

FACULDADE DOCTUM
Luan Gabriel de Oliveira Tristão
Roney Souza Barbosa

**MOTOR BRUSHLESS DC: ANALISE TEÓRICA E PROJETO DE
CONTROLADOR ELETRÔNICO SEM A UTILIZAÇÃO DE SENSORES**

Juiz de Fora
2018

Luan Gabriel de Oliveira Tristão
Roney Souza Barbosa

**MOTOR BRUSHLESS DC: ANALISE TEÓRICA E PROJETO DE
CONTROLADOR ELETRÔNICO SEM A UTILIZAÇÃO DE SENSORES**

Projeto do Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado à Faculdade Doctum de Juiz de Fora, como requisito parcial para conclusão do curso de Engenharia Elétrica

Orientação: Prof. Me. Marlon Lucas Gomes Salmento

Juiz de Fora
2018

Luan Gabriel de Oliveira Tristão
Roney Souza Barbosa

**MOTOR BRUSHLESS DC: ANÁLISE TEÓRICA E PROJETO DE
CONTROLADOR ELETRÔNICO SEM A UTILIZAÇÃO DE SENSORES**

Monografia de Conclusão de Curso, submetida à Faculdade Doctum de Juiz de Fora, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovada pela seguinte banca examinadora.

Prof. MSc. Marlon Lucas Gomes Salmento
Orientador e Docente da Faculdade Doctum - Unidade
Juiz de Fora

Prof. MSc. Pedro Laguardia Tavares Docente
da Faculdade Doctum - Unidade Juiz de Fora

Prof. MSc. Renato Ribeiro Aleixo Docente da
Faculdade Doctum - Unidade Juiz de Fora

Examinada em: ___/___/___.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradecemos à nossa família, pelo incentivo ao estudo e dedicação, ao professor orientador Marlon Lucas Gomes Salmento, a todos os professores que nos transmitiram conhecimento ao longo do curso e também aos amigos acadêmicos colaboradores deste trabalho.

Eu, Luan, dedico este trabalho especialmente ao meu avô Herculino Ferreira de Oliveira e à minha mãe Flavia Cristina de Oliveira por todo o apoio provido.

Eu, Roney, agradeço à minha namorada e futura esposa Lorena Albuine Mota pela dedicação e compreensão, tornando possível esta conquista.

RESUMO

TRISTÃO, Luan, BARBOSA, Roney. Motor Brushless DC: Análise teórica e projeto de controlador eletrônico sem a utilização de sensores. 95f. Monografia de conclusão de curso de Engenharia Elétrica. Faculdade Doctum, Juiz de Fora, 2018.

Este trabalho de conclusão de curso apresenta o desenvolvimento teórico e prático de um controlador eletrônico de velocidade para motores Brushless DC (Motor de Corrente Contínua sem escovas) sem a utilização de sensores baseado na técnica de detecção via Back EMF (Força Contra-Eletromotiz Induzida), assim como também é discutido a teoria de eletrônica de potência envolvida no design deste controlador eletrônico. Desde que os valores de tensão instantâneos nos terminais de fase do motor sejam coletadas como realimentação, a técnica de detecção via Back EMF é capaz de prover com exatidão os sinais de comutação corretos às chaves de potência. Para embasar a teoria do método de detecção via Back EMF é explicado, primeiramente, a teoria de funcionamento básica do motor Brushless DC no que tange sua sequência de comutação ideal, tal como também as equações que regem os fenômenos físicos advindos do funcionamento deste motor. Após revisado toda a teoria de controle e de eletrônica de potência necessárias, são providas simulações sobre o sistema físico do motor pelo software MATLAB/Simulink como forma de atestar os resultados obtidos no design ao qual é desenvolvido através do software Proteus. Por fim, é comentada a experiência de manufatura de um controlador eletrônico de velocidade baseado na técnica de detecção via Back feito pelos autores deste trabalho.

Palavras-chave: Motor Brushless DC. Teoria de controle. Eletrônica de potência.

ABSTRACT

This Undergraduate Thesis presents a theoretical and practical development of a sensorless electronic speed controller for Brushless DC motors based on the Back EMF (Back Electromotive Force) detection method, as well as it discusses the power electronics theory background associated to the electronic speed controller design. Since the motor instantaneous phase voltages are collected, the Back EMF detection method can provide accurate commutation signals to the power switches in order to maintain the system equilibrium required. To base the Back EMF detection method theory it is first explained the basics of Brushless DC motors such as the ideal commutation steps as well with the equations governing the physical phenomena arising from the motor's operation. After revising the necessary control and power electronics theory needed, simulations of the motor's physical system are conducted on MATLAB/Simulink software as a way to test the results obtained from the design which is made by Proteus software. Finally, it is commented the experience on design and manufacture of a electronic speed controller based on Back EMF detection method made by the authors of this thesis.

KEYWORDS: Brushless DC Motor. Control Theory. Power Electronics.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1: Composição de um motor BLDC.....	16
Figura 2.2: Disposição dos imas permanentes no motor do tipo (a) out-runner e (b) in-runner.....	17
Figura 2.3: Força contra eletromotriz trapezoidal.....	17
Figura 2.4: Força contra eletromotriz senoidal.....	18
Figura 3.1: Topologia básica de ponte inversora trifásica	27
Figura 3.2: Comparador e formas de onda de entrada e saída.....	29
Figura 3.3: Tipo de ondas portadoras, (a) dente de serra e (b) triangular (c) dente de serra invertida.....	29
Figura 3.4: Exemplos de razão cíclica.....	30
Figura 3.5: Esquema de ponte trifásica.....	31
Figura 3.6: Estratégia de PWM chaveamento suave	32
Figura 3.7: Ponte inversora trifásica ligada ao Motor Brushless DC	34
Figura 3.8: Junção P-N formando o Diodo de corpo.....	36
Figura 3.9: Circuito Bootstrap.....	40
Figura 3.10: Opto Acoplador	42
Figura 4.1: Circulação de corrente elétrica na ponte inversora trifásica	43
Figura 4.2: Circuito de realimentação para coletar sinal de Back EMF	47
Figura 4.3: Circuitos de realimentação ligados aos terminais do motor.....	48
Figura 5.1: Configuração de blocos do sistema a ser simulador.....	51
Figura 5.2: Tensão de realimentação no terminal do microprocessador.....	54
Figura 5.3: Motor a vazio a 500RPM.....	56
Figura 5.4: Parte da Figura 6.4 ampliada	56
Figura 6.1: Esquema da parte lógica do circuito	62
Figura 6.2: Circuito de potencia.....	63
Figura 6.3: Matriz para a confecção da placa de circuito impresso.....	65
Figura 6.4: Previa do projeto da placa do circuito lógico	66
Figura 6.5: Previa do projeto da placa do circuito lógico com os componentes montados.....	67
Figura 6.6: Matriz para a confecção da placa de circuito impresso.....	68
Figura 6.7: Previa do projeto da placa do circuito de potencia.....	69

Figura 6.8: Previa do projeto da placa do circuito de potência com os componentes montados.....	70
Figura 6.9: Circuito de potência.....	72
Figura 6.10: Circuito de processamento lógico	72
Figura 6.11: Circuito de Gate Drivers	72
Figura 7.1: Identificação dos terminais do Microcontrolador PIC16F877A.....	79
Figura 7.2: Identificação dos terminais do circuito integrado TC4467.....	79
Figura 7.3: Características elétricas do Microcontrolador PIC16F877A.....	80
Figura 7.4: Características elétricas do Circuito Integrado TC4467.....	81
Figura 7.5: Visão geral do MOSFET IRF5305PbF.....	82
Figura 7.6: Visão geral do MOSFET IRL3705N.....	83
Figura 7.7: Capacitores requeridos ao regulador de tensão A7805 quando em modo de tensão fixa.....	84
Figura 7.8: Capacitores requeridos ao cristal oscilador utilizado.....	84
Figura 8.1: Sub-bloco “Controlador de velocidade PID”	85
Figura 8.2: Sub-blocos do bloco “Ponte Inversora Trifásica”.....	85
Figura 8.3: Sub-blocos do bloco “Circuito de Realimentação”.....	86
Figura 8.4: Sub-blocos do bloco Microcontrolador	86
Figura 8.5: Sub-bloco “Gerador de sinal PWM”.....	86
Figura 8.6: Sub-bloco “Decodificador”.....	87
Figura 8.7: Sub-bloco “Vetorizador”.....	88
Figura 8.8: Tensão Back EMF induzida.....	89
Figura 8.9: Grafico de correntes de fase, razão ciclica, velocidade e torque do motor	90
Figura 8.10: Grafico de partida a vazio do motor.....	91
Figura 8.11: Motor sob contra torque de 200mN.m a 500RPM.....	92
Figura 8.12: Aceleração sob contra torque de 200mN.m	93
Figura 8.13: Motor sob contra torque de 200mN.m a 1000RPM.....	94

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Os seis passos de comutação de um motor Brushless DC.....	21
Tabela 3.1: Lógica de comutação sob a sequência de duas chaves baseada na Figura 3.8.	31
Tabela 3.2: Lógica de comutação sob a sequência de três chaves baseada na Figura 3.8.	31
Tabela 5.1: Parâmetros do motor Brushless DC.	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Back EMF	Força contra eletromotriz
BLDC	<i>Brushless direct current</i>
DC	<i>Direct current</i>
EPE	Empresa de pesquisa energética
FCEM	Força contra eletromotriz
HS	<i>High Speed Crystal/Resonator</i>
Ke	Tensão de linha RMS a 1000 RPM
LiPo	Lítio polimerizado
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
PID	Proporcional integral derivativo
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
RPM	Rotação por minuto
V2G	<i>Vehicle-to-grid</i>

LISTA DE SIMBOLOS

Nd	Neodimium
Fe	Ferro
B	Boro
ω	Ômega
λ	Lâmbida
π	Pi
θ	Teta
Δ	Delta
%	Por cento

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	13
1.1	Objetivos	14
1.1.1	Objetivo Geral	14
1.1.2	Objetivos Específicos	14
2.	MOTOR <i>BRUSHLESS DC</i>	15
2.1	Aspectos construtivos	15
2.2	Construção do rotor	16
2.3	Construção do estator	17
2.4	Força contra eletromotriz induzida: Tensão <i>Back EMF</i>	18
2.5	Sensores de Efeito Hall	19
2.6	Funcionamento e controle	20
2.7	Modelo Matemático	24
3.	PONTE INVERSORA TRIFÁSICA	26
3.1	Topologia	26
3.2	<i>Gate Driver</i>	27
3.3	Modulação de Largura de Pulso (PWM)	28
3.4	Acionamento de ponte inversora trifásica para motores <i>Brushless DC</i>	30
3.5	Estratégia de chaveamento suave (<i>Soft Chopping</i>)	32
3.6	Ponte Inversora Trifásica sob o efeito de carga indutiva	33
3.6.1	Fenômeno de tensão <i>Back EMF</i> aplicado à ponte inversora trifásica	33
3.6.2	Fenômeno de tensão <i>Flyback</i> transiente aplicado à ponte inversora trifásica ³⁴	
3.6.3	Fenômeno <i>Freewheeling</i> aplicado à ponte inversora trifásica	35
3.6.3.1	Junção P-N <i>Freewheeling</i> em MOSFETs de canal-N	36
3.6.3.2	Diodo <i>Freewheeling</i>	37
3.7	Técnica <i>Bootstrap</i> : Acionamento de chaves sob flutuação de tensão	37

3.8 Opto acoplador: Isolamento de alta Impedância	41
4. MÉTODOS PARA A DETECÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DO ROTOR.	42
4.1 Detecção via <i>Back EMF</i>	43
4.2 Circuito de realimentação	45
4.3 Detecção via Sensores de Efeito Hall	49
5. SIMULAÇÃO DO MOTOR BRUSHLESS DC VIA MATLAB/SIMULINK	50
5.1 Considerações adicionais sobre o sistema	55
6. PROJETO: CONTROLADOR ELETRÔNICO PARA MOTORES BRUSHLESS DC	57
6.1 Esquema dos circuitos	57
6.2 Design dos circuitos	64
6.3 Experimento pratico de manufatura	71
CONSIDERAÇÕES FINAIS	73
REFERÊNCIAS	74
ANEXO	79
APÊNDICE	85

1. INTRODUÇÃO

Com o grande avanço da tecnologia de semicondutores, circuitos integrados digitais e ímãs de alta densidade de campo magnético e além de investimentos realizados nas últimas décadas por países como Estados Unidos e Japão, assim como mostram (Karplus, 2010) e (Pohl, 2012), vêm tornando os veículos movidos à energia elétrica cada vez mais atrativos para o uso comum em grandes cidades, tanto pela vantagem ambiental de não emitir gás carbônico (Ajanovic, 2016), como pela capacidade de fornecer energia elétrica à centros urbanos de forma secundária denominada de *Vehicle-to-Grid* (V2G) (Sovacool, 2009) e (Dunn, 2011). Em alguns países como a Holanda e Noruega, já é evidente a grande utilização de veículos impulsionados total ou parcialmente por energia elétrica para uso cotidiano, aproximadamente 26% da frota, porém, apesar disso, no Brasil a presença desses é ainda bem menor, cerca de menos de 0,05%, segundo dados fornecidos pela Empresa de Pesquisa Energética - EPE (2017). Portanto, tratando-se de veículos urbanos, já é de se esperar que o motor a combustão gradualmente perca hegemonia sendo substituído por motores elétricos.

Seguindo junto ao crescimento dos veículos elétricos, tem-se o motor *Brushless Direct Current* - BLDC (*Brushless DC*) que vem se tornando cada vez mais popular em diferentes áreas industriais (Xia, 2012) e também em veículos elétricos, pois, assim como ressalta (Hanselman, 2003), este é muito utilizado em aplicações onde a relação entre peso e potência tem grande influência. Apesar disso, um contraponto a ser considerado sobre este motor se dá em relação à grande carga de processamento e complexidade requerida pelos métodos de controle (Kaporch, 2001), sendo este um dos maiores desafios para o uso em larga escala deste tipo de motor. Dentre estes métodos, há uma grande variedade que vai desde a utilização de um controlador PID (proporcional integral derivativo) convencional (Rao, 2012), a até métodos robustos que se utilizam de inteligência artificial (Premkumar, 2014).

Dado o cenário ao qual o desenvolvimento de motores Brushless DC se encontra atualmente, é proposto neste trabalho investigar a teoria de controle relacionada à este motor levando em consideração uma revisão sobre a teoria de eletrônica de potência aplicada ao circuito controlador deste. Por fim, é também desenvolvido o projeto de uma placa de circuito eletrônico capaz de prover funcionamento adequado ao motor Brushless DC.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Realizar um estudo sobre o motor *Brushless DC* e sua teoria de controle.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Fornecer um estudo acerca da teoria de eletrônica de potência empregada no circuito de acionamento do motor *Brushless DC*;
- Exibir o desenvolvimento de um protótipo de controlador para o motor;
- Prover simulações através do software MATLAB/Simulink, com intuito de compreender os detalhes em relação à dinâmica de funcionamento do motor;

2. MOTOR *BRUSHLESS DC*

Sendo o motor BLDC foco do estudo aqui em desenvolvimento, é preciso que seu funcionamento básico assim como suas características físicas sejam entendidas. A partir disso, é possível que a teoria de controle seja estudada de forma adequada.

Apesar do motor BLDC utilizar-se de corrente contínua para seu funcionamento, de certa forma este assemelha-se muito a outros motores que se utilizam de corrente alternada. Um detalhe intrigante em relação a este motor é o fato deste possuir três terminais, sendo cada um deles uma fase elétrica assim como nos motores trifásicos de corrente alternada, o que é de fato uma característica exótica se tratando de um motor baseado em corrente contínua. Estas características peculiares são criadas pelos aspectos construtivos deste motor assim como também pelo método de acionamento requerido ao funcionamento deste, sendo estes tópicos explicados ao longo do capítulo com maior detalhamento.

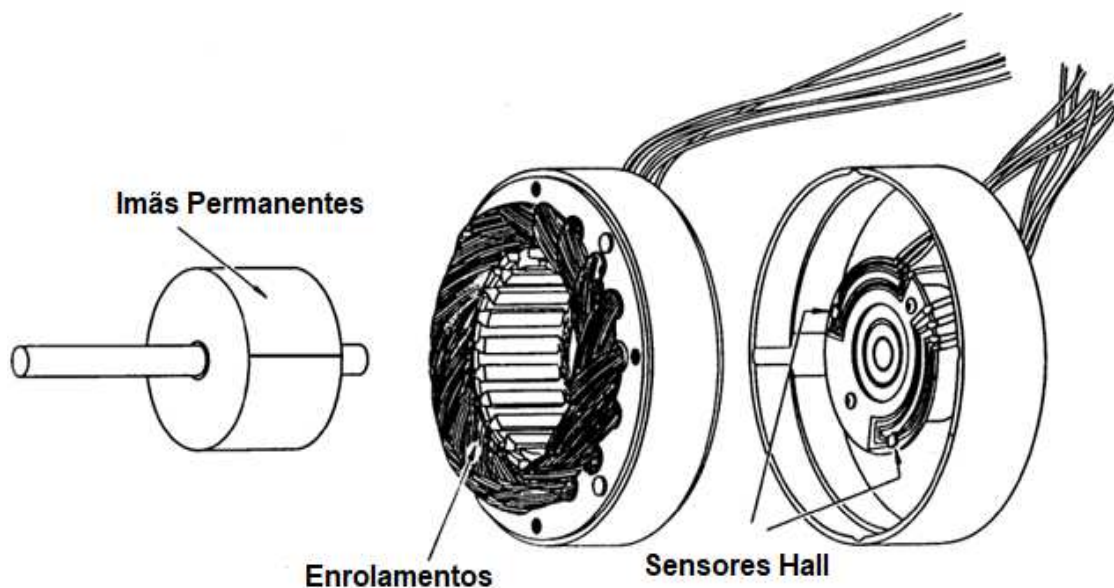
2.1 Aspectos construtivos

O motor BLDC é um motor síncrono, ou seja, sua frequência elétrica está vinculada a sua velocidade mecânica de rotação do rotor, porém geralmente motores síncronos são alimentados diretamente por tensão trifásica senoidal enquanto o motor Brushless DC é alimentado através de um controlador responsável pela comutação das bobinas. Entretanto, as características construtivas de ambos os motores são similares.

O motor BLDC é composto basicamente por um estator e um rotor, o estator é a parte inerte, ao qual aloca os enrolamentos e os sensores de efeito Hall¹ quando necessários, já o rotor é a parte girante, que é composta por ímãs permanentes conforme mostrado na Figura 2.1.

¹Sensor de efeito Hall: Transdutor que converte a intensidade do campo magnético em nível de tensão.

Figura 2.1: Composição de um motor BLDC

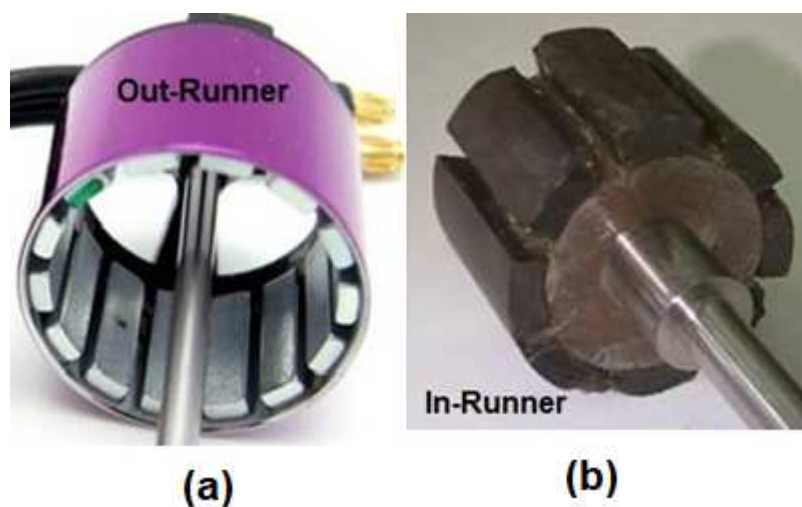


Fonte: Adaptado de motor wallpapers

2.2 Construção do rotor

O rotor dos motores BLDC é construído por ímãs permanentes intercalados entre polos norte e sul onde, estes ímãs, são acoplados ao eixo do rotor. No caso do motor In-runner, tais ímãs são dispostos na face externa do rotor e, para os motores Out-runners, estes se localizam na face interna, conforme mostrado na Figura 2.2. O material que provê as características físicas intrínsecas ao magneto, ao qual é utilizado para a fabricação dos ímãs, varia de acordo com as necessidades impostas pela aplicação desejada. Assim sendo, no caso de aplicações onde o custo é mais importante, é utilizado o ferrite. Porém, em aplicações em que a qualidade é um fator decisivo, usa-se um material de maior quantidade de fluxo magnético por volume como o neodýmium (Nd) ou a liga de ferrite, boro e neodýmium (NdFeB), pois o uso de um material de maior densidade de fluxo magnético traz vantagens como a redução do tamanho do motor e aumento de torque (Yedamale, 2003) e (Magnussen, 2003).

Figura 2.2: Disposição dos imãs permanentes no motor do tipo (a) out-runner e (b) in-runner.



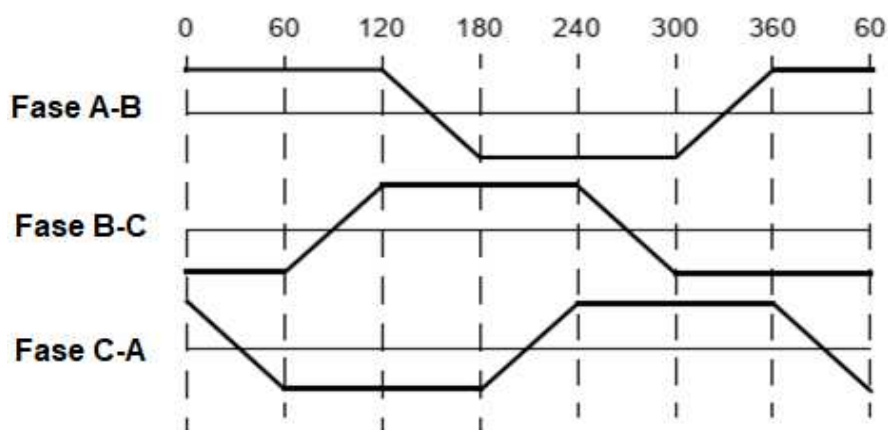
Fonte: Adaptado de dronetrest

2.3 Construção do estator

O estator do motor BLDC é formado por várias laminas de aço empilhadas contendo dentes e sulcos. No caso, as bobinas do motor são enroladas justamente nestes sulcos e ligadas em estrela ou triângulo, sendo cada enrolamento capaz de ser formado por várias bobinas.

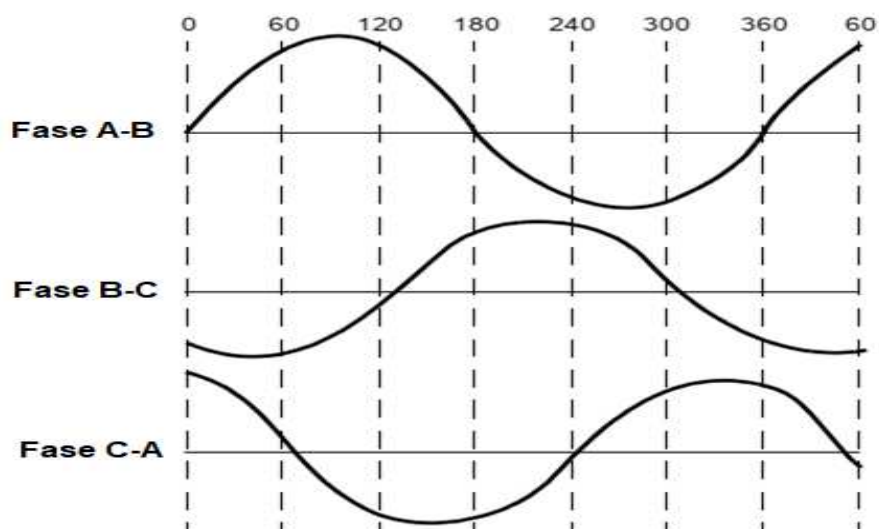
Existem duas maneiras de se fazer a ligação das bobinas de enrolamento do estator onde o resultado desses diferentes tipos de ligação é o tipo de força contra eletromotriz (FCEM) obtido: senoidal ou trapezoidal (Yedamale, 2003), conforme mostrado nas Figuras 2.3 e 2.4.

Figura 2.3: Força contra eletromotriz trapezoidal.



Fonte: Adaptado de Yedamale (2003).

Figura 2.4: Força contra eletromotriz senoidal.



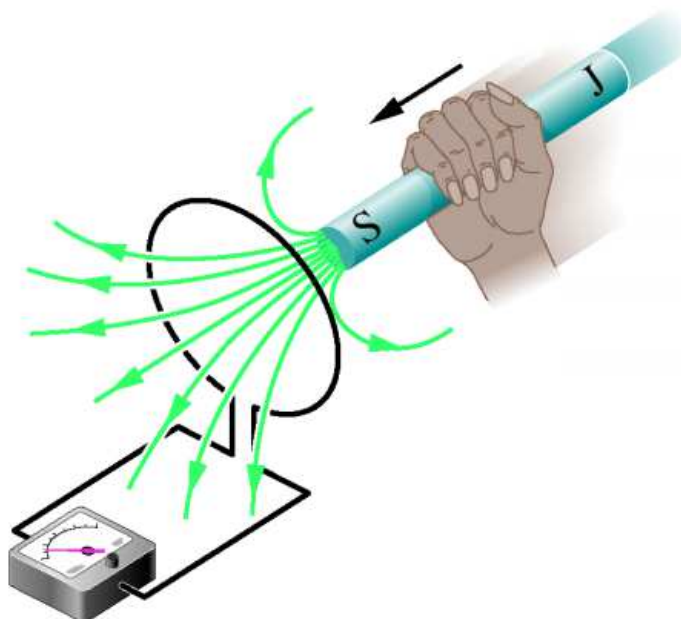
Fonte: Adaptado de Yedamale (2003).

2.4 Força contra eletromotriz induzida: Tensão *Back EMF*

Na literatura, o termo *Back EMF* refere-se à Força Eletromotriz Induzida descrita pela lei de Faraday-Neumann-Lenz conforme (Morton, 1980). Neste trabalho, ao invés de Força Eletromotriz Induzida, os autores optam por utilizar o termo *Back EMF* por este ser um termo mais usual e difundido pela literatura quando se trata de motores elétricos.

Segundo a lei de Faraday-Neumann-Lenz, quando se aproxima um ímã à uma espira de cobre, uma corrente é induzida, produzindo um campo magnético que se opõe ao movimento do ímã sendo assim necessário uma certa energia para aproximar o ímã da espira. Esta energia, no caso, é transformada à espira em forma de energia elétrica (Halliday, 2013).

Figura 2.5: Corrente elétrica sendo produzida pelo movimento do ímã.



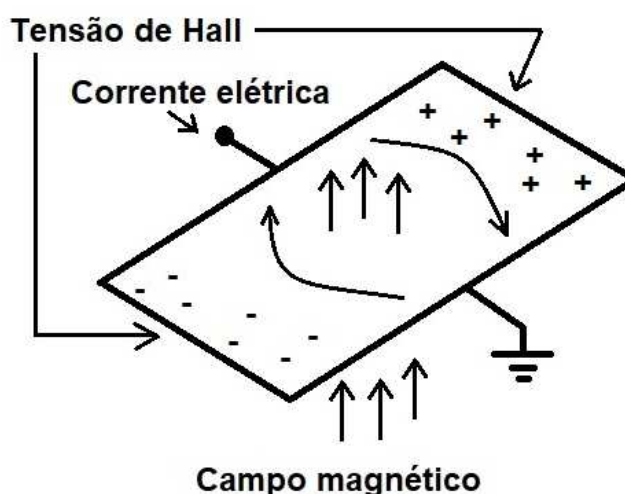
Fonte: Halliday (2013)

No caso destes motores onde não há o uso de sensores, a *Back EMF* induzida pelo campo magnético do rotor na bobina em estado flutuante é utilizada para detecção da posição do rotor. Além disso, é possível aferir a velocidade angular deste motor caso a intensidade do campo magnético seja conhecida de acordo com a amplitude da tensão induzida em suas bobinas. Caso não se tenha conhecimento do campo magnético, a aferição de velocidade também pode ser feita levando em consideração o tempo de transição entre os ímãs do rotor, pois a cada transição, dado a mudança de polos, a tensão induzida mudará sua polaridade.

2.5 Sensores de Efeito Hall

Uma fita de cobre, conforme a Figura 2.6, é submetida a um campo magnético que desvia os elétrons para uma das bordas da fita. A medida em que os elétrons vão acumulando em uma das bordas, a diferença de carga entre os lados desta fita se torna cada vez maior criando uma diferença de potencial entre suas bordas. Esse fenômeno é conhecido como efeito Hall, de acordo com (Halliday, 2013). Os sensores baseados neste efeito são denominados sensores de efeito Hall.

Figura 2.6: Fita de cobre circulando uma corrente e submetida a um campo magnético.



Fonte: Adaptado de Halliday (2013)

Os sensores de efeito Hall, alocados no estator do BLDC, têm a função de detectar o campo proveniente dos ímãs permanentes do rotor enviando um sinal ao controlador para que este seja capaz de realizar o controle deste motor de forma correta assim como será explicado nos capítulos subsequentes.

2.6 Funcionamento e controle

O funcionamento do motor BLDC é baseado na interação do campo magnético gerado pelas bobinas de enrolamento e o campo magnético dos ímãs permanentes. Para uma melhor explicação, será usado um arranjo simplificado representado na Figura 2.7. No caso deste motor, duas bobinas são energizadas por vez formando um campo magnético no estator que em conjunto com o campo magnético dos ímãs permanentes produz o torque responsável pela rotação do rotor (Zhu, 1993). Nesta estratégia, um terminal de fase é energizado com tensão positiva e um outro com tensão negativa enquanto o terceiro terminal fica em estado flutuante, ou estado de não condução (Nolan, 2013). Este momento de energização é chamado de comutação. Caso sejam feitas várias comutações, na sequência correta e no tempo certo, é possível de se formar um campo girante no estator. Desta forma, a interação do campo permanente gerado pelos ímãs no rotor e do campo girante pelo estator fará com que o motor entre em rotação

mecânica de forma parecida com o que acontece em motores de indução. Por exemplo, o alinhamento do rotor na Figura 2.7 pode ser feito alimentando a fase A positivamente e a fase B negativamente, ou seja, com uma corrente circulando de A para B. E assim que é feita a primeira comutação, de A para B, como mostra a Figura 2.8, o rotor irá girar até completar sessenta graus elétricos. Após isso, se avança para a comutação “2”, conforme mostra a Tabela 2.1, fazendo passar uma corrente de C para B e assim por diante até que trezentos e sessenta graus elétricos sejam completados. Dado esta revolução elétrica, toda a sequência de comutação repete-se novamente fazendo com que esta estratégia seja chamada de “seis passos de comutação”. A Figura 2.9 exemplifica de forma clara estes seis passos e a influência de cada um deles sobre o sistema.

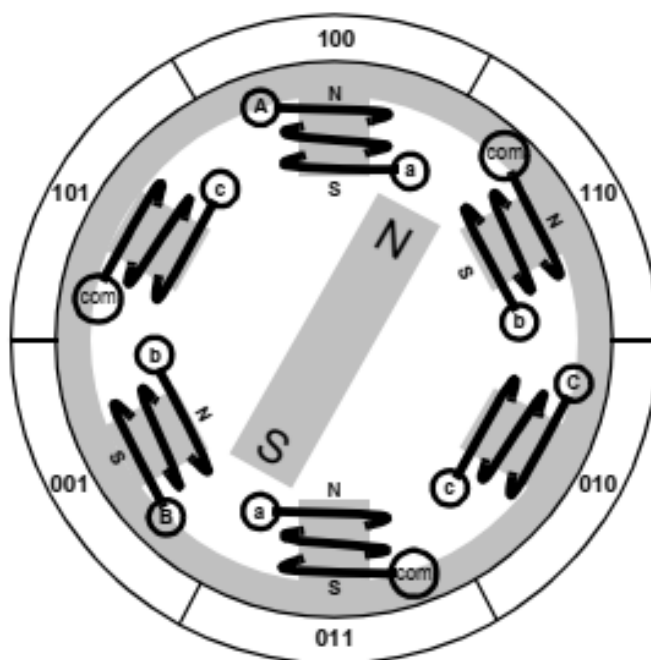
Um detalhe importante em relação ao funcionamento correto desta estratégia é de que deve ser previamente sabido a posição do rotor e sua velocidade instantânea para que as comutações aconteçam no tempo exato, pois, caso estas comutações aconteçam em momentos incorretos, o motor tenderá aessar seu movimento rotacional dissipando energia em forma de calor, o que não é desejável. Os métodos capazes de obter os parâmetros necessários para a comutação utilizados são os de detecção via *Back EMF* e via sensores de efeito Hall que serão explorados em capítulos posteriores.

Tabela 2.1: Os seis passos de comutação de um motor Brushless DC.

Passo	Comutação
1	AB
2	CB
3	CA
4	BA
5	BC
6	AC

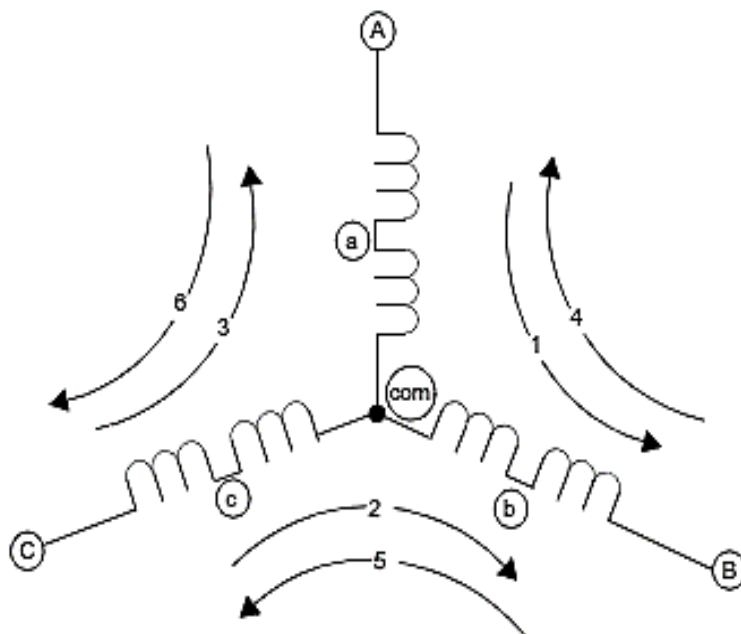
Fonte: Brown (2002)

Figura 2.7: Estrutura simplificada dos enrolamentos e sequência de comutação.



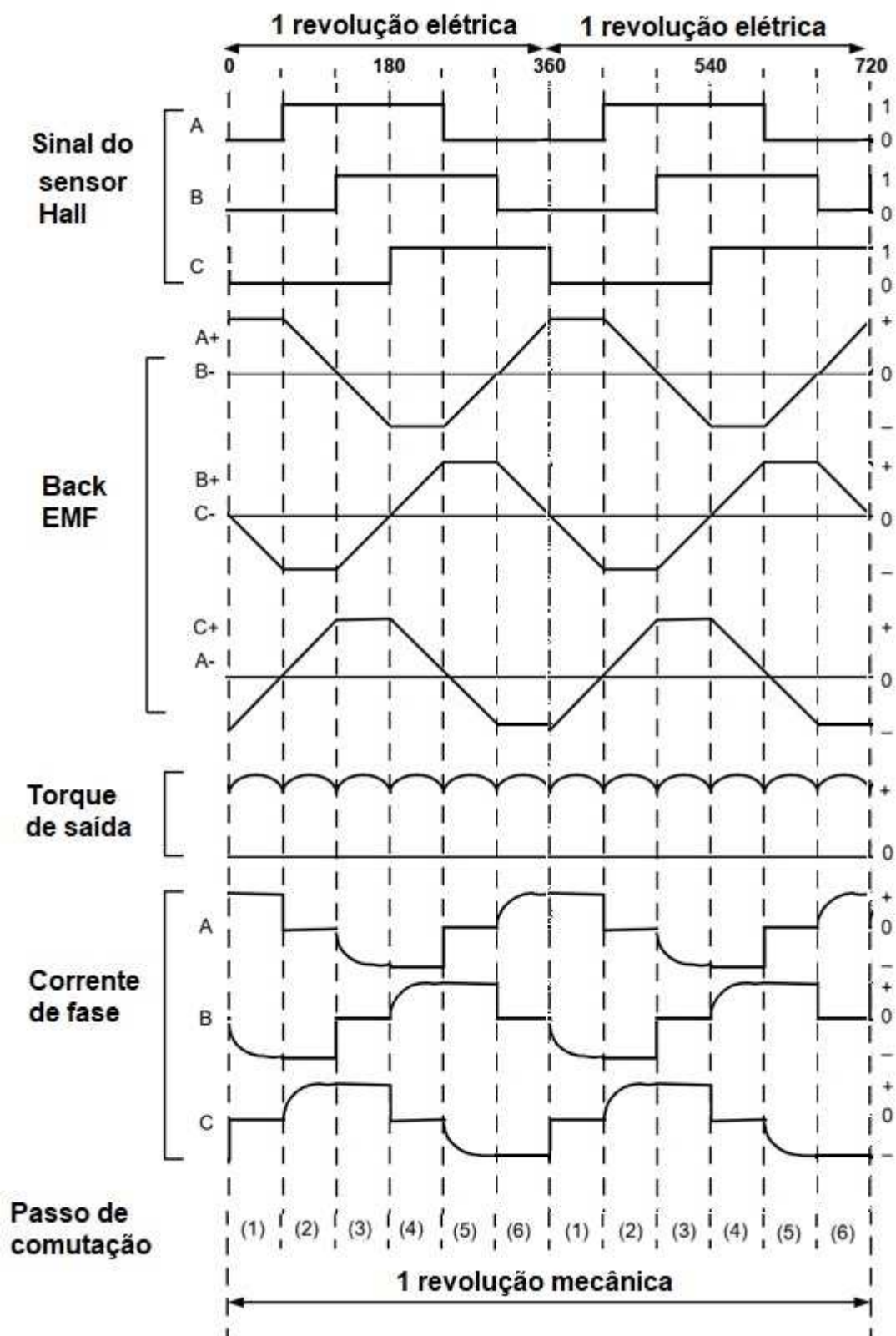
Fonte: Brown (2002).

Figura 2.8: Os seis passos de comutação do motor Brushless DC.



Fonte: Brown (2002).

Figura 2.9: Relação de informações contidas em duas revoluções elétricas baseando-se na estratégia de comutação de seis passos.



Fonte: Adaptado de Yedamale (2003).

2.7 Modelo Matemático

Através do circuito equivalente do estator mostrado na Figura 2.10 o modelo matemático do motor BLDC pode ser representado pela seguinte equação genérica 2.7.1:

$$\begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.7.1)$$

Em que V_a , V_b e V_c são as tensões de fase do motor. R_a , R_b e R_c , representam as resistências dos enrolamentos no estator. Correntes de fase são representadas por i_a , i_b e i_c . Indutância dos enrolamentos no estator são L_a , L_b e L_c . E a Indutância mútua entre os enrolamentos no estator são M_{ab} , M_{ac} , M_{ba} , M_{bc} , M_{ca} e M_{cb} .

Supondo um sistema equilibrado e desconsiderando indutâncias mútuas podemos simplificar a equação 2.7.1 e obter a equação 2.7.2:

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.7.2)$$

O torque eletromecânico é dado pela equação 2.7.3, (Baldursson, 2005).

$$T_{em} = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (2.7.3)$$

Em que J , B e ω_r denotam o momento de inércia, coeficiente friccional e a velocidade angular do rotor, respectivamente, e T_L como sendo o torque da carga. Dado que o torque eletromecânico de um motor BLDC é dependente da corrente de fase, velocidade e a forma de onda de sua *Back EMF* induzida, conforme (River, 2001), a equação para o torque eletromecânico instantâneo pode ser então modificado e representado como a equação 2.7.4 (Baldursson, 2005).

$$T_{em} = \frac{1}{\omega_m} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (2.7.4)$$

Os valores de pico da *Back EMF* que será induzida nos enrolamentos pode ser escrito como:

$$E_p = \lambda_p \omega_m \quad (2.7.5)$$

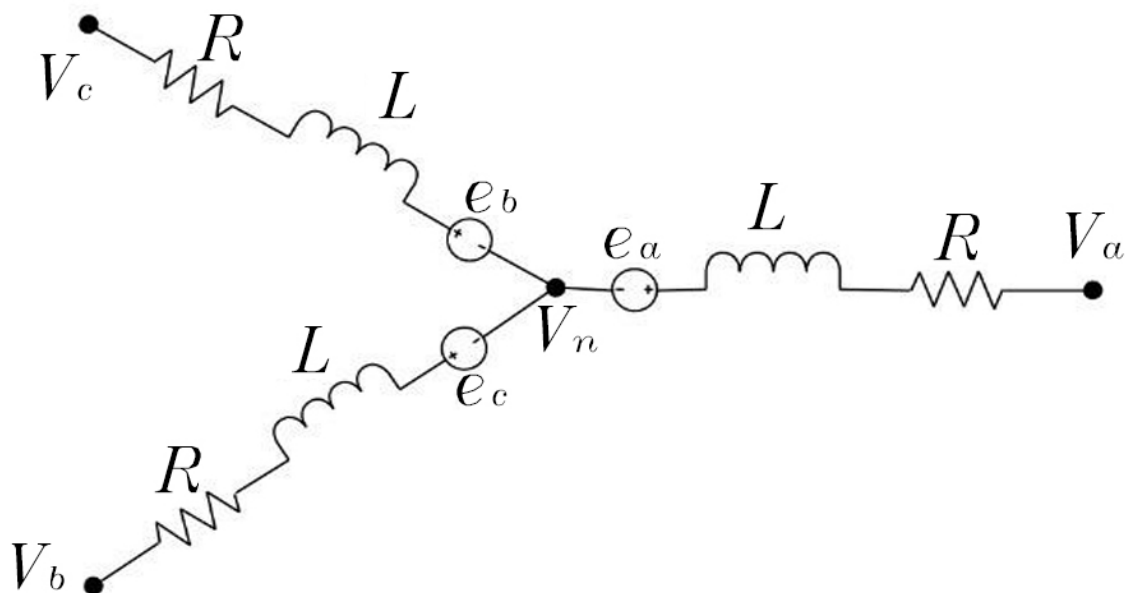
Onde λ_p é o fluxo enlaçado no enrolamento em questão ω_m é a velocidade angular do rotor.

Assumindo que a *Back EMF* será de forma trapezoidal, podemos escrever e_a , e_b e e_c como sendo:

$$\begin{aligned} e_a &= f(\theta_r) \lambda_p \omega_m \\ e_b &= f\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \lambda_p \omega_m \\ e_c &= f\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \lambda_p \omega_m \end{aligned} \quad (2.7.6)$$

Onde a função $f(\theta_r)$ possui forma trapezoidal com magnitudes máximas de ± 1 , assim como mostrado pela Figura 2.9.

Figura 2.10: Modelo do circuito do estator



Fonte: Adaptado de Baldursson (2005).

3. PONTE INVERSORA TRIFÁSICA

A ponte inversora trifásica, muitas vezes também referida como inversor trifásico, é de fato uma das topologias mais famosas quando se trata de conversores. Esta fama se dá pelo fato desta configuração, onde tem-se seis chaves de potência, ser capaz de transformar corrente contínua em algo que relacione-se de forma similar à corrente alternada trifásica pura ao qual é conhecido. Sendo assim, capaz de ser a ponte, de forma propriamente dita, entre a maioria das máquinas elétricas rotativas à suas fontes de alimentação.

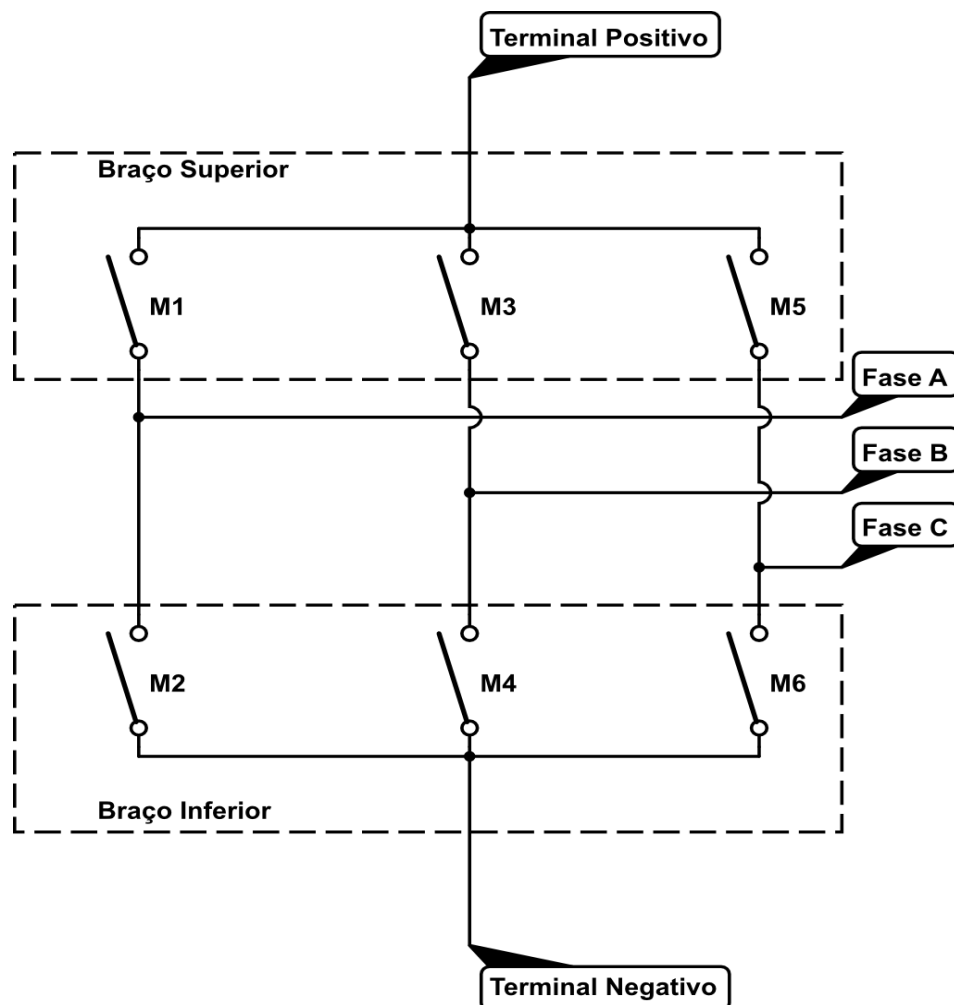
Neste trabalho, esta topologia tem extrema importância dado o método de comutação de seis passos requerer a utilização de três fases elétricas e também dado o fato do motor aqui discutido possuir três fases. Desta forma, a seguir é discutido a teoria sobre o funcionamento básico desta topologia e também técnicas que relacionam sua aplicação ao motor BLDC.

3.1 Topologia

Assim como mostra a Figura 3.1, a topologia de ponte inversora trifásica consiste basicamente em seis interruptores, dois para cada coluna, sendo cada coluna responsável por tratar de uma fase elétrica em específico. O braço superior, constituído pelas chaves M1, M3 e M5, é geralmente ligado ao terminal positivo da fonte de alimentação enquanto o braço inferior, constituído pelas chaves M2, M4 e M6, é ligado à malha de terra.

A ponte inversora trifásica, assim como o nome pressupõe, é capaz de transformar tensão contínua em tensão alternada trifásica. Os processos e técnicas para que esta transformação seja feita são explicados nos capítulos subsequentes.

Figura 3.1: Topologia básica de ponte inversora trifásica



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

3.2 Gate Driver

Para que a ponte inversora trifásica seja capaz de converter tensão contínua em tensão alternada trifásica, há a necessidade de que as chaves de potência desta ponte interrompam a passagem de corrente elétrica em determinado momento e deixem que esta flua em outros momentos. O sinal capaz de fazer com que estas chaves conduzam ou bloqueiem corrente elétrica geralmente advém de microcontroladores. Apesar disso, sendo estes componentes capazes de trabalhar apenas em baixos níveis de tensão e, levando em consideração os distúrbios causados pela alta frequência de chaveamento que constantemente é requerida às chaves de potência, não há a possibilidade de que o sinal enviado pelo microcontrolador seja entregue diretamente às chaves. Caso isto ocorra, haveria baixa eficácia e altos níveis de perdas por parte

destas chaves de potência além da ocorrência de possíveis danos causados aos microcontroladores.

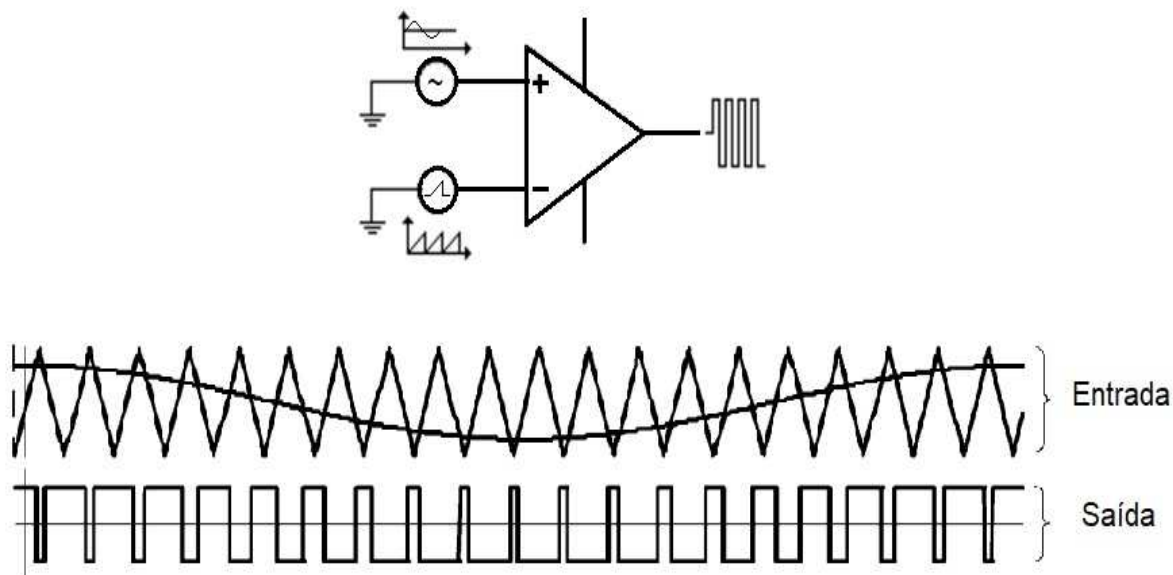
Este cenário gerou grande demanda por circuitos integrados capazes de solucionar grande parte destas complicações, criando, portanto, um componente intermediário que tratasse o sinal enviado pelo microcontrolador evitando os inconvenientes de design e adversidades físicas para que o funcionamento das chaves de potência se deem de forma correta. Este componente se tornou amplamente conhecido e referido na literatura como *Gate Driver*, assim portanto também referido desta forma neste trabalho.

3.3 Modulação de Largura de Pulso (PWM)

A modulação de largura de pulso, ou PWM, comumente utilizada na maioria dos circuitos eletrônicos, consiste na comparação de dois sinais de tensão onde estes são o sinal de referência e a onda portadora. Assim como pode ser visto pela Figura 3.2, a comparação destes sinais, referência e portadora, gera assim um terceiro sinal de saída com largura de pulso de acordo com a amplitude do sinal de referência, entre zero a cem por cento. No caso, a onda portadora é um sinal de alta frequência, geralmente na ordem de quilohertz e as três formas de onda portadora mais utilizadas são a de dente de serra, triangular e a dente de serra invertida, como mostrado na Figura 3.3.

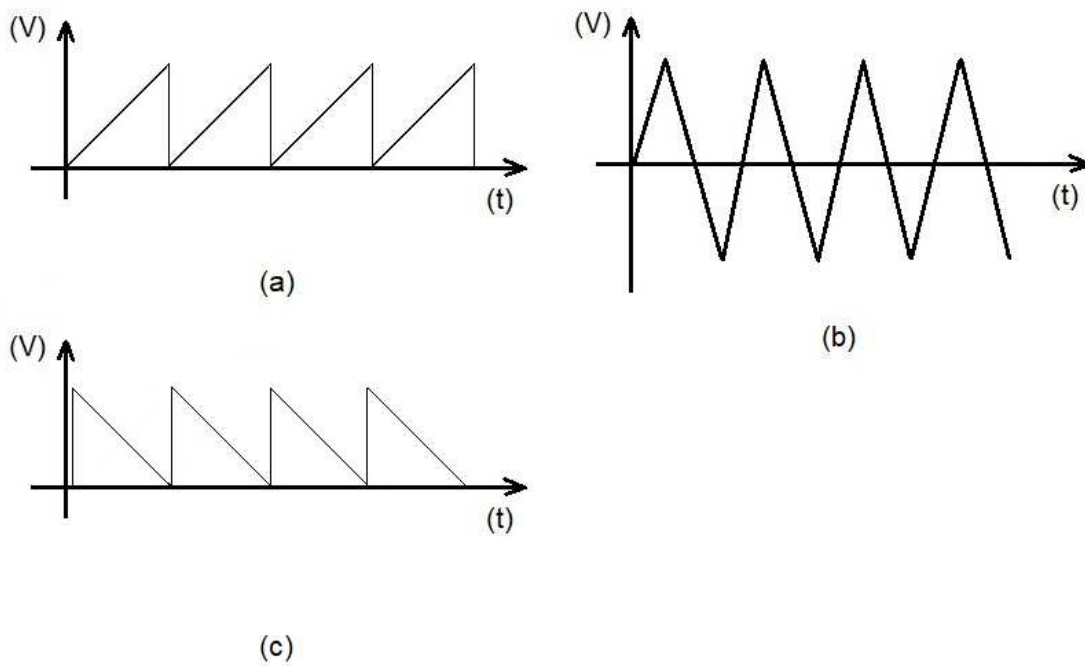
Pela Figura 3.4, é possível ver também alguns exemplos de razão cíclica, sendo esta a proporção do tempo que a saída do PWM está ligada em cada ciclo onde este tempo é baseado na subtração entre os dois sinais primários, referência e portadora. Por exemplo, se uma carga for ligada a uma chave de potência controlada por PWM com uma razão cíclica de 50%, só será entregue à carga metade da potência que seria entregue no caso de uma alimentação direta, sendo esta uma eficiente técnica de controle.

Figura 3.2: Comparador e formas de onda de entrada e saída



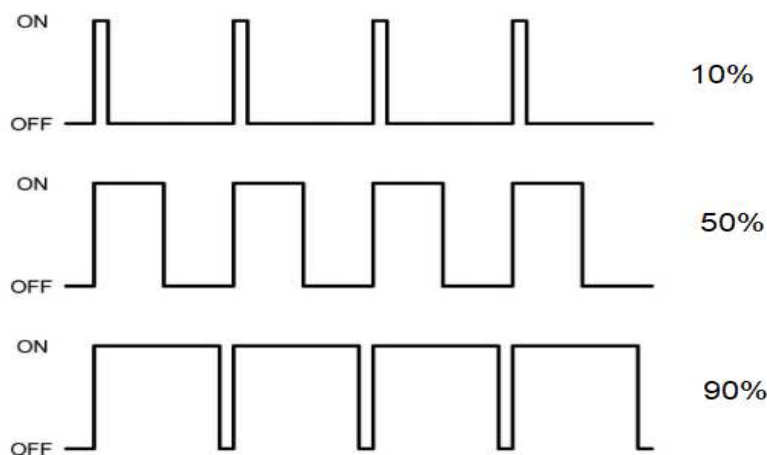
Fonte: Adaptado de Sun (2012)

Figura 3.3: Tipo de ondas portadoras, (a) dente de serra e (b) triangular (c) dente de serra invertida



Fonte: Adaptado de Sun (2012)

Figura 3.4: Exemplos de razão cíclica



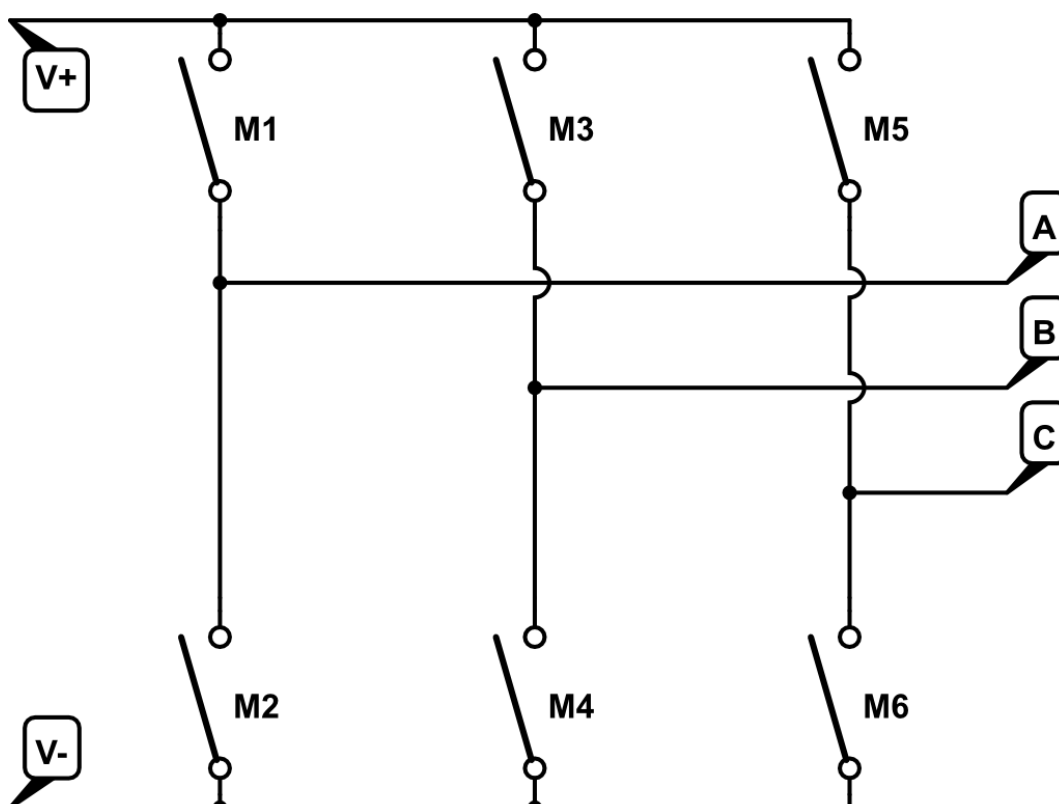
Fonte: Barr (2001)

3.4 Acionamento de ponte inversora trifásica para motores Brushless DC

Para um motor Brushless DC de 3 fases, a sequência ideal de comutação se dá sempre a partir de duas chaves por vez. Este caso em específico é denominado sequência de duas chaves, onde em cada passo de comutação são utilizadas duas chaves de modo a fazer com que um terminal do motor fique ligado à tensão positiva, um segundo terminal ligado à malha de terra e o terceiro em estado de não condução. Estes passos, baseando-se na Figura 3.5, são exemplificados pela tabela 3.1.

Há também a sequência de comutação de três chaves que, no caso, utiliza-se sempre de três chaves de potência funcionando simultaneamente fazendo com que todos os terminais do motor estejam em condução, geralmente aplicada à motores de indução trifásicos. Os passos de comutação para a sequência de três chaves, também baseando-se na Figura 3.5, são mostrados pela tabela 3.2. Apesar de também existir esta técnica, o fato do motor Brushless DC necessitar de que uma fase esteja sempre em estado de não condução faz com que não seja possível a aplicação da comutação sob sequência de três chaves a este motor.

Figura 3.5: Esquema de ponte trifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

Tabela 3.1: Lógica de comutação sob a sequência de duas chaves baseada na Figura 3.5.

Passo	Comutação	Chaves
1	A+B-	M1 e M4
2	C+B-	M5 e M4
3	C+A-	M5 e M2
4	B+A-	M3 e M2
5	B+C-	M3 e M6
6	A+C-	M1 e M6

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 3.2: Lógica de comutação sob a sequência de três chaves baseada na Figura 3.5.

Passo	Comutação	Chaves
1	A+B-C-	M1, M4 e M6
2	A+B+C-	M1, M3 e M6
3	A-B+C-	M2, M3 e M6
4	A-B+C+	M2, M3 e M5
5	A-B-C+	M2, M4 e M5
6	A+B-C+	M1, M4 e M5

Fonte: Elaborado pelo autor.

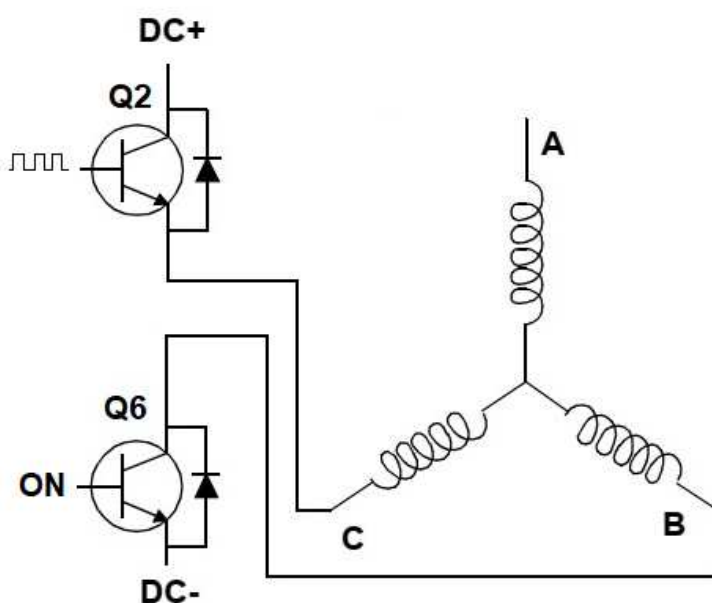
3.5 Estratégia de chaveamento suave (Soft Chopping)

Quando a técnica de PWM é utilizada, duas estratégias de chaveamento podem ser utilizadas em conjunto à essa. A primeira, o chaveamento suave (*soft chopping*) e, a segunda, o chaveamento dissipativo (*hard chopping*). Essas duas estratégias de chaveamento são distintas em relação ao modo de operação e, como consequência disso, geram distintas formas de onda e comportamentos de máquina.

Conforme ilustrado na Figura 3.6, na estratégia de chaveamento suave, o PWM é aplicado somente na chave ligada ao terminal positivo da fonte, denominada Q2, de acordo com a estrutura do controlador, enquanto a chave ligada à malha de terra da fonte, denominada Q6, permanece aberta a todo o tempo de condução. Essa estratégia impõe menos oscilação na corrente de fase e menor perda de chaveamento (Singh, 2010).

Já a estratégia de chaveamento dissipativo aplica o PWM em ambas as chaves envolvidas no passo de comutação, tanto Q2 quanto Q6. Essa estratégia impõe uma ondulação de corrente muito mais elevada se comparada com a técnica anterior além de produzir mais ruídos de chaveamento e interferências elétricas (Singh, 2010).

Figura 3.6: Estratégia de PWM chaveamento suave



Fonte: Adaptado de Miller (1993)

3.6 Ponte Inversora Trifásica sob o efeito de carga indutiva

Os fenômenos de flutuação de tensão abordados neste capítulo tendem a serem semelhantes entre si por todos fundamentarem-se em relação ao funcionamento do indutor. Porém, as diferenças entre estes fenômenos, abordados pelos subcapítulos (3.6.1), (3.6.2) e (3.6.3), se dão em relação ao tempo Δt ao qual cada fenômeno tem seu efeito sobre o sistema e também em relação às circunstâncias específicas que levam cada um destes fenômenos a serem produzidos. Estas circunstâncias, no caso, serão explicadas com maior detalhamento em cada subcapítulo.

3.6.1 Fenômeno de tensão *Back EMF* aplicado à ponte inversora trifásica

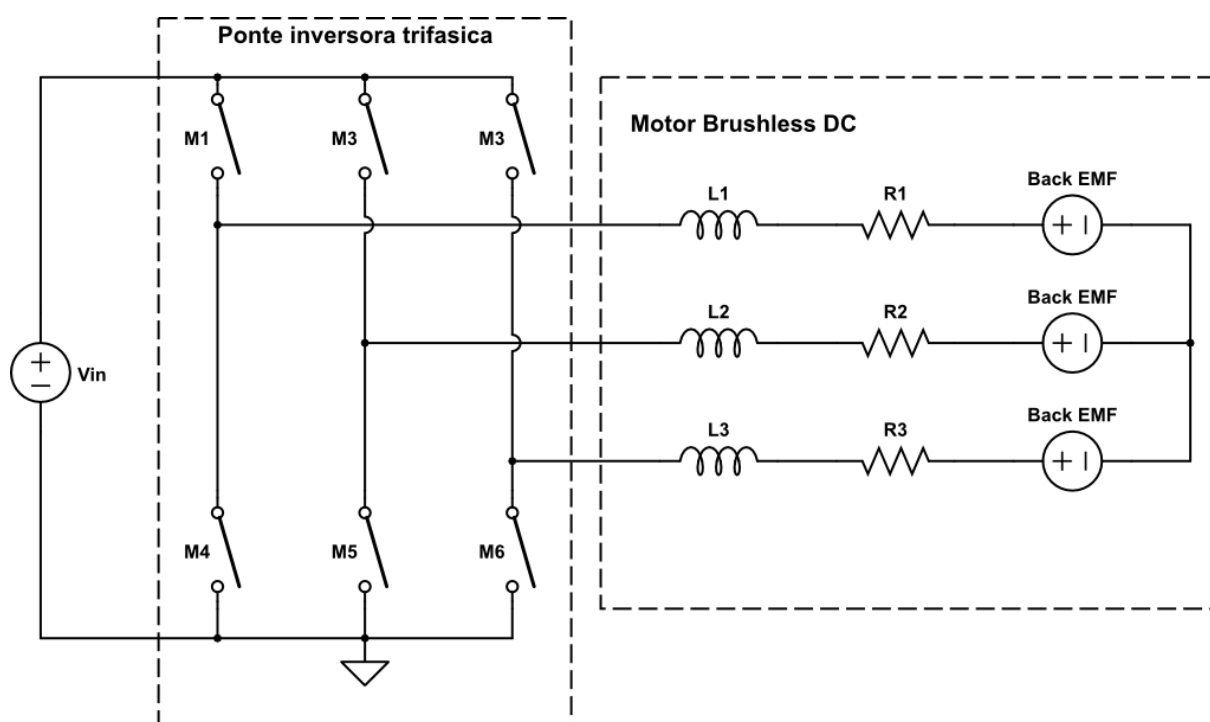
Assim como já explicado anteriormente, a aplicação de chaves de potência como os MOSFETs em circuitos de potência de motores, em especial no motor Brushless DC, traz consigo o fenômeno de flutuação da tensão *Back EMF* induzida aos quais as fases do motor em estado flutuante são submetidas. Como mostra a Figura 3.7, as chaves de potência dispostas no braço superior da ponte inversora trifásica, sendo elas M1, M3 e M5, por não estarem em estado de condução têm seu terminal inferior ligado diretamente à fase do motor. Considerando a circunstância descrita, enquanto a chave do braço superior manter seu estado de não condução, o terminal inferior desta chave estará sujeito às flutuações da tensão *Back EMF* advinda da fase do motor. É válido ressaltar que, assim como mostra (Shao, 2003), pode ser constatado experimentalmente que quando a chave entra em estado de condução a tensão de alimentação V_{in} sobrepõe-se à *Back EMF*. Isso faz com que a interferência da *Back EMF* não seja considerada sob esta chave até o momento em que ela retorna ao seu estado de não condução.

Neste cenário, as chaves de potência submetidas à esta situação tendem a trabalhar com altos valores de perdas por chaveamento e condução, e caso a tensão aplicada ao terminal Fonte seja extremamente superior à tensão produzida pelo *Gate Driver*, a chave entrará em estado permanente deixando de permutar

entre estados, pois a discrepância entre valores fará com que o sinal de tensão enviado pelo *Gate Driver* seja ínfimo, se comparado às flutuações de tensão no terminal Fonte, tornando este *Gate Driver* incapaz de alterar a tensão V_{GS} de forma satisfatória para que seja alcançada a mudança de estado da chave (Williams, 2006).

Uma das formas de resolver os problema advindos deste efeito será discutido no subcapítulo 3.7.

Figura 3.7: Ponte inversora trifásica ligada ao Motor Brushless DC



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

3.6.2 Fenômeno de tensão *Flyback* transiente aplicado à ponte inversora trifásica

De acordo com a lei de indução de Faraday, a mudança no fluxo de corrente elétrica em um indutor faz com que este induza tensão elétrica em seus terminais forçando com que o valor de corrente mantenha-se na mesma intensidade de antes. Na utilização de comutadores mecânicos, caso a passagem de corrente elétrica seja subitamente interrompida, a tensão induzida por este indutor aumentará à valores extremos a ponto de fazer com que o ar passe a conduzir forçando a passagem de corrente pelos terminais do comutador. Este

fenômeno produz os tão famosos arcos elétricos que podem ser observados quando chaves de alta tensão mudam seu estado de condução.

Quando comutadores de estado sólido, como os MOSFETs, são levados em consideração neste cenário descrito, a tendência é que uma grande queda de tensão através de seus terminais Dreno e Fonte seja criada quando a chave comuta entre estados. Pois, diferentemente de circuitos comutados mecanicamente onde a corrente tende a fluir pelo ar, neste caso, pelos MOSFETs não serem comutadores mecânicos, não há a possibilidade de que esta energia dissipe-se da mesma forma. Assim sendo, a tendência é que toda a energia armazenada no campo magnético do indutor seja descarregada no próprio MOSFET fazendo com que este, caso não seja destruído instantaneamente, venha a sofrer com desgaste prematuro e mal funcionamento.

Existem algumas formas de amortecer os impactos desta tensão *Flyback* transiente descrita neste capítulo. Um exemplo disso é o uso de um circuito amortecedor de tensão, também chamado de Snubber, em paralelo à cada chave de potência (Toshiba, 2018). Assim como mostra (Severns, 2006), estes Snubbers podem ser montados de três formas diferentes: Na sua forma mais básica, este circuito é composto por um resistor em série a um capacitor. Em sua forma híbrida, é adicionado também um diodo em paralelo ao resistor. E, por fim, em sua forma mais complexa, há a junção dos dois circuitos, tanto o básico quanto o híbrido, ambos em paralelo um ao outro.

3.6.3 Fenômeno *Freewheeling* aplicado à ponte inversora trifásica

O Fenômeno de *Freewheeling* tende a ocorrer exatamente após a ocorrência do fenômeno de tensão *Flyback* transiente, porém, algumas condições específicas são requeridas para isto. Neste caso, como consequência ao aumento de impedância no caminho ao qual a corrente do indutor fluía, há a tendência natural de que esta mude sua trajetória para caminhos alternativos de baixa impedância, denominados “Junções *Freewheeling*” (Bimbhra, 2012).

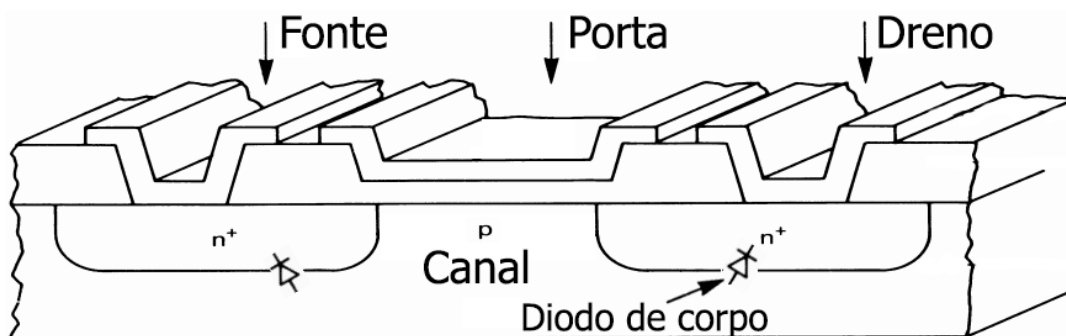
Caso estas junções *freewheeling* sejam providas estrategicamente no circuito, é possível fazer com que a dissipação da energia armazenada no campo magnético do indutor seja feita por este caminho alternativo, ao invés de recair sobre o MOSFET que cessou o fluxo de corrente.

Assim sendo, o fenômeno de freewheeling torna-se extremamente necessário para sistemas possuidores de chaves de potência sob alta influência de efeitos indutivos, pois, havendo estas junções *freewheeling* em locais estratégicos, um caminho de baixa impedância é provido à corrente elétrica evitando possíveis danos pelo surto de tensão transiente eventualmente gerado pelo indutor.

3.6.3.1 Junção P-N *Freewheeling* em MOSFETs de canal-N

Nos MOSFETs encontra-se um terminal denominado Canal que, na maioria das vezes, não é alcançável fisicamente por estar ligado ao terminal Fonte. Porém, este terminal Canal desempenha um papel importante quando consideramos o fenômeno de *Freewheeling*, pois existe uma junção P-N, junção “p” precedida de uma junção “n”, vide Figura 3.8, entre o terminal Dreno e o Canal, formando a configuração de um diodo denominado “Diodo de corpo” (Williams, 2006). Este diodo faz com que, sempre quando a tensão de Fonte seja positiva em relação ao Dreno, uma corrente flua da Fonte para o Dreno dado o terminal Canal conectado ao Fonte.

Figura 3.8: Junção P-N formando o Diodo de corpo.



Fonte: Adaptado de (Williams, 2006)

Dado a explicação sobre o diodo de corpo ao qual MOSFETs de canal-N possuem e considerando a topologia de uma ponte inversora trifásica, é possível perceber que, durante o funcionamento padrão desta topologia sob o efeito de cargas indutivas, há a possibilidade de que os MOSFETs de canal-N sejam submetidos à tensões de Fonte superiores à tensão de Dreno fazendo com que

estes, portanto, funcionem como uma junção *freewheeling* mesmo quando em estado de não condução.

3.6.3.2 Diodo Freewheeling

Apesar de MOSFETs terem a capacidade de funcionarem como junção *freewheeling*, estes componentes estão constantemente submetidos à várias formas de dissipação de calor como por chaveamento e condução. Além disso, o diodo de corpo advindo da construção física do MOSFET, apesar funcionar como um diodo normal, este possuir valores de impedância e capacitância intrínsecas consideravelmente elevadas fazendo com que suas características como queda de tensão, perda por condução e tempo de recuperação reversa sejam maiores em comparação à um diodo comum (Williams, 2006). Tais fatores fazem com que o uso de MOSFETs como junção *freewheeling* seja um tanto quanto ineficaz.

Geralmente, pontes inversoras trifásicas submetidas a sistemas indutivos de alta potência tendem a serem acompanhadas de diodos de *freewheeling* adicionados em paralelo às chaves de potência. Esta estratégia, apesar de adicionar componentes, traz como vantagem a diminuição de perdas e o aumento na confiabilidade do sistema em geral, assim como mostram (Bimbhra, 2012) e (Kim, 2003). Além disso, o fato deste diodo estar desempenhando o papel de junção *freewheeling* dá ao MOSFET maior vida útil de funcionamento.

3.7 Técnica *Bootstrap*: Acionamento de chaves sob flutuação de tensão

Como discutido neste capítulo, em aplicações onde há o efeito de carga indutiva, as chaves de potência que compõem a ponte inversora trifásica estão constantemente submetidas à variações bruscas de tensão em seus terminais ligados ao circuito de potência fazendo com que fenômenos como os de tensão de Flyback, Back EMF e também o fenômeno de *freewheeling* interfiram no funcionamento destas chaves de forma indesejável. Mesmo com alguns métodos para amenizar os efeitos destes fenômenos, como a adição de circuitos *Snubber* e diodos *freewheeling*, não é possível evita-los totalmente no circuito. Portanto, já que estes fenômenos são extremamente persistentes sobre o sistema, cria-se a

necessidade de fazer com que todo o circuito de acionamento de chaves esteja constantemente lidando com estes distúrbios e readaptando seu funcionamento em relação à estes.

Neste cenário, é trazido como forma de lidar com estes distúrbios a técnica *Bootstrap*. A condição principal que leva esta técnica a ser capaz de expressar resultados satisfatórios em controle de sistemas complexos, como aponta (Balogh, 2001), é justamente por conter um circuito de realimentação ligado diretamente ao ponto de tensão flutuante onde estes fenômenos acontecem. Pois, conectando o circuito de acionamento das chaves ao ponto flutuante torna a própria flutuação de tensão na chave como sendo a referência do sinal advindo do *Gate Driver*. Ou seja, a tensão enviada pelo *Gate Driver* reproduzirá a flutuação do ponto flutuante fazendo com que a própria interferência seja a referência do sinal de ativação das chaves, assim sendo, incorporando as interferências ao circuito de acionamento e readaptando-se a elas. Este fato torna a técnica de *Bootstrap* extremamente capacitada a prover máxima eficiência à circuitos onde eletrônica de potência é envolvida, assim como mostram (Molepo, 2002), (Yu, 2001) e (Ali, 2010). Sendo, também, esta técnica possuidora de vasta literatura, aplicações relacionadas, além de variações mais complexas e ainda mais eficientes.

Baseando-se no circuito exibido pela Figura 3.9, é possível notar que quando o terminal OUT entra em nível lógico alto e, dado que a lógica de OUT é invertida pela porta lógica NOT, será acarretado a diminuição da tensão V_{GS} da chave M3 fazendo com que ela entre em estado de não condução. Uma pequena quantidade de corrente advinda da fonte V_{drv} flui pelo diodo D_{bst} e pelo resistor R1 até o terminal Base dos Transistores Q1 e Q2 fazendo com que estes entrem em estado de condução, para Q1, e não condução, para Q2, causando o carregamento do terminal Porta da chave de potência M1 até que esta chave entre em estado de condução pelo aumento de sua tensão V_{GS} . A partir do momento em que a chave de potência entra em estado de condução, a tensão em seu terminal *Source* pode ser considerado igual à fonte V_{in} que fornece a tensão de alimentação do circuito de potência. Neste momento, a chave deverá, portanto, iniciar seu processo de reversão de estado, pois a tensão V_{in} deve, pelo

menos, ser igual à tensão V_{drv} neste tipo de aplicação fazendo com que a tensão V_{GS} tenda a ser menor ou igual a zero. Porém, a partir deste mesmo momento, haverá carga elétrica fluindo pelo capacitor C_{bst} em direção ao terminal Porta da chave M1 dado que este capacitor, antes carregado pela tensão da fonte V_{drv} , esteja em processo de reequilíbrio de carga entre suas placas como consequência à nova tensão, advinda da fonte V_{in} , imposta sobre um de seus terminais. Após cessada a passagem de corrente elétrica pelo capacitor C_{bst} por este obter seu equilíbrio, a tensão do terminal Porta da chave M1 será maior do que a tensão em seu terminal Fonte, fazendo com que a diferença de potencial V_{GS} mantenha-se assim como era no exato momento em que a chave iniciou sua transição de estado. Entretanto, é válido pontuar que houveram acréscimos consideráveis no nível de carga em ambos os terminais, tanto o Porta quanto o Fonte.

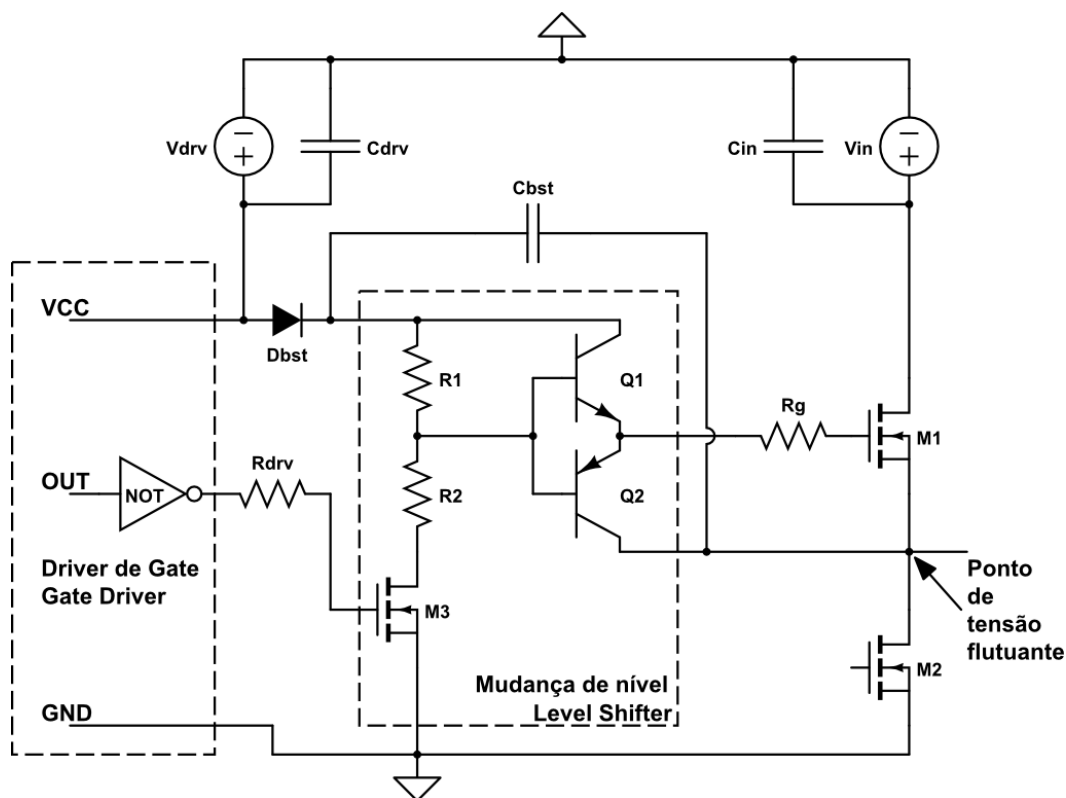
Supondo a tensão no ponto de flutuação sendo maior que V_{drv} , mesmo antes de M1 entrar em estado de condução, o que é possível quando se trata de motores elétricos, principalmente do motor Brushless DC pela Back EMF induzida na fase em não condução, a única diferença no processo de ativação da chave M1 será de que ao invés da mudança de estado dos transistores Q1 e Q2 ser ativada por uma corrente que flui pelo diodo D_{bst} advinda da fonte V_{drv} , esta corrente virá do capacitor C_{bst} por este já encontrar-se carregado pela tensão do ponto de tensão flutuante. E o diodo D_{bst} , ao invés de estar conduzindo neste momento, estará bloqueando a propagação da tensão advinda do ponto de tensão flutuante assim como também bloqueará a tensão V_{in} quando a chave entrar em estado de condução.

Quando o terminal OUT entra em nível lógico baixo, ou seja, fazendo a chave M3 começar a conduzir corrente elétrica, os transistores Q1 e Q2 inverterão seus estados de condução, fazendo com que toda a carga armazenada no terminal Porta da chave M1 seja descarregada para o ponto flutuante através do transistor Q2. Desta forma, a chave M1 entrará em estado de não condução dado que agora a tensão no terminal Porta tenderá a ser igual a tensão no terminal Fonte.

Um detalhe sobre ambos os momentos, tanto o de condução quanto o de não condução da chave M1, é que, no segundo caso, o de não condução da chave M1, sendo o terminal Porta conectado ao terminal Fonte pelo transistor Q2 que está em estado de condução, toda a flutuação do ponto flutuante será refletida à ambos os terminais não causando interferências à tensão V_{GS} e, portanto, fazendo com que a chave M1 não sofra com os problemas causados pelas flutuações neste ponto. Já no momento de condução da chave M1, dado o transistor Q2 em estado de não condução, os componentes que manterão os terminais Porta e Fonte conectados da mesma forma como descrito anteriormente serão o capacitor C_{bst} juntamente com o transistor Q1, que no caso estará em estado de condução, fazendo com que a chave M1 também não sofra com as flutuações deste ponto quando em estado de condução.

Pela Figura 3.9 é possível notar também que, pelo fato de ser feito a utilização de um circuito de mudança de nível, todas as vantagens e desvantagens deste circuito, assim como mostram (Balogh, 2001) e (Schaefer, 2013), serão também adicionadas à técnica Bootstrap aqui discutida.

Figura 3.9: Circuito Bootstrap



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc, baseado em (Semicondutor, 2008).

3.8 Opto acoplador: Isolamento de alta Impedância

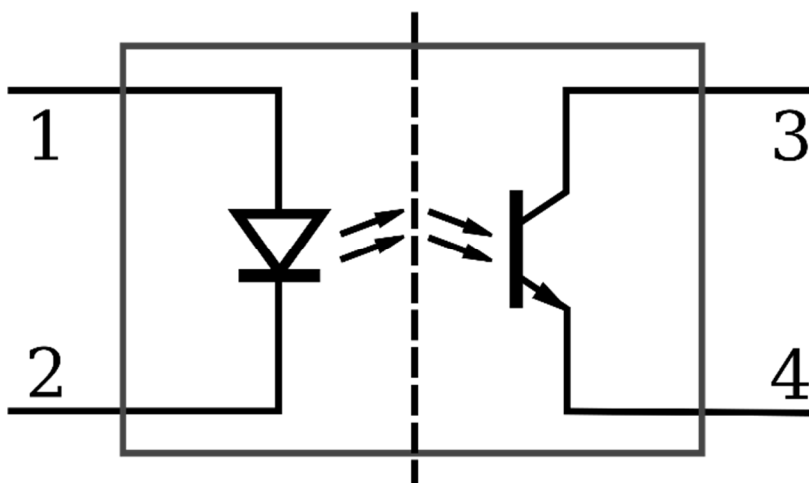
Em componentes intermediários onde dois níveis de tensão diferentes são ligados simultaneamente, como no caso dos Gate Drivers, há grande preocupação em relação à fuga de corrente de um circuito para o outro, principalmente quando a discrepância entre os níveis de tensão toma grandes proporções. Portanto, ao se desenvolver tais circuitos eletrônicos, é necessário que algumas medidas de segurança sejam levadas em consideração.

A medida de proteção mais importante e eficaz quando este tipo de situação é levado em consideração é a isolamento elétrica entre os circuitos. Isso pode ser importante tanto no caso em que se deseja segurança, isolando ambos os circuitos, e ainda quando se deseja maior imunidade aos ruídos que possam ser propagados entre estes circuitos (Haberberger, 2004).

Assim sendo, tem-se a utilização do Opto acoplador composto por um diodo emissor de luz próximo à um fototransistor onde um circuito é ligado ao diodo e o outro circuito é ligado ao fototransistor como mostra a Figura 3.10. Desta forma, ambos os circuitos são totalmente isolados eletricamente entre si, porém, ainda havendo a passagem de informações feita justamente pela luz que viaja do diodo até o foto transistor, tornando-a a única ligação entre os circuitos. Neste caso, como a luz é a única forma de comunicação entre os circuitos, há, portanto, uma isolamento de alta impedância, pois praticamente não há nenhuma possibilidade de que corrente elétrica flua por este caminho de um circuito ao outro.

Um único detalhe negativo sobre esta estratégia de isolamento é que, no caso, todo o processo para que a informação vá de um circuito ao outro toma relativamente mais tempo do que se caso trilhas de cobre fossem utilizadas. Esta característica recebe o nome de “tempo de propagação” e seus valores habitam em torno dos nano segundos.

Figura 3.10: Opto Acoplador.



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

4. MÉTODOS PARA A DETECÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DO ROTOR.

O fenômeno dos campos magnéticos girantes criado pela indução de tensão alternada do estator ao rotor, onde o campo magnético no rotor está sempre alinhado ou tentando alinhar-se ao campo magnético no estator, faz com que o rotor entre em movimento mecânico sendo impulsionado justamente pela aceleração angular advinda da interação entre os campos magnéticos, desta forma, não sendo necessário saber a posição do rotor ou sua velocidade instantânea para que o motor funcione de forma apropriada (Acarney, 2006). Todavia, é importante ressaltar que somente motores baseados em tensão alternada providos de enrolamentos em seus estatores e que possuam alguma forma de que corrente elétrica seja induzida em seus rotores, tanto por barras condutoras curto-circuitadas ou por enrolamentos, são capazes de tirarem proveito desta estratégia.

Recorrendo ao segundo capítulo deste trabalho, onde é explicado as características construtivas do motor Brushless DC, é possível notar que este motor não apresenta nenhuma forma de que corrente elétrica seja induzida em seu rotor e, sendo assim, não possível a utilização da estratégia de funcionamento citada anteriormente. Portanto, para que seja realizado o controle deste motor é de essencial importância que seja sabido a posição e a velocidade instantânea do rotor, pois desta forma é possível adaptar seu funcionamento à estratégia de

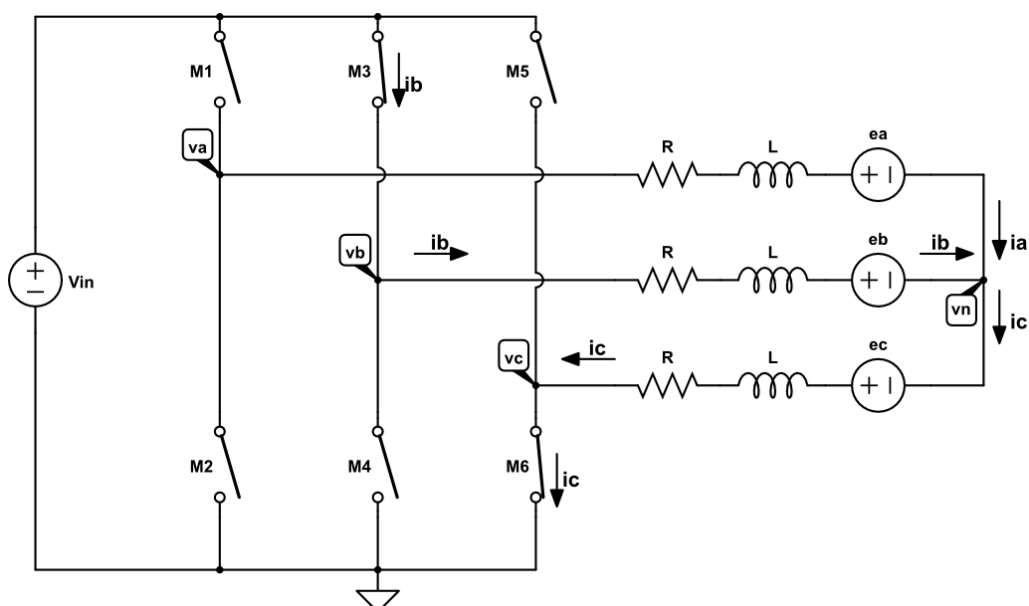
comutação em seis passos. A seguir, são discutidas formas de controle capazes de prover funcionamento adequado a este motor.

4.1 Detecção via *Back EMF*

Como pela Equação (2.7.6) tem-se que a *Back EMF* se comporta em função da variável velocidade angular, é possível concluir que se obtido os valores de *Back EMF* no terminal da fase em estado de flutuação, ou seja, a fase onde não há condução de corrente elétrica, pode-se, então, obter os valores de velocidade instantânea do rotor. Neste método utilizaremos estas informações para indiretamente medir a velocidade e, conseqüentemente, a posição do rotor. Para tal, sempre será considerado pelo menos um ponto de medição em um dos terminais onde se alimenta o motor com sua tensão nominal de funcionamento.

Para ilustrar melhor a lógica proposta, será considerado o momento de condução da fase B para a C justamente quando a chave estiver em estado de condução, assim como é mostrado pela Figura 4.1. Há corrente elétrica fluindo pela chave M3, onde encontra-se o terminal positivo da fonte de alimentação, até a chave M6, onde é há a malha de terra do circuito. Enquanto isso, a fase A do motor mantém-se em estado flutuante, pois este motor requer a comutação em seis passos de duas chaves, assim como explicado anteriormente.

Figura 4.1: Circulação de corrente elétrica na ponte inversora trifásica



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

A seguir, será realizado o equacionamento de tensão das fases do motor tendo como base a Figura 4.1.

Para fase A:

$$v_a - v_n = e_a \quad (4.1.2.1)$$

Para fase B, desconsiderando a queda de tensão na chave M3:

$$v_{in} - v_n = r i_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (4.1.2.2)$$

Para fase C, desconsiderando a queda de tensão na chave M6:

$$v_n - 0 = r i_c + L \frac{di_c}{dt} - e_c \quad (4.1.2.3)$$

Subtraindo a Equação 4.1.2.2 da Equação 4.1.2.3, temos

$$2v_n - v_{in} = r(i_c - i_b) + L \left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) - e_c - e_b \quad (4.1.2.4)$$

Sendo este sistema equilibrado, ou seja, sem levar em consideração os distúrbios causados por frequências harmônicas, é possível visualizar a lei de nós aplicada ao nó V_n assim como mostra a Equação 4.1.2.5. Sendo a fase A em estado flutuante, sua corrente de fase será nula. É possível então concluir que a Equação 4.1.2.6, neste caso, seja uma consequência verdadeira da Equação 4.1.2.5.

$$i_a + i_b - i_c = 0 \quad (4.1.2.5)$$

$$i_b = i_c \quad (4.1.2.6)$$

Tomando a forma diferencial da Equação 4.1.2.6 em relação ao tempo:

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{di_c}{dt} \quad (4.1.2.7)$$

Assim sendo, a Equação 4.1.2.4 pode ser reescrita como segue:

$$v_n = \frac{v_{in}}{2} - \frac{e_c + e_b}{2} \quad (4.1.2.8)$$

Além disso, pelo sistema ser equilibrado, como já mencionado anteriormente, é possível constatar que o somatório das tensões induzidas nos enrolamentos deve ser igual a zero.

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (4.1.2.9)$$

Das Equações 4.1.2.8 e 4.1.2.9, então, é possível obter:

$$v_n = \frac{v_{in}}{2} + \frac{e_a}{2} \quad (4.1.2.10)$$

Portanto, a tensão do terminal A, dada pela Equação 4.1.2.1, em estado flutuante, pode ser reescrita baseada na Equação 4.1.2.10, assim como segue.

$$v_a = \frac{3}{2} e_a + \frac{v_{in}}{2} \quad (4.1.2.11)$$

Pela Equação 4.1.2.11 é possível concluir que, quando o PWM está em estado de condução, a tensão no terminal da fase flutuante é diretamente proporcional à *Back EMF* instantânea multiplicada por três meios, sendo este valor ainda somado pela metade da tensão de alimentação do circuito. Assim sendo, medindo as fases em momento de flutuação e realizando as operações matemáticas baseadas na equação 4.1.2.11, considerando as modificações necessárias para cada fase em específico, encontra-se o valor de Back EMF instantânea gerada enquanto o PWM opera em estado de condução para qualquer fase do motor.

4.2 Circuito de realimentação

Dado a necessidade de serem apropriadamente medidos os valores de tensão que se encontram nos terminais do motor e a utilização do método de detecção via *Back EMF*, o emprego de um circuito de realimentação ligado diretamente à fase que se pretende monitorar é de extrema importância. Neste circuito de realimentação, haverá componentes que servirão como filtro, para que ruídos de elevada frequência não interfiram na coleta de informações, assim como atenuadores, pelo fato destes sinais estarem em patamares extremamente elevados para o nível dos componentes que compõem a parte lógica de processamento. Geralmente, componentes como microchips e circuitos integrados, integrantes do sistema de processamento lógico, são sensíveis à ruídos harmônicos e possuem baixa potência de operação fazendo com que não funcionem corretamente caso a tensão coletada ultrapasse cinco ou doze Volts, dependendo do componente, assim como quando valores de corrente são elevados ou quando há grande quantidade de frequências harmônicas nos sinais coletados.

Atendendo à todos os requisitos citados acima, temos o circuito de realimentação como mostra a Figura 4.2 que proverá a realimentação necessária para que o processamento lógico aconteça de forma correta. No caso, os valores de resistência dos resistores e de capacitância do capacitor serão decididos baseando-se nas características físicas do motor e também na tensão e corrente de trabalho dos componentes que analisarão estes sinais coletados.

Composto por um resistor R_1 e um capacitor C_1 , a primeira parte do circuito forma um filtro passa-baixa que, como o nome já indica, dá permissão apenas à sinais de baixa frequência a serem transmitidos à diante. Sendo, ainda, a largura de banda e o valor mínimo de frequência à ser filtrada dependente da interação entre os valores de capacitância e resistência dos componentes que compõem o filtro passa-baixa assim como mostra a Equação 4.2.1.

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.2.1)$$

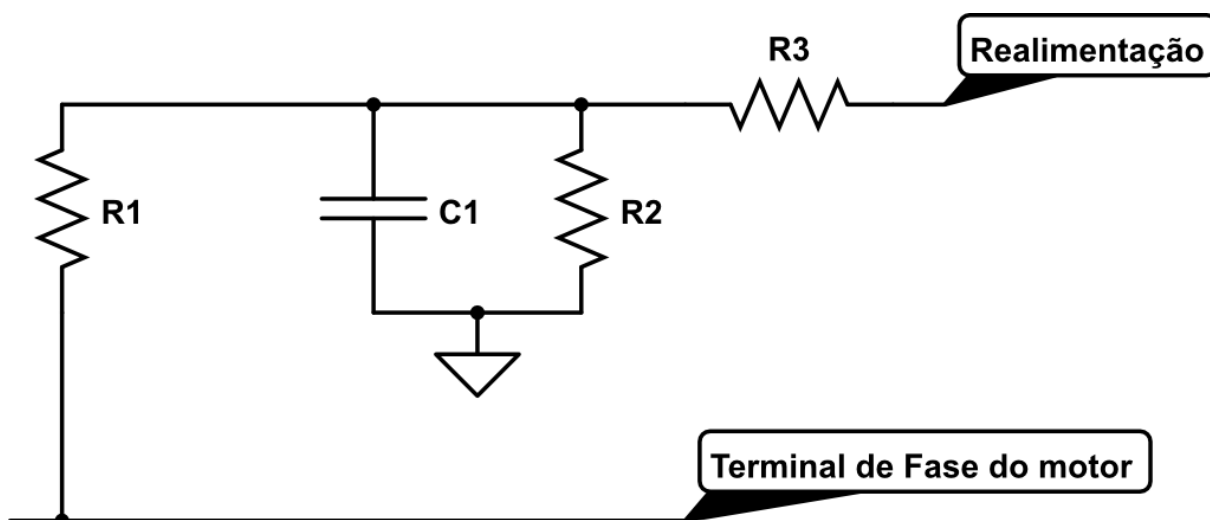
Após este filtro, tem-se um divisor de tensão composto pelos resistores R_1 e R_2 responsável por completar a malha de circuito para os sinais que não são filtrados pelo capacitor C_1 e também por dividir a tensão advinda do terminal do motor baseado na Equação 4.2.2 a seguir.

$$V_{\text{feedback}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{in}} \quad (4.2.2)$$

Onde a tensão V_{feedback} é a tensão que será aplicada ao terminal do microcontrolador, R_1 e R_2 os resistores que compõem o circuito e V_{in} a tensão aplicada no terminal do motor. O cálculo da tensão V_{feedback} é imprescindível para a proteção do componente de processamento lógico, o microcontrolador, dado que estes componentes suportam baixos níveis de tensão de trabalho em seus terminais input assim como já comentado anteriormente.

Por fim, há o resistor R_3 que somente é utilizado para que o terminal responsável por prover o sinal de *Back EMF* para o microcontrolador não esteja em curto-circuito.

Figura 4.2: Circuito de realimentação para coletar sinal de Back EMF



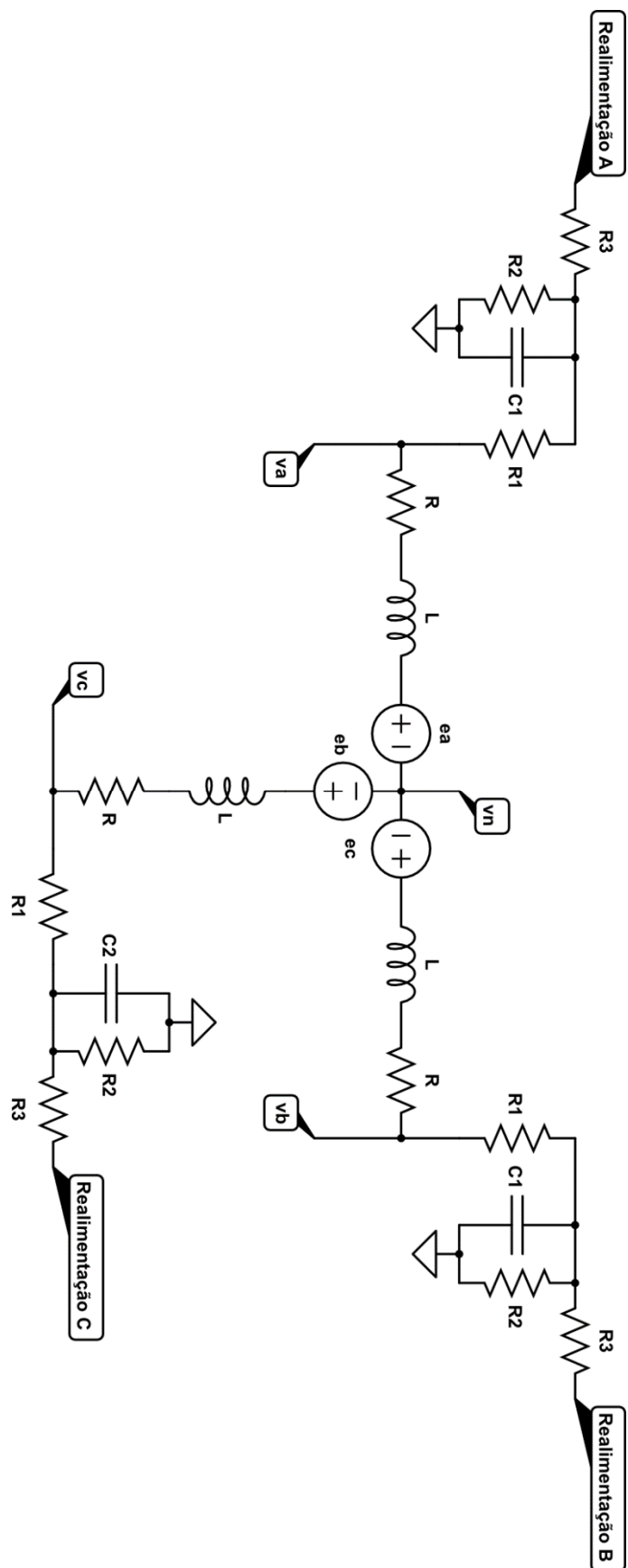
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

Consideremos agora o mesmo circuito mostrado pela Figura 4.2 sendo utilizado no terminal de todas as três fases do motor como mostra a Figura 4.3.

Quando é levado em consideração níveis de velocidades mais elevados, geralmente é requerido microprocessadores com grande valores de *clock*² para que estes sejam capazes de aferir maior quantidade de informação em período de tempo extremamente reduzido diante às altas rotações do motor que são requeridas.

²Clock: Frequência de referência que um processador usa de base para a execução de instruções.

Figura 4.3: Circuitos de realimentação ligados aos terminais do motor.



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

4.3 Detecção via Sensores de Efeito Hall

O fato do motor BLDC possuir ímãs permanentes dispostos sobre a superfície interior de seu rotor, assim como explicado anteriormente, e de que a soma total do campo magnético de cada ímã resulta em um vetor campo magnético com origem no eixo central do motor, dão ao campo magnético criado pelos ímãs a característica de reproduzir o movimento angular do rotor fazendo com que ambos movimentem-se de forma sincronizada. Desta forma, o monitoramento do campo magnético criado pelos ímãs implica, portanto, na capacidade de se obter informações sobre a velocidade e a posição do rotor.

Tendo como base a teoria de funcionamento dos sensores de efeito Hall, é sabido que estes são capazes de medir variações no campo magnético que a eles é aplicado faz com que seja possível, portanto, que seja planejado um método de controle que se baseia nestes sensores.

De forma geral, é utilizado três sensores de efeito hall distribuídos pelo rotor separados em cento e vinte graus entre si fazendo com que uma rotação completa do rotor seja dividida em três diferentes quadrantes, onde cada sensor ficará responsável pelo monitoramento de seu quadrante específico. Estes sensores, dado que o rotor esteja em movimento angular, serão os responsáveis pelo envio de informações de posição e velocidade instantânea.

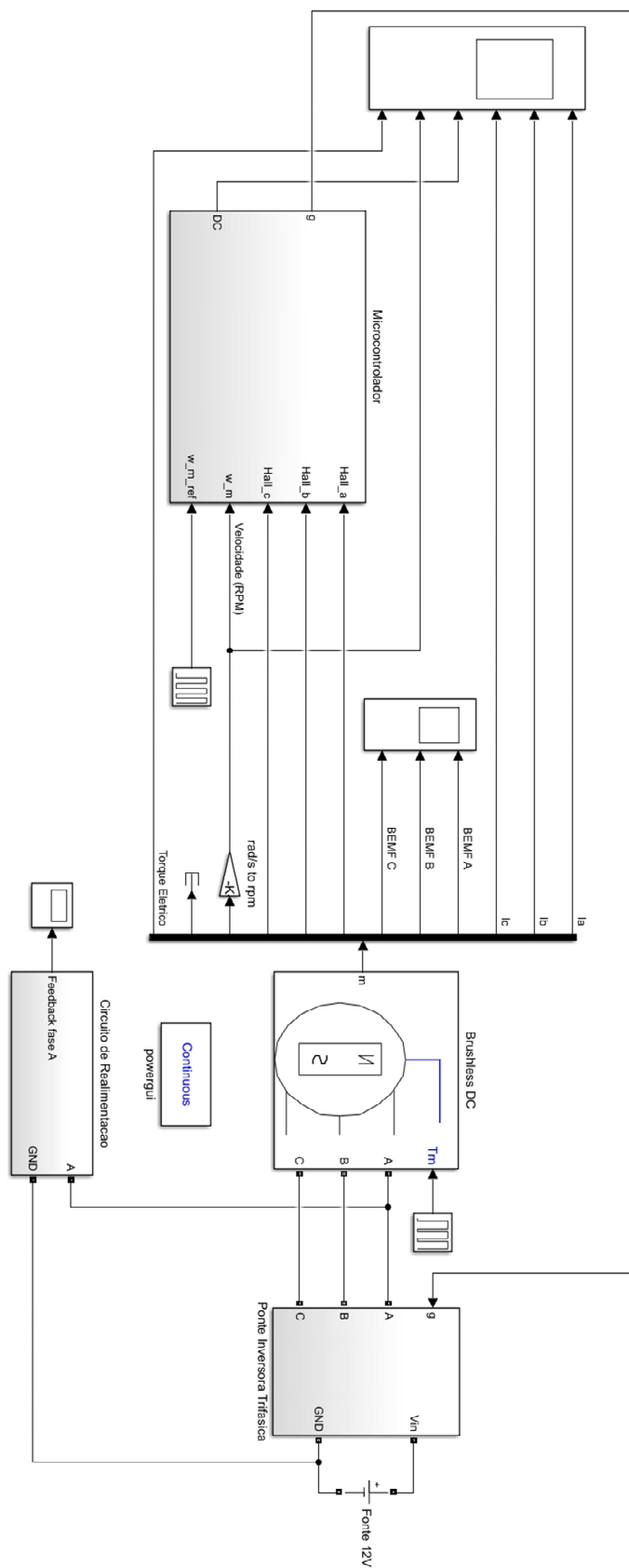
É válido ressaltar que, como os ímãs permanentes são dispostos no rotor de forma muito próxima uns aos outros alternando seus polos magnéticos sequencialmente entre si, existe a tendência na utilização de sensores com sinal digital, capazes de enviar somente os valores lógicos um e zero, além do uso de modelos bipolares capazes de serem acionados na presença de um polo sul magnético e desligados na presença de um polo norte magnético. Trazendo, portanto, conveniência à este método de detecção, pois faz com que os sensores sempre estejam alternando seu sinal no momento em que há o fim físico de um ímã e o começo físico de outro à frente do sensor.

5. SIMULAÇÃO DO MOTOR BRUSHLESS DC VIA MATLAB/SIMULINK

Dado que a construção de um protótipo requer tempo e recursos financeiros, critérios mais rígidos devem ser utilizados para que as decisões sobre os próximos passos de desenvolvimento do projeto sejam tomadas. Desta forma, há a necessidade de reafirmar as conclusões obtidas no pré-projeto, que serão mostradas no próximo capítulo, pois, geralmente, o design do sistema obtido nesta etapa necessita de que sejam feitas suposições sobre alguns efeitos físicos ou, dependendo da complexidade do fenômeno, há até mesmo a desconsideração total deste. De certa forma, apesar desta estratégia fazer com que o design seja mais rápido, o resultado final passa a ser passivo de questionamentos. Uma das formas para que mais confiabilidade seja atribuída aos resultados obtidos no design é a utilização de simulações em software para comprovar que tais suposições foram feitas de forma correta.

O software MATLAB, capaz de realizar simulações através de seu ambiente de simulação denominado SIMULINK, é utilizado para que estes efeitos de grande complexidade possam ser calculados e amostrados de forma razoável. Desta forma, o design e os cálculos realizados posteriormente estarão de forma indireta sendo testados através dos resultados obtidos pelas simulações fazendo com que estes sejam reconsiderados. É válido lembrar que o sistema ao qual as simulações terão seu foco será o motor BLDC, representado na Figura 5.1 pelo modelo provido pelo fabricante do software MATLAB. Esta escolha se deve ao fato deste motor ser o elemento fundamental ao qual toda a teoria desenvolvida neste trabalho é aplicada. Assim sendo, caso a simulação do motor seja feita, é possível analisar o comportamento de todos os sistemas que trabalham em paralelo ao motor de forma mais aprofundada.

Figura 5.1: Configuração de blocos do sistema a ser simulador



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

A seguir, é exibido os parâmetros utilizados no modelo do motor Brushless DC. Pela Tabela 5.1, é possível ver as informações sobre a tensão nominal, o número de fases, o número de polos, a resistência de fase do estator, a indutância de fase do estator, a inércia do motor, o amortecimento viscoso do motor, a forma de Back EMF e o fator K_e , que é o quociente entre a tensão RMS de linha em volts pela velocidade do rotor em quilo-RPM. Estes valores foram escolhidos propositalmente de forma a simular um motor ao qual o projeto de controlador desenvolvido no capítulo posterior seja capaz de prover funcionamento adequado. Sendo assim, neste capítulo será possível obter algumas conclusões sobre o funcionamento do controlador e averiguar se existem inconsistências de cálculo ou mal dimensionamento no pre-projeto sem que o uso de algum tipo de protótipo seja requerido. Apesar disso, é válido lembrar que as simulações não refletirão com total fidelidade o funcionamento real do sistema, porém certamente estas serão ainda de grande ajuda para expor possíveis erros de pre projeto.

Tabela 5.1: Parâmetros do motor Brushless DC.

Tensão Nominal (V_{in})	12 (Volts)
Numero de fases	3
Numero de polos (P)	12
Resistencia de fase (R)	0,231622 (Ohm)
Indutancia de fase (L)	0,000621 (Henry)
Inercia do motor (J)	0,0006255 (kg.m ²)
Amortecimento Viscoso (F)	0,000295 (N.m.s)
Quociente de tensão por RPM (K_e)	4,9989 (V _{rms} /kRPM)
Forma de Back EMF	Trapezoidal

Fonte: Elaborado pelo autor.

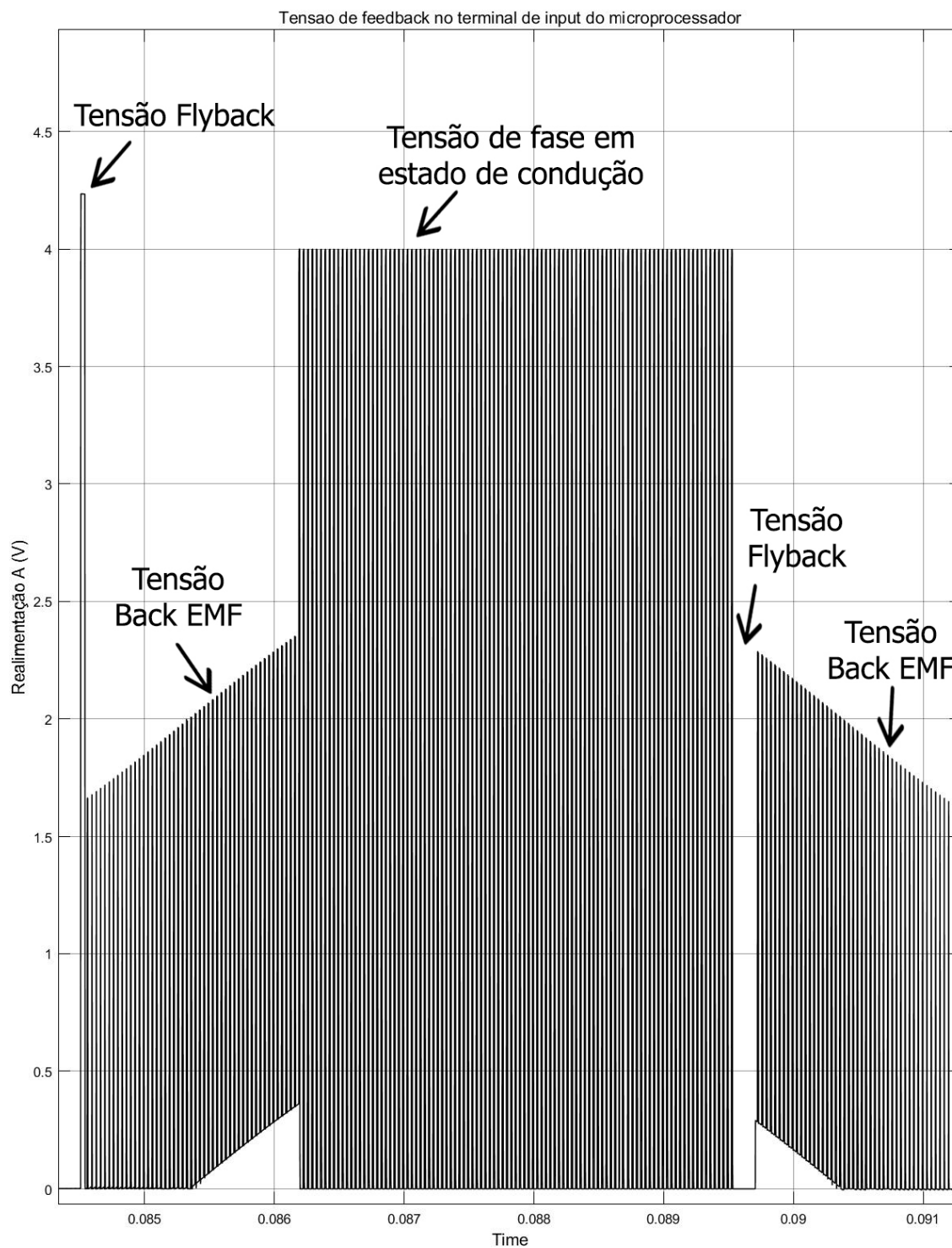
Primeiramente, o tempo total de simulação será de um segundo contando a partir da inicialização de funcionamento do motor. A partida será a vazio, ou seja, sem o efeito de contra torque mecânico sobre o motor, sendo a velocidade de trabalho do rotor configurada em quinhentas rotações por minuto. Dado que este sistema não conta com nenhum tipo de controle de partida e somente um controlador de velocidade baseado em um PID, este irá requerer o máximo de potência possível do motor elevando a razão cíclica a cem por cento, para que a velocidade desejada seja alcançada o mais rápido possível. Exatamente após decorrido um quarto de segundo na simulação, duzentos milinewtons-metro de

contra torque mecânico são aplicados ao eixo do motor. Quando é alcançado a marca de meio segundo na simulação, a velocidade de referência muda para mil rotações por minuto.

É possível perceber, pela Figura 5.2, que a tensão ao qual o terminal do microcontrolador responsável por receber a realimentação estará sendo submetido está de acordo com o que é previsto no design de pre-projeto feito no capítulo posterior. Esta tensão acompanha de forma fiel as variações de tensão advindas do terminal do motor, a única diferença é que os valores de tensão aplicados ao terminal do microcontrolador estão em níveis menores dado o divisor de tensão no circuito de realimentação. Dentre estas variações de tensão, há a flutuação criada pela Back EMF, sendo relatada na imagem como o acréscimo de tensão em forma de rampa, além desta, há também a ocorrência do fenômeno de flyback, criando o pico de tensão momentâneo que ultrapassa o valor de tensão nominal e, por fim, o fenômeno advindo do próprio PWM aplicado à fase do motor, fazendo com que a tensão de alimentação vá a zero e volte a seu valor atual várias vezes durante cada instante relatado.

Além das imagens exibidas neste capítulo, outras informações sobre a simulação podem ser encontrados no Apêndice 2 deste trabalho.

Figura 5.2: Tensão de realimentação no terminal do microprocessador



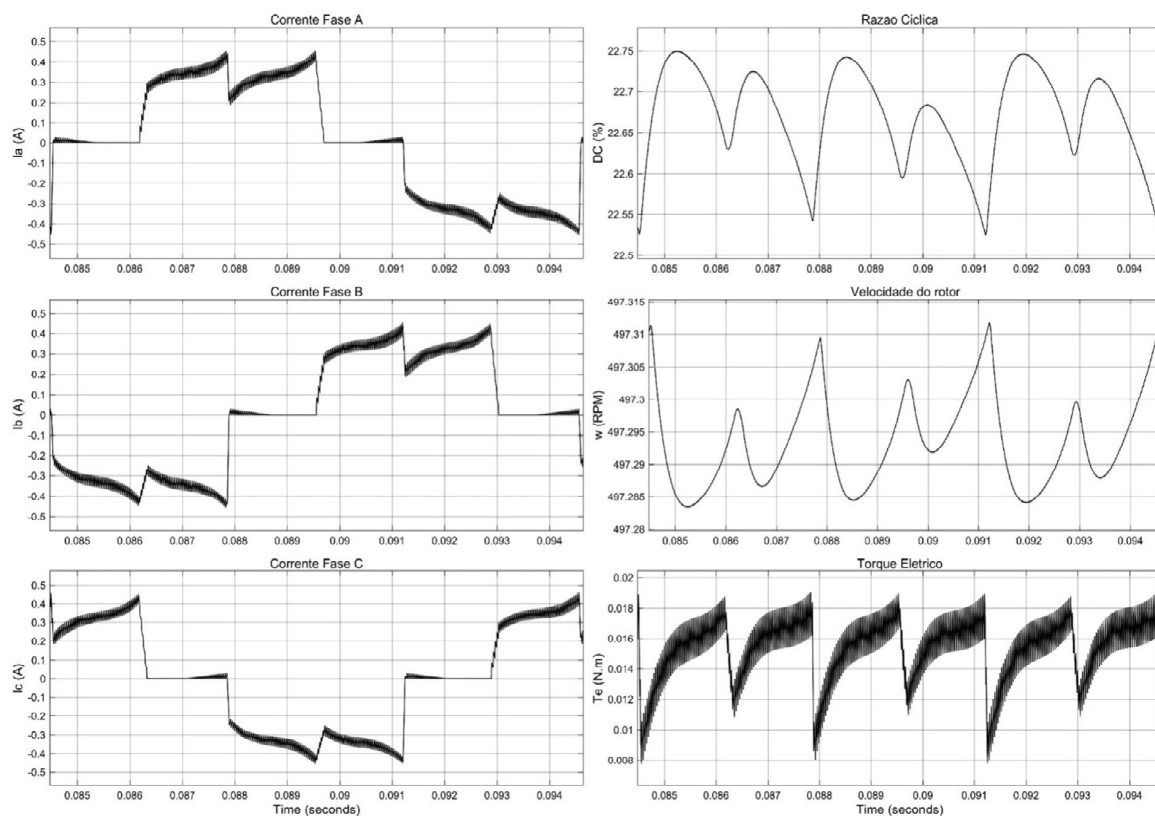
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

5.1 Considerações adicionais sobre o sistema

Dado as informações coletadas em forma gráfica pela simulação aqui desenvolvida, foi ampliado um momento em específico enquanto o motor trabalha a vazio. Este momento, exibido pela Figura 5.3, mostra a onda de corrente de fase padrão de qualquer motor Brushless DC que não conte com nenhum tipo de controle de corrente ou torque, assim como mostra (Zhu, 1993).

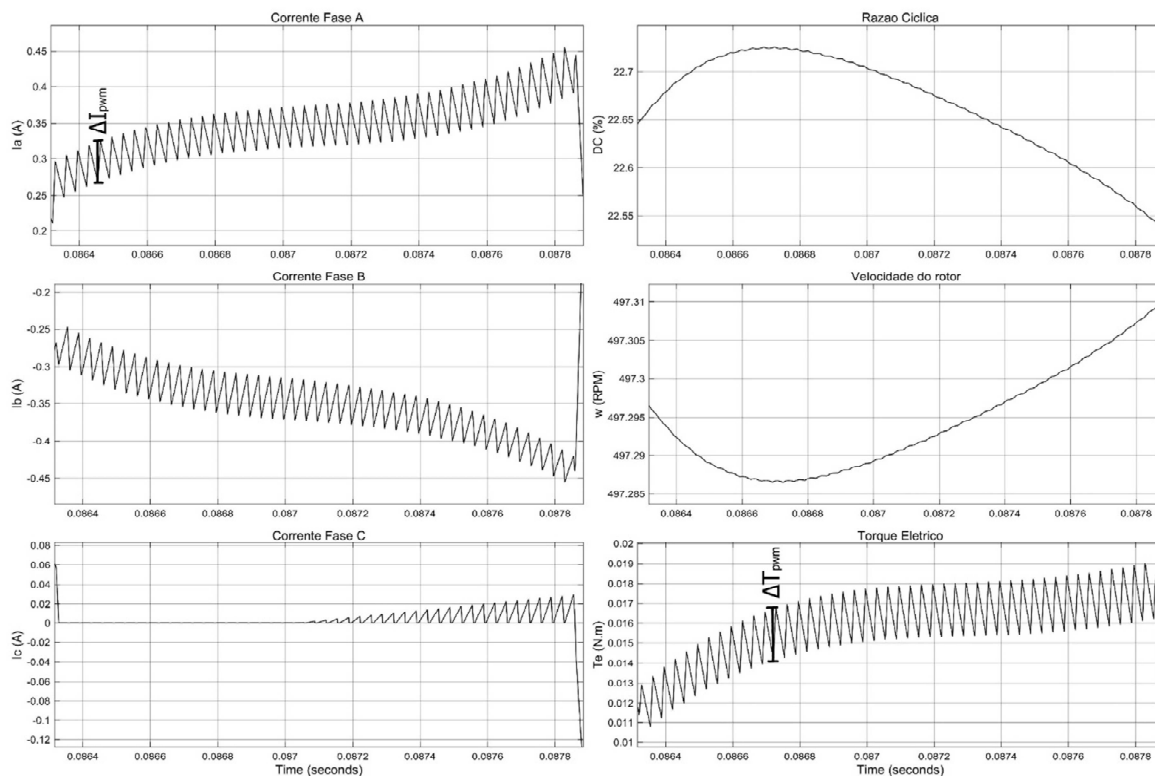
Caso a imagem seja ampliada ainda mais, assim como mostrado na Figura 5.4, é possível observar o distúrbio causado pelo processo de chaveamento. Enquanto o PWM está em modo de não condução, há o descarregamento de parte da energia acumulada nos enrolamentos do estator para a malha de terra pelo efeito Freewheeling, observada quando a corrente de fase decresce até seu valor mínimo dentro da variação ΔI_{pwm} , e quando o PWM entra em modo de condução, estes enrolamentos recarregam esta energia, assim como é possível observar quando ΔI_{pwm} passa a aumentar seu valor novamente. É válido pontuar que como consequência ao fato de haver esta variação ΔI_{pwm} é criado também uma variação de torque ΔT_{pwm} .

Figura 5.3: Motor a vazio a 500RPM



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 5.4: Parte da Figura 6.4 ampliada



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

6. PROJETO: CONTROLADOR ELETRÔNICO PARA MOTORES BRUSHLESS DC

Neste capítulo, o projeto de um circuito de controle dedicado a um motor BLDC será apresentado. O conteúdo das etapas de produção do controlador, assim como a organização do capítulo, visam exemplificar o passo-a-passo no que se refere à concepção de design das placas de circuito impresso, organização dos componentes necessários para o funcionamento e escolha de modelos de componentes além de seus valores físicos baseando-se no resultado final desejado.

O funcionamento deste controlador é totalmente baseado nos capítulos anteriores onde, para o controle de posição e velocidade, é utilizado o método de controle via Back EMF com três circuitos de realimentação ligados às fases do motor. A tensão de alimentação será considerada como sendo em torno de doze volts, tensão de alimentação gerada por baterias de LiPo (lítio polimerizado).

Para o esboço, organização do esquema de circuitos e visualização do projeto final em 3D o software Proteus foi escolhido por sua grande gama de recursos e ferramentas relacionadas ao âmbito de projetos de circuitos eletrônicos.

6.1 Esquema dos circuitos

Assim como mostra o esquema na Figura 6.1, o microprocessador, denominado U1, e os dois *Gate Drivers* U2 e U3, respectivamente, são os três componentes fundamentais para o funcionamento do circuito de processamento lógico, ou circuito logico. Onde, U1 estará encarregado de processar as informações coletadas do sistema, e tanto U2 quanto U3 estarão responsáveis pela condução correta das mudanças de estado das chaves no circuito de potência, sendo U2 responsável pelos MOSFETs que estarão alocados no braço superior da ponte trifásica e U3 responsável por lidar com os MOSFETs do braço inferior. Portanto, basicamente o circuito logico será encarregado de processar e transmitir informações do sistema para o sistema, no caso o motor, fazendo com que este trabalhe sendo monitorado a todo momento.

Para compor a parte de processamento lógico é usado o Microprocessador Microchip de modelo PIC16F877A 40-Pin PDIP, sendo esta a parte mais importante do circuito lógico, pois, todos os outros componentes do circuito lógico se conectarão ao microprocessador. O *Gate Driver* escolhido é do modelo TC4469 14-Pin PDIP/CERDIP. Portanto, baseando-se na Figura 6.1 é explicada toda a listagem dos componentes conectados aos pinos do microprocessador e dos *Gate Drivers*. Para prover o *clock* de processamento, será conectado aos pinos treze e quatorze do microprocessador um cristal oscilador do tipo HS de 20MHz sendo este cristal acompanhado por dois capacitores, com valor de capacitância de vinte e sete pico Farads cada, ligados à malha de terra assim como é recomendado pelo *datasheet* do microcontrolador utilizado. Para que a tensão de cinco Volts contínua seja entregue de forma correta ao microcontrolador, é conectado à seus terminais onze, doze, trinta e um e trinta e dois, dois chips reguladores de tensão contínua em paralelo, de modelo A7805, junto à dois capacitores para garantir que o sinal de cinco Volts esteja livre de ruídos assim como também é recomendado no *datasheet* deste regulador de tensão.

O controle de velocidade e razão cíclica, serão baseados em dois potenciômetros de um quilo-ohm em série à um resistor de cinco quilo-ohms cada, conectados nos pinos dois e três respectivamente. Capaz de regular a passagem de corrente elétrica, cada potenciômetro respectivamente servirá como ajuste analógico de velocidade e razão cíclica máxima permitida, sendo equivalente a cem por cento a total passagem de corrente quando não há impedimento resistivo do potenciômetro e equivalente a zero por cento quando há a total imposição resistiva feita pelo potenciômetro.

Nos pinos quatro, cinco e sete estarão ligados os três circuitos de feedback para coletar as informações de *Back EMF* advinda dos terminais do motor. Para o filtro passa baixa, é utilizado um capacitor de duzentos e vinte picofarad e um resistor de quatro mil e trezentos ohms fazendo com que a frequência de corte, ou frequência de filtragem, esteja em torno de cento e sessenta quilohertz. O valor de filtragem é elevado pelo fato de que quanto menor o valor limite da frequência de filtragem maiores são os valores dos componentes utilizados, acarretando no acréscimo de espaço físico ocupado por estes que no caso não é algo desejável. Consecutivo ao filtro, o segundo resistor utilizado tem resistência equivalente à

dois mil e duzentos ohms onde, considerando a tensão de alimentação do circuito de potência sendo doze Volts, o divisor de tensão criado pelos dois resistores citados fará com que a tensão máxima aplicada aos terminais do microcontrolador não ultrapasse cinco Volts. Pois, baseando-se no datasheet do microcontrolador escolhido, pode ser observado que seus terminais de input e output, sem considerar os terminais de alimentação V_{DD} e V_{SS} , não suportam tensões maiores que a própria tensão nominal de funcionamento do microcontrolador. Sendo este abaixamento de nível de tensão necessário ao funcionamento correto do sistema, é de grande importância adicionar à lógica do microprocessador um fator que, baseado na Equação 4.2.1, multiplique o valor de tensão coletada pelo terminal do microcontrolador fazendo com que este valor volte a ser equivalente à tensão instantânea aplicada ao terminal do motor. Por fim, é adicionado um terceiro resistor, de trezentos ohms, para que o terminal receptor do microcontrolador do sinal de feedback não esteja em curto-circuito.

Subsequentemente, os pinos quinze, dezesseis, dezessete, dezoito, vinte e quatro e vinte e três, baseados na lógica de conversão ADC, conversão de sinal analógico para digital, estarão encarregados de prover o sinal correto de PWM para cada ciclo onde o motor se encontra. O primeiro resistor, tem seu valor de cinquenta ohms e, o segundo, responsável por prover um caminho à malha de terra aos efeitos transitórios causado pela alta frequência elétrica, possui valor de dez quilo-ohms. O valor de resistência deste último componente não poderá ser extremamente alto, pois ainda deve haver um valor mínimo de corrente elétrica transcorrendo desde o microprocessador até o terminal do *Gate Driver* para que o sinal de PWM alcance o destino desejado.

Para cada terminal, sendo estes o onze, doze e treze do driver U2, é ligado um resistor de cem ohms e, da mesma forma, para o driver U3 tem-se também ligado um resistor de cem ohms em suas portas onze, doze e treze. Este resistor serve para que os terminais do *Gate Driver* e do MOSFET não estejam em curto-circuito garantindo o funcionamento adequado de ambos os componentes. É válido lembrar que, neste caso, dado os baixos níveis de tensão e potência do circuito, não foi utilizado a técnica de *Bootstrap*, pois, em casos deste tipo, a configuração de ponte inversora trifásica PNP-NPN já é suficiente para prover resultados razoáveis ao circuito, assim como explicado anteriormente.

Após listado todos os componentes, é preciso que seja adicionado ao microprocessador a programação contendo todos os processos e informações necessários para que a lógica de funcionamento do circuito seja executada. No caso dos microcontroladores PIC, linha de microchips da fabricante Microchip Technology, estes componentes já possuem sua própria plataforma de programação, o *PICkit™ 3*, e seu próprio ambiente de programação, o software *MPLab IDE*. Este *software*, projetado para trabalhar com projetos escritos, é capaz de lidar com as linguagens de programação *assembly*, *C* ou *BASIC*. Assim sendo, toda lógica para o funcionamento do circuito implementada utilizando a versão de software *MPLab-X IDE* será enviada para a porta input USB do *PICkit™ 3* que traduzirá estas informações para a linguagem hexadecimal³ enviando-as ao microcontrolador através de seus pinos denominados *Programming Connectors* que estarão conectados à placa de circuito lógico aqui em desenvolvimento. O Apêndice 3 mostra mais informações sobre a lógica de programação implementada.

Dado a grande quantidade de energia requerida para o funcionamento do motor, é preciso que, portanto, o controlador em desenvolvimento seja capaz de lidar com elevados níveis de potência elétrica, criando a necessidade de ser produzido mais um circuito, denominado circuito de potência, que se utiliza de componentes que agreguem tais características. No caso deste segundo circuito, o componente principal utilizado é a chave de potência, pois sendo esta chave capaz de prover alimentação de corrente elétrica ao motor e cessá-la quando necessário implica no fato de que todo o design do sistema, além de seu funcionamento, sejam intrinsecamente dependentes e baseados nela. No que concerne a este trabalho, a chave de potência utilizada é o MOSFET. O braço superior da ponte inversora trifásica é composto pelo MOSFET canal-P de modelo IRL3705N e para o braço inferior é utilizado o MOSFET canal-N de modelo IRL3705N.

Nesta configuração de circuito, as chaves canal-P no braço superior têm seu terminal Fonte conectado à trilha positiva do circuito de potência enquanto, caso fossem conectadas na mesma situação, as chaves canal-N teriam seu

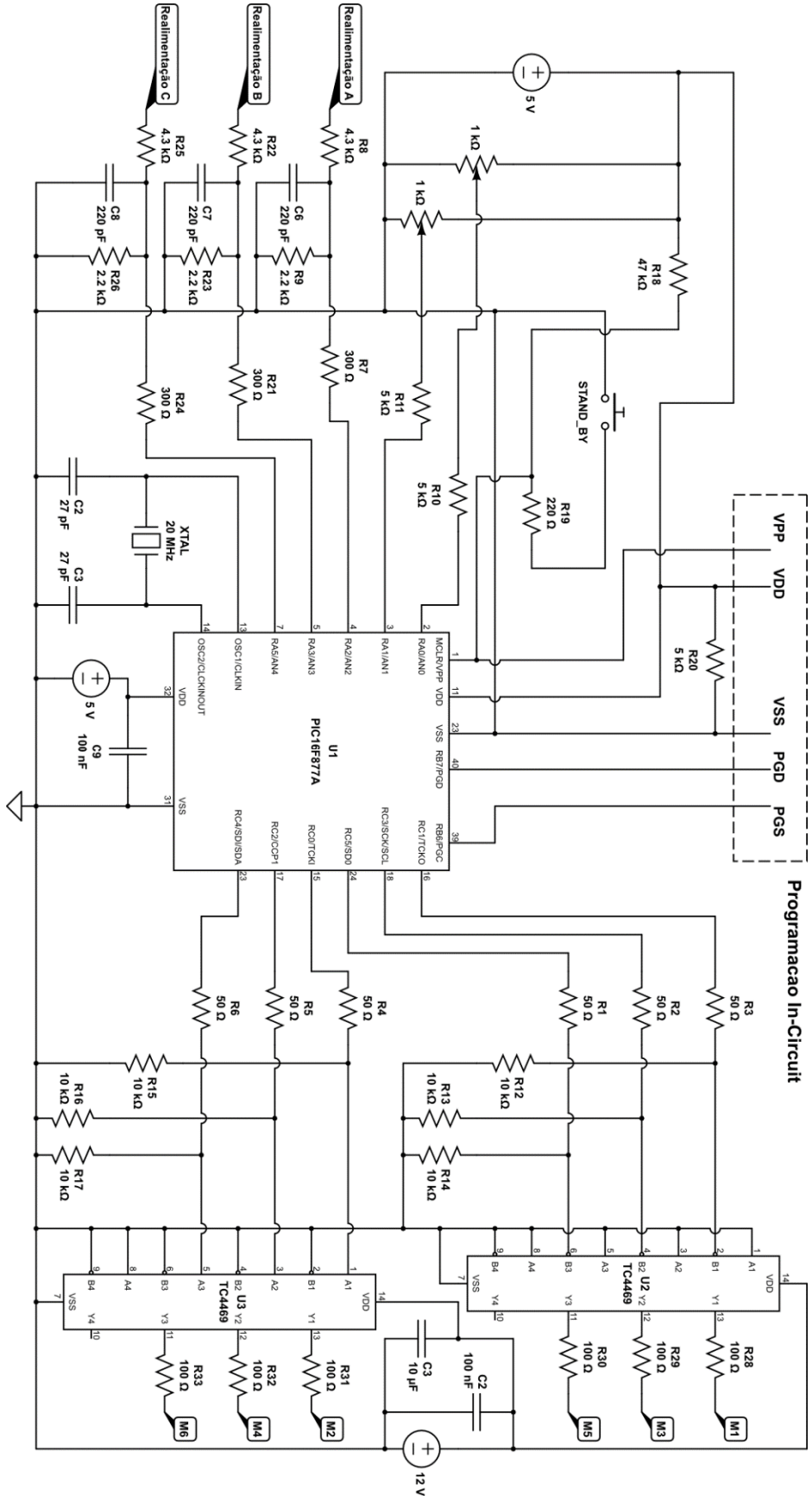
³ O sistema hexadecimal é um sistema de numeração que representa os números com base 16.

terminal Dreno conectado à mesma trilha positiva. Isto implica em dizer que as chaves do braço superior terão, portanto, o valor positivo da alimentação do circuito como referência de tensão em seu terminal Fonte. No momento de não condução, o terminal Fonte estará livre da interferência causada pela flutuação de tensão no terminal do motor. Porém, é válido ressaltar que esta topologia, de chaves PNP no braço superior e chaves NPN no braço inferior, só é eficaz em circuitos de baixa tensão e potência. Caso este circuito fosse designado a suportar níveis mais elevados, o ideal seria utilizar em ambos os braços somente chaves canal-N, por suas vantagens sobre a chave canal-P como explicam (Pathak, 2001) e (Williams, 2006), juntamente à técnica *Bootstrap* somada a um isolamento de alta impedância como o Opto acoplador.

Assim como mostra a Figura 6.2, existem seis MOSFETs dispostos de tal maneira a formar a configuração de ponte inversora trifásica para que o processo de condução de corrente elétrica necessário ao funcionamento do motor Brushless DC seja realizado de forma correta. O capacitor C11, ao qual o funciona como um capacitor *Snubber* (TOSHIBA, 2018), é adicionado justamente para absorver surtos de tensão causados pelos enrolamentos do estator que seriam direcionados para a fonte de tensão.

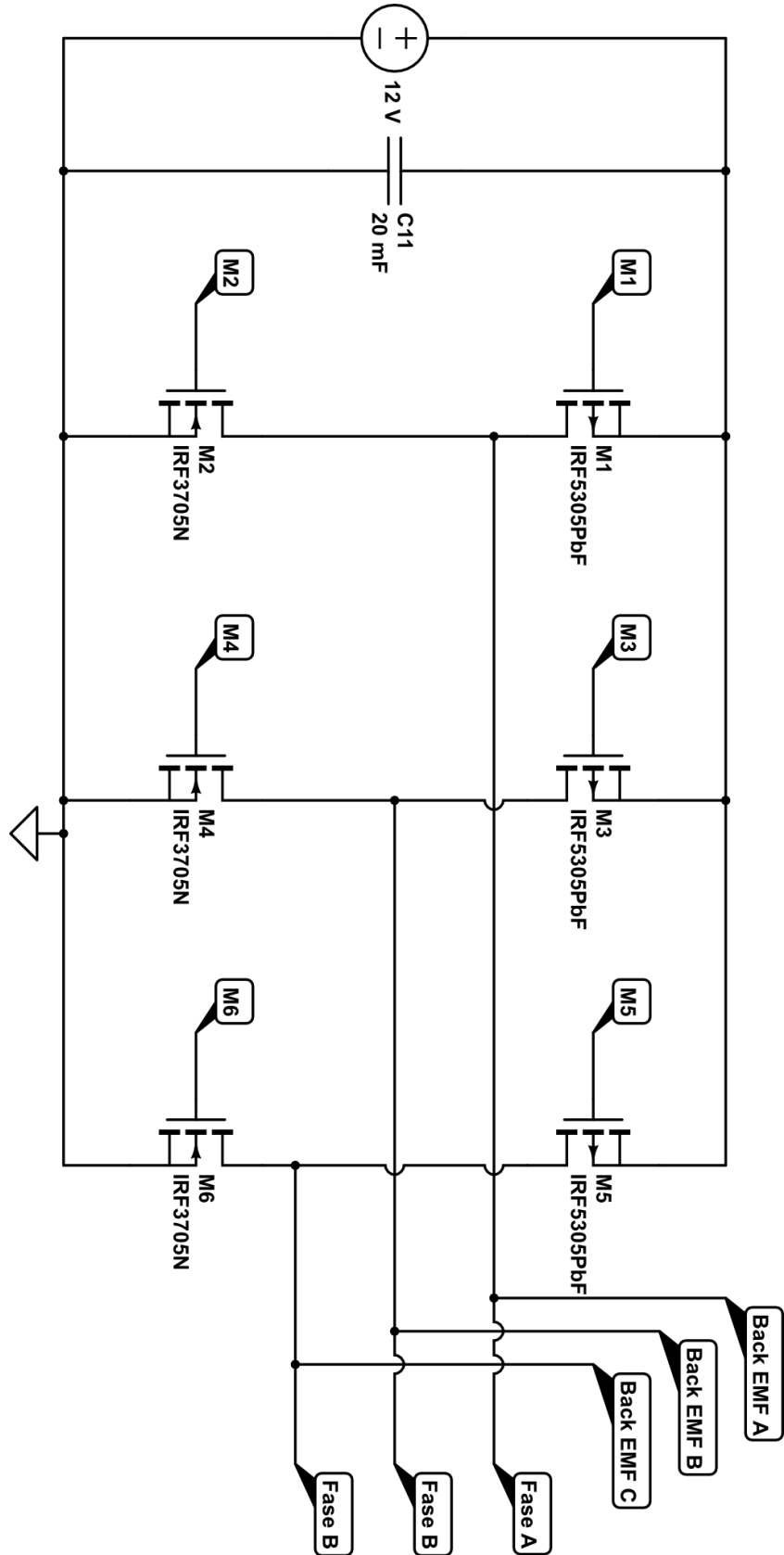
Todos os datasheets e figuras relacionadas estarão disponíveis no Anexo 1 deste trabalho.

Figura 6.1: Esquema da parte lógica do circuito



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

Figura 6.2: Circuito de potencia



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando a ferramenta CircuitLab desenvolvida por CircuitLab Inc.

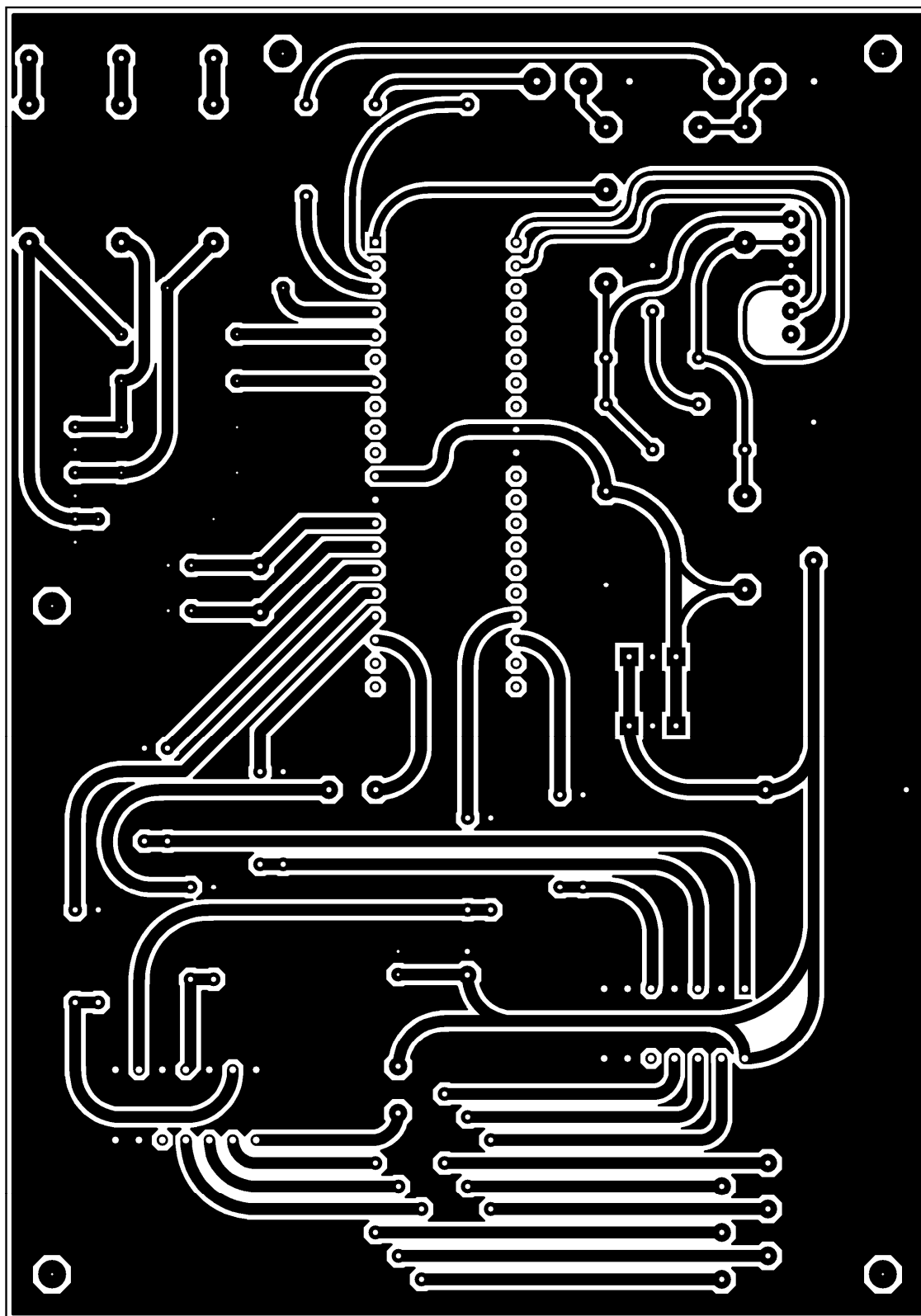
6.2 Design dos circuitos

Para o design de ambos os circuitos desenvolvidos no subcapítulo anterior, é utilizado o software Proteus. Este software é principalmente empregado para manufatura de placas de circuito impresso por possuir ferramentas de captura esquemática, simulação de circuitos eletrônicos, módulos de projeto de circuito integrado e, até mesmo, visualização em três dimensões dos circuitos eletrônicos em desenvolvimento, fazendo com que uso deste software venha a prover grande apoio para que os esquemas de design dos circuitos sejam realizados.

Os circuitos serão apresentados sequencialmente, primeiro o de lógica e, após esse, o de potência. O primeiro esquema de cada circuito, representados pelas Figuras 6.3 e 6.6, são as trilhas de cobre da face superior de cada placa onde, em ambas as placas, somente é feito o uso destas trilhas em suas faces superiores. Após estas trilhas, é mostrado o design em três dimensões das placas sem seus componentes, vide Figuras 6.4 e 6.7. E, por fim, as placas com seus componentes montados, pelas Figuras 6.5 e 6.8.

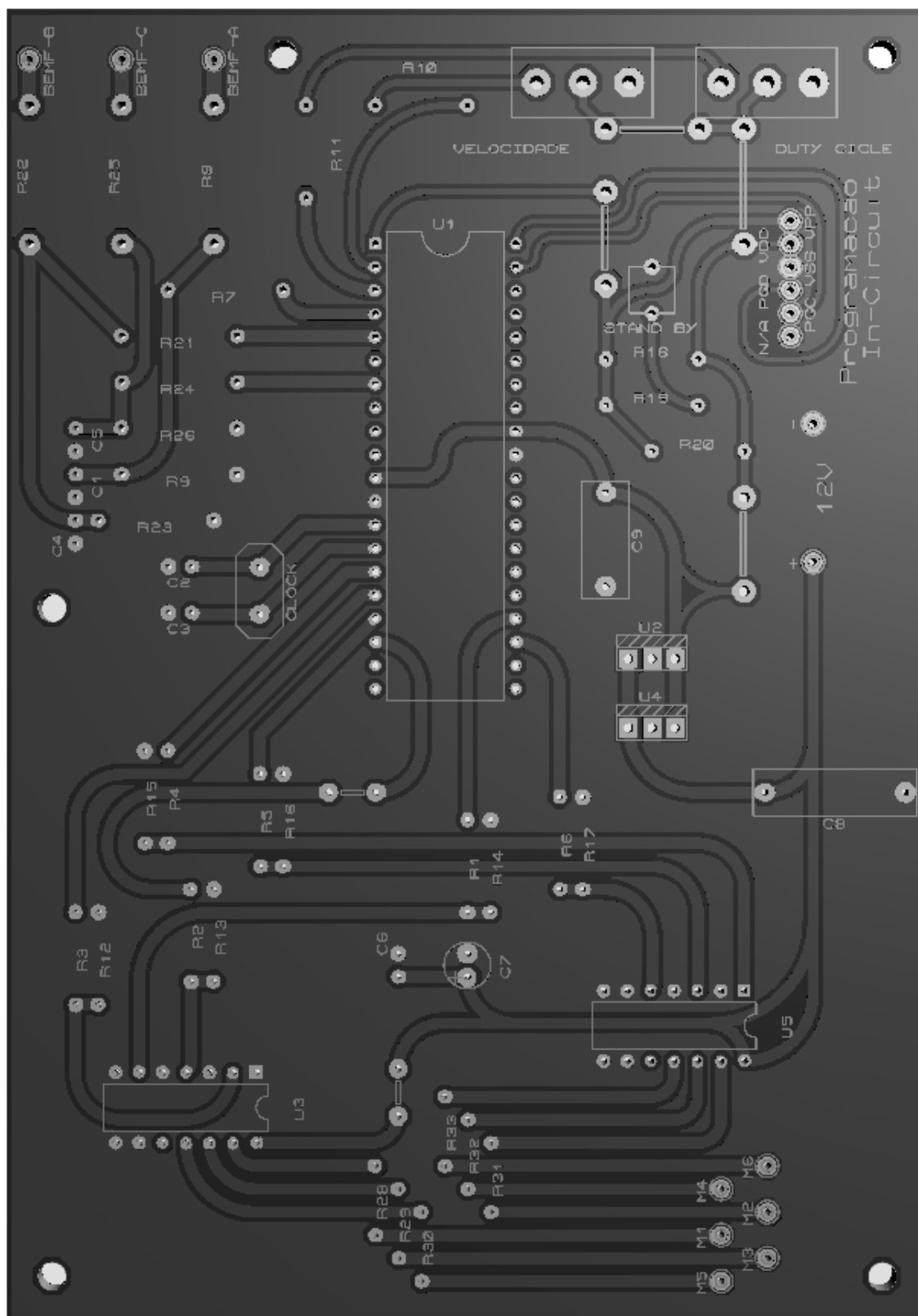
Em relação às medidas de cada placa, o circuito lógico têm seu comprimento sendo quatorze centímetros por dez centímetros de largura, totalizando uma área de cento e quarenta centímetros quadrados, enquanto, a placa de potência, tem quatorze centímetros e meio de comprimento por dez centímetros e meio de largura totalizando cento e cinquenta e dois centímetros quadrados. Portanto, ambas as placas totalizam em torno de trezentos centímetros quadrados, sendo as dimensões totais de vinte e oito centímetros de comprimento por vinte centímetros e meio de largura. Apesar deste tamanho ser razoavelmente superior ao que se espera de um controlador convencional, é válido lembrar que todos os componentes utilizados são de baixo custo e, além do mais, não há qualquer intenção comercial voltado ao desenvolvimento deste projeto. Apesar disso, as placas contêm furos de três milímetros espalhados em seus cantos, pois foi considerado a possibilidade de colocar uma placa sobre a outra para que o perímetro total ocupado por elas seja diminuído.

Figura 6.3: Matriz para a confecção da placa de circuito impresso



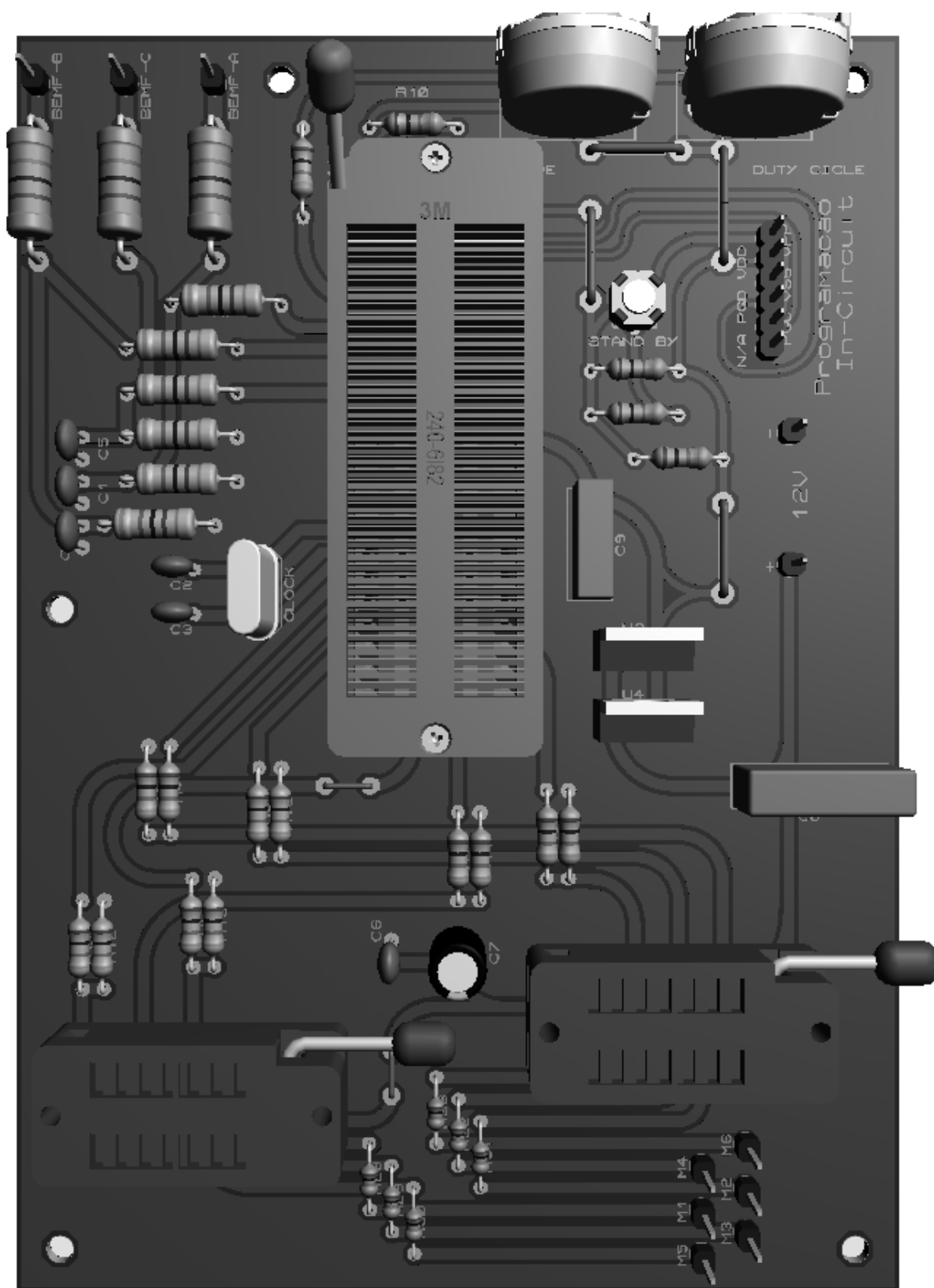
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software Proteus desenvolvido por Labcenter Electronics Ltd.

Figura 6.4: Previa do projeto da placa do circuito lógico



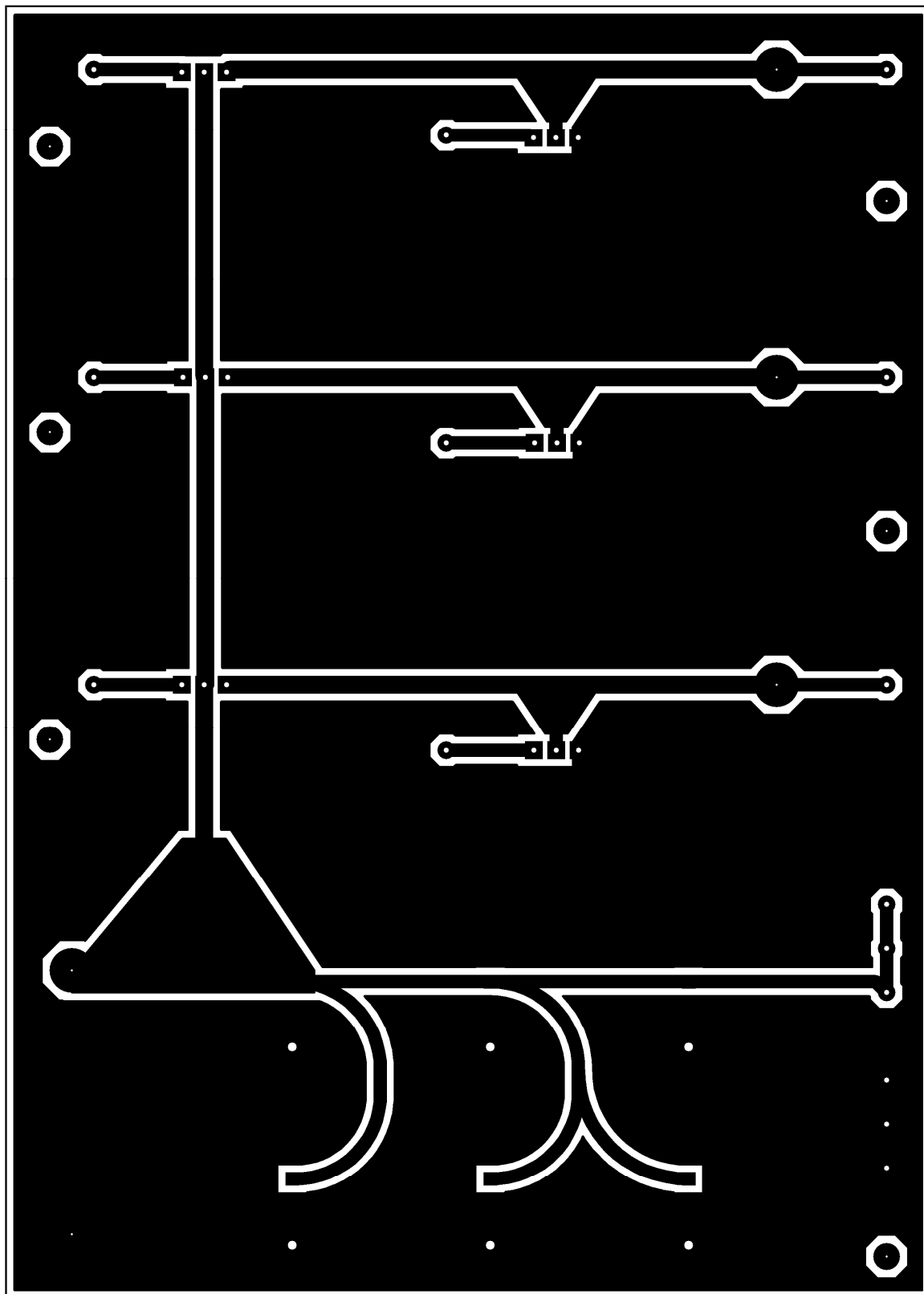
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software Proteus desenvolvido por Labcenter Electronics Ltd.

Figura 6.5: Previa do projeto da placa do circuito lógico com os componentes montados



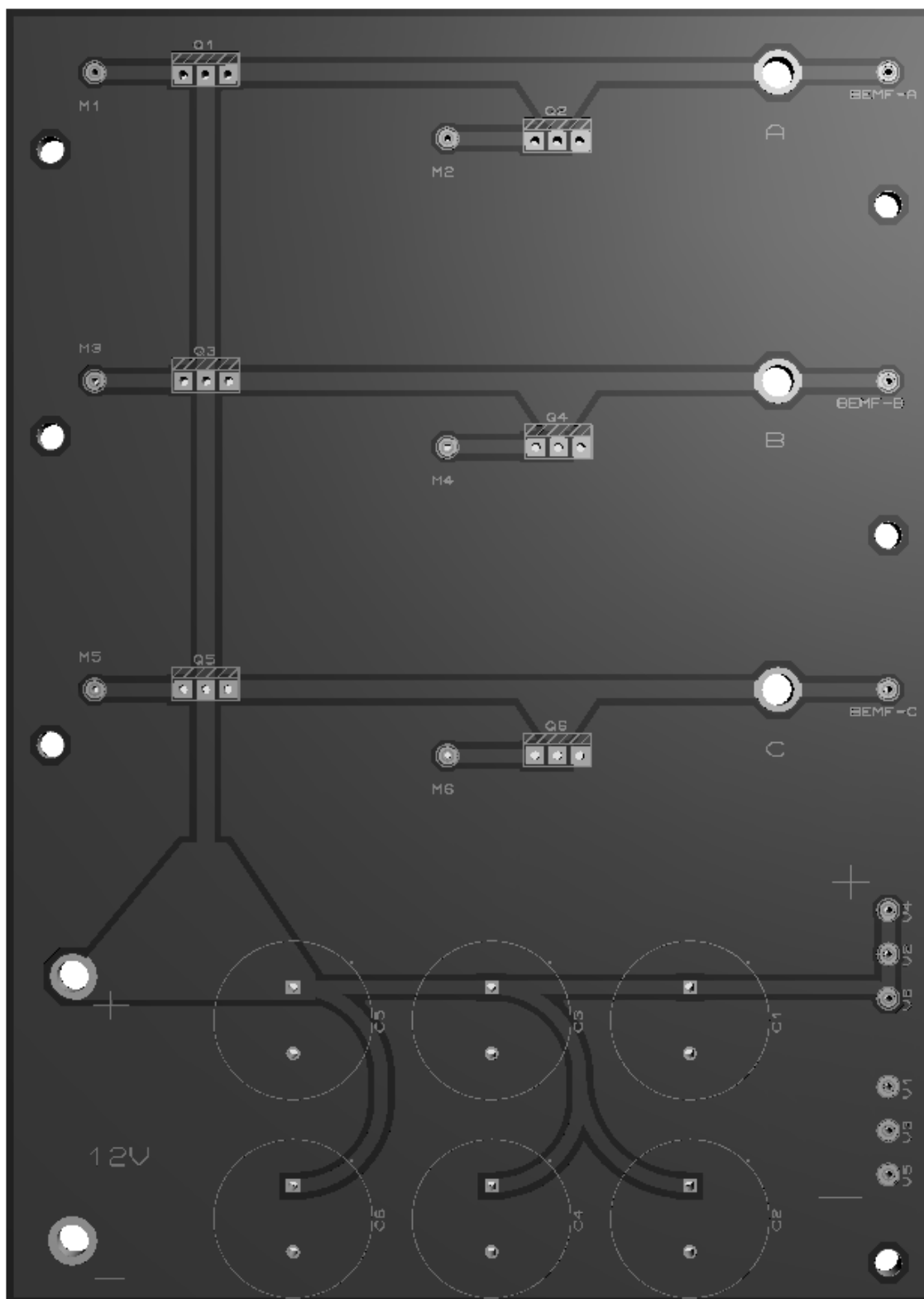
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software Proteus desenvolvido por Labcenter Electronics Ltd.

Figura 6.6: Matriz para a confecção da placa de circuito impresso



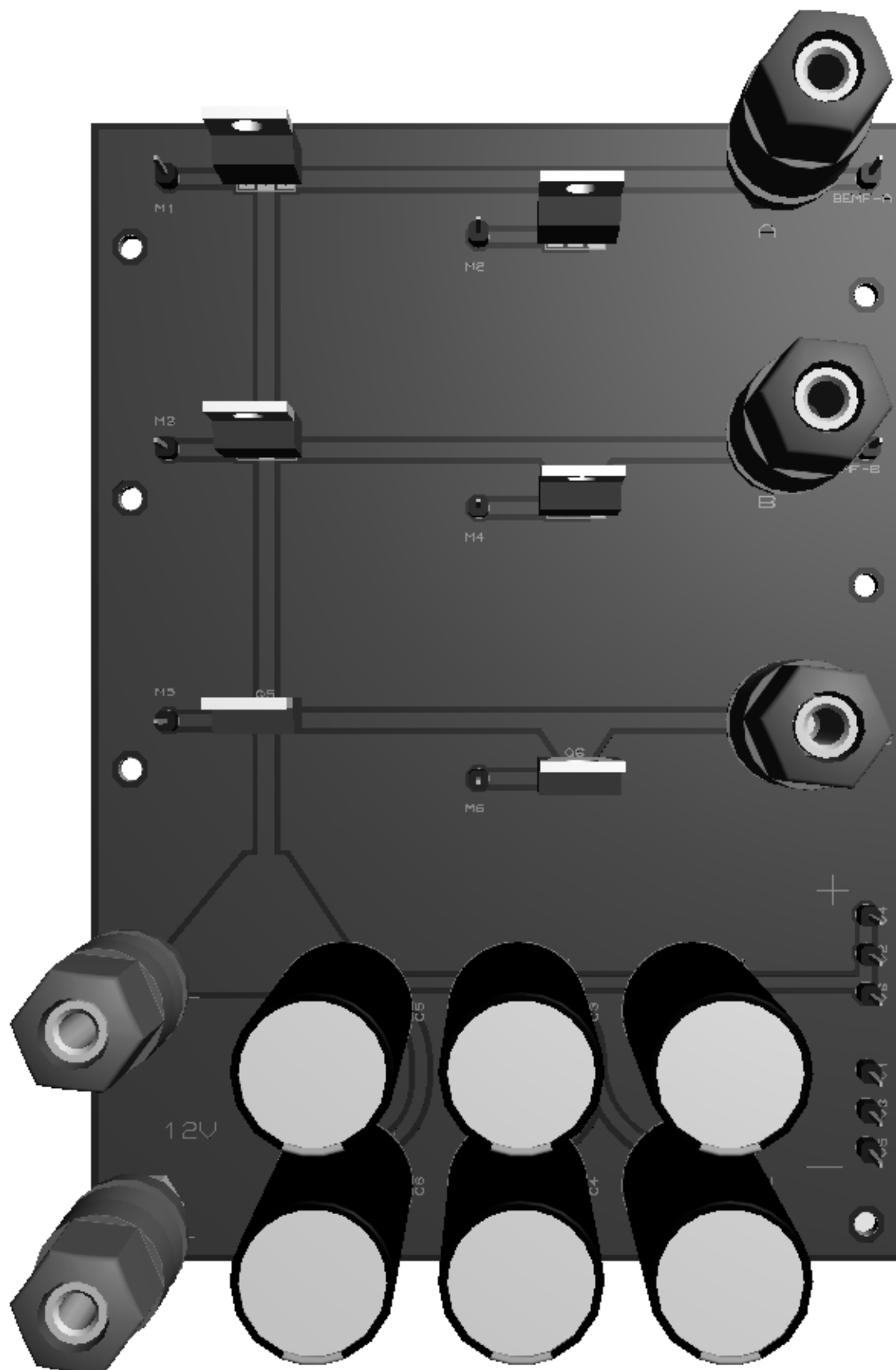
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software Proteus desenvolvido por Labcenter Electronics Ltd.

Figura 6.7: Previa do projeto da placa do circuito de potencia



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software Proteus desenvolvido por Labcenter Electronics Ltd.

Figura 6.8: Previa do projeto da placa do circuito de potência com os componentes montados



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software Proteus desenvolvido por Labcenter Electronics Ltd.

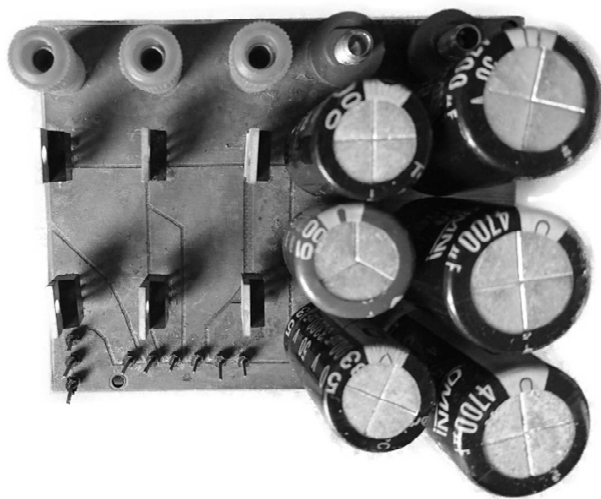
6.3 Experimento pratico de manufatura

Neste subcapitulo é mostrado o resultado de manufatura de um controlador de motores Brushless DC sem a utilização de sensores. É de grande valia ressaltar que as imagens a seguir, referidas pelas Figuras 6.9, 6.10 e 6.11, não refletem o design apresentado nos subcapítulos 6.1 e 6.2, pois estas placas de circuito impresso, ao qual neste subcapítulo são apresentadas, tiveram sua concepção antes do início deste trabalho de conclusão de curso. Sendo assim, na época de produção os autores deste trabalho ainda possuíam pouco embasamento teórico sobre as técnicas mais eficientes e aprofundadas que poderiam ser utilizadas, pouco conhecimento sobre design de placas de circuito impresso e pouca experiência em lidar com a montagem e solda de componentes eletrônicos.

O desenvolvimento do controlador, mostrado no capítulo (5), é provido de melhoramentos e maior eficiência quando comparado ao controlador mostrado pelas figuras neste capítulo. Isto se deve justamente ao fato de que os erros e acertos cometidos no trabalho pratico realizado antes do início deste projeto, assim como comentado anteriormente, foram refletidos em experiência aos autores, tornando-os capazes de reproduzir melhores resultados na ocasião deste trabalho de conclusão de curso.

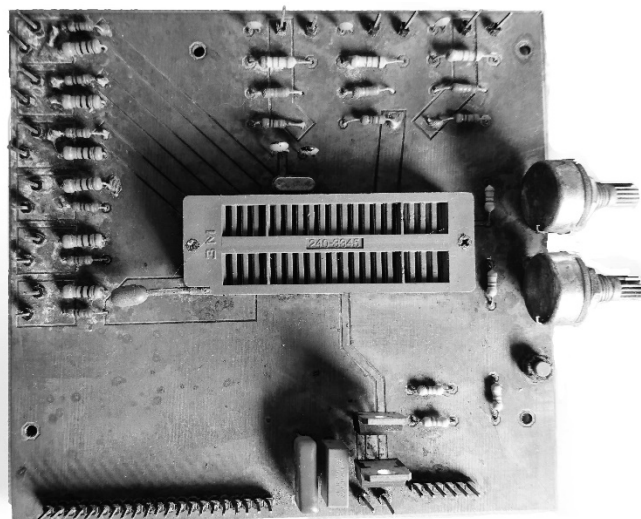
Após a manufatura das placas de circuito impresso exibidas pelas imagens abaixo, houveram problemas relacionados ao funcionamento do controlador o que inviabilizou a adição de maiores informações sobre o circuito dado que estes problemas não foram resolvidos. Dentre estes problemas incluíam-se problemas de design das placas fazendo com que, mesmo caso o circuito funcionasse, alguns componentes fossem danificados após alguns instantes de uso. Ainda assim, foi decidido compartilhar a experiência de manufatura e o resultado final neste trabalho.

Figura 6.9: Circuito de potência

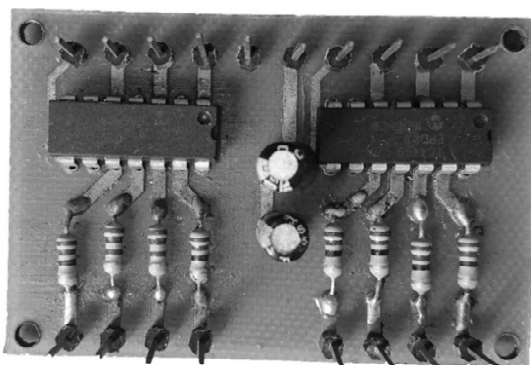


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.10: Circuito de processamento lógico



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.11: Circuito de *Gate Drivers*

Fonte: Elaborado pelo autor.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho é discutido sobre o motor BLDC, sua teoria de controle, a teoria de eletrônica de potência aplicada ao funcionamento deste e, após todo o esclarecimento teórico, é posto em prática esta densa bagagem de conhecimento através do desenvolvimento de um controlador eletrônico capaz de prover o funcionamento correto à este motor.

O objetivo principal deste trabalho é exibir de forma clara e sucinta a teoria por trás do sistema motor-controlador buscando focar em pontos relevantes para projetos de maior complexidade, servindo, portanto, como uma síntese de todas as informações significativas e pertinentes sobre o assunto. Desta forma, o conteúdo deste trabalho evidencia detalhes importantes aos quais os livros didáticos não sejam capazes levar em consideração justamente por tratarem sobre o assunto de forma generalizada. Um outro ponto a ser considerado sobre este trabalho é o uso de softwares auxiliares, como o Proteus e o MATLAB/Simulink, aos quais são capazes de prover grande auxílio no desenvolvimento prático de projetos.

Sob a perspectiva de desenvolvimento de projetos relacionado à área de pesquisa sobre motores BLDC e eletrônica de potência, é possível considerar este trabalho como sendo de conteúdo relevante. Apesar disso, algumas adversidades em relação ao projeto prático foram relatadas no decorrer deste trabalho. Isto se deve ao fato de que o trabalho de solda e montagem de componentes, sem o auxílio de máquinas automatizadas e processos industriais sofisticados, requer habilidades somente adquiridas após grande experiência lidando com erros e acertos, o que, no caso dos autores deste trabalho, ainda é uma dificuldade a ser superada. Assim sendo, os resultados práticos do projeto desenvolvido, apesar de certa forma terem sido apresentados pelas simulações feitas em software, é de fato um item discutido que apresenta certos tipos de limitações. Portanto, a exploração prática do projeto aqui desenvolvido é certamente um ponto em potencial merecedor de maior atenção em trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS

ACARNLEY, Paul P., and John F. Watson. "Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.2 (2006): 352-362.

AJANOVIC, A.; HAAS, R. Dissemination of electric vehicles in urban areas: Major factors for success. *Energy*, v. 115, p. 1451-1458, 2016.

ALI, Rosnazri et al. Design of high-side MOSFET driver using discrete components for 24V operation. In: *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, 2010 4th International. IEEE, 2010. p. 132-136.

BALDURSSON, Stefan. *Bldc motor modelling and control - a matlab®/simulink® implementation*. 2005.

BALOGH, L. (2001, May). *Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits*. Texas Instruments/Unitrode Corporation, Power Supply Design Seminar, SEM.

BALOGH, Laszlo. *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits*. Texas Instruments—Application report, SLUA618-March, 2017.

BARR, Michael. Pulse Width Modulation. *Beginner's Corner*. p 103-104. Setembro de 2001. Disponível em:
<http://homepage.cem.itesm.mx/carbajal/Microcontrollers/ASSIGNMENTS/readings/ARTICLES/barr01_pwm.pdf> .Acesso 13 de novembro de 2018

BIMBHRA, P. S.; KAUR, Surinder. *Power electronics*. Khanna publishers, 2012.

BROWN, Ward. *Brushless DC Motor Control Made Easy*. P 48. Disponível em
<<http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00857b.pdf>>. Acesso em 13 de novembro de 2018

COELHO, José M. "Impacto dos veículos elétricos no planejamento energético brasileiro: setor combustíveis fósseis." EPE CADERNO FGV ENERGIA CARROS ELÉTRICOS, Rio de Janeiro, 244, 252. Disponível em <http://epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-244/topico-252/EPE_caderno_fgv_energia_carros_eletricos_jose_mauro_2017_2405.pdf> acessado dia 03 de junho de 2018.

DUNN, B.; KAMATH, H.; TARASCON, J. Electrical energy storage for the grid: a battery of choices. *Science*, v. 334, n. 6058, p. 928-935, 2011.

Dronetrest. disponível em <<https://www.dronetrest.com/t/brushless-motors-how-they-work-and-what-the-numbers-mean/564>> . Acesso em: 13 de novembro de 2018

HABERBERGER, Markus; FUCHS, Friedrich W. Novel protection strategy for current interruptions in IGBT current source inverters. In: Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. IEEE, 2004. p. 558-564.

HALLIDAY, David. *Fundamentos de física: Eletromagnetismo*. 9 Edição. Rio de Janeiro: LTC, 2013. 375p

HANSELMAN, Duane C. Brushless permanente magnet motor design. The Writers' Collective, 2003.

HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. *The art of electronics*. Cambridge Univ. Press, 1989.

KARPLUS, V. J.; PALTSEV, S.; REILLY, J. M. Prospects for plug-in hybrid electric vehicles in the United States and Japan: A general equilibrium analysis. *Transportation Research Part A: Policy and Practice*, v. 44, n. 8, p. 620-641, 2010.

KIM, Tae Heoung et al. Finite-element analysis of brushless DC motor considering freewheeling diodes and DC link voltage ripple. *IEEE transactions on magnetics*, v. 39, n. 5, p. 3274-3276, 2003.

LIU, Guiying; CHENG, Yeqin; ZHOU, Qin. Bootstrap Capacitor Design to Drive High Voltage Floating MOSFET [J]. journal of shanghai dianji university, v. 3, p. 007, 2009.

MAGNUSSEN, Freddy, and Chandur Sadarangani. "Winding factors and Joule losses of permanente magnet machines with concentrated windings." Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International. Vol. 1. IEEE, 2003.

MOLEPO, S. A.; MOUTON, H. D. T. A flying capacitor multilevel inverter with bootstrap-powered MOSFET gate drive circuits. In: Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual. IEEE, 2002. p. 701-705.

MORTON, N. "Induced electromotive forces." European Journal of Physics 1.3 (1980): 138.

Motor wallpapers disponível em <<https://motorwallpapers.org/bldc-motor-basics-pdf/>>
Acesso em : 13 de novembro de 2018.

NOLAN, Dennis. Sensorless six-step BLDC commutation. AN4220, STMicroelectronics, 2013.

PATHAK, Abhijit D. MOSFET/IGBT drivers theory and applications. Application Note AN002, 2001.

POHL, H.; YARIME, M.. Integrating innovation system and management concepts: The development of electric and hybrid electric vehicles in Japan. Technological Forecasting and Social Change, v. 79, n. 8, p. 1431-1446, 2012.

PREMKUMAR, K., and B. V. Manikandan. "Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System based speed controller for brushless DC motor." Neurocomputing 138 (2014): 260-270.

RAO, A. Purna Chandra, Y. P. Obulesh, and Ch Sai Babu. "Mathematical modeling of BLDC motor with closed loop speed control using PID controller under various

loading conditions." *ARPN Journal of engineering and applied sciences* 7.10 (2012): 1321-1328.

SATHYAN, Anand et al. A low-cost digital control scheme for brushless DC motor drives in domestic applications. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC'09.* IEEE International. IEEE, 2009. p. 76-82.

SCHAEF, Christopher; KESARWANI, Kapil; STAUTH, Jason T. A coupled-inductor multi-level ladder converter for sub-module PV power management. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE.* IEEE, 2013. p. 732-737.

SEMICONDUCTOR, Fairchild. *Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC.* Application note, 2008.

SEVERNS, Rudy; REDUCE, E. M. I. *Design of snubbers for power circuits.* International Rectifier Corporation, 2006.

SHAO, Jianwen. *Direct back EMF detection method for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives.* 2003. Tese de Doutorado. Virginia Tech.

SINGH, Jatinder; GANGULI, Souvik Guide. *Study of Soft Switching Converter for Brushless DC Motor Drive.* 2010. Tese de Doutorado.

SOVACOOOL, B. K.; HIRSH, R. F. Beyond batteries: An examination of the benefits and barriers to plug-in hybrid electric vehicles (PHEVs) and a vehicle-to-grid (V2G) transition. *Energy Policy*, v. 37, n. 3, p. 1095-1103, 2009.

SUN, Jian. Pulse Width Modulation. In: Sun, Jian. *Small-signal modeling of variable-frequency pulse-width modulators.* *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 2002. p1104–1108. Disponível em:

<<https://pdfs.semanticscholar.org/7e5b/9378d9100f66cebf496aa4e9b6514f88da77.pdf>> Acesso em: 13 de novembro de 2018.

TASHAKORI, A.; EKTESABI, M.; HOSSEINZADEH, N. Modeling of bldc motor with ideal back-emf for automotive applications. In: Proceedings of the World Congress on Engineering. 2011. p. 6-8.

TOSHIBA. Power MOSFET Selecting MOSFFETs and Consideration for Circuit Design. 2018. Disponível em: <<https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=13416>>. Acesso em: 2 de novembro de 2018.

XIA, Chang-Liang. *Permanent Magnet Brushless DC Motor : Drives and Control*. 1 Edição. Noida: Willey, 2012. p295.

WILLIAMS, Barry W. Principles and Elements of Power Electronics. Devices, Drivers, Applications and Passive Components, p. 1432, 2006.

YEDAMALE, Padmaraja. "Brushless DC (BLDC) motor fundamentals." Microchip Technology Inc 20 (2003): 3-15.

YU, Wensong et al. High-efficiency MOSFET inverter with H6-type configuration for photovoltaic nonisolated AC-module applications. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 26, n. 4, p. 1253-1260, 2011.

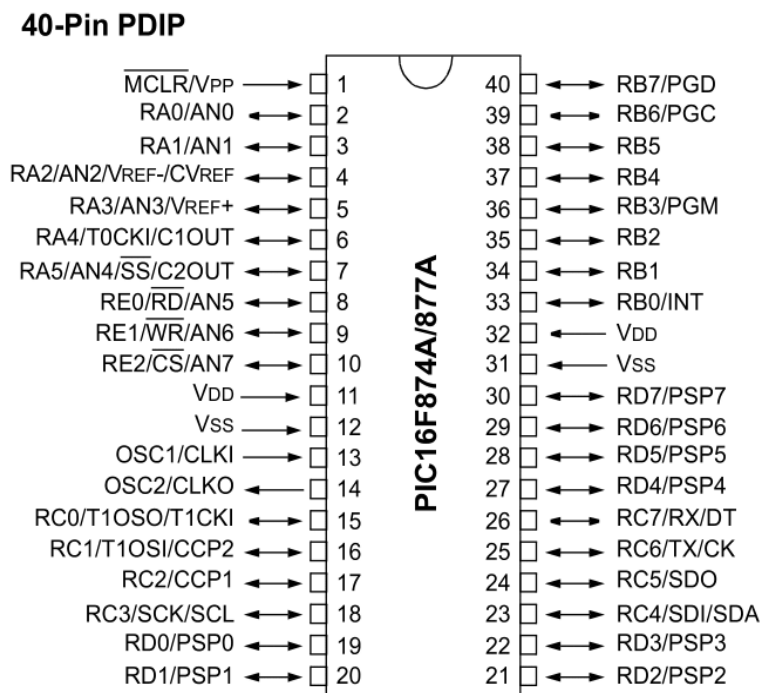
ZHU, Z. Q. et al. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field. IEEE transactions on magnetics, v. 29, n. 1, p. 124-135, 1993.

ZHU, Z. Q.; HOWE, David. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting. IEEE transactions on magnetics, v. 29, n. 1, p. 143-151, 1993.

ANEXO

ANEXO 1 – Informações pertinentes relacionadas ao capítulo 6.

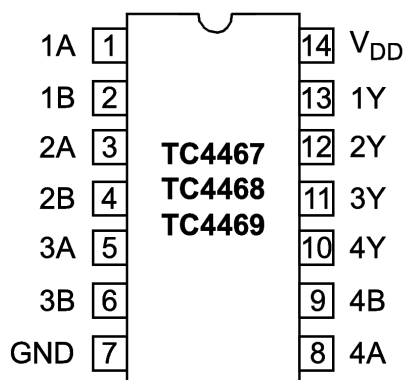
Figura 7.1: Identificação dos terminais do Microcontrolador PIC16F877A.



Fonte: *Datasheet* da série de microcontrolador PIC16F87XA do fabricante Microchip.

Figura 7.2: Identificação dos terminais do circuito integrado TC4467.

14-Pin PDIP/CERDIP



Fonte: *Datasheet* da série de circuito lógico integrado TC446x do fabricante Microchip.

Figura 7.3: Características elétricas do Microcontrolador PIC16F877A.

PIC16F87XA

17.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

Ambient temperature under bias	-55 to +125°C
Storage temperature	-65°C to +150°C
Voltage on any pin with respect to V _{SS} (except V _{DD} , $\overline{\text{MCLR}}$, and RA4)	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)
Voltage on V _{DD} with respect to V _{SS}	-0.3 to +7.5V
Voltage on $\overline{\text{MCLR}}$ with respect to V _{SS} (Note 2)	0 to +14V
Voltage on RA4 with respect to V _{SS}	0 to +8.5V
Total power dissipation (Note 1)	1.0W
Maximum current out of V _{SS} pin	300 mA
Maximum current into V _{DD} pin	250 mA
Input clamp current, I _{IK} (V _I < 0 or V _I > V _{DD})	± 20 mA
Output clamp current, I _{OK} (V _O < 0 or V _O > V _{DD})	± 20 mA
Maximum output current sunk by any I/O pin	25 mA
Maximum output current sourced by any I/O pin	25 mA
Maximum current sunk by PORTA, PORTB and PORTE (combined) (Note 3)	200 mA
Maximum current sourced by PORTA, PORTB and PORTE (combined) (Note 3)	200 mA
Maximum current sunk by PORTC and PORTD (combined) (Note 3)	200 mA
Maximum current sourced by PORTC and PORTD (combined) (Note 3)	200 mA

Fonte: *Datasheet* da série de microcontrolador PIC16F87XA do fabricante Microchip.

Figura 7.4: Características elétricas do Circuito Integrado TC4467.

TC4467/TC4468/TC4469

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings†

Supply Voltage	+20 V
Input Voltage	(GND – 5 V) to (V _{DD} + 0.3 V)
Package Power Dissipation: (T _A ≤ 70°C)	
PDIP	800 mW
CERDIP	840 mW
SOIC	760 mW
Package Thermal Resistance:	
CERDIP R _{θJ-A}	100°C/W
CERDIP R _{θJ-C}	23°C/W
PDIP R _{θJ-A}	80°C/W
PDIP R _{θJ-C}	35°C/W
SOIC R _{θJ-A}	95°C/W
SOIC R _{θJ-C}	28°C/W
Operating Temperature Range:	
C Version	0°C to +70°C
E Version	-40°C to +85°C
M Version	-55°C to +125°C
Maximum Chip Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

†**Notice:** Stresses above those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operation listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: Unless otherwise noted, T _A = +25°C, with 4.5 V ≤ V _{DD} ≤ 18 V.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic 1, High Input Voltage	V _{IH}	2.4	—	V _{DD}	V	Note 3
Logic 0, Low Input Voltage	V _{IL}	—	—	0.8	V	Note 3
Input Current	I _{IN}	-1.0	—	+1.0	μA	0 V ≤ V _{IN} ≤ V _{DD}
Output						
High Output Voltage	V _{OH}	V _{DD} - 0.025	—	—	V	I _{LOAD} = 100 μA (Note 1)
Low Output Voltage	V _{OL}	—	—	0.15	V	I _{LOAD} = 10 mA (Note 1)
Output Resistance	R _O	—	10	15	Ω	I _{OUT} = 10 mA, V _{DD} = 18 V
Peak Output Current	I _{PK}	—	1.2	—	A	
Continuous Output Current	I _{DC}	—	—	300	mA	Single Output
		—	—	500		Total Package
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I	—	500	—	mA	4.5 V ≤ V _{DD} ≤ 16 V
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t _R	—	15	25	nsec	Figure 4-1
Fall Time	t _F	—	15	25	nsec	Figure 4-1
Delay Time	t _{D1}	—	40	75	nsec	Figure 4-1
Delay Time	t _{D2}	—	40	75	nsec	Figure 4-1
Power Supply						
Power Supply Current	I _S	—	1.5	4	mA	Note 2
Power Supply Voltage	V _{DD}	4.5	—	18	V	

Fonte: *Datasheet* da série de circuito lógico integrado TC446x do fabricante Microchip.

Figura 7.5: Visão geral do MOSFET IRF5305PbF.

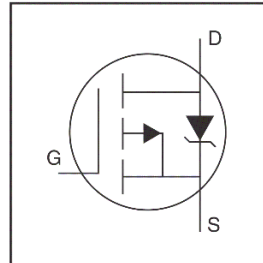
International
IR Rectifier

PD - 94788

IRF5305PbF

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated
- Lead-Free



$$V_{DS} = -55V$$

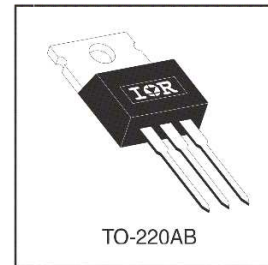
$$R_{DS(on)} = 0.06\Omega$$

$$I_D = -31A$$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-31	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-22	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-110	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	110	W
	Linear Derating Factor	0.71	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	280	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	-16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	11	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.4	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

10/31/03

Fonte: *Datasheet* do MOSFET IRF5305PbF do fabricante International Rectifier.

Figura 7.6: Visão geral do MOSFET IRL3705N.

International
IR Rectifier

PD - 9.1370C

IRL3705N

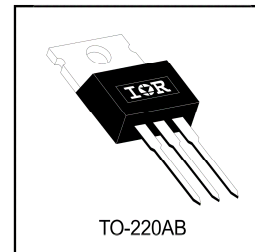
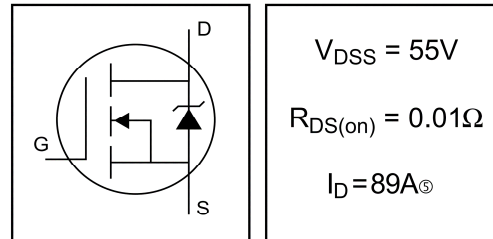
HEXFET® Power MOSFET

- Logic-Level Gate Drive
- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	89 ^⑤	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	63	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ^①	310	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	170	W
	Linear Derating Factor	1.1	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 16	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ^②	340	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ^①	46	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ^①	17	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ^③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.90	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

8/25/97

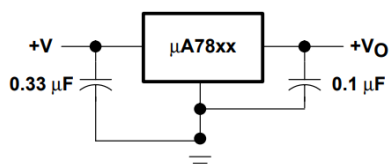
Fonte: *Datasheet* do MOSFET IRL3705N do fabricante International Rectifier.

Figura 7.7: Capacitores requeridos ao regulador de tensão A7805 quando em modo de tensão fixa.

μ A7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

APPLICATION INFORMATION



Fonte: *Datasheet* da série de reguladores de tensão A78xx do fabricante Texas Instruments.

Figura 7.8: Capacitores requeridos ao cristal oscilador utilizado.

PIC16F87XA

TABLE 14-2: CAPACITOR SELECTION FOR CRYSTAL OSCILLATOR

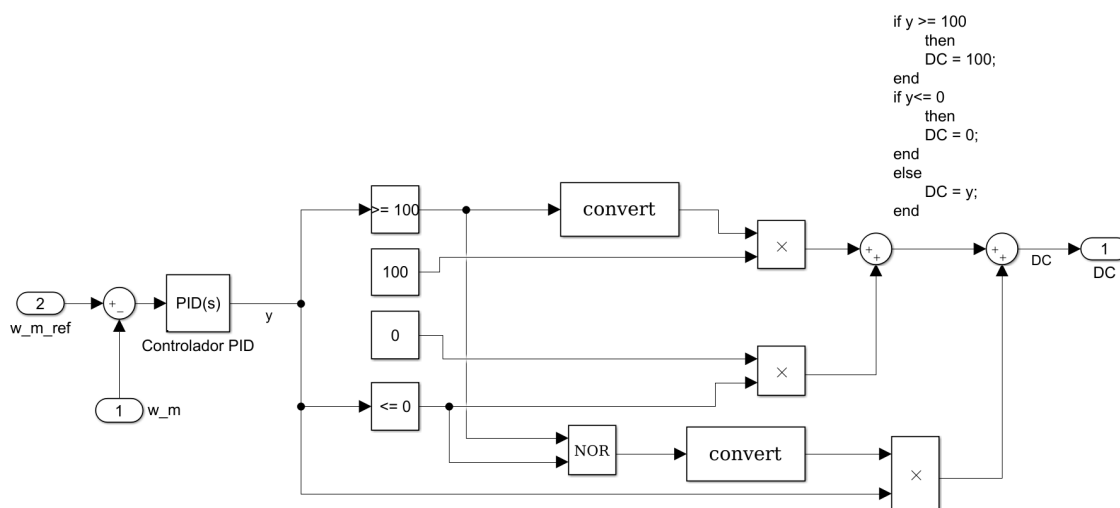
Osc Type	Crystal Freq.	Cap. Range C1	Cap. Range C2
LP	32 kHz	33 pF	33 pF
	200 kHz	15 pF	15 pF
XT	200 kHz	47-68 pF	47-68 pF
	1 MHz	15 pF	15 pF
	4 MHz	15 pF	15 pF
HS	4 MHz	15 pF	15 pF
	8 MHz	15-33 pF	15-33 pF
	20 MHz	15-33 pF	15-33 pF

Fonte: *Datasheet* da série de microcontrolador PIC16F87XA do fabricante Microchip.

APÊNDICE

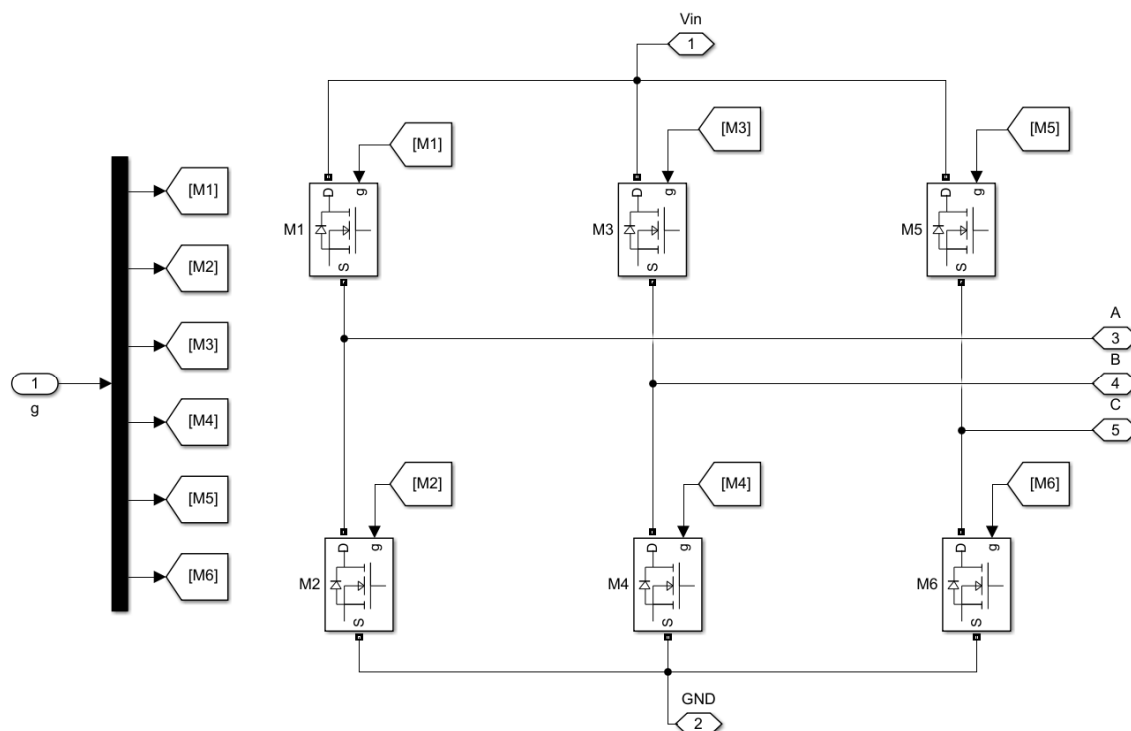
APÊNDICE 1 – Sub-blocos do modelo de simulação realizada através software MATLAB/Simulink no capítulo 5.

Figura 8.1: Sub-bloco “Controlador de velocidade PID”



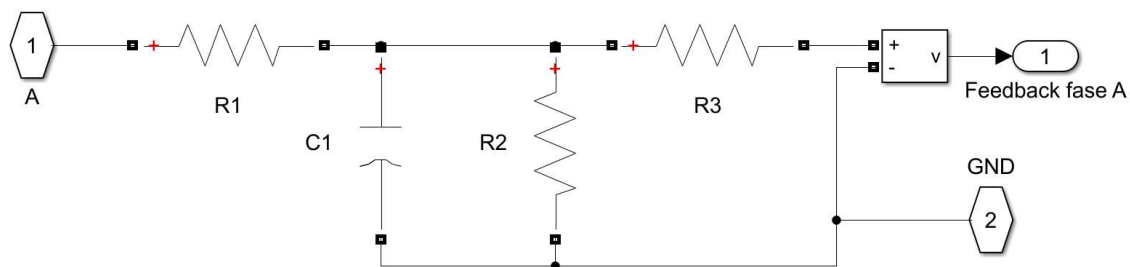
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.2: Sub-blocos do bloco “Ponte Inversora Trifásica”



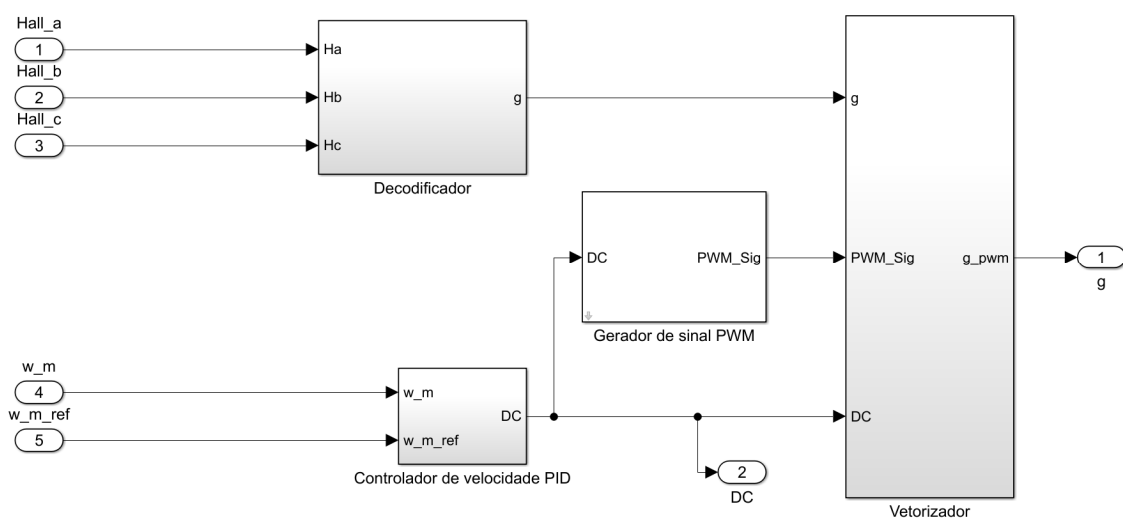
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.3: Sub-blocos do bloco “Circuito de Realimentação”



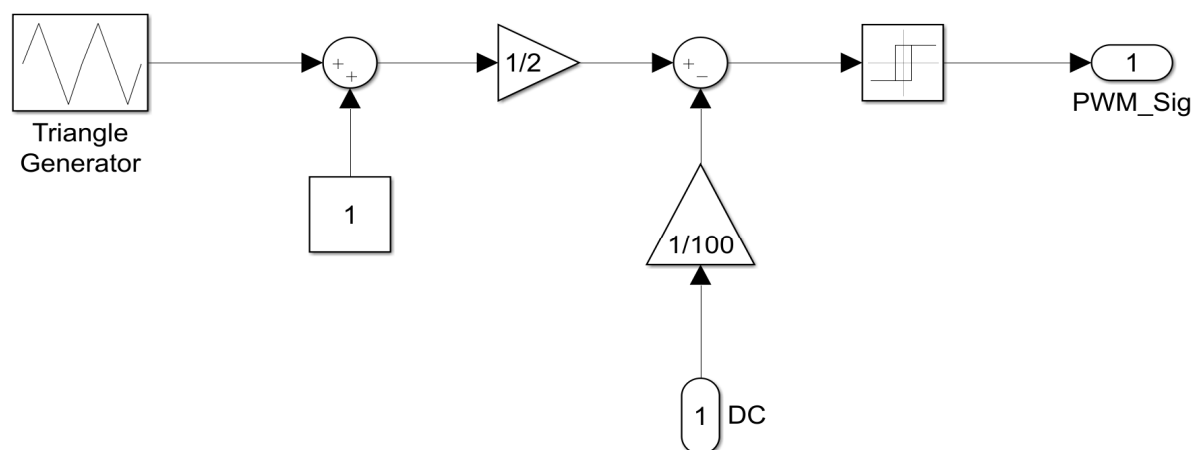
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.4: Sub-blocos do bloco Microcontrolador



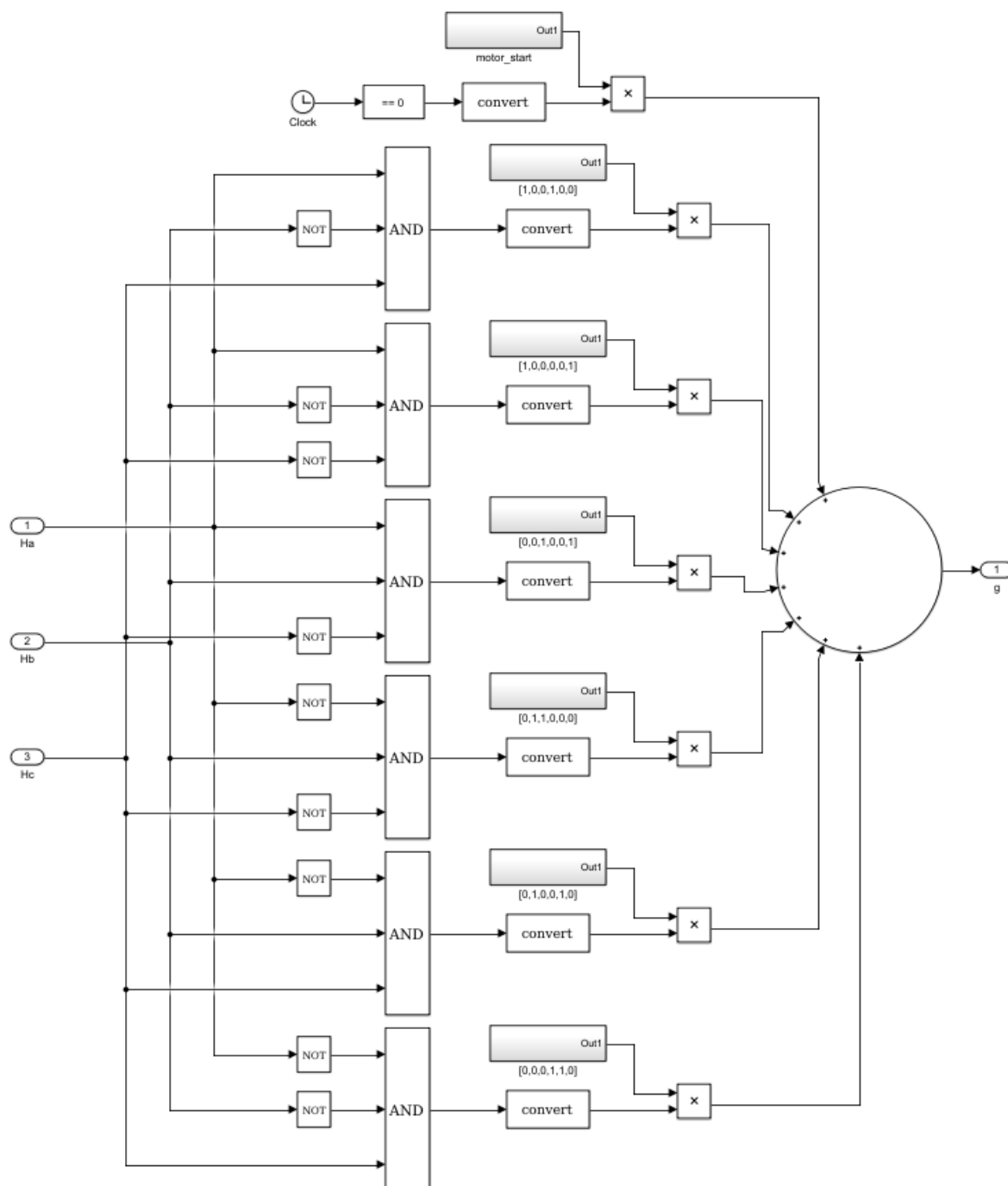
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.5: Sub-bloco “Gerador de sinal PWM”.



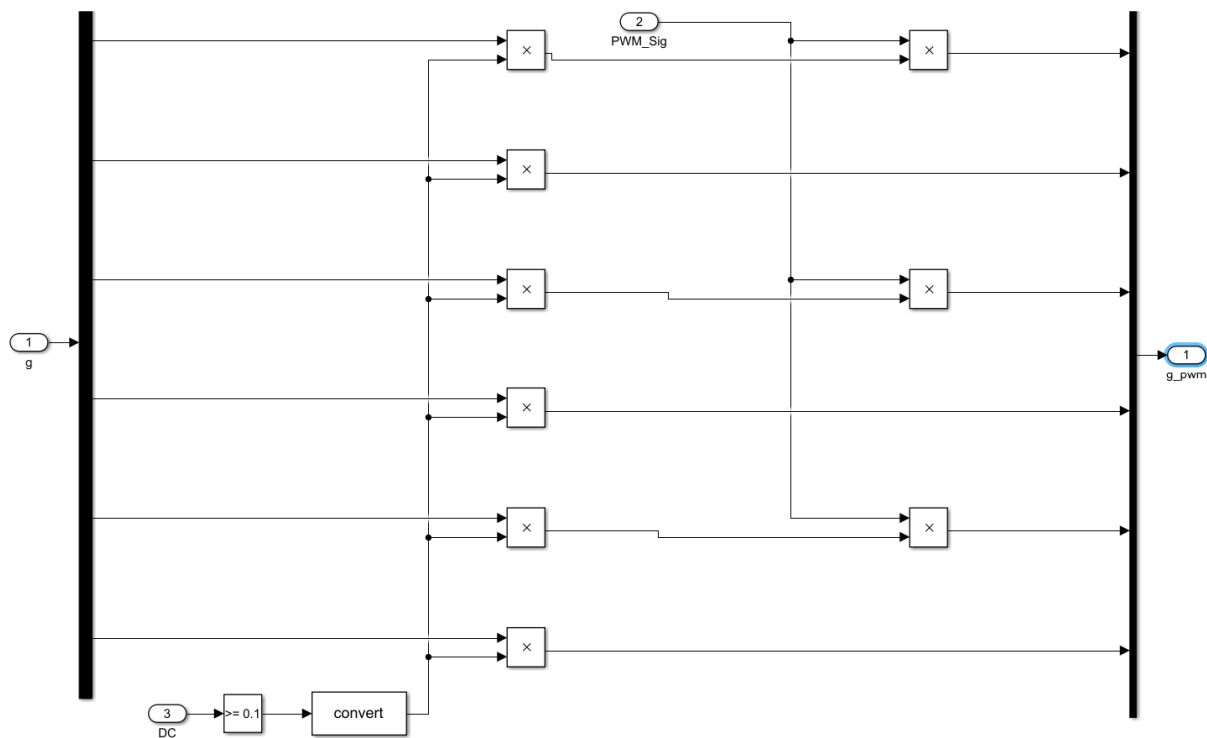
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.6: Sub-bloco “Decodificador”.



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

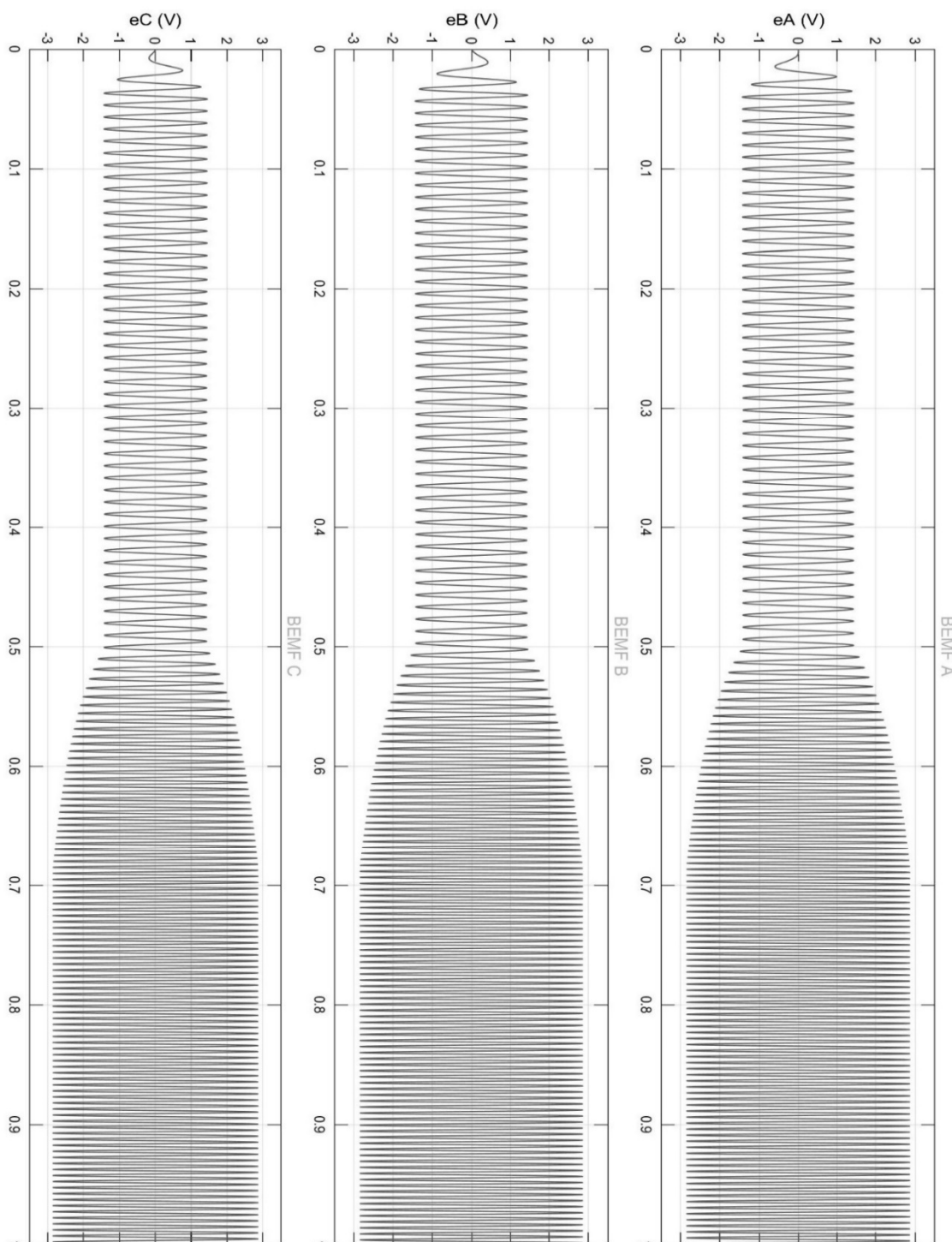
Figura 8.7: Sub-bloco “Vetorizador”.



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

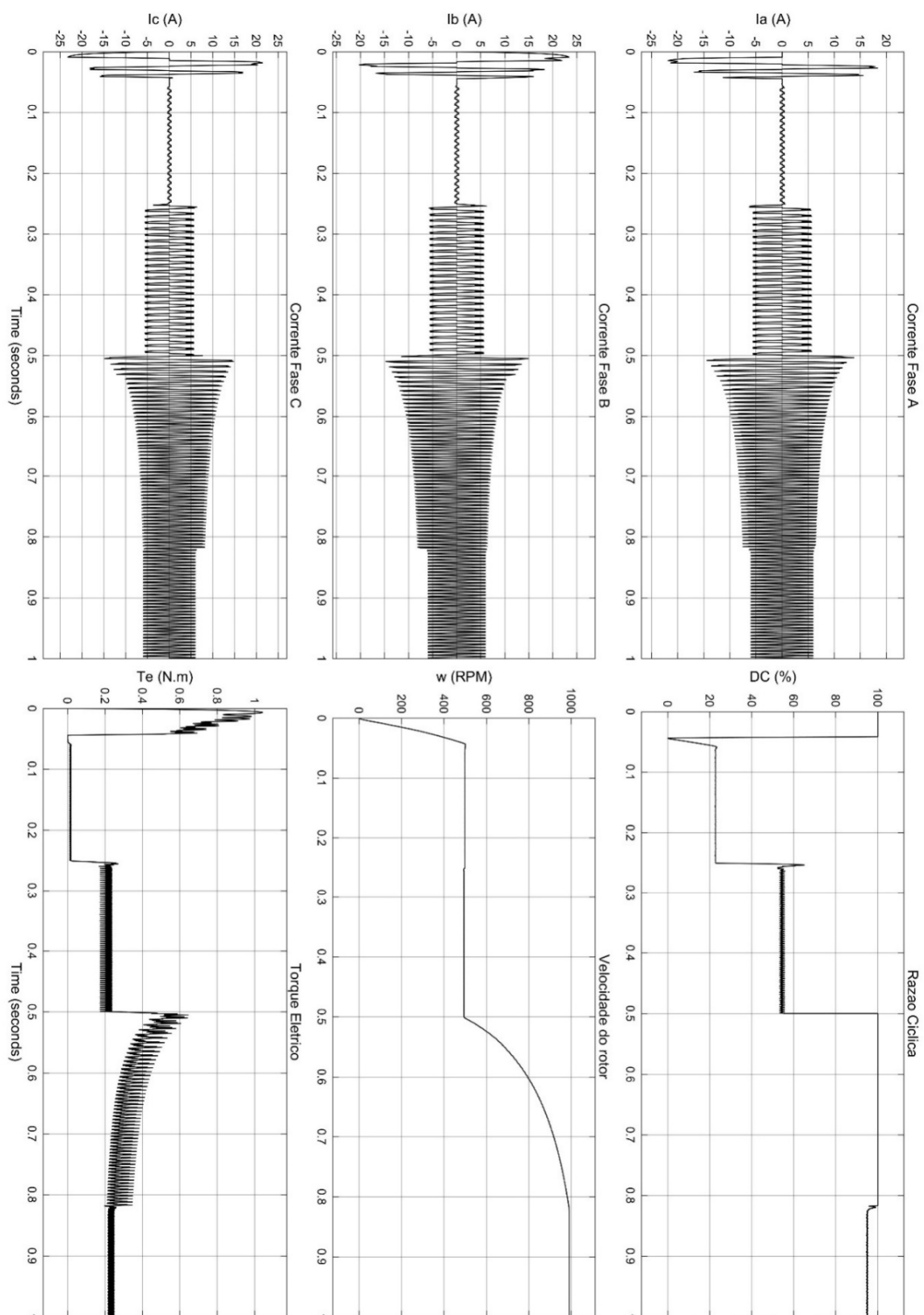
APÊNDICE 2 – Amostras de correntes de fase, razão cíclica, velocidade, torque elétrico e tensão Back EMF adquiridas através da simulação no software MATLAB/Simulink realizada no capítulo 5.

Figura 8.8: Tensão Back EMF induzida.



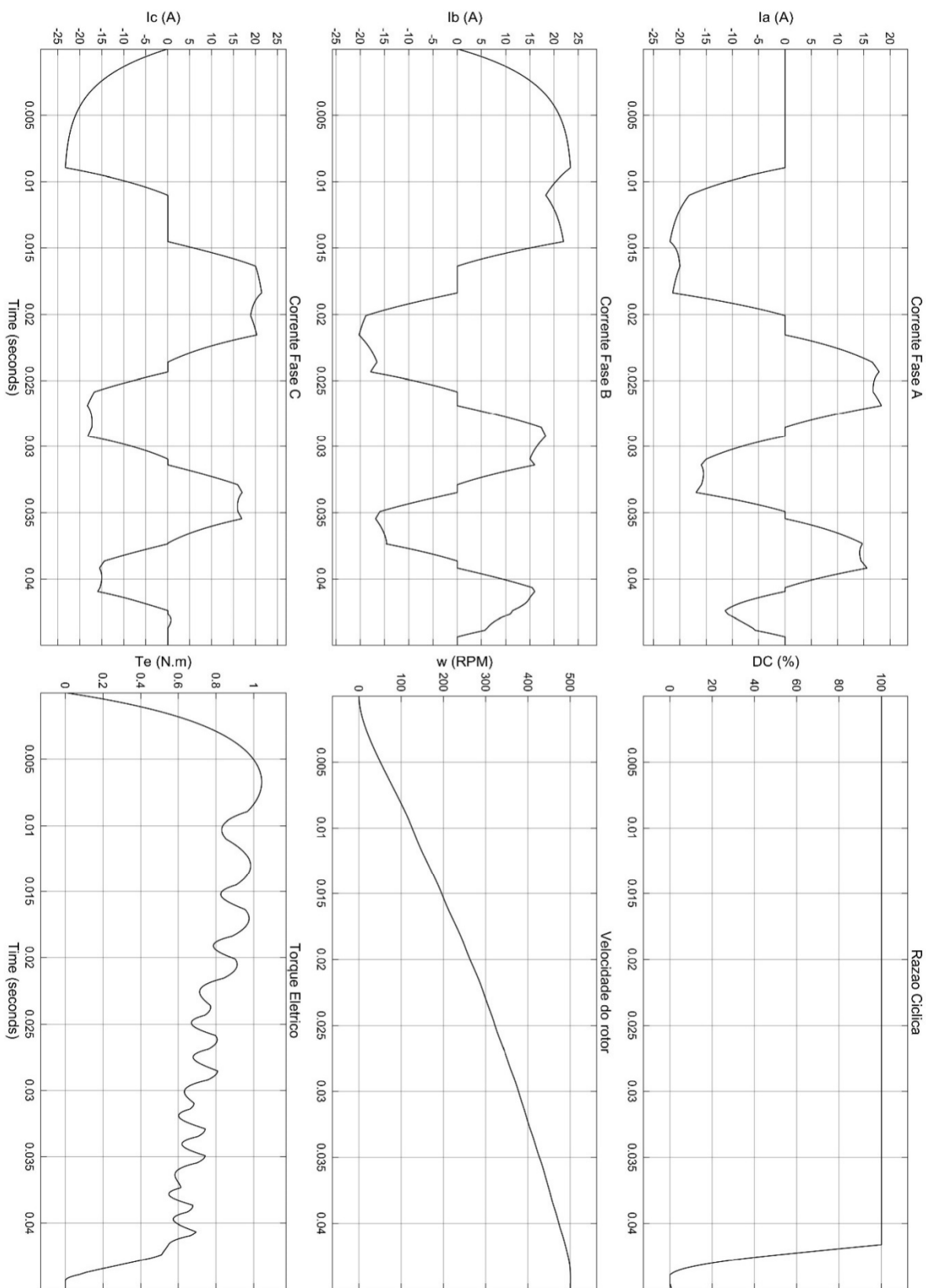
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.9: Grafico de correntes de fase, razão ciclica, velocidade e torque do motor



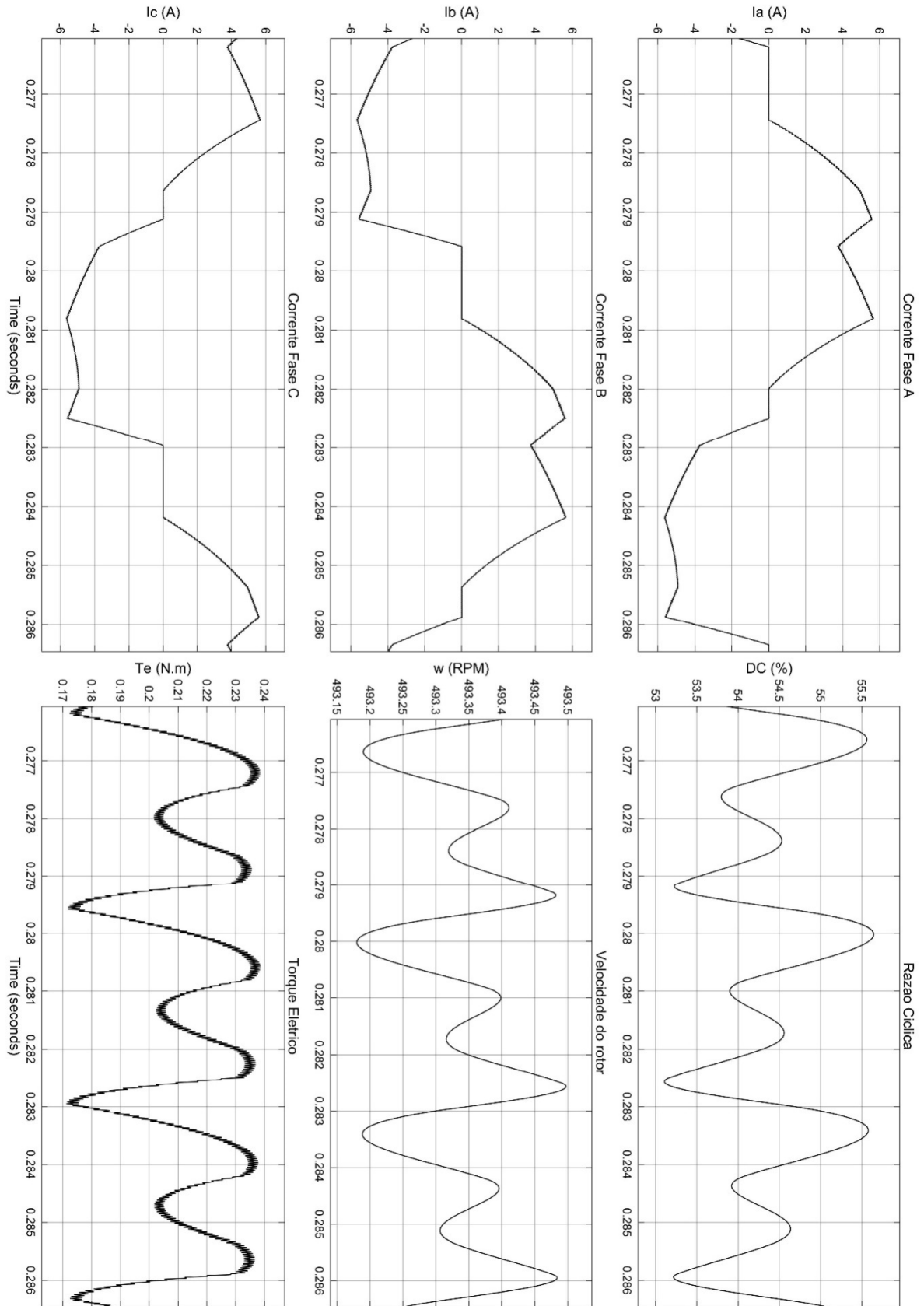
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.10: Grafico de partida a vazio do motor.



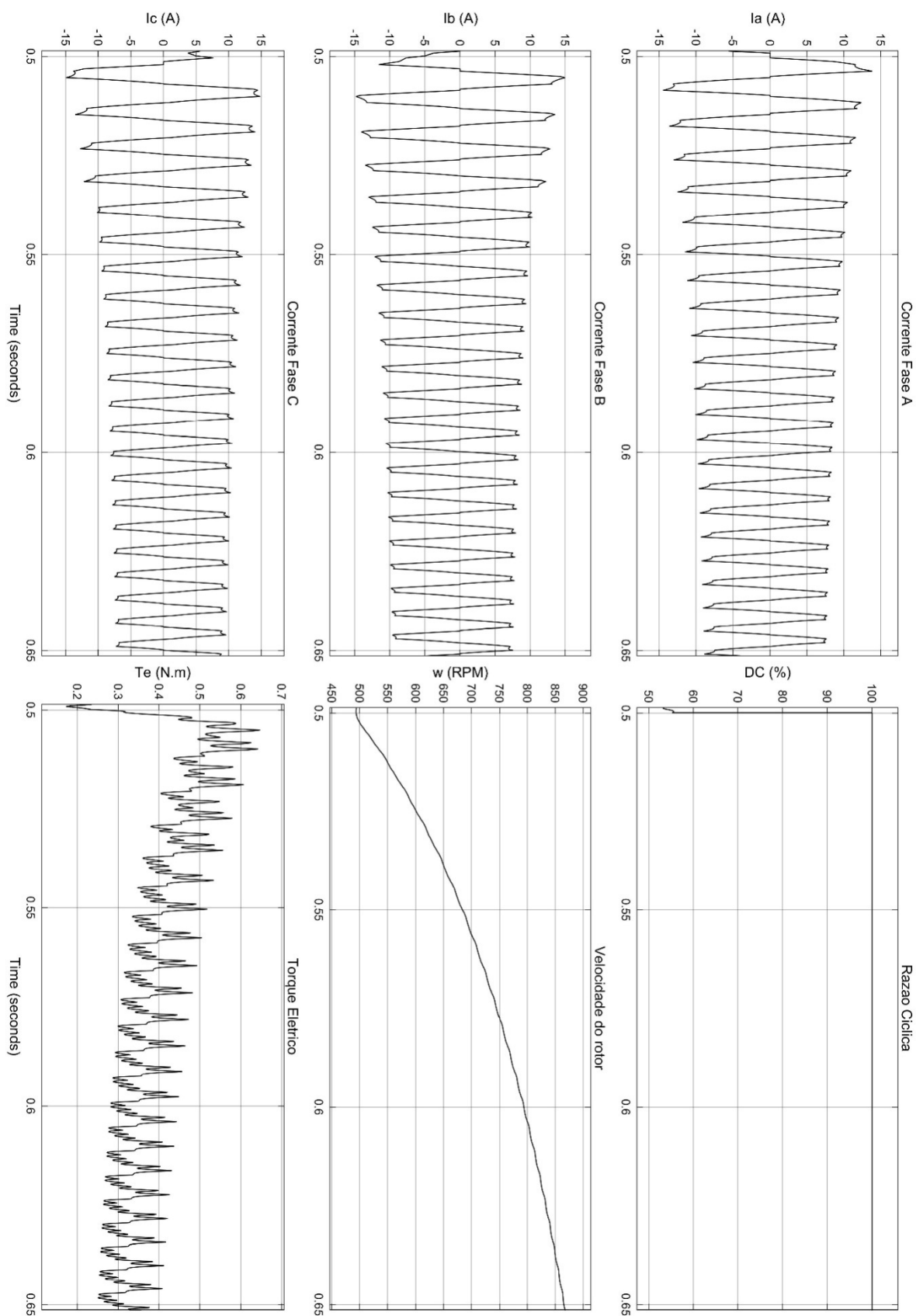
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.11: Motor sob contra torque de 200mN.m a 500RPM



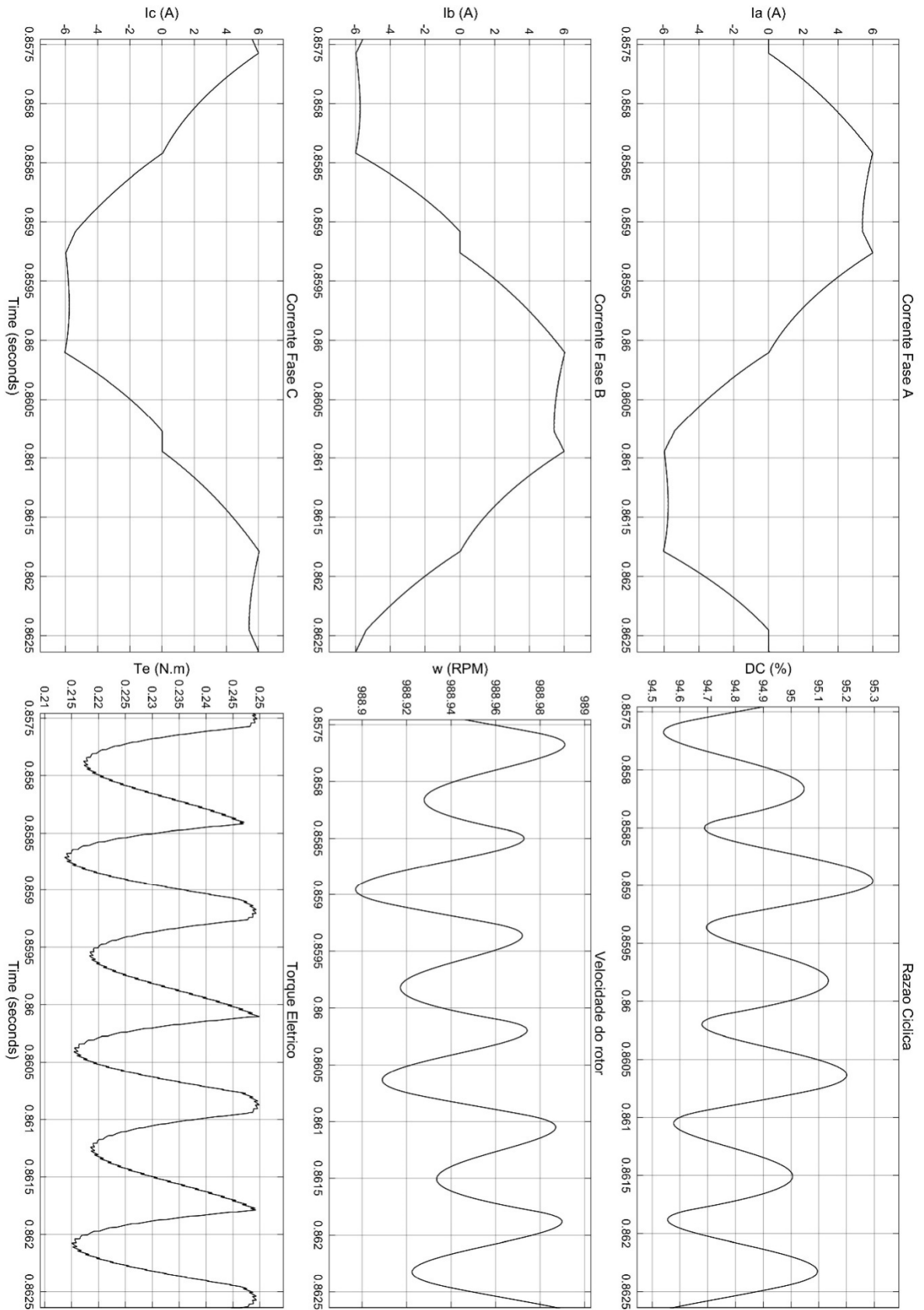
Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

Figura 8.12: Aceleração sob contra torque de 200mN.m



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

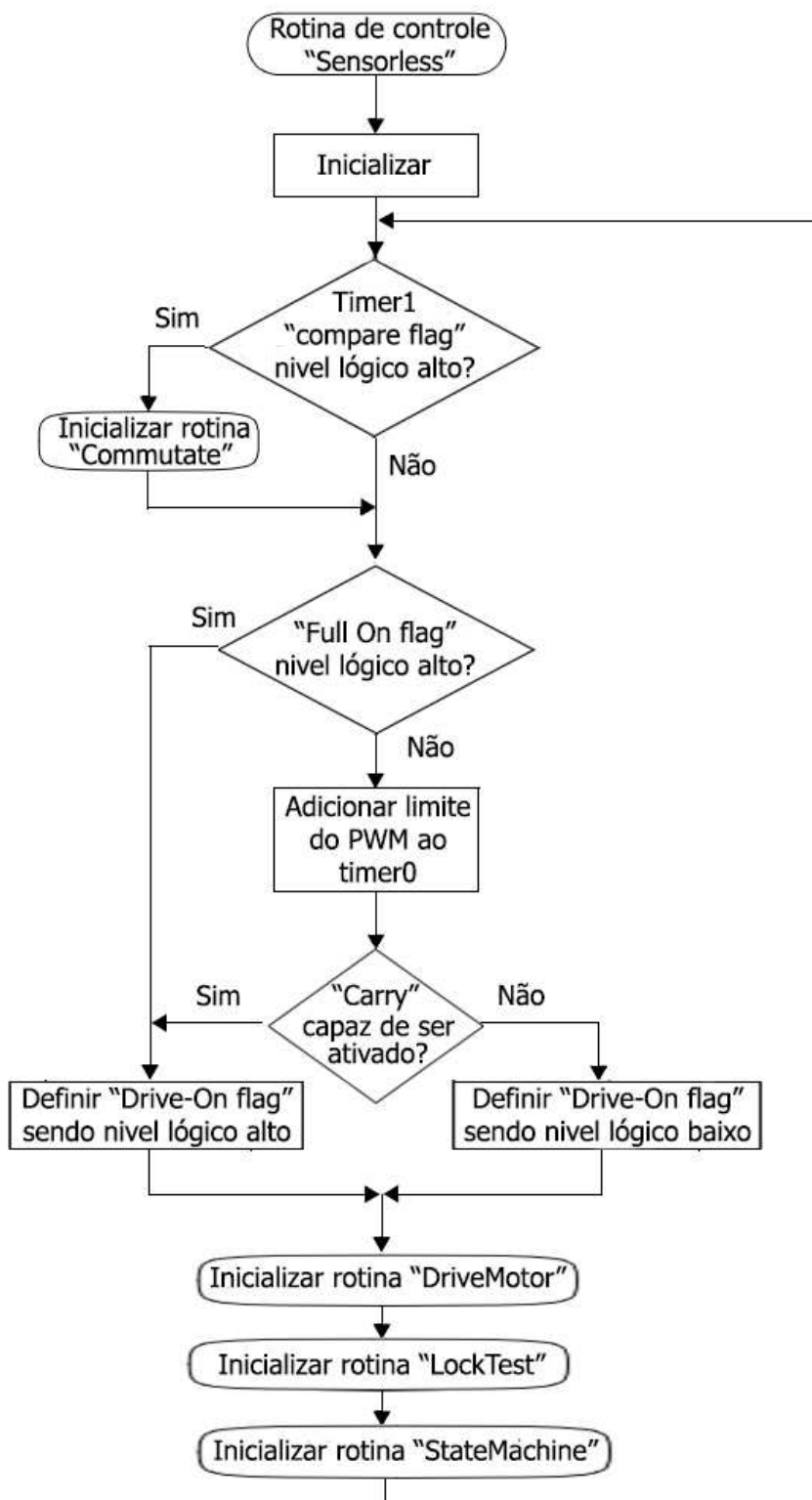
Figura 8.13: Motor sob contra torque de 200mN.m a 1000RPM



Fonte: Elaborado pelo autor utilizando o software MATLAB/Simulink desenvolvido por MathWorks Inc.

APÊNDICE 3 – Figuras relacionadas ao capítulo 6.

Figura 8.14: Ciclo principal da lógica de programação do microcontrolador



Fonte: Elaborado pelo autor.