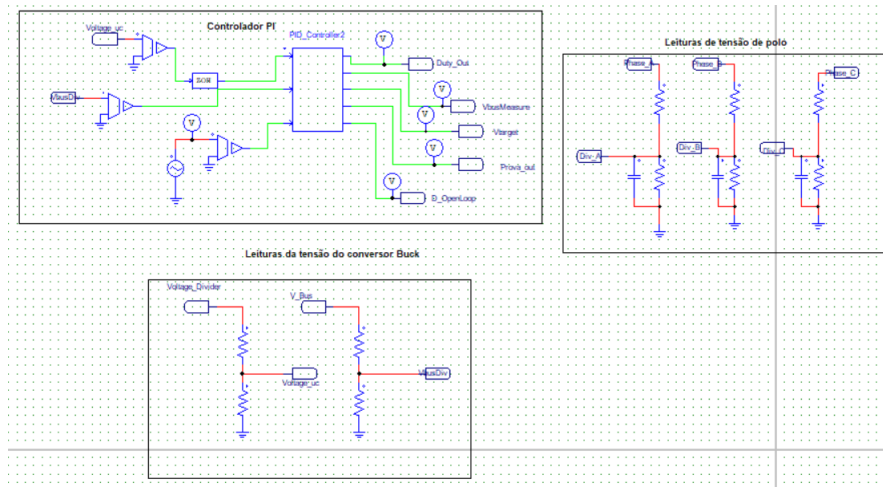
diferente no sistema. Quando um controlador é utilizado para gerenciar um sistema deve respeitar os limites máximos atrelados aos aspectos construtivos, por isso é necessário limitar o valor. O integrador tem a função de zerar o erro em estado estacionário, mas especialmente na partida pode fazer com que o comando do PWM seja maior ao limite físico. Para contornar esse problema é utilizado o filtro *anti wind-up*, que grampeia o ganho do integrador. Para definir uma frequência de amostragem pode ser tomada como referência:

$$f_{sam} = 10 \cdot f_{s1}$$

É importante também que a frequência de chaveamento seja pelo menos 2 vezes maior que a frequência de amostragem, isto devido que o controle iria atrapalhar o funcionamento do conversor Buck.

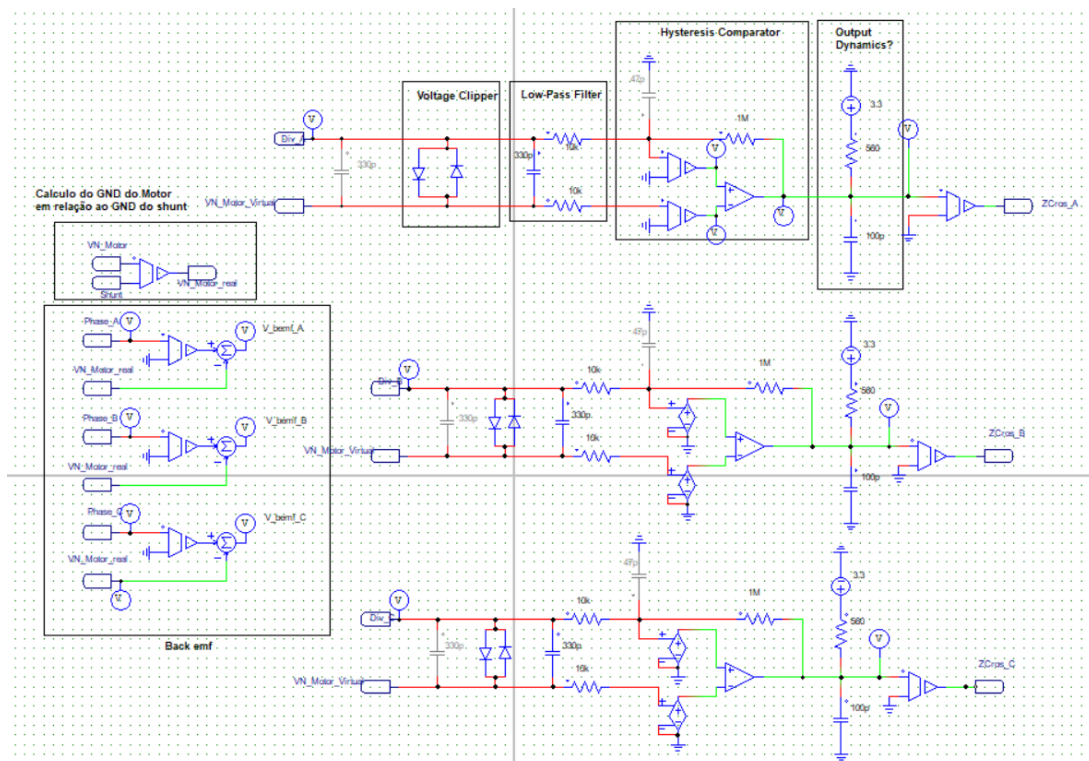
Um inconveniente em motores BLDC modernos é que o neutro não está disponível para realizar medidas. Construtivamente é uma vantagem, eliminando a necessidade de conectar o ponto neutro (no meio do estator) até uma posição externa de fácil acesso para o usuário. O ponto neutro é calculado utilizando as tensões de fase e a FCEM. Para medir a corrente, é utilizado um resistor do tipo shunt, um resistor de valor baixo (não maior que $800\text{m}\Omega$) que calcula a corrente em função da queda de tensão no resistor. A Figura 47 mostra a figura de detecção de *zero cross* para determinar a posição do rotor em relação ao estator e assim determinar a sequência de acionamento das chaves. O circuito de detecção de *zero cross* tem como sinal de leitura a tensão de fase com referência ao neutro virtual. O neutro virtual é uma técnica para reconstruir a medida em relação ao ponto neutro do motor, que na maioria dos

Figura 46 – Leituras de tensão e sistema de controle PI utilizado na simulação



Fonte: Autor

Figura 47 – Circuito simulado para a detecção da passagem por zero da FCEM

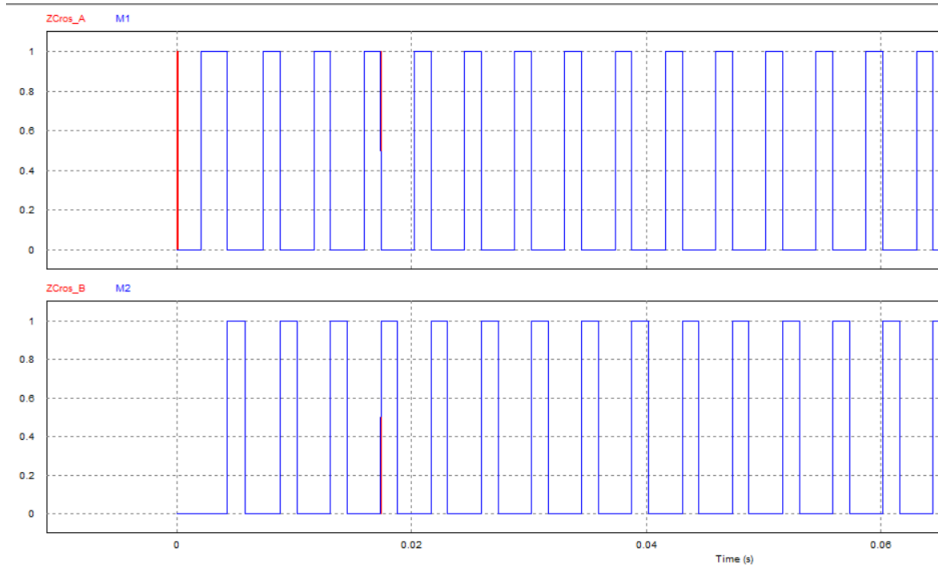


Fonte: Autor

motores não está disponível para utilizar como referência. Depois, o sinal é grampeado utilizando dois diodos em paralelo, se a leitura anterior for maior que zero, o grampeador colocará um na saída, e se for negativa colocará zero. Posteriormente, passa por um

estágio de filtros para eliminar possíveis ruídos. A comparação entre o sinal de *zero cross* e o sinal do sensor Hall para comandar as chaves são mostrados na Figura 48.

Figura 48 – Comparativa ente a leitura de *zero cross* e o sinal do sensor Hall



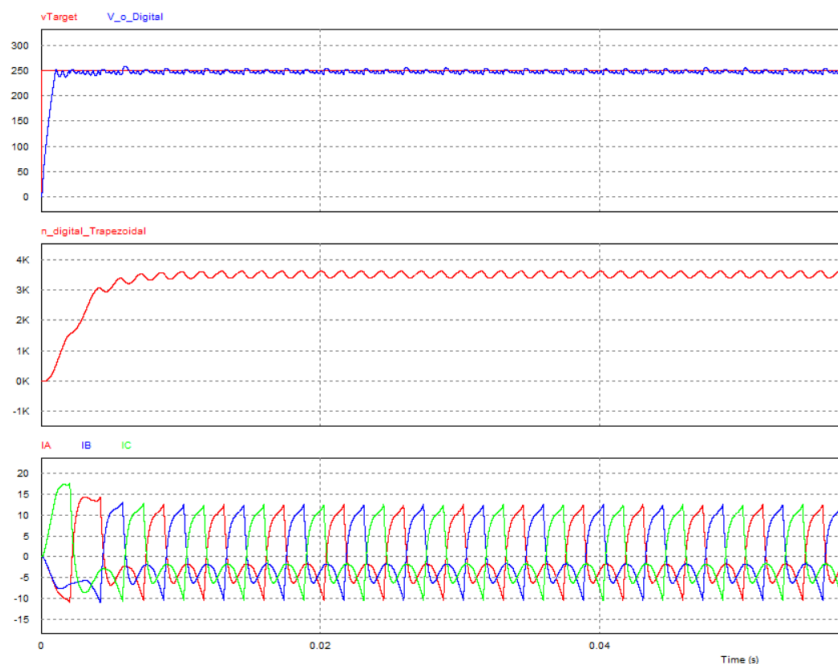
Fonte: Autor

Em métodos sensorless, circuitos semelhantes são utilizados para determinar o instante de comutação das chaves. Na área de programação existem vários métodos para a leitura e processamento deste sinal. O método mais comum é por interrupção, atrelando um pino para a detecção da mudança do nível lógico. A interrupção será tratada e assim será calculada a sequência de comutação. Esta variante interrompe o fluxo do código constantemente e deve ser tratada o mais rápido possível. Os resultados da tensão no barramento, velocidade do rotor e correntes de fase são mostrados na Figura 49.

A tensão de saída apresenta certa ondulação comparada ao modelo com apenas conversor e carga resistiva. Isto é devido a que a carga que representa um motor é dinâmica e tem um comportamento indutivo-resistivo que varia e depende de fatores como inércia do rotor, tipo de carga no eixo e temperatura do rotor. A ondulação na velocidade foi reduzida comparada à mostrada na Figura 41.

Apesar de o modelo anterior ter controle no barramento, ainda existe uma ondulação na velocidade, um dos principais parâmetros de desempenho. Foi proposto uma topologia híbrida, com controle no barramento e controle no inversor capaz de possuir as vantagens do acionamento utilizando PWM no inversor, gerando assim uma velocidade quase constante, e um controle no barramento, utilizando um conversor do tipo Buck, que em função da faixa de velocidade do motor pode diminuir a tensão de saída para melhorar a eficiência do inversor.

Figura 49 – Resultados da simulação do controle trapezoidal



Fonte: Autor

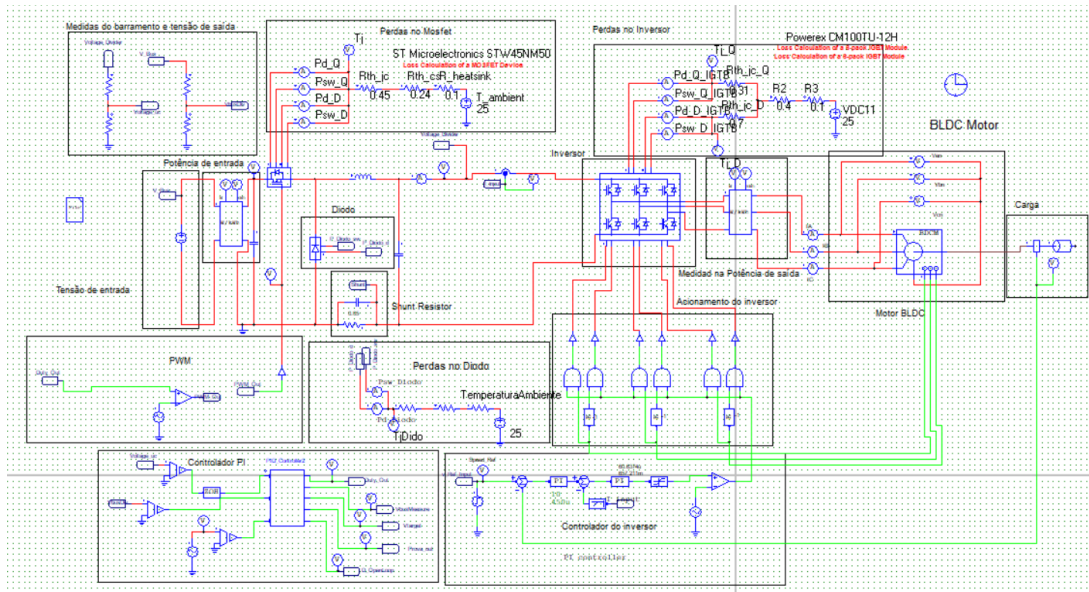
5.4 SIMULAÇÃO DE ACIONAMENTO COM CONTROLE NO BARRAMENTO E NO INVERSOR(MÉTODO HÍBRIDO)

Foi proposto um método híbrido, com controle no barramento, utilizando um conversor do tipo Buck, e um sistema que gerencie o inversor. Esta topologia teve uma redução nas ondulações na velocidade e no torque. A Figura 50 mostra o circuito simulado. Este modelo incorpora os componentes baseados em características de componentes reais, para obter dados mais reais. Módulos térmicos próprios do software *Psim* foram utilizados para calcular as perdas com o modelo Híbrido. Também foi introduzido um medidor de potência na entrada e na saída para calcular a exigência total do sistema. Dependendo da velocidade existe um valor de barramento mínimo necessário para atingir esta velocidade. O valor do barramento em função da velocidade foi obtido experimentalmente, fazendo uma estimativa ponto a ponto da velocidade em função do barramento.

Os resultados obtidos na simulação são mostrados na Figura 51.

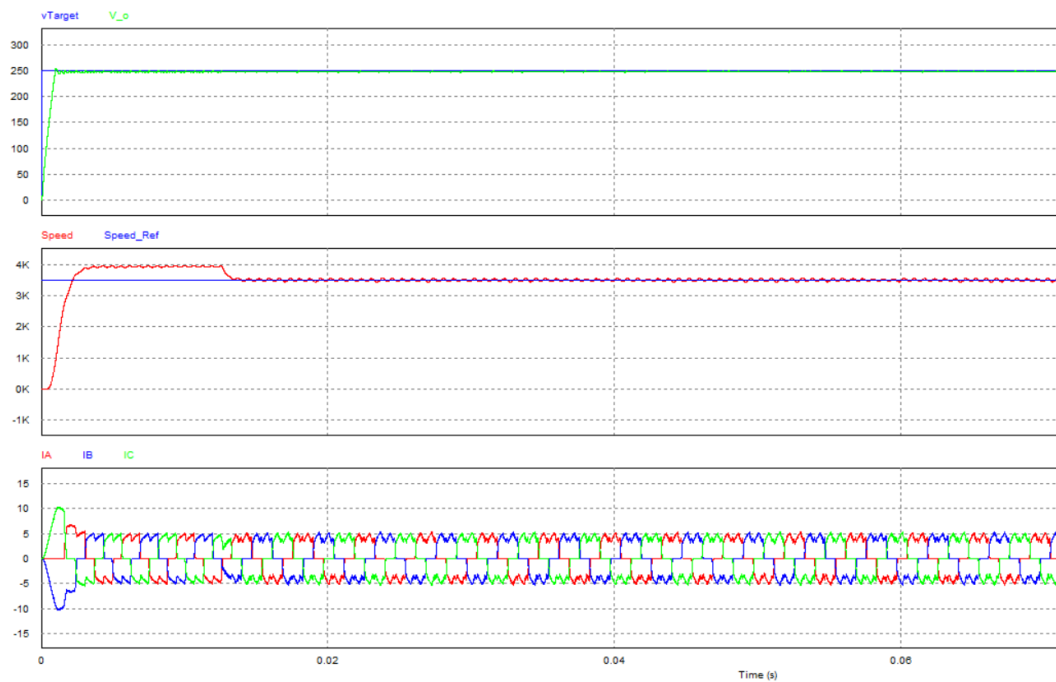
Pode-se observar que as ondulações na velocidade diminuíram consideravelmente e que as correntes de fase têm um formato quase trapezoidal. Como analisado por (YUE JUN TAMURA, 2012), este modelo apresentou o melhor desempenho, tendo o aumento da eficiência devido ao conversor que varia a tensão na entrada, e uma velocidade no eixo quase constante, graças ao controle por PWM no

Figura 50 – Circuito simulado no *Psim* com conversor Buck e controle no inversor



Fonte: Autor

Figura 51 – Resultados da simulação do modelo híbrido, mostrando a tensão de saída do conversor Buck, a velocidade do motor e as correntes de fase com um formato trapezoidal.



Fonte: Autor

inversor. Módulos especiais do software Psim para calcular as perdas nos componentes foram utilizados. Este circuito também possui um circuito equivalente do dissipador, assim como a temperatura na junção do componente. Comparado com a prática, o sistema real deve possuir uma sequência na partida, ou certa rotina de proteção, para evitar esforços desnecessários dos componentes na partida.

Um tema que não foi estudado na simulação, e será colocado como trabalho posterior, é a interação do conversor Buck com o inversor. A ideia inicial foi fazer com que o inversor esperasse o conversor da entrada a atingir a tensão de comando em função da velocidade. Isto, devido a que o conversor é um sistema que possui uma dinâmica mais "rápida" que a do inversor. Para melhorar a integração entre o inversor e o conversor da entrada, é recomendável que os dois sejam controlados pelo mesmo microcontrolador. A inserção do conversor irá demandar de mais conexões, o que será um problema em microcontroladores que possuem poucos pinos além dos já utilizados para o controle do inversor.

6 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Visando determinar as perdas em diferentes faixas de velocidades e tensões de barramento, o modelo mostrado na Figura 43 foi simulado e os valores são apresentados na Figura 52. As células vermelhas indicam que a velocidade não foi atingida com esse valor de barramento, as menores perdas no inversor para cada velocidade e tensão de barramento foi ressaltada em verde. Determina-se que a eficiência do inversor pode ser melhorada se a tensão de barramento mudar em função da velocidade. Existe um valor mínimo de barramento para atingir a referência de velocidade, caso a tensão não seja suficiente, o algoritmo de controle do inversor irá impor um ganho muito alto e o sistema começará a ficar oscilatório.

Figura 52 – Perdas obtidas na simulação em diferentes velocidades e diferentes tensões de barramento

		Velocidade (rpm)											
		6000	5500	5000	4500	4000	3500	3000	2500	2000	1500	1000	500
B A R R A M E N T O	311	7,51	8,91	10,17	11,12	12,6	11,66	12,01	11,67	10,92	10,49	10,18	9,16
	290		7,22	7,6	7,65	9,53	11,38	11,29	10,87	10,94	10,37	9,46	9,23
	270			8,89	7,19	7,18	8,91	10,93	10,38	10,46	9,98	8,94	9,03
	250				6,57	6,82	7	7,35	10,06	9,92	9,52	8,94	8,65
	220					6,1	6,14	6,35	9,9	9,31	10,4	11,2	11,12
	200						9,59	9,61	9,7	14,88	16,5	11	11,19
	180							8,88	8,76	8,62	14,5	15,5	15,88
	155,1								7,91	8,61	10,82	12,8	13,68
	130									7	7,55	9,98	11,52
	100										6,1	6,06	8,23

Perdas em Watts

Fonte: Autor

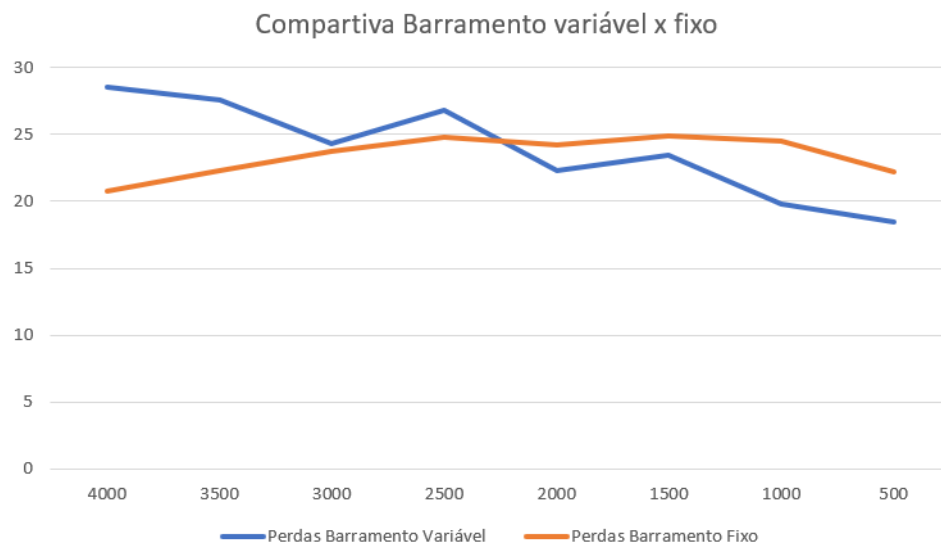
As constantes k_p e k_i do controlador PI mudam em função do barramento, precisando de certas mudanças em algumas faixas de velocidades, o que é um inconveniente para um sistema de controle de tempo real. O modelo de controle de motor BLDC junto ao controle de barramento mostrado na Figura 50 foi simulado e comparados ao modelo com barramento fixo, os valores são mostrados nos gráficos da Figura 53. Este modelo incorpora perdas provenientes do conversor Buck. Para o modelo cumprir para aumentar as eficiências, o conversor deve ser o mais eficiente possível.

Foi concluído que existe uma tensão de barramento ótima, onde as perdas no inversor podem ser reduzidas. A obtenção deste valor é experimental e varia entre modelos de inversores e motores.

Foram comparadas as eficiências dos modelos com controle de barramento fixo e variável, os valores são apresentados na Figura 54. Observa-se que abaixo de 2500pwm modelo torna-se mais eficiente, o modelo barramento variável é em média 2,78% mais eficiente.

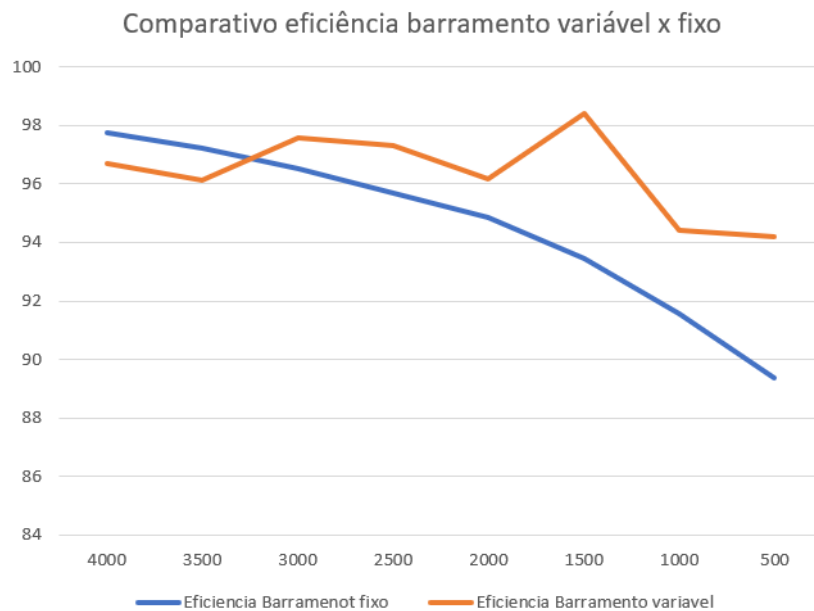
Depois dos resultados da simulação, foi projetado e construído o modelo

Figura 53 – Comparativa entre as perdas como o modelo de barramento fixo e variável



Fonte: Autor

Figura 54 – Eficiência entre o modelo com barramento fixo e variável



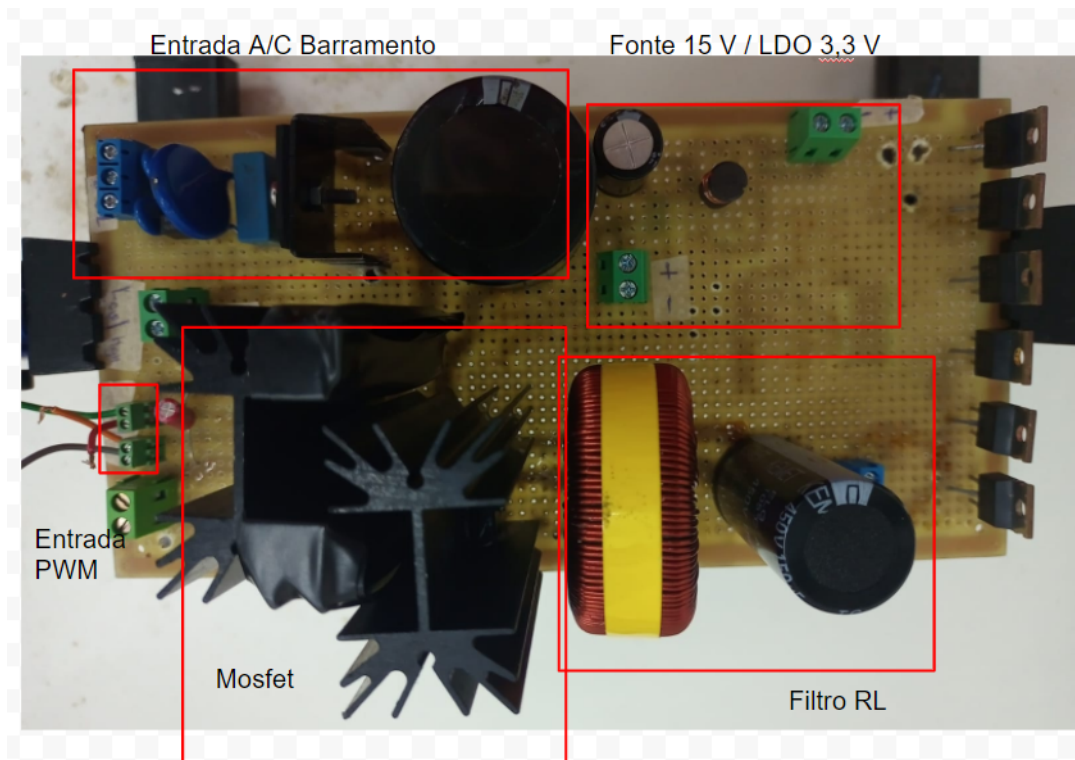
Fonte: Autor

de conversor Buck, em uma placa universal. O protótipo teve vários desafios, especificamente de *layout*, pela dificuldade das conexões em espaço reduzido.

6.1 MODELO PRÁTICO DO CONVERSOR BUCK

Foi construído um circuito em placa universal do conversor Buck Síncrono. O circuito consta de filtros de entrada para a alimentação C/A, ponte retificadora, duas chaves do tipo Mosfet, e um filtro RC de saída, com os parâmetros mostrados no capítulo 4. Inicialmente, o microcontrolador que ia ser utilizado para o controle do conversor e do inversor seria da empresa Renesas, pioneira na área de controle de motores e acionamento elétricos, mas os microcontroladores disponíveis já eram utilizados em outras placas com outra finalidade, dificultando a adaptação para o projeto do conversor. Foi utilizado um Arduino como módulo de controle para o conversor Buck. A primeira versão da placa é mostrada na Figura 55, na imagem estão identificados cada parte do circuito do conversor Buck na segunda versão de placa. Segundo os cálculos, os componentes que dissipam mais calor eram a ponte retificadora, o Mosfet do *High Side* e o diodo/ Mosfet do *Low Side*. Durante a construção da primeira placa, foi utilizado um indutor toroidal comercial, devido a que o núcleo do indutor projetado para o conversor ainda não estava disponível.

Figura 55 – Primeiro modelo prático do conversor Buck



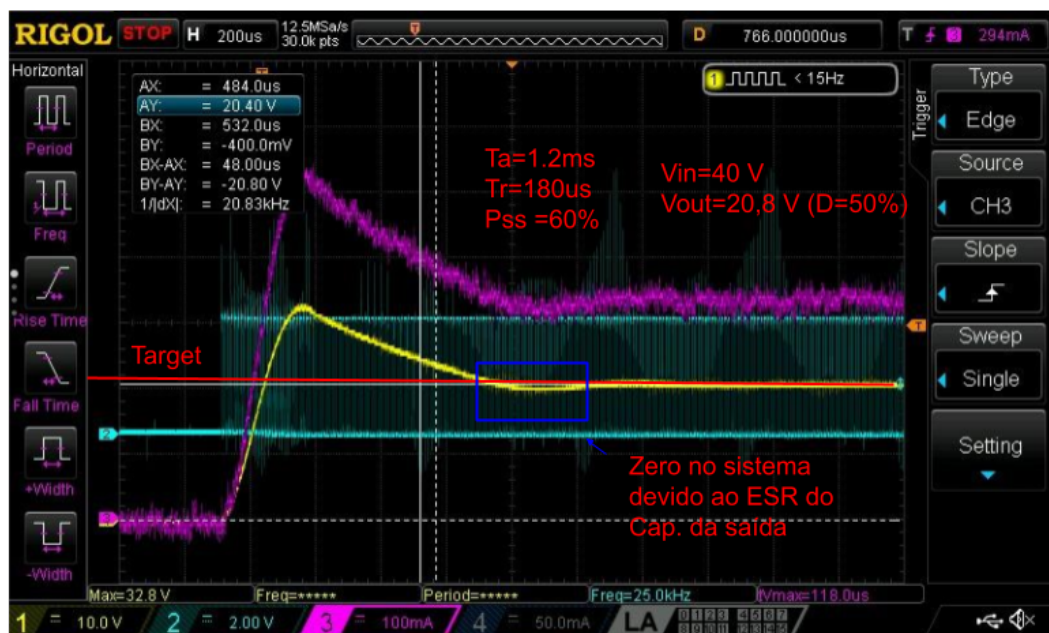
Fonte: Autor

A primeira variante testada foi a convencional, utilizando um MOSFET e um diodo, mas, na prática a tensão de saída, apresentava um erro considerável, até 20V de diferença ao valor de comando segundo o *duty cycle*, além da necessidade de um

gate driver do tipo isolado para ativar o Mosfet. Uma fonte isolada teve que ser utilizada para fornecer energia na saída deste dispositivo. O modelo síncrono do conversor mostrou um melhor comportamento, colocando a tensão de saída correspondente como o *duty cycle* aplicado às chaves. O único inconveniente foi a implementação do pwm complementar com um espaçamento do nível lógico alto do *High* e *Low side*, conhecido como *death time*.

Como fonte de tensão para o *Gate Driver* da primeira versão foi utilizada a fonte NCP10970 da empresa Onsemi (ONSEMI, 2019), que possui uma saída fixa de 15 V e um LDO de 3.3, que é normalmente utilizado para alimentar o microcontrolador. A Figura 56 mostra a resposta em regime transitório. Nesta Figura são detalhadas todas as características dinâmicas do sistema, assim como as condições do experimento. Depois do valor de pico, a tensão de saída passa por debaixo do *set point*, que corresponde a um sistema de segunda ordem com um zero. Este zero é atribuído à resistência série equivalente do capacitor de saída, que modifica a função de transferência mostrada na equação 34. É possível observar uma semelhança entre a simulação da Figura 35 e o resultado, na prática.

Figura 56 – Regime transiente da tensão de saída do conversor Buck



Fonte: Autor

Em regime permanente a saída teve um valor correspondente como o *duty cycle* e manteve-se constante com a mudança de cargas. A Figura 57 mostra (em

amarelo), a tensão de saída, a corrente(rox) e o sinal PWM do *High Side*(em azul). A Figura 57 mostra (em amarelo), a tensão de saída, a corrente(rox) e o sinal PWM do *High Side*(em azul).

Para testes iniciais foi utilizado cargas puramente resistivas. Com o objetivo de testar a regulação da tensão de saída, as cargas foram aumentadas e diminuídas, o conversor manteve um valor constante, o comportamento desejado de um conversor CC-CC. O comportamento da tensão e corrente da saída corresponde ao da Figura 24. A tabela 9 mostra a comparação das simulações obtidas na simulação e, na prática.

Tabela 9 – Comparação entre as ondulações de tensão e corrente na simulação e na prática

Parâmetro	Valor simulado	Valor prático
ΔV	0,03V	0,1V
ΔI	0,026mA	0,045mA

Fonte: adaptado pelo Autor.

Figura 57 – Tensão e corrente de saída do conversor Buck



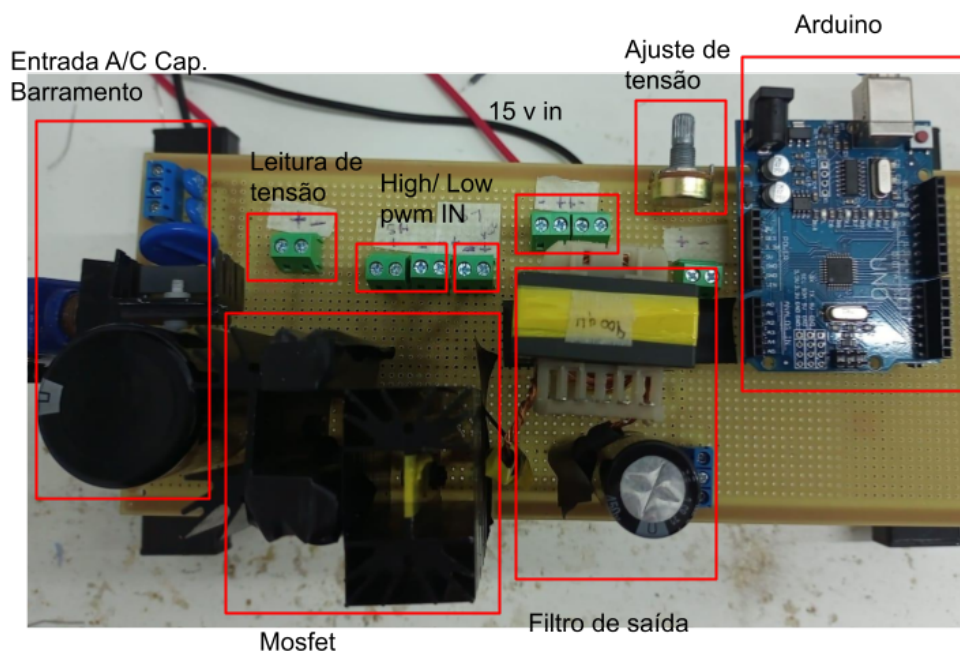
Fonte: Autor

O primeiro protótipo desenvolvido teve o inconveniente de utilizar uma unidade de controle posicionada em uma placa externa, aumentando a distância entre o circuito de comando e a placa. Isto aumenta consideravelmente o ruído e torna o sistema vulnerável a fatores externos como o campo magnético do indutor, entre outros. Estes fatores motivaram a construção de uma segunda placa.

A segunda versão de placa incorporou uma unidade de controle na placa,

com o circuito de potência. Como microcontrolador foi utilizado um Arduino Uno. Em comparação ao microcontrolador da Renesas, a máxima frequência disponível para o PWM é de 31.2 kHz, distante dos 100k projetado para a aplicação. O novo modelo incorporou um potenciômetro para variar a tensão de saída, tal como em fonte de bancada tradicionais e uma tela LCD para mostrar o valor de referência, a tensão de saída e de entrada. O *Gate Driver* utilizado foi o IRS2113, adequado para as novas condições. A Figura 58 mostra a segunda versão de placa assim como as diferentes partes do sistema. Foi utilizado um novo indutor elaborado especificamente para a aplicação com um valor de 400u.

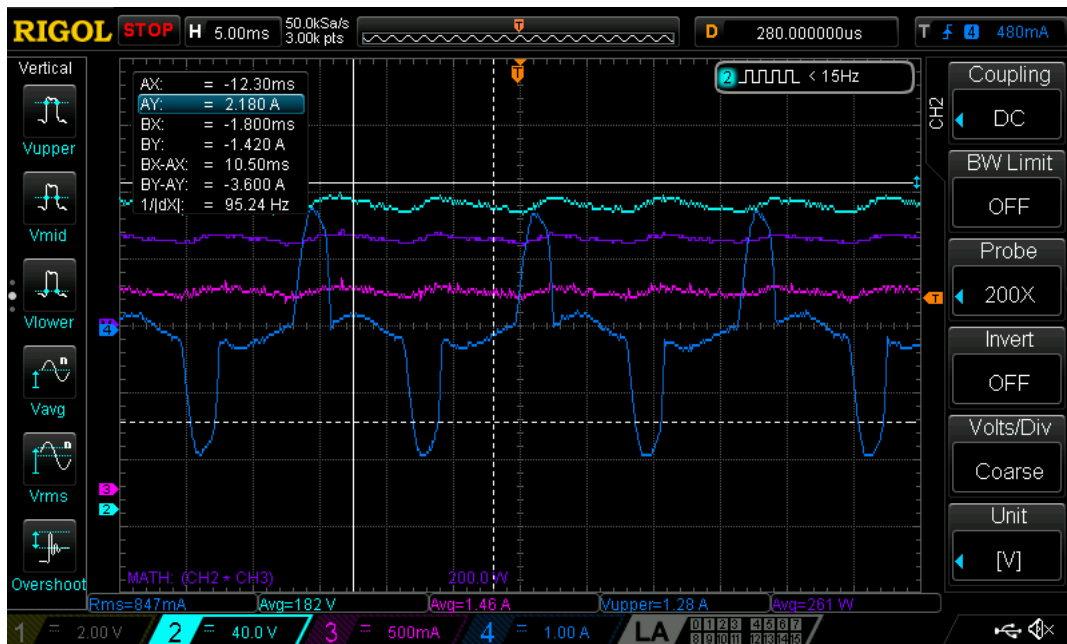
Figura 58 – Segunda versão de placa do conversor Buck



Fonte: Autor

Os mesmos testes realizados na primeira versão de placa foram aplicados na segunda, obtendo melhores resultados em questão de ruído e foi possível realizar testes em faixas maiores de potência. O resultado do experimento com onde foi possível obter a maior potência do conversor é mostrado na Figura 59, obtendo mais de 260W na saída. A corrente de entrada é mostrada em azul, a corrente de saída em magenta, a tensão de saída em azul e em roxo a potência de saída. A corrente de entrada mostra um formato quase senoidal, com a ondulação devido ao transformador de entrada. Tanto a tensão e corrente apresentam uma ondulação na frequência de 60Hz, a ondulação é devido à retificação da rede com a ponte retificadora.

Figura 59 – Tensão de saída, corrente de entrada e saída do conversor



Fonte: Autor

A potência foi restringida ao tipo de carga utilizada. Em paralelo, as lâmpadas tinham uma resistência equivalente a cerca de 120 Ohms. Para obter a potência nominal do conversor, é necessário de uma carga resistiva de no máximo 40 Ohms, capaz de dissipar 500W. Uma possibilidade é utilizar 3 ou 4 resistências de chuveiro ligadas em série.

Na prática teve alguns fatores que melhoram o desempenho do conversor. A mais importante foi a disposição dos componentes, o formato das trilhas dos sinais de alta potência, a colocação do *Gate Driver* o mais próximo do pino do *Gate* do Mosfet. Um fator crucial para o funcionamento do controle são os conversores A/D para a leitura de tensão.

Nos microcontroladores projetados para aplicações de controle, o conversor possui uma resolução de 12 bits, no Arduino o conversor possui uma resolução 4 vezes pior, sendo de 10 bits. O ponto de leitura da tensão de saída tem que ter a referência o mais próximo ao ponto negativo do capacitor do filtro de saída. Outro ponto problemático foi a disposição e orientação do indutor na placa. Com os dois Mosfet, o indutor é o ponto mais ruidoso da placa e como observado no desenho da segunda versão da placa, os comandos das chaves estão relativamente perto do indutor. Trabalhando em altas potências, o sinal PWM proveniente do microcontrolador foi um pouco distensionado. Isto foi solucionado colocando fita Kapton ao redor do indutor.

6.1.1 Testes com carga RL

O conversor foi testado com carga RL, com o objetivo de observar o comportamento do sistema com carga mais próxima à de um motor. Infelizmente, não tinha placas inversoras para realizar testes do conversor e o inversor juntos, por este motivo foi utilizado uma carga RL para ter um comportamento mais parecido ao de um motor que uma carga apenas resistiva. A carga testada foi composta por uma resistência de 10 ohm e um indutor de 850uH. A diferença da carga apenas resistiva, o indutor fará com que o tempo de acomodação seja maior e a tensão de saída terá um comportamento mais oscilatório. A figura 60 mostra o regime transitório para carga RL. Um inconveniente na implementação do controle no Arduino foi a partida. Quando a fonte de alimentação é uma fonte de bancada comercial, caso tenha um curto-circuito, a fonte irá proteger por corrente, zerando assim a tensão de entrada do conversor. Quando uma placa é ligada na tomada, é sempre recomendável utilizar um transformador isolador, para que o GND da placa não esteja referenciado à terra.

No teste com carga RL, a rotina de controle implementada no Arduino era interferida pela comunicação com o display, devido que a comunicação utilizava uma rotina de espera ociosa, comprometendo os tempos das outras tarefas. Devido ao fato do conversor ser um sistema "rápido", a rotina de atualizar o *duty cycle* a cada tempo de amostragem deve ser o mais rápido possível.

Figura 60 – Tensões e corrente de saída com carga RL do conversor Buck



Fonte: Autor

A eficiência total do conversor é mostrada na Tabela 10. A eficiência teórica e, na prática, são semelhantes. O modelo simulado não possui as perdas devido a elementos adicionados no modelo prático, como perdas na ponte retificadora de diodos,

Tabela 10 – Comparação da eficiência na simulação e na prática do conversor

Parâmetro	Valor simulação	Valor prático
P_i	24,72	24,18W
P_o	24,02	23,1W
Eficiência	97,16%	95,16%

Fonte: adaptado pelo Autor.

perda no circuito de entrada AC, perda devido aos resistores para descarregar de forma controlada o capacitor de barramento.

7 CONCLUSÕES

Este projeto foi proposto visando analisar os tipos de acionamento de motores BLDC, comparando as topologias com barramento fixo e comparando-as às com barramento variável. Foi proposto um conversor CC-CC do tipo Buck que seria utilizado para ajustar a tensão no barramento para aumentar a eficiência do inversor.

Inicialmente foi apresentado a modelagem do motor BLDC, assim como o acionamento e controle utilizando um inversor trifásico. Depois foram abordadas todas as características do motor BLDC, como sensoriamento e sistemas de controle utilizados. Foi apresentado a integração de um conversor CC-CC na entrada e os seus benefícios.

Na etapa do projeto e simulação, foram descritos o comportamento dinâmico do conversor e as questões de projeto do conversor Buck. Foram simulados o modelo do conversor Buck em malha aberta e em malha fechada. As simulações foram feitas de modo a ser utilizadas para o projeto na bancada. Foram descritos todos os componentes utilizados, as chaves e o filtro LC projetado e as perdas foram calculadas em função dos parâmetros obtidos na simulação.

Posteriormente, foram simulados modelos que integram o acionamento do inversor como o conversor na entrada. O modelo com duas malhas de controle, tanto de velocidade como de torque do inversor, e com o conversor para ajustar o controle de barramento tiveram os melhores resultados entre todos os modelos simulados, sendo até 2,5 % mais eficiente em faixas abaixo de 2500 rpm, comparado ao modelo com barramento fixo.

Finalmente foram projetadas duas versões de placa com conversor Buck funcional. Na primeira versão foi comprovado o funcionamento do conversor Buck síncrono tanto em malha aberta como fechada. Na segunda versão, foram solucionados todos os problemas detectados na primeira versão, fornecendo mais de 50% da potência nominal.

Como oportunidades de trabalhos futuros relacionados pode-se citar:

- Implementar um controle da partida do conversor, colocando uma rampa de tensão como referência;
- Projetar uma placa de circuito integrado com o conversor e o inversor controlados por um único microcontrolador;
- Fazer a comparação de eficiência na prática entre uma placa inversora com barramento fixo e variante;

REFERÊNCIAS

- (ANEEL), A. N. D. E. E. **Atlas de energia elétrica no brasil**. 2005. Disponível em: https://www.aneel.gov.br/documents/656835/14876406/2005_AtlasEnergiaEletricaBrasil2ed/.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC básicos não isolados**. 1. ed. Florianópolis: Edição do autor, 2000.
- BIST, V.; SINGH, B. An adjustable-speed pfc bridgeless buck–boost converter-fed bldc motor drive. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 61, n. 6, p. 2665–2677, jun. 2014.
- BORGES, G. D. C. **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST INTERLEAVED APLICADO A UM PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Mecatrônica) — Centro Tecnológico de Joinville, Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2020.
- CHAPMAN, S. J. **Electric Machinery Fundamentals**. 5. ed. California, U.S.A.: McGraw-Hill Science, 2011.
- (GALCO), G. T. **Differences Between Brushed and Brushless Motors - A GalcoTV Tech Tip**. 2015. Disponível em: https://www.youtube.com/watch?v=RsqHr2cpp4M&ab_channel=GalcoTV.
- JOSé CARLOS GAMAZO-REAL, E. V.-S.; GóMEZ-GIL, J. Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends. **Sensors**, v. 1, n. 1, p. 6902–6002, 2010.
- VICTOR GOMAN VLADIMIR PRAKHT, V. K.; DMITRIEVSKII, V. V comparative study of induction motors of ie2, ie3 and ie4 efficiency classes in pump applications taking into account co2 emission intensity. **Applied Science**, v. 1, n. 1, p. 2–10, 2020.
- HART, D. W. **Eletrônica de potência**. 1. ed. Madrid, Espanha: Prentice Hall, 2001.
- INSTRUMENT, T. Slvp089 synchronous buck converter evaluation module user's guide printed. **Texas Instrument's papper**, v. 1, n. 1, p. 2–10, jun. 1998.
- KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse Width modulated DC-DC Converters**. 1. ed. Dayton, Ohio, USA: WILEY, 2008.
- KRISHNAN, S. M.; BANNINTHAYA, P. V. Digital control of dc – dc buck converter. **International Journal of Engineering Research Technology**, v. 1, n. 7, p. 1–6, 2012.
- MCLYMAN, C. W. T. **TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK**. 3. ed. Idyllwild, California, U.S.A.: Kg Magnetics, Inc., 2004.
- ONSEMI. Effects of high switching frequency on buck regulators. **Onsemi's papper**, v. 1, n. 1, p. 2–10, 2014.
- ONSEMI. **High-Voltage Switcher with Linearly Regulated Output**. [S.l.], 2019. Rev. 2.

RAO, A. P. C.; OBULESH, Y. P.; BABU, C. S. Mathematical modeling of bldc motor with closed loop speed control using pid controller under various loading conditions. **Asian Research Publishing Network**, v. 7, n. 10, p. 1321–1328, out. 2006.

ROHM. **Frequency-Impedance Characteristics of Inductors and Determination of Inductor's Resonance Frequency**. 2019. Disponível em: <https://techweb.rohm.com/knowledge/emc/s-emc/04-s-emc/8136>.

STMICROELECTRONICS STANDARD PRODUCTS. **N-channel 550 V, 0.06 typ., 33 A MDmesh™ V Power MOSFET**. [S.l.], 2012. Rev. 2.

STMICROELECTRONICS STANDARD PRODUCTS. **V Power MOSFET**. [S.l.], 2012. Rev. 2.

TASHAKORI, A.; EKTESABI, M.; HOSSEINZADEH, N. Modeling of bldc motor with ideal back- emf for automotive applications. **Proceedings of the World Congress on Engineering**, v. 2, n. 1, p. 2–10, 2011.

TOSHIBA. 120° square-wave commutation for brushless dc motors. **Application note**, v. 1, n. 1, p. 5–11, 2018.

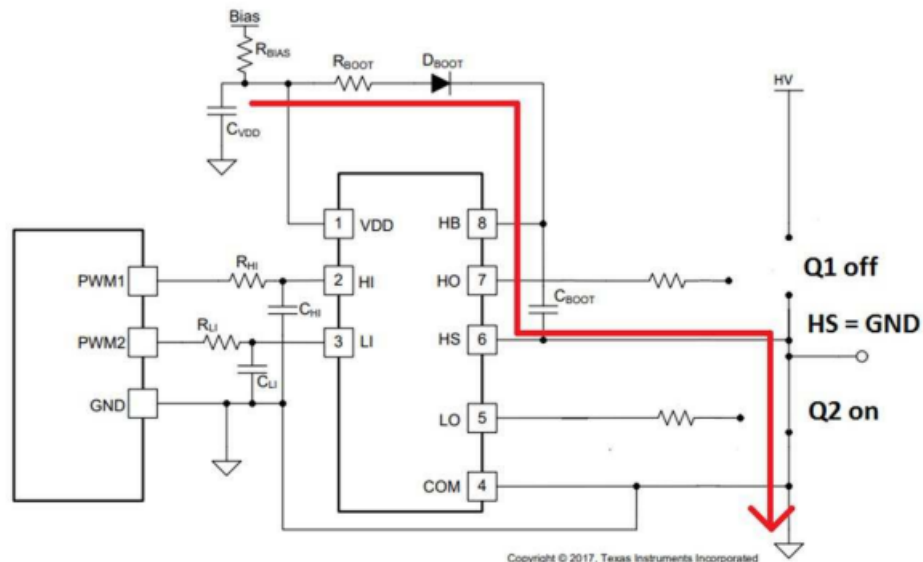
XIE, H.; GUO, E. How the switching frequency affects the performance of a buck converter. **Texas Instrumets papper**, v. 1, n. 1, p. 2, jul. 2019.

CHEN-YEN YUE JUN TAMURA, R. D. L. Control method for calculating optimum dc bus voltage to improve drive system efficiency in variable dc bus drive systems. **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, v. 13132679, n. 1, p. 2922–2997, set. 2012.

APÊNDICE A - CÁLCULOS DO CIRCUITO DE BOOTSTRAP

O acionamento de Mosfets em configurações de meia ponte apresenta muitos desafios para os projetistas. Um daqueles desafios está em gerar a tensão do Gate em relação ao Source do High Side. O circuito de bootstrap é encarregado de prover esta tensão mediante o carregamento de um capacitor, que quando o Mosfet do Low Side é acionado, este capacitor é carregado e esta tensão é utilizada para acionar o High Side. Este processo é mostrado na Figura 61. Para a seleção dos componentes é preciso levar em conta a frequência de chaveamento, capacitância do Gate para o Source, a tensão utilizado para alimentar o *Gate Driver*, o tempo de Death time, entre outros.

Figura 61 – Carregamento do capacitor de Bootstrap ao ativar a chave do *Low Side*



Fonte: Autor

O tempo ativo máximo e mínimos do High Side e o tempo mínimo do High Side são calculados na equação:

$$\begin{aligned}
 TH_{min} &= \frac{(1 - D_{max})}{F_s} - Death\ Time = 900ns \\
 TL_{min} &= \frac{D_{min}}{F_s} - Death\ Time = 1,1\mu s \\
 TL_{max} &= \frac{D_{min}}{F_s} - Death\ Time = 100ns
 \end{aligned}
 \tag{62}$$

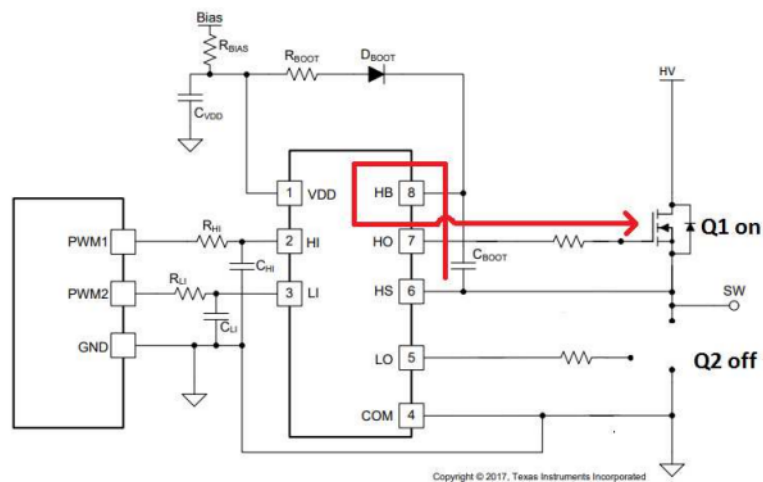
Para calcular o capacitor de Bootstrap

$$Q_{cg} = Q_g + TL_{max} \cdot I_b = 100nC$$

$$C_b = \frac{Q_{cg}}{V_{dd} \cdot D_{min}} = 143nF \quad (63)$$

O valor comercial mais próximo ao valor calculado é 200nF. No projeto o capacitor utilizado foi de 1uF. A Figura 62 mostra a utilização do capacitor de Bootstrap para ativar o High Side. Além do circuito de bootstrap, é necessário gerar um sinal

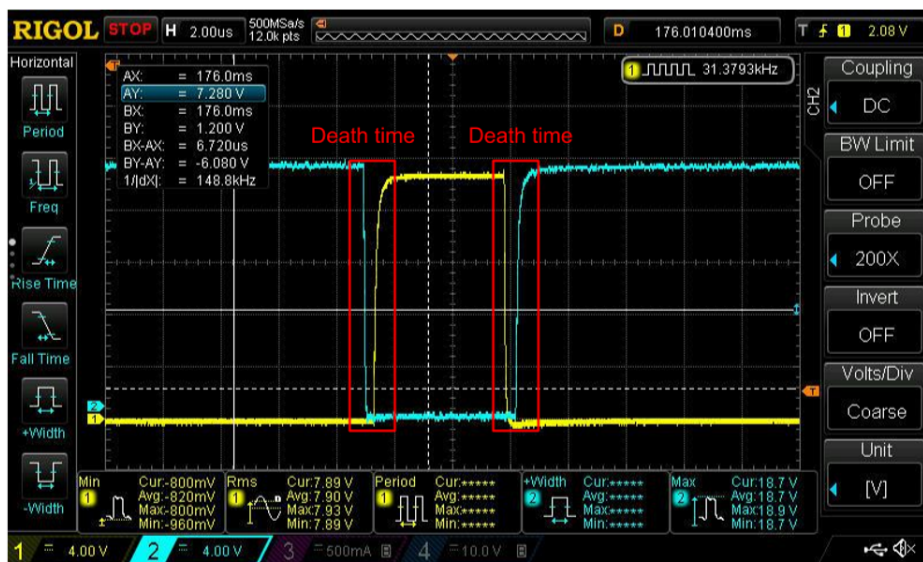
Figura 62 – Fornecimento dos 15V à chave do *High Side*



Fonte: Autor

PWM complementar um tempo de ativação entre cada chave. Denominado como Death Time. O exemplo de Death Time em circuito PWM é mostrado na figura 63.

Figura 63 – Death time entre a ativação do MOSFET do High side(Amarelo) e Low side(Azul)



Fonte: Autor

APÊNDICE B - CÓDIGO UTILIZADO

```
1 #include <Wire.h>
2 # include "everytime.h"
3 #include <LiquidCrystal_I2C.h>
4 #define _vbus          311
5 #define voltage_to_count    255/_vbus
6 #define count_to_voltage   _vbus/255
7 /*Aspectos construtivos do pwm*/
8 #define MAX_PWM          240
9 #define MIN_PWM          25
10 /**
11  * @name: PIDController
12  * @type: struct
13  * @brief: Estrutura do pwm
14  */
15 typedef struct {
16
17     /* Controller gains */
18     float Kp;
19     float Ki;
20     float Kd;
21
22     /* Derivative low-pass filter time constant */
23     float tau;
24
25     /* Output limits */
26     float limMin;
27     float limMax;
28
29     /* Integrator limits */
30     float limMinInt;
31     float limMaxInt;
32
33     /* Sample time (in seconds) */
34     float T;
35
36     /* Controller "memory" */
37     float integrator;
```

```

38 float prevError;      /* Required for integrator */
39 float differentiator;
40 float prevMeasurement; /* Required for differentiator */
41
42 /* Controller output */
43 float out;
44
45 } PIDController;
46 /**
47  * @function name: PIDController_Init
48  * @return: none
49  * @par: pid. Estrutura do tipo PID a ser inicializada
50  * @brief: Inicializa o controlador
51  */
52 void PIDController_Init(PIDController *pid) {
53
54     /* Clear controller variables */
55     pid->integrator = 0.0f;
56     pid->prevError  = 0.0f;
57
58     pid->differentiator = 0.0f;
59     pid->prevMeasurement = 0.0f;
60
61     pid->out = 0.0f;
62
63 }
64 /**
65  * @function name: PIDController_Update
66  * @return: pid->out. Valor atualizado do duty cycle a ser aplicado
67           em fun o do set point e o erro
68  * @par: pid. Estrutura do tipo PID a ser inicializada
69  * @brief: Atualiza a saido do controladaor
70  */
71 float PIDController_Update(PIDController *pid, float setpoint,
72                             float measurement) {
73
74     /*
75     * Error signal
76     */
77     volatile float error = setpoint - measurement;
78     // BuckErro=error;

```

```
77
78  /*
79  * Proportional
80  */
81  volatile float proportional = pid->Kp * error;
82
83
84  /*
85  * Integral
86  */
87  pid->integrator = pid->integrator + 0.5f * pid->Ki * pid->T * (
      error + pid->prevError);
88
89  /* Anti-wind-up via integrator clamping */
90  if (pid->integrator > pid->limMaxInt) {
91
92      pid->integrator = pid->limMaxInt;
93
94  } else if (pid->integrator < pid->limMinInt) {
95
96      pid->integrator = pid->limMinInt;
97
98  }
99
100  /*
101  * Compute output and apply limits
102  */
103  pid->out = proportional + pid->integrator ;
104
105  if (pid->out > pid->limMax) {
106
107      pid->out = pid->limMax;
108
109  } else if (pid->out < pid->limMin) {
110
111      pid->out = pid->limMin;
112
113  }
114
115  /* Store error and measurement for later use */
116  pid->prevError      = error;
```



```

117     pid->prevMeasurement = measurement;
118
119     /* Return controller output */
120     return pid->out;
121 }
122 // DEFINIÇÕES
123 #define endereco 0x27 // Endereços comuns: 0x27, 0x3F
124 #define colunas 16
125 #define linhas 2
126 /*Variáveis*/
127 float Vin;
128 int SetPoint;
129 int dead;
130 int analogPinVin=4;
131 int analogPin = 0; // pino para leitura do potenciômetro
132 int val = 10; //variável para armazenar o valor lido
133 float Vbus;
134 /*Estrutura PID*/
135 PIDController *PID;
136 // INSTANCIANDO OBJETOS
137 LiquidCrystal_I2C lcd(endereco, colunas, linhas);
138 void setup ()
139 {
140     TCCR1A = (TCCR1A & 0x0F) | 0xB0 ; // set pin 10 inverted
141     Serial.begin(19200); // opens serial port, sets data rate to 9600
142         bps
143     int val = 100 ;
144     dead = 6 ; //Death time entre o acionamento do high side o low
145         side
146     analogWrite (9, val) ; // saída pwm High Side
147     analogWrite (10, val+dead) ; //saída pwm Low Side
148     TCCR1B = (TCCR1B & 0x0F8) | 0x01 ; //Máxima frequência
149         disponível para pwm
150
151     lcd.init(); // INICIA A COMUNICAÇÃO COM O DISPLAY
152     lcd.backlight(); // LIGA A ILUMINAÇÃO DO DISPLAY
153     lcd.clear(); // LIMPA O DISPLAY
154
155     /*Parâmetros do controlador obtidos experimentalmente*/
156     PID->Kp=5;
157     PID -> Ki=20;

```

```

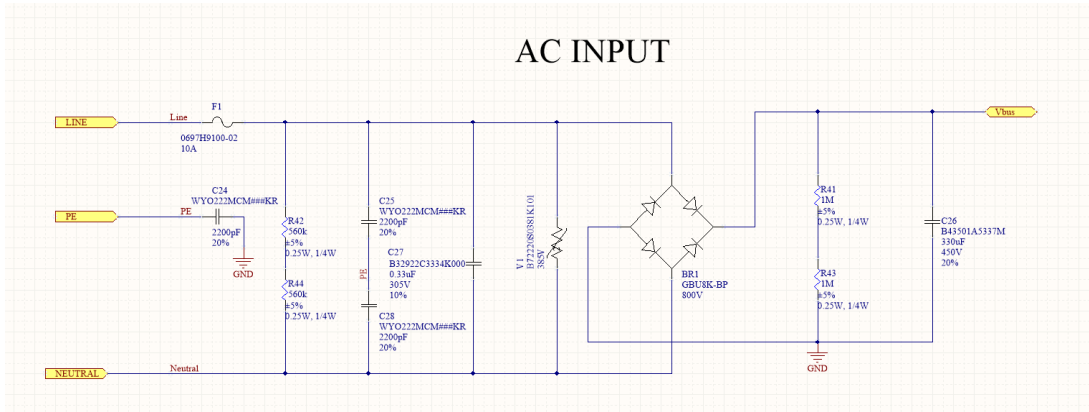
155 PID -> Kd=0;
156 PID ->limMin=30;
157 PID ->limMax=230;
158 PID ->T=0.0002;
159 PID->tau=0;
160 PID->limMinInt=39;
161 PID->limMaxInt=179;
162 PIDController_Init(PID);
163 }
164 void loop ()
165 {
166     everyu (200) //Tempo de amostragem
167     {
168         SetPoint= (analogRead(analogPin)/4)*count_to_voltage; //
            SetPoint proveniente do potenciometro
169         if(SetPoint < MIN_PWM)
170         {
171             SetPoint=MIN_PWM;
172         }
173         if(SetPoint > MAX_PWM)
174         {
175             SetPoint=MAX_PWM;
176         }
177         Vbus=_vbus;
178         Vin=(analogRead(analagPinVin)/4)*137.36*voltage_to_count; //
            Feedback da tens o de sa da
179         val=PIDController_Update(PID, SetPoint/count_to_voltage, Vin);
180
181
182         lcd.print("Set Point=");
183         lcd.print(SetPoint);
184         lcd.setCursor(0, 1); // POSICIONA O CURSOR NA PRIMEIRA COLUNA
            DA LINHA 2
185         lcd.print("Vout=");
186         lcd.print(Vin/voltage_to_count);
187     }
188
189     analogWrite (9, val) ;
190     analogWrite (10, val+dead);
191 }

```

Listing 1 – Estrutura do código utilizado

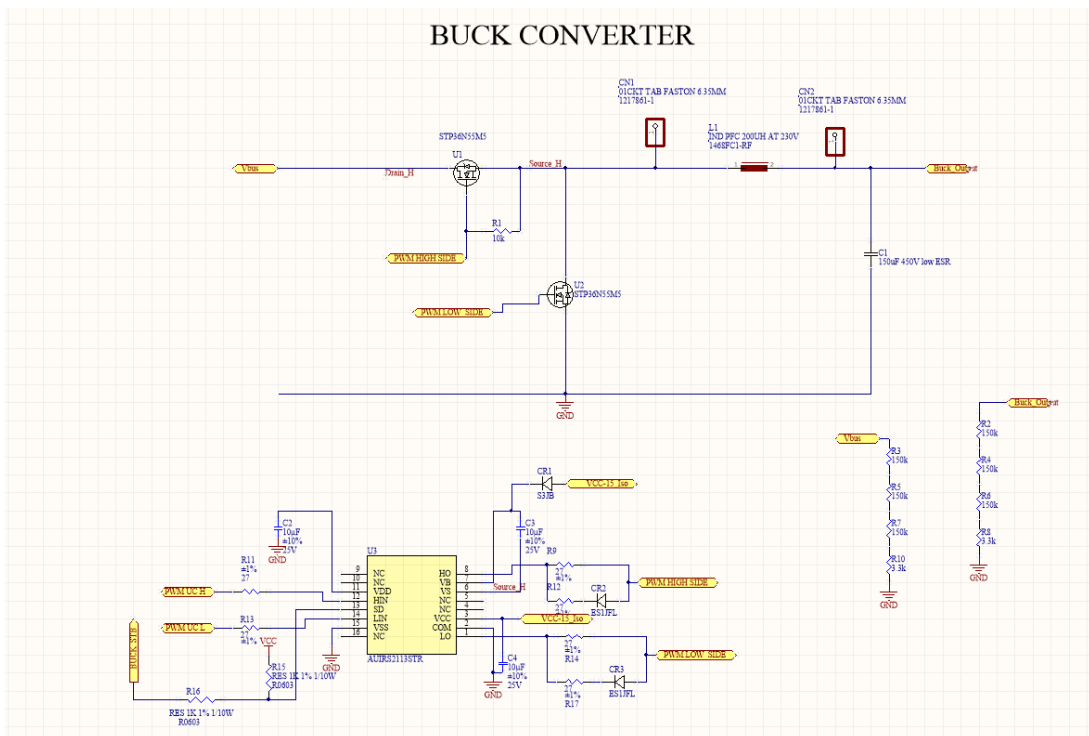
APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO UTILIZADO

Figura 64 – Entrada AC



Fonte: Autor

Figura 65 – Esquemático do circuito do conversor Buck



Fonte: Autor