

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Hudson Vieira Coutinho

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR DE BAIXO CUSTO
PARA ACIONAMENTO DE MOTORES MONOFÁSICOS**

Belo Horizonte

2023

Hudson Vieira Coutinho

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR DE BAIXO CUSTO PARA ACIONAMENTO DE MOTORES MONOFÁSICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Thales Alexandre Carvalho Maia

Belo Horizonte

2023

C871d

Coutinho, Hudson Vieira.

Desenvolvimento de um conversor de baixo custo para acionamento de motores monofásicos [recurso eletrônico] / Hudson Vieira Coutinho. - 2023.

1 recurso online 101 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Thales Alexandre Carvalho Maia.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f. 87-101.

Bibliografia: f. 81-86.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Eficiência energética - Teses.
3. Eletrônica de potência - Teses. I. Maia, Thales Alexandre Carvalho.
II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.
III. Título.

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR DE BAIXO CUSTO PARA ACIONAMENTO DE MOTORES MONOFÁSICOS"

HUDSON VIEIRA COUTINHO

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Aprovada em 30 de junho de 2023. Por:

Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia
(UFMG) - Orientador

Prof. Dr. Tomas Perpetuo Correa
DELT (UFMG)

Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)



Documento assinado eletronicamente por **Thales Alexandre Carvalho Maia, Professor do Magistério Superior**, em 03/07/2023, às 17:08, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Sidelmo Magalhaes Silva, Professor do Magistério Superior**, em 03/07/2023, às 17:32, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Tomás Perpetuo Correa, Membro de comissão**, em 04/07/2023, às 09:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **2423106** e o código CRC **DC858C41**.

Dedico este trabalho de mestrado aos meus amados pais, que sempre me apoiaram em todas as etapas da minha vida acadêmica e pessoal. Agradeço pelo amor, incentivo e pelo exemplo de perseverança e dedicação que sempre me inspiraram. À minha querida irmã, que sempre esteve presente em minha vida e me motivou a buscar meus sonhos. Agradeço pela sua amizade, carinho e apoio constante. E, por fim, à minha amada esposa, que tem sido minha companheira e fonte de inspiração nessa jornada. Agradeço pelo amor, paciência, compreensão e incentivo incansáveis. Sem você, nada disso seria possível.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha profunda gratidão a todos que me ajudaram ao longo da minha jornada acadêmica. Primeiramente, quero agradecer a Deus por me guiar e me fortalecer diante dos desafios.

Também desejo expressar minha gratidão aos meus pais, Maria Aparecida e Sebastião, pelo amor, apoio e incentivo incondicionais que me proporcionaram desde o início da minha vida. Sem eles, eu não teria alcançado tanto progresso. Especialmente, gostaria de agradecer à minha irmã, Isabela, por ser uma amiga leal e companheira em todos os momentos.

Agradeço profundamente à minha esposa, Nayara, por ser uma fonte constante de apoio e motivação durante o meu mestrado. Seu amor e compreensão foram fundamentais para superar os desafios e manter minha motivação para alcançar meus objetivos.

Não posso deixar de expressar minha gratidão ao meu professor orientador, Thales, por sua orientação valiosa e seu comprometimento em me ajudar a obter o melhor resultado possível. Agradeço pelas horas de conversas, conselhos e também por emprestar equipamentos para a produção do trabalho. Além disso, agradeço a José por seu trabalho árduo e dedicação em me ajudar durante as longas horas de produção do artigo resultante deste projeto.

Gostaria de agradecer ao meu grande amigo Wilson Veloso, que me incentivou a estudar desde cedo para enfrentar os desafios da vida. Ele esteve presente ao longo dos anos, tanto nas lutas quanto nas festas. Agradeço também a Wesley, que sempre me motivou a nunca desistir dos desafios da vida. Desde a época do CEFET, estudamos com entusiasmo diversos tópicos de física, resolvendo questões do ITA e Olimpíadas de Física juntos. Não posso esquecer de mencionar Gabriel Arruda, que durante a graduação me apresentou ao mundo cervejeiro.

Enfim, sou grato a todos que contribuíram para minha formação acadêmica e meu crescimento pessoal. Reconheço que essa jornada não foi fácil, mas com a ajuda de cada um de vocês, consegui chegar até aqui.

Com sincera gratidão,

Hudson Vieira Coutinho

"Conhecereis a verdade, e a verdade vos libertará."

João 8:32 (NVI)

"A educação não transforma o mundo. Educação muda pessoas. Pessoas transformam o mundo."

Paulo Freire

RESUMO

Esta pesquisa apresenta um conversor de baixa potência para máquinas monofásicas, com o objetivo de reduzir custos e aumentar a eficiência em aplicações de retrofit. Os aparelhos motores monofásicos consomem uma parcela significativa de energia, mas a baixa eficiência muitas vezes resulta em desperdício de energia. Para enfrentar esse problema, um conversor dedicado pode substituir os capacitores utilizados atualmente em motores monofásicos, aprimorando a eficiência e reduzindo o consumo de energia. O estudo também inclui uma comparação de custos entre motores monofásicos e trifásicos, para demonstrar a viabilidade da abordagem proposta em termos de economia de custos a longo prazo e melhoria da eficiência energética. Em geral, os resultados deste estudo sugerem que o conversor de baixa potência apresenta uma solução promissora para melhorar a eficiência energética e reduzir custos em aplicações de motores monofásicos.

Palavras-chaves: motor monofásico; motor bifásico; conversor de baixo custo; eficiência; acionamentos de motores monofásicos; eletrônica de potência.

ABSTRACT

This research presents a low-power converter for single-phase machines, with the aim of reducing costs and increasing efficiency in retrofit applications. Single-phase motor appliances consume a significant portion of energy, but their low efficiency often results in energy waste. To address this issue, a dedicated converter can replace the current capacitors used in single-phase motors, improving efficiency and reducing energy consumption. The study also includes a cost comparison between single-phase and three-phase motors, to demonstrate the feasibility of the proposed approach in terms of long-term cost savings and improved energy efficiency. Overall, the results of this study suggest that the low-power converter presents a promising solution for improving energy efficiency and reducing costs in single-phase motor applications.

Key-words: single-phase motor; two-phase motor; low-cost converter; efficiency; single-phase motor drives; power electronics.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Estimativa da demanda energética mundial ao longo dos anos, (BP, 2022).	19
Figura 1.2 – Economia energética em percentual obtida com os programas de eficiência energética em 2018, (SADAMORI; MOTHERWAY, 2021).	20
Figura 2.1 – Consumo mundial estimado por finalidade de uso, (WAIDE; BRUNNER, 2011)	24
Figura 2.2 – Diagrama de Caixa para o preço de motores com 4 polos, monofásicos e trifásicos, para cada potência nominal de eixo, do autor.	27
Figura 2.3 – Mediana do preço de mercado em função da potência de eixo: monofásicos em azul e trifásicos em vermelho, do autor.	27
Figura 2.4 – Diferença de preços medianos entre o motor monofásico e trifásico em cada potência de eixo.	27
Figura 2.5 – Representação de um motor monofásico com rotor em gaiola.	28
Figura 2.6 – Representação da distribuição da Força Magneto-Motriz no entreferro do motor monofásico, do autor.	29
Figura 2.7 – Diagrama dos enrolamentos em quadratura de um motor bifásico alimentado por duas fontes de tensão em quadratura.	30
Figura 2.8 – Diagrama de um motor monofásico de fase dividida.	30
Figura 2.9 – Diagrama de um motor monofásico com capacitor de partida.	31
Figura 2.10–Diagrama de um motor monofásico com capacitor permanente.	31
Figura 2.11–Topologia de um conversor de duas meias pontes e neutro central acionando um motor bifásico.	36
Figura 2.12–Topologia de um conversor de três meias pontes acionando um motor bifásico.	36
Figura 2.13–Topologia de um conversor ponte H dupla acionando um motor bifásico.	37
Figura 2.14–Comparativo do espaço vetorial das três topologias mais comuns de conversores utilizadas para acionamento de motores bifásicos, adaptado (JANG, 2007).	37
Figura 2.15–Vetores de tensão no espaço vetorial trifásico, adaptado (ZHANG; QIU, 2019).	39
Figura 2.16–Espaço vetorial de estados do conversor tipo três meias pontes.	40
Figura 2.17–Largura de pulso para cada chave superior em cada perna do conversor de três meias pontes acionando um motor bifásico.	41
Figura 2.18–Tensões bifásicas em quadratura sintetizadas pelo conversor utilizando o SVPWM aplicadas aos enrolamentos α e β do motor bifásico.	42
Figura 3.1 – Sistema genérico com um conversor estático.	44

Figura 3.2 – Diagrama do conversor projetado.	45
Figura 3.3 – Resistência térmica máxima admissível para o dissipador em função da corrente de saída e frequência de chaveamento do conversor proposto.	50
Figura 3.4 – Temperatura de junção para o dissipador escolhido em função da corrente de saída e frequência de chaveamento do conversor proposto.	51
Figura 3.5 – Potência dissipada pelo módulo em função da corrente de saída e frequência de chaveamento do conversor proposto.	51
Figura 3.6 – Fluxograma genérico para a medição de uma grandeza física.	52
Figura 3.10–Fluxograma da máquina de estados implementada no microcontrolador	57
Figura 4.1 – Motor monofásico acionado pelo conversor proposto.	61
Figura 4.2 – Recursos utilizados para os testes experimentais do conversor proposto.	62
Figura 4.3 – Comparação entre os torques de partida direta para o acionamento com inversor e sem o inversor.	64
Figura 4.4 – Comparação entre os torques médios para o acionamento de partida direta com o inversor e sem o inversor.	64
Figura 4.5 – Comparação entre as correntes de partida da bobina principal para o acionamento de partida direta com o inversor e sem o inversor.	65
Figura 4.6 – Comparação da média móvel da potência de entrada para o acionamento para cada região do espaço vetorial e para a partida direta com capacitor auxiliar.	65
Figura 4.7 – Diagrama do controle por orientação indireta de fluxo do rotor utilizada em motores assimétricos.	66
Figura 4.8 – Correntes em regime permanente do motor simétrico simulado com a malha de controle fechada.	67
Figura 4.9 – Resposta do torque elétrico, torque da carga e velocidade no eixo do motor simétrico do motor simétrico operando em malha fechada.	68
Figura 4.10–Correntes em regime permanente do motor assimétrico simulado operando com malha fechada.	68
Figura 4.11–Resposta do torque elétrico, torque da carga e velocidade no eixo do motor assimétrico operando em malha fechada.	69
Figura 4.12–Fluxo girante do motor nos eixos em quadratura D e Q no caso do motor simétrico e assimétrico.	69
Figura 4.13–Mapa de eficiência para o motor de 1/4 cv simulado em função do torque e velocidade do eixo.	70
Figura 4.14–Mapa de eficiência para o motor assimétrico de 1/4 cv simulado em função do torque e velocidade do eixo.	70
Figura 4.15–Comparação rendimento em função da potência de eixo para: acionamento com capacitor permanente em partida direta e com inversor acionando motor simétrico e assimétrico.	71

Figura 4.16–Correntes de partida e velocidade do rotor para o motor assimétrico acionado com uma rampa V/f constante.	71
Figura 4.17–Torque elétrico e velocidade do rotor para o motor assimétrico acionado com uma rampa V/f constante.	72
Figura 4.18–Tensão e corrente da rede e correntes dos enrolamentos do motor monofásico utilizando a partida direta com o capacitor auxiliar.	72
Figura 4.19–Corrente no enrolamento principal com o motor sem carga.	73
Figura 4.20–Corrente no enrolamento auxiliar com o motor sem carga.	73
Figura 4.21–Tensão do barramento CC do conversor acionando o motor sem carga.	74
Figura 4.22–Correntes em quadratura do enrolamento auxiliar e principal com o motor sem carga, filtrado digitalmente por passa-baixa de 200 Hz.	74
Figura 4.23–Sinais de tensão e corrente obtidas nos testes experimentais como conversor implementado acionando um motor monofásico de 1 cv.	75
Figura B.1 – Modelo do conversor utilizado para o cálculo térmico das chaves eletrônicas.	93
Figura B.2 – Esquemático da lógica de modulação dos pulsos utilizados no conversor.	94
Figura B.3 – Correntes no IGBT superior e diodo inferior de um dos braços do conversor e os momentos de transição (em verde) ligado-desligado do IGBT.	94
Figura B.4 – Curva $i_C(v_{CE})$ fornecida pela folha de dados do IGCM20F60GA.	95
Figura B.5 – Parametrização $v_{CE}(i_C)$ da curva $i_C(v_{CE})$ fornecida pela folha de dados do IGCM20F60GA para $V_{DD} = 15$ V.	95
Figura B.6 – Energia dissipada durante o chaveamento de uma chave IGBT, adaptado (AG, 2017)	96
Figura B.7 – Esquemático do modelo térmico por circuito utilizado na análise térmica do conversor proposto.	97
Figura D.1 – Diagrama da simulação em malha fechada do motor monofásico.	101

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Estimativa de consumo energético residencial e regional no Brasil para equipamentos com motores monofásicos em 2019, adaptado de (ABRAHÃO; SOUZA, 2021).	25
Tabela 2.2 – Tabela dos vetores de estados para o SVPWM de três meias pontes acionando um motor bifásico.	39
Tabela 2.3 – Parâmetro para cada setor do SVPWM de três meias pontes para acionamento do motor bifásico.	41
Tabela 3.1 – Premissas para o projeto do conversor monofásico.	45
Tabela 3.2 – Parâmetros de entrada para o cálculo térmico.	50
Tabela 3.3 – Pinos no barramento de comunicação.	56
Tabela 3.4 – Barramento de potência do conversor.	56
Tabela 3.5 – Custo dos componentes utilizados para a implementação do conversor.	59
Tabela 4.1 – Recursos utilizados para a validação de funcionamento do conversor proposto.	61
Tabela 4.2 – Dados de placa do motor monofásico utilizados nos testes do conversor implementado.	61
Tabela 4.3 – Parâmetros do motor monofásico de 1/4 cv utilizado para as simulações.	63
Tabela 4.4 – Magnitude de corrente de terceira, quinta e sétima ordens harmônicas em relação à THD fundamental e total dos enrolamentos principal e auxiliar com carga nominal.	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Analog-to-digital converter
CC	Corrente Contínua
ESR	Equivalent Serie Resistance
FMM	Força Magneto-Motriz
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IHM	Interface Homem-Máquina
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
USB	Universal Serial-Bus

LISTA DE SÍMBOLOS

l_{sd}	indutância de dispersão do eixo d (auxiliar)
r_{sd}	resistência do enrolamento do eixo d (auxiliar)
m_{srd}	indutância mútua entre eixo d e o rotor
l_{sq}	indutância de dispersão do eixo q (principal)
r_{sq}	resistência do enrolamento do eixo q (principal)
m_{srq}	indutância mútua entre eixo q e o rotor
r_r	resistência do rotor
l_r	indutância do rotor
k	relação de espiras
J	momento de inércia do eixo ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)
F	coeficiente de atrito ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$)
P	par de polos

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Relevância	19
1.1.1	Políticas para redução da emissão de carbono	19
1.2	Motivação	21
1.3	Objetivo	21
1.4	Metodologia	22
1.5	Organização textual	22
2	ESTADO DA ARTE	23
2.1	A utilização do motor monofásico	24
2.1.1	Consumo energético dos motores elétricos	24
2.1.2	Uso de conversores em baixa potência	25
2.1.3	Comparativo entre preços de motores monofásicos e trifásicos	26
2.2	O motor monofásico	28
2.2.1	Tipos de motores monofásicos	29
2.2.1.1	Motor com fase dividida	30
2.2.1.2	Motor com capacitor de partida	30
2.2.1.3	Motor com capacitor permanente	31
2.2.1.4	Motor de polos sombreados	31
2.2.2	Modelo matemático do motor bifásico	32
2.2.3	O modelo dq da máquina bifásica	33
2.3	Acionamento utilizando conversores eletrônicos	35
2.3.1	Duas meias pontes com neutro central	35
2.3.2	Conversor com três meias pontes	35
2.3.3	Ponte H dupla	36
2.3.4	Comparativo do SVPWM	37
2.4	Space Vector Pulse-Width Modulation - SVPWM	38
2.5	Conclusões	42
3	PROJETO DO CONVERSOR	43
3.1	Premissas do projeto	45
3.2	Barramento de Tensão Contínua	46
3.2.1	Considerações do projeto	47
3.3	Fontes auxiliares	47
3.4	Módulo IGBT	48

3.4.1	Considerações do projeto	48
3.5	Cálculo térmico	48
3.5.1	Resultados	50
3.6	Medição e condicionamento de sinais	51
3.6.1	Medição e condicionamento da tensão do barramento CC	52
3.6.2	Medição e condicionamento da corrente de saída	53
3.6.3	Circuito de proteção	54
3.7	Interface de conexões	55
3.7.1	Considerações do projeto	56
3.8	Programação do microcontrolador	57
3.9	Resultado da montagem do conversor	58
3.9.1	Custo financeiro	58
3.10	Conclusões	59
4	RESULTADOS OBTIDOS	60
4.1	Recursos	61
4.2	Simulações	62
4.2.1	Simulações em malha aberta	63
4.2.2	Simulações com a malha de controle	65
4.2.3	Simulação com acionamento escalar V/f constante	69
4.3	Acionamento do motor e leitura das correntes	70
4.3.1	Acionamento com capacitor	71
4.3.2	Acionamento com o conversor, motor sem carga	72
4.3.3	Acionamento com o conversor, motor com carga	74
4.4	Conclusões	76
5	CONCLUSÕES	77
5.1	Conclusões	78
5.2	Trabalhos futuros	79
	REFERÊNCIAS	81
	APÊNDICES	87
	APÊNDICE A – ENSAIO PARA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE UM MOTOR MONOFÁSICO	88
A.1	Introdução	88
A.2	Medição com tensão contínua	88
A.3	Ensaio a vazio	88

A.4	Ensaio de rotor bloqueado	89
A.5	Considerações práticas	91
	APÊNDICE B – CÁLCULO TÉRMICO	92
B.1	Introdução	92
B.2	Metodologia	92
B.3	Modelo do conversor	93
B.3.1	Perdas nos IGBTs	93
B.3.2	Perdas nos diodos	96
B.4	Modelo térmico	96
B.5	Mapas de operação	97
	APÊNDICE C – ALGORITMO SVPWM BIFÁSICO	98
	APÊNDICE D – DIAGRAMA DO CONTROLE	101

1 INTRODUÇÃO

Atrelado ao aumento de demanda energética e a limitação da expansão da geração, a eficiência energética torna-se um assunto recorrente atualmente. Dentre os diversos tópicos relacionados, o acionamento de máquinas elétricas é um estudo relevante para o ganho de eficiência. O presente capítulo relaciona matriz geração energética com as emissões de carbono na atmosfera, bem como a demanda energética proveniente de motores elétricos, motivando o uso de conversores eletrônicos para o acionamento de motores monofásicos.

Sumário

1.1	Relevância	19
1.2	Motivação	21
1.3	Objetivo	21
1.4	Metodologia	22
1.5	Organização textual	22

1.1 Relevância

Apesar da expectativa de redução na taxa de crescimento demográfica nos próximos anos, estima-se uma taxa nula somente em 2100 (ROSER; RODÉS-GUIRAO, 2013). Isso acarreta um aumento no consumo energético primário, sendo intensificado pelo crescimento industrial. Atualmente, o consumo global de energia continua crescendo em média cerca de 1% a 2% ao ano, sendo que em 2021 a demanda atingiu um crescimento de 5,8% (BP, 2022).

A Figura 1.1 nos mostra o crescimento da demanda energética mundial, em azul, e a quantidade de CO₂ emitida, em vermelho, ao longo dos anos, mostrando que as emissões também crescem junto com a demanda energética.

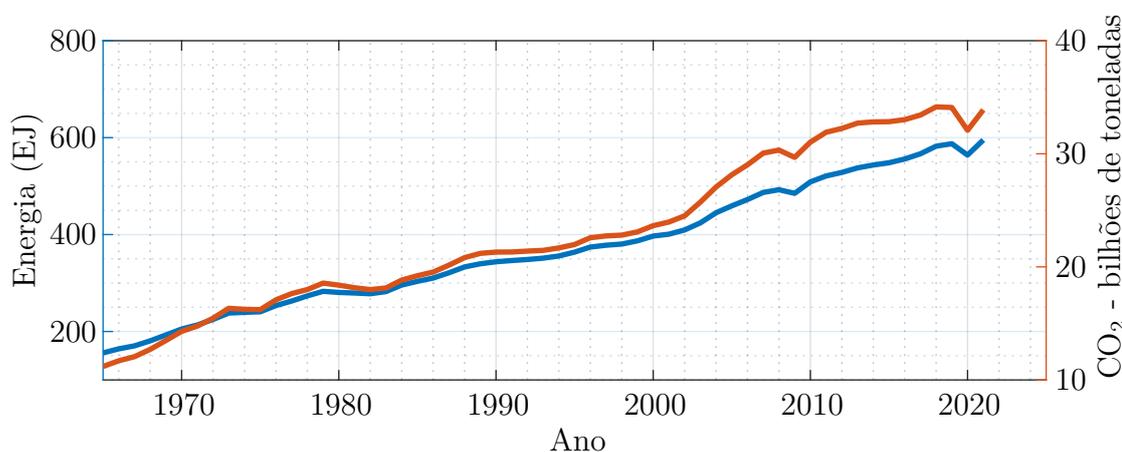


Figura 1.1 – Estimativa da demanda energética mundial ao longo dos anos, (BP, 2022).

Esse aumento da demanda energética gera desafios a longo prazo na transição energética das fontes de combustível fóssil para fontes renováveis, uma vez que cerca de 82% da energia primária é proveniente dos combustíveis fósseis (BP, 2022) e estão diretamente relacionados com emissões de carbono na atmosfera.

1.1.1 Políticas para redução da emissão de carbono

Além de buscar fontes renováveis, melhorar a eficiência energética também representa uma poderosa abordagem para reduzir as emissões. Atualmente, mais de 120 países já adotaram ou estão em processo de desenvolvimento de padrões obrigatórios de eficiência para os principais aparelhos eletrodomésticos, conhecidos como "linha branca", resultando em uma redução de 50% no consumo de energia desses dispositivos nos países que adotaram essas políticas. Isso tem influenciado o mercado a favorecer a aquisição de equipamentos mais eficientes, como aparelhos de ar condicionado, geladeiras, sistemas de iluminação, televisores, máquinas de lavar e utensílios de cozinha (SADAMORI; MOTHERWAY, 2021). Essa crescente preferência por produtos energeticamente eficientes não só contribui para

mitigar as emissões de gases do efeito estufa, mas também gera economias significativas para os consumidores ao longo do tempo, com redução de gastos nas contas de energia.

Na União Europeia, Estados Unidos e China as normas de eficiência energética já atingiram uma economia de 1500 TWh de energia elétrica no ano de 2018 (SADAMORI; MOTHERWAY, 2021). Para os países pioneiros na mudança, o efeito é tão significativo que cerca de 15% da geração total de eletricidade está sendo economizada por meio de programas de eficiência em eletrodomésticos, nos EUA, por exemplo, quase 16% da geração e no Brasil cerca 4%, vide Figura 1.2.

No entanto, atingir resultados satisfatórios leva tempo, pois a partir da implementação de novos padrões, anos podem ser gastos até que o estoque dos equipamentos menos eficientes seja substituído, tanto os ainda disponíveis para a venda quanto os já adquiridos pelos consumidores, utilizando-os até o término da vida útil. Isso nos mostra a importância da participação governamental com incentivo e subsídio para a substituição de equipamentos antigos e menos eficientes, bem como políticas de melhorias do tipo *retrofit*. Em 2020 foram investidos em todo o mundo cerca de USD 270 bilhões na busca de melhorias em eficiência energética (SADAMORI; MOTHERWAY, 2021).

No Brasil, em 1993, foi instituído o Selo Procel, criado pelo Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL), com a finalidade de ser uma ferramenta simples e eficaz que permite ao consumidor conhecer os equipamentos mais eficientes disponíveis no mercado. São estabelecidos índices de consumo e desempenho para cada categoria de equipamento. Cada equipamento candidato é submetido a ensaios e ao atingirem esses índices são contemplados com o Selo Procel de Economia de Energia, tornando útil ao consumidor durante a escolha de um produto, além de uma melhoria significativa na linha branca. Esse programa economizou cerca de 22,7 GWh em 2021, equivalente a 4,54% do consumido no país, com investimento acumulado de R\$ 3,89 bilhões

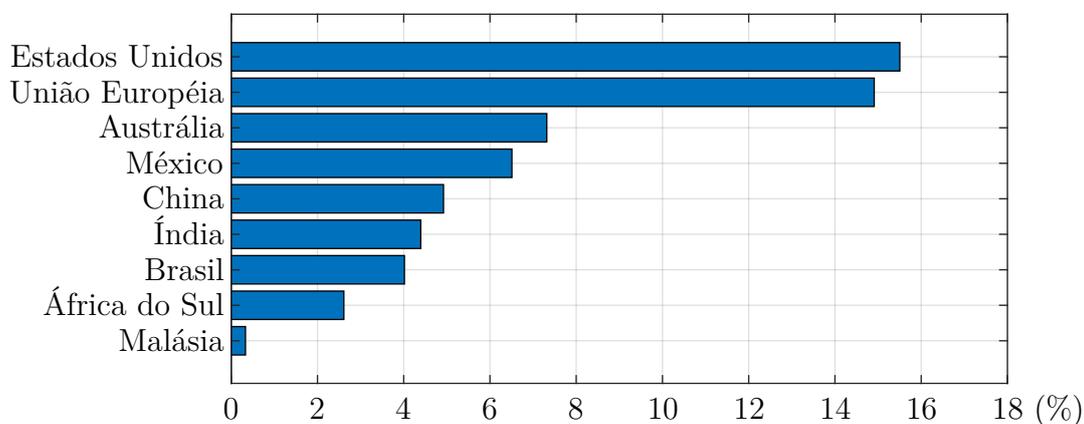


Figura 1.2 – Economia energética em percentual obtida com os programas de eficiência energética em 2018, (SADAMORI; MOTHERWAY, 2021).

desde 1986, estima-se desde então uma economia de 217,9 GWh (Programa Nacional de Conservação de Energia e Eficiência Energética – PRFP, 2022).

1.2 Motivação

Os motores monofásicos ainda constituem uma parcela significativa da demanda energética, porém muita energia é desperdiçada no seu acionamento e pouco se fala em como melhorar a eficiência. Sua eficiência não ultrapassa 78% (mesmo os com potência igual ou superior a 1 cv) e seu torque de partida é geralmente de 30-70% do torque nominal (CHASIOTIS; KARNAVAS; SCULLER, 2022). Esse tipo de motor é muito sensível à variação de carga, refletindo efeitos significativos no seu rendimento ao operar abaixo da sua carga nominal (UM; PARK, 2021). Como exemplo, o compressor de geladeiras exige um alto torque de partida e o motor monofásico é superdimensionado para atender esse torque inicial. Após a partida, opera em baixa carga, reduzindo então sua eficiência global.

Muitos autores conduziram pesquisas sobre otimização de projeto, análise numérica e analítica de motores monofásicos. Eles desenvolveram motores aprimorados por mudanças geométricas e estratégias de controle (UM; PARK, 2021). Silva et al. (2019) propõem o controle vetorial de um motor monofásico com conexão do tipo Scott-T, onde uma alteração na configuração das bobinas pode transformar o motor monofásico em trifásico, aumentando sua eficiência. Nied et al. (2013) reduzem em 43% o consumo energético de uma máquina de lavar operando com inversor de frequência para motor monofásico, sua desvantagem é a utilização de um sensor de velocidade e o controle é implementado em um motor de bobinas simétricas, geralmente as bobinas são assimétricas. Uma abordagem de controle mais adequada, levando em consideração a assimetria das bobinas, foi proposta por CORREA et al. (2001). Estudos realizados por Nied et al. (2013) e Liu, Hwang e Po-Cheng (2012) demonstram que é viável alcançar maior eficiência e desempenho dinâmico ao acionar motores monofásicos com inversor de frequência.

1.3 Objetivo

Este trabalho propõe a implementação de um conversor a ser utilizado em aplicações de baixa potência, possibilitando o controle por microcontrolador com sinais de controle variando entre 0 e 3 V. O conversor projetado será alimentado pela rede residencial com tensão de 127/220 V/60 Hz e deve fornecer uma potência de saída limitada a 1 cv.

Esse recurso poderá ser utilizado para o acionamento de motores monofásicos e trifásicos, a fim de se testar estratégias de acionamento e controle para melhoria da eficiência. Além disso, sua topologia poderá ser utilizado em outras aplicações como conversão fotovoltaica, acionamento de refrigeradores e ar condicionado, incluindo seu uso

em práticas didáticas.

1.4 Metodologia

O projeto do conversor será detalhado no decorrer do trabalho, onde o projeto de um conversor será dividido em blocos menores: dimensionamento do barramento de tensão contínua, seleção das chaves estáticas, análise térmica dos componentes eletrônicos, sensores e seus circuitos de condicionamento de sinais. No decorrer do projeto, algumas comparações serão feitas com os conversores trifásicos.

Após a implementação do conversor, o mesmo foi testado acionando um motor monofásico de 1 cv, sendo aplicada um par de tensões em quadratura, gerando então duas correntes defasadas em 90 graus nas bobinas do motor, eliminando a necessidade do capacitor. Dessa forma, espera-se um ganho significativo na eficiência de acionamento do motor, bem como a possibilidade de controlar o torque e rotação do eixo.

1.5 Organização textual

O presente trabalho está estruturado em capítulos, sendo o Cap. 2 onde o motor monofásico é apresentado com suas usuais formas de acionamento e seu modelo matemático, as topologias mais comuns utilizadas para acionamento de motores monofásicos e a técnica de modulação por espaço vetorial para os motores monofásicos.

No Cap. 3 a metodologia de projeto do conversor é apresentada apontando as principais diferenças entre o conversor monofásico e o trifásico, enfatizando o dimensionamento térmico e os circuitos de condicionamento das medições de corrente e tensão. Por fim o algoritmo implementado no microcontrolador foi apresentando em forma de fluxograma em conjunto com alguns cuidados a serem tomados na implementação do controle digital do conversor.

O Cap. 4 apresenta os resultados obtidos pelo acionamento de um motor monofásico de 1 cv de potência nominal com as figuras de corrente e tensão obtidas pelo circuito de condicionamento no conversor. Foram feitas simulações em malha aberta e fechada com controle de torque para verificar a eficiência do acionamento. O Cap. 5 discute o trabalho com as conclusões e intenções de continuidade do trabalho desenvolvido.

2 ESTADO DA ARTE

Diversas são as aplicações onde é necessário o controle de velocidade ou torque de um motor elétrico. Com a necessidade de aumentar a eficiência energética em equipamentos elétricos, a busca por controles eficientes tem se tornado um tema em constante desenvolvimento.

Motores de potência fracionada são comumente controlados pela simples variação de tensão com uso de *triacs* ou *dimmers*, caracterizando um controle de baixa eficiência e carregada de desvantagens como redução de torque e presença de harmônicos na corrente da rede. Devido ao baixo custo desses motores, estudos para o controle de motores monofásicos não têm sido tão explorados quanto para as máquinas trifásicas. Porém, podemos contar com algumas aplicações utilizando controle vetorial operando em potência constante (JABBAR; KHAMBADKONE; YANFENG, 2004).

A seguir uma breve revisão teórica sobre os motores monofásicos, assim como sua modelagem matemática, acionamento e controle pelo conversor desenvolvido. Algumas das topologias de conversores disponíveis para o acionamento de motores monofásicos serão apresentados e por final uma explanação sobre o Espaço Vetorial para Modulação por Largura de Pulso (*Space Vector Pulse-Width Modulation* - SVPWM) utilizado para acionar um motor com dois enrolamentos em quadratura.

Sumário

2.1	A utilização do motor monofásico	24
2.2	O motor monofásico	28
2.3	Acionamento utilizando conversores eletrônicos	35
2.4	Space Vector Pulse-Width Modulation - SVPWM	38
2.5	Conclusões	42

2.1 A utilização do motor monofásico

Os motores de indução monofásicos são amplamente utilizados em aplicações de baixa potência. A presença em aplicações residenciais é ampla e podemos citar: geladeiras, ar condicionado, máquinas de lavar, secadoras de roupa, forno de micro-ondas, bombeio hidráulico de piscinas e hidro-massagens.

2.1.1 Consumo energético dos motores elétricos

A Fig. 2.1 mostra que o consumo energético dos motores elétricos representou cerca de 46% da demanda energética global em 2006 (WAIDE; BRUNNER, 2011), 35% no Brasil (SAUER et al., 2015). Na indústria, os motores são a principal carga, demandando aproximadamente 70% da eletricidade industrial (ALMEIDA; FERREIRA; BAOMING, 2014). Contribuem em torno de 13% das emissões de carbono no mundo, com uma taxa de crescimento anual no mercado estimada em 6,9% até 2026 (TIWARI et al., 2021), maior atenção é voltada para melhorar a eficiência energética.

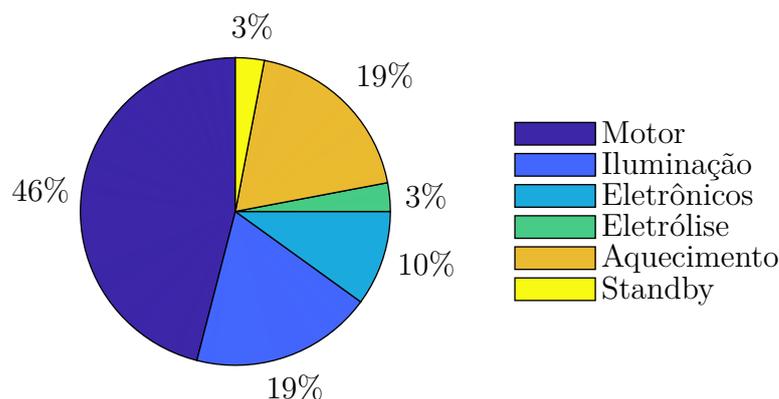


Figura 2.1 – Consumo mundial estimado por finalidade de uso, (WAIDE; BRUNNER, 2011)

Apesar da ampla variedade de motores elétricos, o motor trifásico é o mais difundido, consumindo cerca de 68% da eletricidade demandada por motores elétricos no mundo (SAUER et al., 2015). Os motores monofásicos, que consomem cerca de 9%, com uma quantidade estimada de 2 bilhões de motores instalados com potência nominal inferior a 750 W (WAIDE; BRUNNER, 2011), ainda são amplamente utilizados em aplicações residenciais e comerciais, em diversos aparelhos eletrodomésticos conhecidos como "linha branca" (sendo os principais: refrigeradores, freezers, condicionadores de ar, lavadoras de louças, lavadores de roupa, secadoras, fornos de micro-ondas e fogões (MARIA et al., 1995)), sistemas de bombeio hidráulico em área rural e residencial, máquinas de até 1 cv de potência e tensão abaixo de 240 V (SAUER et al., 2015).

Na área rural, em grande parte, o fornecimento de energia elétrica é monofásica devido ao menor gasto com condutores. A irrigação e o bombeio de água dos poços

artesianos são feitos por meio de bombas acionadas por motores monofásicos e a vazão é ajustada por restrição de válvula na descarga da bomba. Essa restrição caracteriza uma perda de carga hidráulica e conseqüentemente reduz a eficiência energética.

A Tabela 2.1 apresenta a estimativa do consumo energético residencial no Brasil em 2019, levando em consideração as cargas que utilizam motores monofásicos. Nesse ano, essas cargas consumiram aproximadamente 70,7 TWh. É importante ressaltar que a demanda residencial nacional totalizou 142,8 TWh, de acordo com dados do Anuário Estatístico de Energia de 2020 (EPE, 2020). Com base nessas informações, podemos inferir que cerca de 49,5% do consumo residencial é atribuído aos aparelhos acionados por motores monofásicos. Além disso, se considerarmos que o consumo total do país foi de 482 TWh, podemos concluir que representa 15% do total.

Tabela 2.1 – Estimativa de consumo energético residencial e regional no Brasil para equipamentos com motores monofásicos em 2019, adaptado de (ABRAHÃO; SOUZA, 2021).

Aparelho	Demanda (MWh/ano)	Percentual
Geladeira	40853,4	57,84%
Ventilador portátil	13209,8	18,70%
Freezer	6362	9,01%
Ar Condicionado	5626,7	7,97%
Ventilador de teto	2120,8	3,00%
Lava roupas	1720,2	2,44%
Liquidificador	263,8	0,37%
Bomba d'água	164,4	0,23%
Secadora de roupas	160,2	0,23%
Aspirador de pó	69	0,10%
Batedeira	22,1	0,03%
Portão Eletrônico	18,3	0,03%
Enceradeira	12,2	0,02%
Lava jato	10,3	0,01%
Furadeira	9,4	0,01%
Espregador de Frutas	4,8	0,01%
Máquina Costura	3,6	0,01%
Serra elétrica	3,6	0,01%
ET (TWh/ano)	70,6	100%

2.1.2 Uso de conversores em baixa potência

O avanço da eletrônica de potência vem possibilitando eletrodomésticos com inversores de frequência de forma que a economia pode atingir até 30 % no consumo, como por exemplo em de ar condicionado, chegando até 46 % dependendo do regime de operação e das condições climáticas (MARANGONI et al., 2015; LIM et al., 2019; ALMOGBEL et al., 2020). Nas geladeiras, o uso de inversor de frequência promete reduzir 20 a 40% o

consumo de energia (JAIN, 2020) e o mesmo pode ser válido para lavadoras de roupas e diversos outros equipamentos domésticos que utilizam motores.

Os conversores disponíveis comercialmente para acionamento de motores elétricos são principalmente projetados para motores trifásicos. No entanto, substituir motores monofásicos por motores trifásicos em conjunto com inversores pode não ser uma opção financeiramente viável. Isso se deve ao fato de que muitos motores monofásicos instalados ainda estão em boas condições de operação em comparação com sua vida útil (DRAGOTTO, 2007).

No caso específico de refrigeradores, o catálogo de produtos da linha de compressores da Embraco revela que os motores utilizados nos refrigeradores com tecnologia *inverter* são do tipo trifásico, em combinação com um inversor trifásico (EMBRACO, 2019). Um exemplo mencionado é o compressor VEMY3H, um motor trifásico de 84,7 W, que tem um preço aproximado de U\$\$ 1000,00 (PARTS, 2021). Em contraste, o modelo monofásico EM2U3111U, que possui potência similar, custa cerca de U\$\$ 380,00 (PARTSTOWN, 2021), sendo pouco mais de 60% mais barato.

Uma possível solução é o uso do inversor de frequência dedicado a acionar um motor monofásico, reduzindo significativamente o investimento inicial e um *payback* menor. Para se tornar financeiramente atrativo, um conversor deverá ter um custo inferior a diferença de preço entre o motor monofásico e o trifásico.

2.1.3 Comparativo entre preços de motores monofásicos e trifásicos

Uma pesquisa de mercado do preços dos motores monofásicos e trifásicos no mercado brasileiro foi realizada em outubro de 2022. Foram comparados 161 motores de 4 polos com a potência variando de 0,25 a 10 cv de quatro marcas distintas ¹.

A Fig. 2.2 mostra um diagrama de caixa dos preços para cada potência de eixo, que é uma forma padronizada que exhibe a distribuição dos dados com os valores: mínimo, máximo, primeiro quartil (Q1), mediana (Q2), terceiro quartil (Q3), e os valores discrepantes (os pontos circulares). Observa-se uma grande variância dos preços, principalmente para as potências superiores a 2 cv, possivelmente por questões do grau de proteção e marca.

A Fig. 2.3 nos mostra a mediana de preço para cada potência de eixo. Observa-se que, abaixo de 2 cv, o custo do motor monofásico é menor do que o trifásico para uma mesma potência de eixo, sendo o trifásico mais atrativo para potências maiores que 4 cv.

As diferenças entre as medianas de preços dos motores monofásicos e trifásicos foram computadas na Figura 2.4 para facilitar a comparação de custo por potência. Observa-se uma diferença variando de R\$ 150 a R\$ 370 reais. Essa diferença de preço é um atrativo

¹ Existem várias classificações de motores relativo ao grau de proteção IP, o que não foi levado em consideração no tratamento dos dados.

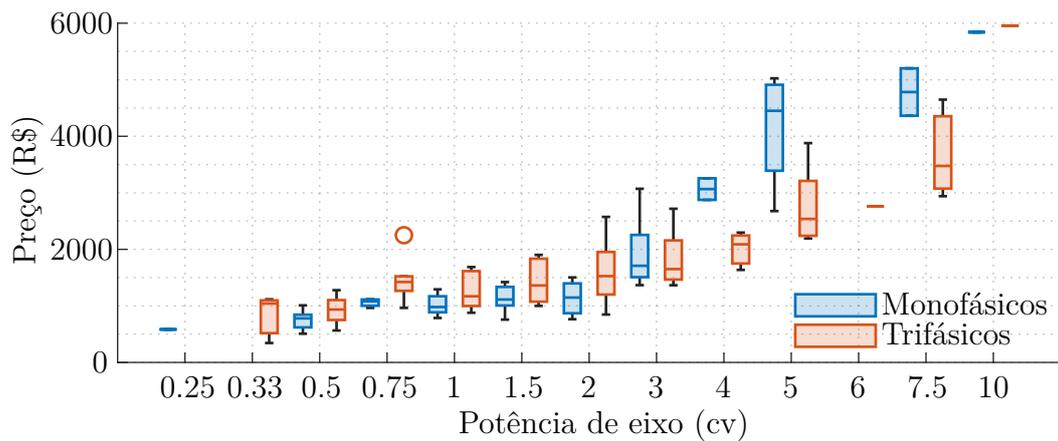


Figura 2.2 – Diagrama de Caixa para o preço de motores com 4 polos, monofásicos e trifásicos, para cada potência nominal de eixo, do autor.

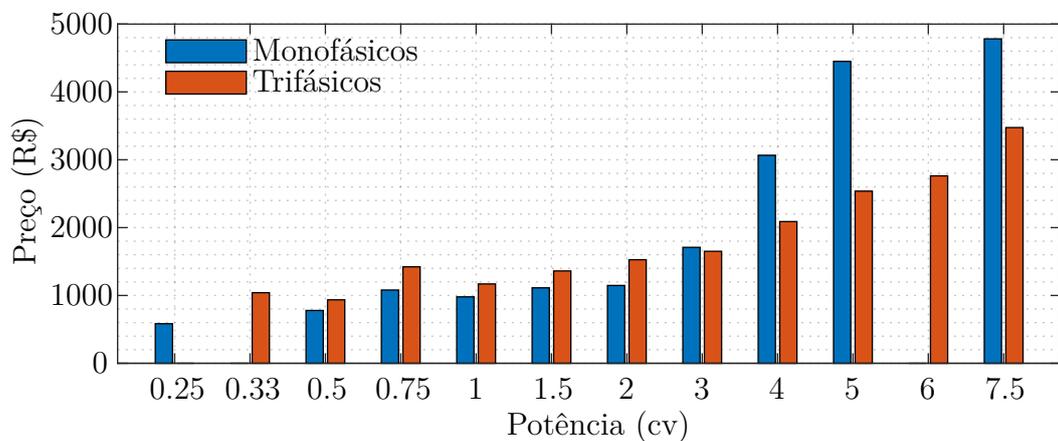


Figura 2.3 – Mediana do preço de mercado em função da potência de eixo: monofásicos em azul e trifásicos em vermelho, do autor.

para o acionamento do motor com o conversor de baixo custo com a finalidade de melhorar a eficiência e flexibilidade do acionamento.

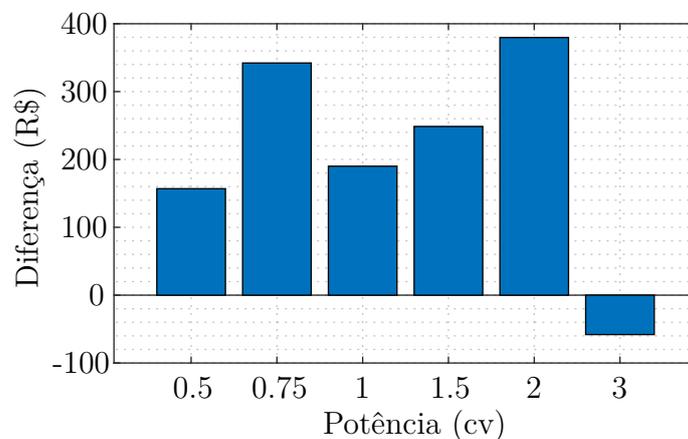


Figura 2.4 – Diferença de preços medianos entre o motor monofásico e trifásico em cada potência de eixo.

2.2 O motor monofásico

O motor essencialmente constituído por uma única bobina em seu estator com um rotor em gaiola é ilustrado na Fig. 2.5. Apesar da representação da bobina ser concentrada, a bobina é distribuída em ranhuras no estator formando uma distribuição senoidal no espaço da força magneto-motriz (FMM) criada por uma corrente senoidal no tempo circulante na bobina do estator. A distribuição da FMM no espaço, ou entreferro, será da forma

$$FMM_{\text{entreferro}} = FMM_{\text{max.}} \cos \theta_{xy} \cos(\omega_e t),$$

onde θ_{xy} é o ângulo espacial do fluxo no entreferro, ω_e a velocidade angular do fluxo. Observa-se que o fluxo é fixo no espaço e varia apenas a amplitude em função da corrente do estator.

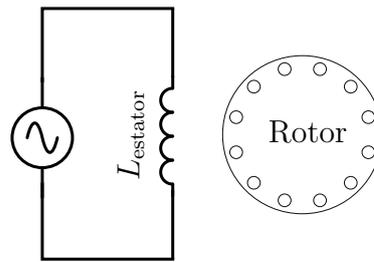


Figura 2.5 – Representação de um motor monofásico com rotor em gaiola.

Utilizando a relação trigonométrica

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta),$$

podemos decompor a FMM do entreferro como a soma de duas ondas girantes no espaço se deslocando em sentidos opostos dadas por

$$FMM_1 = \frac{1}{2} \cos(\theta_{xy} - \omega_e t)$$

e

$$FMM_2 = \frac{1}{2} \cos(\theta_{xy} + \omega_e t)$$

representadas na Fig. 2.6 em azul e vermelho respectivamente, em preto a soma dessas duas FMM , fixa no espaço e amplitude variante no tempo.

Essas componentes da FMM produzem conjugados opostos no motor monofásico, levando a crer que um motor constituído apenas por uma bobina de estator não é capaz de fornecer torque de partida. Caso o rotor seja colocado em movimento, o motor começa a desenvolver um torque líquido diferente de zero no mesmo sentido até que sua velocidade nominal seja atingida.

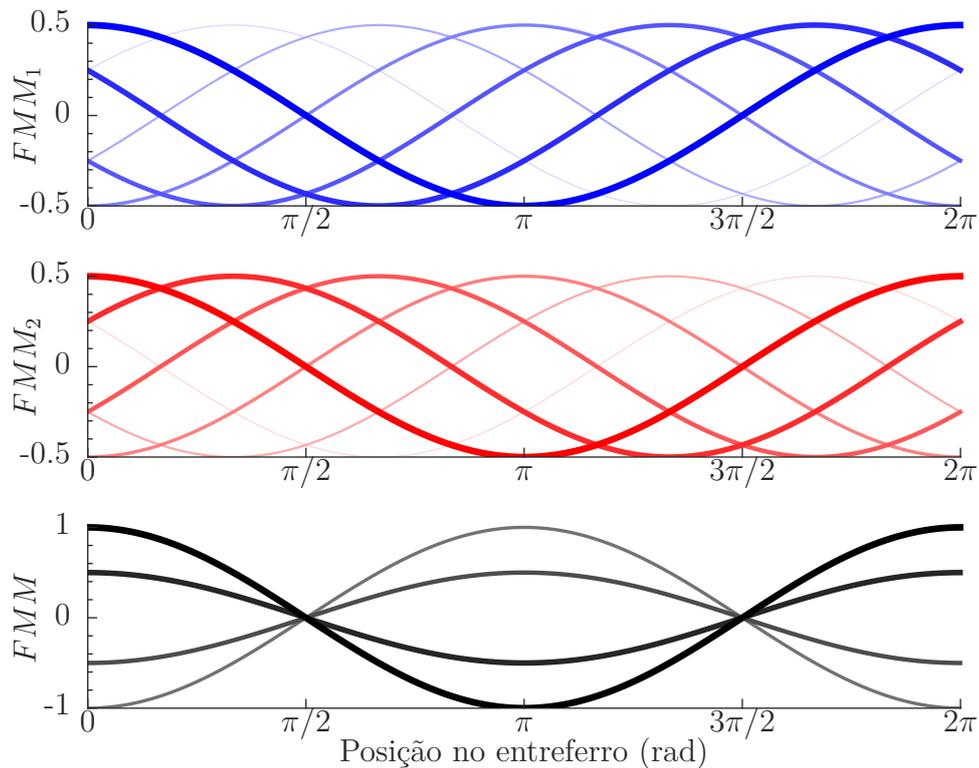


Figura 2.6 – Representação da distribuição da Força Magneto-Motriz no entreferro do motor monofásico, do autor.

Torna-se necessária uma modificação no arranjo do motor para que haja a criação de um campo girante, possibilitando então um torque líquido de partida. A maneira mais usual é utilizar duas bobinas no estator com o eixo deslocado de 90° elétricos entre si, bobinas L_1 e L_2 , conforme ilustra a Fig. 2.7. Essa configuração caracteriza o motor como bifásico. O fluxo resultante quando as correntes nessas bobinas forem deslocadas no tempo de 90° elétricos terá um lugar geométrico circular caso a amplitude gerada em cada bobina seja a mesma, caso contrário o lugar geométrico será uma elipse (TORO; MARTINS, 1994). Em ambos os casos teremos um campo girante mesmo que com amplitude variável, com perda de fator de potência e rendimento no segundo caso (TORO; MARTINS, 1994).

2.2.1 Tipos de motores monofásicos

São diversos os tipos de motores monofásicos os quais a topologia vai depender da aplicação requerida em termos do torque de partida, rendimento e custo. Geralmente são classificados conforme o método de partida utilizado sendo os mais usuais brevemente apresentados a seguir (TORO; MARTINS, 1994; SEN, 1997; FITZGERALD; JUNIOR; UMANS, 2006; BOLDEA; NASAR, 2010).

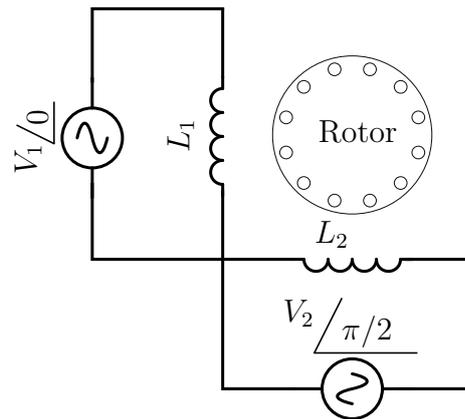


Figura 2.7 – Diagrama dos enrolamentos em quadratura de um motor bifásico alimentado por duas fontes de tensão em quadratura.

2.2.1.1 Motor com fase dividida

Esse tipo de motor possui dois enrolamentos em quadratura, sendo o principal e o auxiliar, ligados conforme a Fig. 2.8. O enrolamento auxiliar é projetado de maneira que sua corrente fique adiantada de 20° a 30° elétricos da corrente do enrolamento principal (BOLDEA; NASAR, 2010), sendo assim, possui uma razão resistência e reatância maior que do o enrolamento principal. Dessa forma as correntes do motor se comportam como correntes bifásicas desequilibradas, resultando em um campo girante com torque líquido de partida.

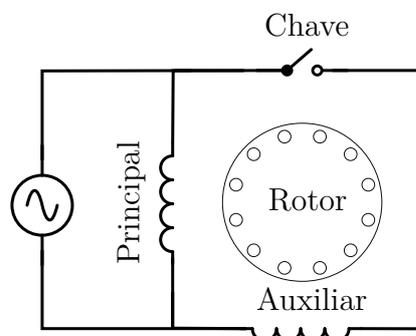


Figura 2.8 – Diagrama de um motor monofásico de fase dividida.

Ao atingir certa velocidade, geralmente 75% da nominal (FITZGERALD; JUNIOR; UMANS, 2006), o enrolamento auxiliar é desenergizado por uma chave centrífuga, magnética ou eletrônica. Na velocidade nominal opera apenas com o enrolamento principal e com baixo fator de potência. Usado geralmente para potência inferior a 1/3 kW (BOLDEA; NASAR, 2010).

2.2.1.2 Motor com capacitor de partida

Essa configuração é semelhante a do motor de fase dividida, acrescida de um capacitor em série com o enrolamento auxiliar fazendo com que a defasagem entre a

corrente auxiliar e a principal aumenta para próximo de 90° elétricos, vide Fig. 2.9. Isso aumenta o módulo do campo girante e o torque de partida.

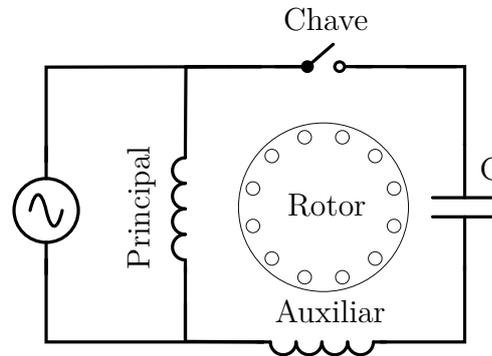


Figura 2.9 – Diagrama de um motor monofásico com capacitor de partida.

Após o motor atingir uma certa velocidade, o enrolamento auxiliar com o capacitor é desenergizado pela chave, mantendo o motor operando apenas com o enrolamento principal e com baixo fator de potência. Uma manutenção periódica da chave deve ser feita para evitar falha na abertura, caso a chave não abra o capacitor pode queimar por não ser projetado para operar continuamente.

2.2.1.3 Motor com capacitor permanente

Como o nome diz, o capacitor permanece conectado ao enrolamento auxiliar durante a operação do motor, descartando o uso da chave conforme a Fig. 2.10. Possui baixo torque de partida atingindo de 60 a 75% do nominal (TORO; MARTINS, 1994), mas opera com um bom fator de potência e eficiência na carga nominal. Seu campo girante percorre um lugar geométrico elíptico quando o motor operar uma carga diferente da nominal, ou seja, seu módulo não será constante, causando ruído e vibração no motor.

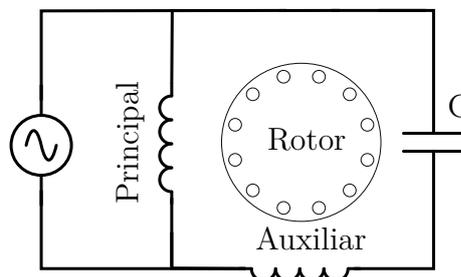


Figura 2.10 – Diagrama de um motor monofásico com capacitor permanente.

2.2.1.4 Motor de polos sombreados

Esse tipo de motor possui polos salientes, sendo que cada polo tem uma porção envolvida por uma bobina de arraste ou sombreamento, que é uma espira de cobre em curto-circuito. Quando correntes são induzidas na bobina de arraste, o fluxo magnético na porção sombreada do polo fica atrasado em relação ao fluxo da outra porção. Isso cria

um campo girante que se move do polo não sombreado para o polo sombreado, induzindo correntes no rotor de gaiola e produzindo um baixo conjugado de partida ².

2.2.2 Modelo matemático do motor bifásico

A determinação do modelo elétrico deste motor pode ser realizada utilizando a teoria geral do motor de indução considerando que: as correntes “positivas” geram fluxos positivos no sentido do eixo; o entreferro é constante (polos lisos); máquina não saturada (CORRÊA et al., 2003).

A (2.1) nos mostra a relação entre os fluxos concatenados em cada enrolamento e as correntes do estator e rotor para o motor bifásico. Como os enrolamentos estão em quadratura, a indutância mútua entre os enrolamentos do estator é inexistente (FITZGERALD; JUNIOR; UMANS, 2006).

$$\begin{bmatrix} \phi_q \\ \phi_d \\ \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & 0 & \mathcal{M}_{q,r1}(\theta_{me}) & \mathcal{M}_{q,r2}(\theta_{me}) \\ 0 & L_d & \mathcal{M}_{d,r1}(\theta_{me}) & \mathcal{M}_{d,r2}(\theta_{me}) \\ \mathcal{M}_{q,r1}(\theta_{me}) & \mathcal{M}_{d,r1}(\theta_{me}) & L_r & 0 \\ \mathcal{M}_{q,r2}(\theta_{me}) & \mathcal{M}_{d,r2}(\theta_{me}) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde:

- θ_{me} é o ângulo entre o eixo do enrolamento equivalente do rotor e o eixo do enrolamento do principal, em radianos elétricos,
- L_q é a indutância própria do enrolamento principal,
- L_d é a indutância própria do enrolamento auxiliar,
- L_r é a indutância própria do enrolamento equivalente do rotor
- $\mathcal{M}_{q,r1}$ é a indutância mútua entre o enrolamento principal e o enrolamento equivalente r1 do rotor, em função da posição do rotor
- $\mathcal{M}_{q,r2}$ é a indutância mútua entre o enrolamento principal e o enrolamento equivalente r2 do rotor, em função da posição do rotor
- $\mathcal{M}_{d,r1}$ é a indutância mútua entre o enrolamento auxiliar e o enrolamento equivalente r1 do rotor, em função da posição do rotor
- $\mathcal{M}_{d,r2}$ é a indutância mútua entre o enrolamento auxiliar e o enrolamento equivalente r2 do rotor, em função da posição do rotor

² É importante salientar que o conversor desenvolvido não é aplicável a esse tipo de motor, bem como o motor de histerese.

Se a distribuição de fluxo no entreferro for senoidal, as indutâncias mútuas terão uma dependência senoidal com o ângulo $\theta_{me} = \omega_{me} \cdot t$:

$$\mathcal{M}_{q,r1}(\theta_{me}) = m_{q,r} \cos \omega_{me} \cdot t \quad (2.2)$$

$$\mathcal{M}_{q,r2}(\theta_{me}) = -m_{q,r} \sin \omega_{me} \cdot t \quad (2.3)$$

$$\mathcal{M}_{d,r1}(\theta_{me}) = m_{d,r} \sin \omega_{me} \cdot t \quad (2.4)$$

$$\mathcal{M}_{d,r2}(\theta_{me}) = m_{d,r} \cos \omega_{me} \cdot t \quad (2.5)$$

As equações elétricas do motor para cada enrolamento, serão:

$$v_q = i_q r_q + \frac{d\phi_q}{dt} \quad (2.6)$$

$$v_d = i_d r_d + \frac{d\phi_d}{dt} \quad (2.7)$$

$$v_{r1} = 0 = i_{r1} r_r + \frac{d\phi_{r1}}{dt} \quad (2.8)$$

$$v_{r2} = 0 = i_{r2} r_r + \frac{d\phi_{r2}}{dt} \quad (2.9)$$

Substituindo as (2.1) a (2.5) nas equações elétricas do motor, obtém-se o modelo dinâmico do motor, o qual será utilizado para o controle de torque. Observa-se uma dependência dos fluxos com o θ_{me} , mostrando uma complexidade em sua análise. Para contornar essa dificuldade, utiliza-se uma transformação dq admitindo um ângulo θ_g em relação ao eixo da bobina auxiliar (CORRÊA, 2002).

2.2.3 O modelo dq da máquina bifásica

Sejam y tensões ou correntes, podemos adotar a transformação dq referenciando seu eixo no estator ou no rotor dadas por:

$$\begin{bmatrix} y_{sa} \\ y_{sm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & -\sin \theta_g \\ \sin \theta_g & \cos \theta_g \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_{sd}^s \\ y_{sq}^s \end{bmatrix}$$

e

$$\begin{bmatrix} y_{ra} \\ y_{rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_g - \theta_r) & -\sin(\theta_g - \theta_r) \\ \sin(\theta_g - \theta_r) & \cos(\theta_g - \theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_{sd}^s \\ y_{sq}^s \end{bmatrix}$$

Para valores constantes das variáveis tensão, corrente e fluxo sejam obtidos, o modelo com referencial estacionário, índice superior s , fixado no estador é obtido adotando-se $\theta_g = 0$ (CORRÊA et al., 2003; CORREA et al., 2000; KRAUSE et al., 2013), o que resulta no modelo dinâmico da máquina com as equações seguintes:

$$v_{sd}^s = r_{sd}i_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} \quad (2.10)$$

$$v_{sq}^s = r_{sq}i_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} \quad (2.11)$$

$$0 = r_r i_{rd}^s + \frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \omega_r \phi_{rq}^s \quad (2.12)$$

$$0 = r_r i_{rq}^s + \frac{d\phi_{rq}^s}{dt} - \omega_r \phi_{rd}^s \quad (2.13)$$

$$\phi_{sd}^s = l_{sd}i_{sd}^s + \mathcal{M}_{srd}i_{rd}^s \quad (2.14)$$

$$\phi_{sq}^s = l_{sq}i_{sq}^s + \mathcal{M}_{srq}i_{rq}^s \quad (2.15)$$

$$\phi_{rd}^s = l_r i_{rd}^s + \mathcal{M}_{srd}i_{sd}^s \quad (2.16)$$

$$\phi_{rq}^s = l_r i_{rq}^s + \mathcal{M}_{srq}i_{sq}^s \quad (2.17)$$

$$T_e = P(\mathcal{M}_{srq}i_{sq}^s i_{sd}^s - \mathcal{M}_{srd}i_{sd}^s i_{rq}^s) \quad (2.18)$$

$$P(T_e - T_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (2.19)$$

O torque da máquina pode ser obtido a partir da da equação que descreve o conjugado da máquina $T_e = dW/d\theta_m$, sendo $\theta_m = \theta_{me}/P$ e $W = \mathbf{i}^T \mathbf{L} \mathbf{i} / 2$, cujo desenvolvimento pode ser obtido em (CORRÊA, 2002).

2.3 Acionamento utilizando conversores eletrônicos

Diversas são as formas de acionamento do motor bifásico utilizando conversores estáticos, sendo a mais comum o conversor meia-ponte trifásico com a desvantagem de uma pobre utilização do barramento cc (KUMAR; SRINIVAS, 2016), com melhor aproveitamento da topologia de dois braços (duas meias pontes com neutro central), porém menor do que o ponte H dupla, sendo esse último o de melhor aproveitamento. A seguir uma breve explanação acerca dessas topologias.

2.3.1 Duas meias pontes com neutro central

Essa topologia, representada na Fig. 2.11, utiliza apenas 4 chaves e um barramento de tensão com dois capacitores em série, formando um neutro central onde os enrolamentos auxiliar e principal são conectados como ponto comum. No entanto, essa configuração apresenta algumas limitações.

Uma desvantagem é o baixo aproveitamento do barramento de tensão, uma vez que o barramento é dividido por dois devido ao ponto comum dos dois braços. Isso resulta em uma distribuição desigual da tensão disponível para os enrolamentos, o que afeta o desempenho do sistema. É necessário que os capacitores sejam idênticos para produzir tensões simétricas nos enrolamentos, o que é difícil na prática devido às características variáveis dos capacitores. Isso exige a implementação de um controle de chaveamento que possa compensar as diferenças entre os capacitores.

Outro problema enfrentado nessa topologia é o alto *ripple* de corrente nos capacitores do barramento de tensão contínua. Isso requer a utilização de capacitores com baixa resistência série equivalente, a fim de minimizar as perdas de energia e garantir a integridade dos capacitores.

Dessa forma, embora essa configuração do conversor de ponte H com barramento CC de dois capacitores apresente algumas limitações, ela ainda pode ser utilizada com as devidas considerações e compensações no projeto e controle do sistema.

2.3.2 Conversor com três meias pontes

Essa é a topologia mais usual no acionamento chaveado de motores bifásicos, trabalha com 6 chaves, utiliza um dos braços para criar um neutro virtual comum entre os dois enrolamentos conforme ilustrado na Fig. 2.12, além da possibilidade do mesmo conversor ser utilizado para motores trifásicos, modificando apenas o algoritmo de chaveamento. Apesar do aproveitamento do barramento CC não ser tanto quando a topologia de 4 braços, chegando a 70,7%, possui um melhor aproveitamento do que o acionamento com dois braços e ao se utilizar SVPWM, pode-se ter um aumento no índice

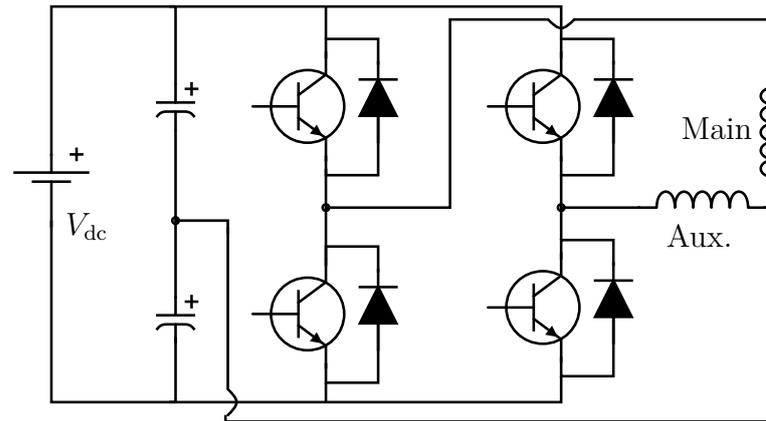


Figura 2.11 – Topologia de um conversor de duas meias pontes e neutro central acionando um motor bifásico.

de modulação (LASKODY et al., 2013).

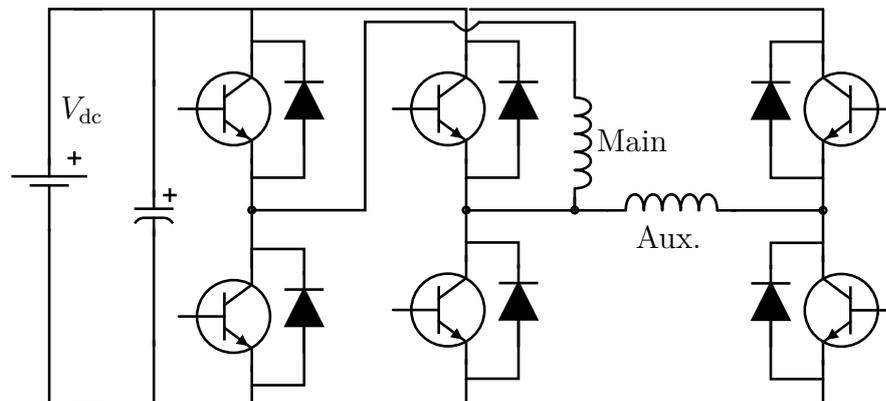


Figura 2.12 – Topologia de um conversor de três meias pontes acionando um motor bifásico.

O braço comum entre os dois enrolamentos do motor conduz a soma das correntes de cada fase do motor, ou seja, é a soma de duas correntes em quadratura que terá um valor dado pela Eq. (2.20). Como consequência, sua correntes será maior do que a nominal do motor e isso deverá ser levado em consideração durante o dimensionamento das chaves eletrônicas e modelagem térmica.

$$i_n(t) = i_\alpha(t) + j \cdot i_\beta(t) \implies I_{N,RMS} = \sqrt{I_{\alpha,RMS}^2 + I_{\beta,RMS}^2} \quad (2.20)$$

2.3.3 Ponte H dupla

Consiste em duas pontes H compartilhando o mesmo barramento CC, onde cada ponte alimenta um enrolamento do motor de forma independente, formando então 4 braços de chaves, vide figura 2.13. Essa topologia possibilita 16 estados de chaveamento, formando seu domínio no espaço vetorial os limites de um quadrado de lados iguais a \$V_{cc}\$ com 4 vetores nulos conforme a figura 2.14 (KUMAR; SRINIVAS, 2016). Dessa forma permite a

alimentação de cada bobina de forma independente e desacoplada, além de oferecer um melhor aproveitamento do barramento de tensão do que a topologia que utiliza três braços.

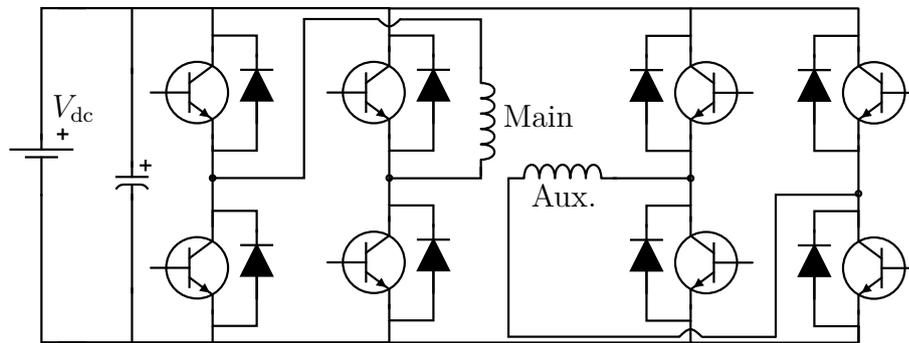


Figura 2.13 – Topologia de um conversor ponte H dupla acionando um motor bifásico.

2.3.4 Comparativo do SVPWM

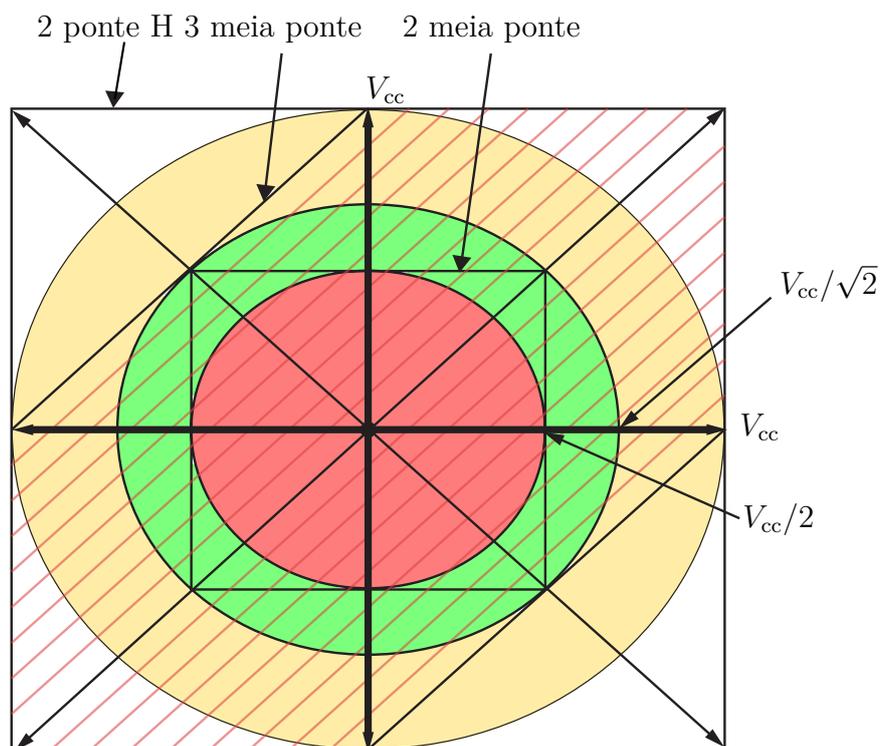


Figura 2.14 – Comparativo do espaço vetorial das três topologias mais comuns de conversores utilizadas para acionamento de motores bifásicos, adaptado (JANG, 2007).

Os oito estados vetoriais de comutação da topologia de três meia-ponte produzem as tensões V_0 a V_7 e a combinação correta de uma sequência de tensões durante o período de comutação permite obter a tensão desejada. Para obter torque constante no motor, a tensão sintetizada deve ser mantida dentro do círculo do domínio. Por exemplo, para o conversor de três meia-ponte, ele pode sintetizar qualquer tensão dentro da área hachurada

com linhas vermelhas da Fig. 2.14, mas para ter torque constante, a tensão não deve exceder o limite do círculo verde.

A topologia de duas meias-pontes é a mais econômica, utilizando apenas quatro chaves. Ela emprega um barramento de tensão CC com dois capacitores que criam um ponto neutro central para conexão com o ponto neutro das bobinas. Dessa forma, o barramento CC é dividido, permitindo magnitude de tensão de saída de $V_{\text{bus}}/2$ (KONARIK et al., 2017) (o círculo vermelho na Fig. 2.14) e uma incapacidade de produzir um vetor de tensão zero (LASKODY et al., 2013; CORREA et al., 2001). Além disso, os capacitores devem ser idênticos para gerar tensões simétricas, o que é desafiador, uma vez que as bobinas auxiliares e principais do motor têm características físicas diferentes. Como resultado, eles consomem correntes assimétricas que produzem diferentes tensões em cada capacitor. Portanto, uma compensação é necessária no controle de comutação (CORREA et al., 2000).

Uma topologia alternativa é usar uma ponte completa para cada bobina, requerendo oito chaves. Embora mais cara do que outras topologias, ela utiliza eficientemente a tensão do barramento CC, produzindo tensão senoidal na saída de magnitude limitada em V_{bus} (o círculo amarelo na Fig. 2.14), e cada bobina é alimentada independentemente, tornando-a desacoplada (KUMSUWAN; PREMRUDEEPPREECHACHARN; KINNARES, 2013; KUMAR; SRINIVAS, 2014). Foi proposta uma SVPWM elíptica capaz de gerar qualquer tensão de saída de duas fases desequilibrada para alimentar um motor de indução bifásico assimétrico, reduzindo as pulsações no torque eletromagnético e, conseqüentemente, a velocidade (KUMAR; SRINIVAS, 2016).

Este trabalho emprega a topologia mais amplamente utilizada, apresentada na Fig.2.12, que utiliza três meia-pontes com seis chaves para obter a magnitude de tensão de saída de $V_{\text{bus}}/\sqrt{2}$ (KONARIK et al., 2017) (o círculo verde na Fig.2.14).

Esta topologia tem sido utilizada em artigos acadêmicos para aplicar a estratégia de controle orientado a campo (NIED et al., 2013), controle de torque direto em um motor de duas fases simétrico (MESHRAM; FADNIS, 2015), controle orientado ao fluxo do rotor considerando bobinas assimétricas e eliminação do cogging de torque (CORREA et al., 2000) e controle de frequência de escorregamento com V/f constante usando um encoder de feedback (PIYARAT et al., 2010).

2.4 Space Vector Pulse-Width Modulation - SVPWM

Considerando o inversor de três meias pontes, é sabido que o chaveamento utilizando o SVPWM resulta em ganhos como a redução de harmônicos na corrente e aumento do índice de modulação (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). A Fig. 2.15 apresenta os vetores de tensão no espaço vetorial trifásico e o domínio realizável para cada método

de modulação: modulação senoidal (SPWM), modulação vetorial circular e a modulação *Six-Step*, respectivamente do menor para o maior aproveitamento de tensão do barramento CC.

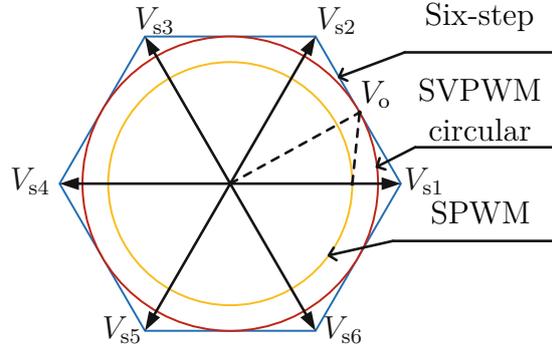


Figura 2.15 – Vetores de tensão no espaço vetorial trifásico, adaptado (ZHANG; QIU, 2019).

De forma semelhante, o SVPWM pode ser utilizado para acionar a máquina monofásica onde o vetor tensão \mathbf{V}_o será decomposto em duas componentes em quadratura aplicadas nos enrolamentos auxiliar e principal do motor, V_α e V_β , ou seja:

$$\mathbf{V}_o = V_\alpha \cdot \hat{\mathbf{u}}_\alpha + V_\beta \cdot \hat{\mathbf{u}}_\beta = V_o \cos \theta \cdot \hat{\mathbf{u}}_\alpha + V_o \sin \theta \cdot \hat{\mathbf{u}}_\beta \quad (2.21)$$

Seja um espaço vetorial formado pelos vetores de estado \mathbf{U}_{anb} da Tabela 2.2 os quais podem ser sintetizados pelo conversor de três meias pontes da Fig. 2.12. Cada índice a, n, c representa o estado de condução da chave superior de cada braço a, n e c do conversor, sendo 1 se ligado e 0 se desligado. O domínio desse espaço define um hexágono irregular no espaço, conforme ilustrado na figura 2.16, onde teremos seis setores.

\mathbf{U}_{anb}	a	n	c	V_β	V_α	$ \mathbf{U}_{\text{anb}} $
\mathbf{U}_{000}	0	0	0	0	0	0
\mathbf{U}_{001}	0	0	1	0	V_{cc}	V_{cc}
\mathbf{U}_{010}	0	1	0	$-V_{cc}$	$-V_{cc}$	$\sqrt{2}V_{cc}$
\mathbf{U}_{011}	0	1	1	$-V_{cc}$	0	V_{cc}
\mathbf{U}_{100}	1	0	0	V_{cc}	0	V_{cc}
\mathbf{U}_{101}	1	0	1	V_{cc}	V_{cc}	$\sqrt{2}V_{cc}$
\mathbf{U}_{110}	1	1	0	0	$-V_{cc}$	V_{cc}
\mathbf{U}_{111}	1	1	1	0	0	0

Tabela 2.2 – Tabela dos vetores de estados para o SVPWM de três meias pontes acionando um motor bifásico.

Cada setor gera uma base vetorial formada por dois vetores adjacentes com seus vetores unitários $\hat{\mathbf{u}}_i^s$ e $\hat{\mathbf{u}}_j^s$, onde s é o índice que representa um dos seis setores. E ainda, cada vetor \mathbf{U}_{anb} poderá ser decomposto nas componentes da base $\alpha\beta$ de maneira que o vetor \mathbf{V}_o seja representado por essas componentes conforme as Equações (2.22) e (2.23).

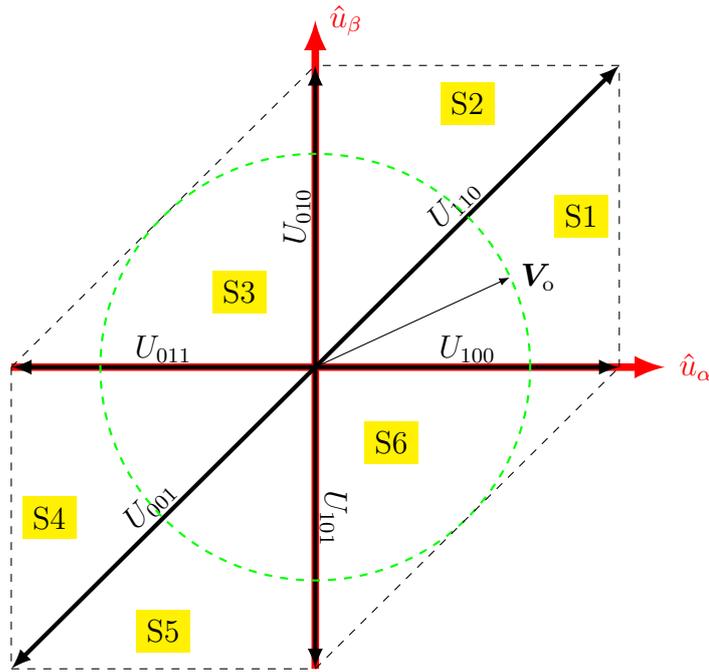


Figura 2.16 – Espaço vetorial de estados do conversor tipo três meias pontes.

$$\mathbf{V}_o = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha^i & U_{i,\alpha}^s \\ U_\beta^i & U_{i,\beta}^s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} \implies \mathbf{T} = U_{ij \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \mathbf{V}_o \quad (2.22)$$

$$t_{\text{pwm}} \begin{bmatrix} |\mathbf{V}_o| \cdot \cos \theta \\ |\mathbf{V}_o| \cdot \sin \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |U_i^s| \cos \theta_i & |U_j^s| \cos \theta_j \\ |U_i^s| \sin \theta_i & |U_j^s| \sin \theta_j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} \implies \mathbf{T} = U_{ij \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \mathbf{V}_o \quad (2.23)$$

Sendo t_{pwm} o período de chaveamento, t_1 e t_2 o tempo em cada vetor de estado. Observa-se que $t_1 + t_2 + t_{\text{off}} = t_{\text{pwm}}$, onde t_{off} é o tempo no estado U_{000} ou U_{111} utilizado para ajustar a amplitude do vetor sintetizado \mathbf{V}_o . Os valores de t_1 , t_2 e t_{off} são obtidos por (2.24), (2.25) e (2.26).

$$t_1 = t_{\text{pwm}} \frac{|\mathbf{V}_o| \sin(\theta_j - \theta)}{|U_i^s| \sin(\theta_j - \theta_i)} \quad (2.24)$$

$$t_2 = t_{\text{pwm}} \frac{|\mathbf{V}_o| \sin(\theta - \theta_i)}{|U_j^s| \sin(\theta_j - \theta_i)} \quad (2.25)$$

$$t_{\text{off}} = t_{\text{pwm}} - t_1 - t_2 \quad (2.26)$$

A partir de um algoritmo adequado, podemos reduzir os chaveamentos sequenciando a transição de cada setor de forma a reduzir o número de chaveamento em cada chave (LASKODY et al., 2013; TOMASELLI et al., 2005), reduzindo então as perdas por

Setor	U_i^s	U_j^s	θ_i	θ_j
1	$ U_{100}^1 = 1$	$ U_{110}^1 = \sqrt{2}$	0	$\pi/4$
2	$ U_{010}^2 = 1$	$ U_{110}^2 = \sqrt{2}$	$\pi/2$	$\pi/4$
3	$ U_{010}^3 = 1$	$ U_{011}^3 = 1$	$\pi/2$	π
4	$ U_{001}^4 = \sqrt{2}$	$ U_{011}^4 = 1$	$5\pi/4$	π
5	$ U_{001}^5 = \sqrt{2}$	$ U_{101}^5 = 1$	$5\pi/4$	$3\pi/2$
6	$ U_{100}^6 = 1$	$ U_{101}^6 = 1$	0	$3\pi/2$

Tabela 2.3 – Parâmetro para cada setor do SVPWM de três meias pontes para acionamento do motor bifásico.

chaveamento. A Tab. 2.3 resume os parâmetros de cada setor a serem substituídos nas (2.24), (2.25) e (2.26).

Aplicando um vetor referência V_o limitado à fronteira verde da Fig. 2.15, com módulo de $V_{cc}/\sqrt{2}$ e $\theta = 120\pi \cdot t$ rad, teremos como resultado as larguras de pulso como fração do período de chaveamento para cada braço na Fig. 2.17 e as tensões $V_\alpha = V_a - V_n$ e $V_\beta = V_b - V_n$ na Fig. 2.18.

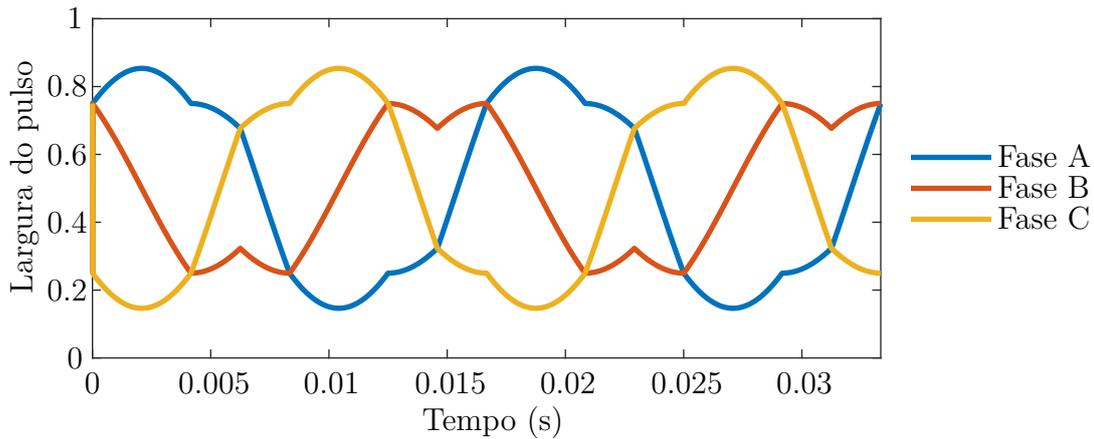


Figura 2.17 – Largura de pulso para cada chave superior em cada perna do conversor de três meias pontes acionando um motor bifásico.

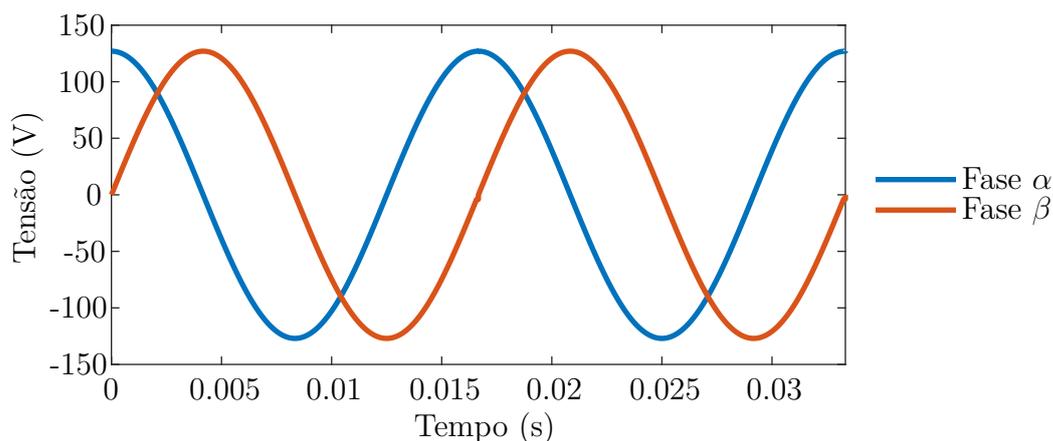


Figura 2.18 – Tensões bifásicas em quadratura sintetizadas pelo conversor utilizando o SVPWM aplicadas aos enrolamentos α e β do motor bifásico.

Uma metodologia semelhante pode ser aplicada para se obter o espaço vetorial das topologias citadas anteriormente, ilustrados na Fig 2.14. É possível perceber que o melhor aproveitamento do barramento CC, limitada pela área amarela, é obtido ao se utilizar a topologia com 2 pontes H. Em seguida, o conversor com três meias pontes na região verde atingindo $V_{cc}/\sqrt{2}$, e por fim a topologia com 2 meias pontes, com apenas $V_{cc}/2$.

2.5 Conclusões

Foi constatado um número considerável de motores monofásicos instalados em todo o mundo, sendo que no Brasil, esses motores são amplamente utilizados em sistemas de refrigeração e condicionamento de ar, como apresentado na Tabela 2.1. Nos últimos anos, a eficiência desses motores tem sido objeto de estudo no meio acadêmico, resultando em pesquisas sobre o seu acionamento por meio de conversores estáticos.

Dentre as topologias mais utilizadas na literatura, destaca-se a configuração de três meias-pontes, a qual será empregada neste trabalho com o uso da técnica de modulação por largura de pulso no espaço vetorial (SVPWM).

3 PROJETO DO CONVERSOR

O projeto de um conversor é um trabalho multidisciplinar que vai além da simples escolha da topologia e cálculos de correntes e tensões. Envolve uma série de aspectos, incluindo medição, condicionamento de sinais, teoria de controle, programação e análise térmica. A escolha adequada dos componentes está diretamente ligada ao modo de operação, comportamento dinâmico e térmico do conversor. Uma seleção simplificada baseada nos valores nominais dos componentes pode resultar em falhas catastróficas devido a estresses térmicos.

Neste capítulo, serão apresentadas as etapas do projeto do conversor, abordando considerações genéricas e destacando as diferenças entre um conversor trifásico e um conversor bifásico. É importante compreender que o processo de projeto envolve uma análise abrangente, levando em conta diversos fatores e restrições específicas do sistema em que o conversor será utilizado.

Sumário

3.1	Premissas do projeto	45
3.2	Barramento de Tensão Contínua	46
3.3	Fontes auxiliares	47
3.4	Módulo IGBT	48
3.5	Cálculo térmico	48
3.6	Medição e condicionamento de sinais	51
3.7	Interface de conexões	55
3.8	Programação do microcontrolador	57
3.9	Resultado da montagem do conversor	58
3.10	Conclusões	59

Um sistema com um conversor genérico é ilustrado na Fig. 3.1. O conversor recebe energia da rede elétrica, convertendo a tensão de saída de acordo com os sinais fornecidos pelo controlador. Essa tensão alimenta a máquina que aciona a carga. O microcontrolador contém os algoritmos de controle, recebe sinais da carga e da máquina, pode enviar ou receber sinais de comunicação para um sistema supervisorio ou uma interface homem-máquina (IHM), calcula a tensão, as referências de corrente e a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) de cada chave do conversor, bem como as estimativas de parâmetros e variáveis da máquina.

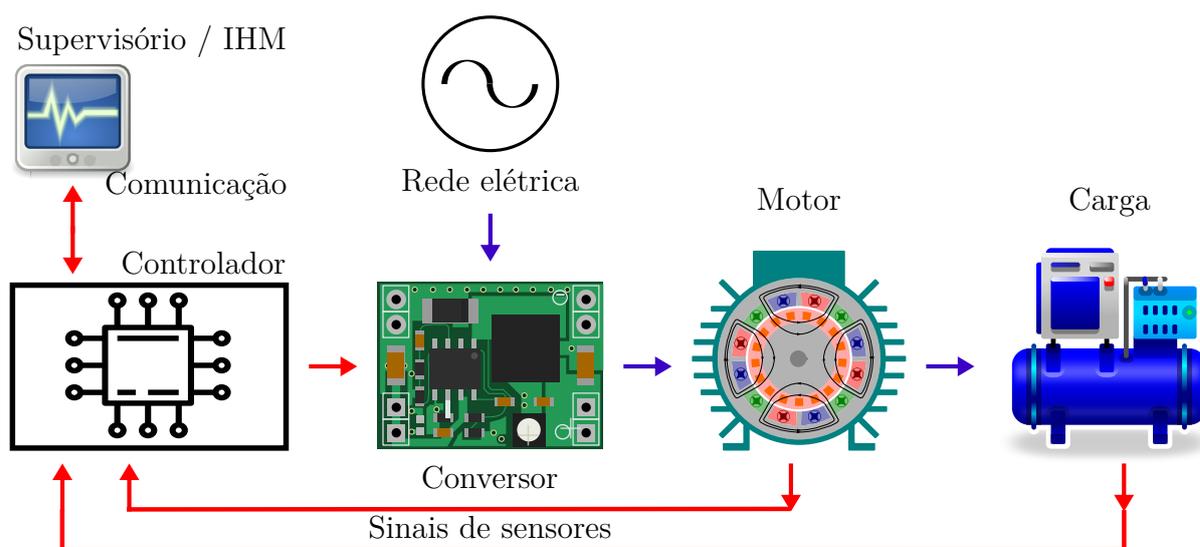


Figura 3.1 – Sistema genérico com um conversor estático.

Ao dimensionar um conversor, é necessário conhecer as tensões de entrada e saída requeridas, juntamente com a potência de trabalho. O projetista deve definir a topologia desejada, calcular as correntes nominais de saída e entrada, determinar a frequência de comutação e o modo de operação. Além disso, é importante calcular as correntes e tensões de funcionamento em cada componente, avaliar os transitórios possíveis e estimar as perdas térmicas.

As correntes presentes no conversor resultarão na dissipação térmica nos componentes, exigindo uma análise térmica para estabelecer os limites operacionais desses elementos. É necessário selecionar o método de dissipação mais adequado para resfriar os componentes, levando em consideração as premissas do projeto. Isso pode incluir o uso de dissipadores combinados com ventiladores ou outros métodos de resfriamento. Por fim, é imprescindível escolher os componentes que melhor se encaixem nas exigências do projeto.

O projetista também deve considerar o esquema de controle desejado e determinar quais variáveis serão necessárias na malha de controle, como corrente, tensão e posição do rotor. Essas variáveis devem ser medidas, e seus sinais condicionados por um circuito dedicado, ajustando-os para a entrada do microcontrolador.

Uma vez definida a arquitetura do sistema, é fundamental modelar e simular o

conversor para verificar suas variáveis, como tensões, correntes, transitórios e comportamento térmico. Por fim, é necessário construir um protótipo de *hardware* para confirmar os resultados por meio de testes experimentais.

3.1 Premissas do projeto

O conversor em questão é proposto a trabalhar em tensão monofásica residencial, com o objetivo de acionar motores monofásicos de baixa potência com possibilidade de controle de corrente, a fim de se obter melhoria de desempenho e eficiência. Os parâmetros foram resumidos na tabela 3.1.

Parâmetro	Valor
Tensão	127-220 V/60Hz
Potência de saída	750 W
Frequência de chaveamento	2 kHz
Temperatura ambiente	40 °C

Tabela 3.1 – Premissas para o projeto do conversor monofásico.

A topologia adotada foi o conversor com três meias pontes, sendo que dois braços irão alimentar os dois enrolamentos do motor monofásico (ou bifásico), e o outro braço será o ponto comum do motor. A Fig. 3.2 ilustra a funcionalidade do conversor em discussão.

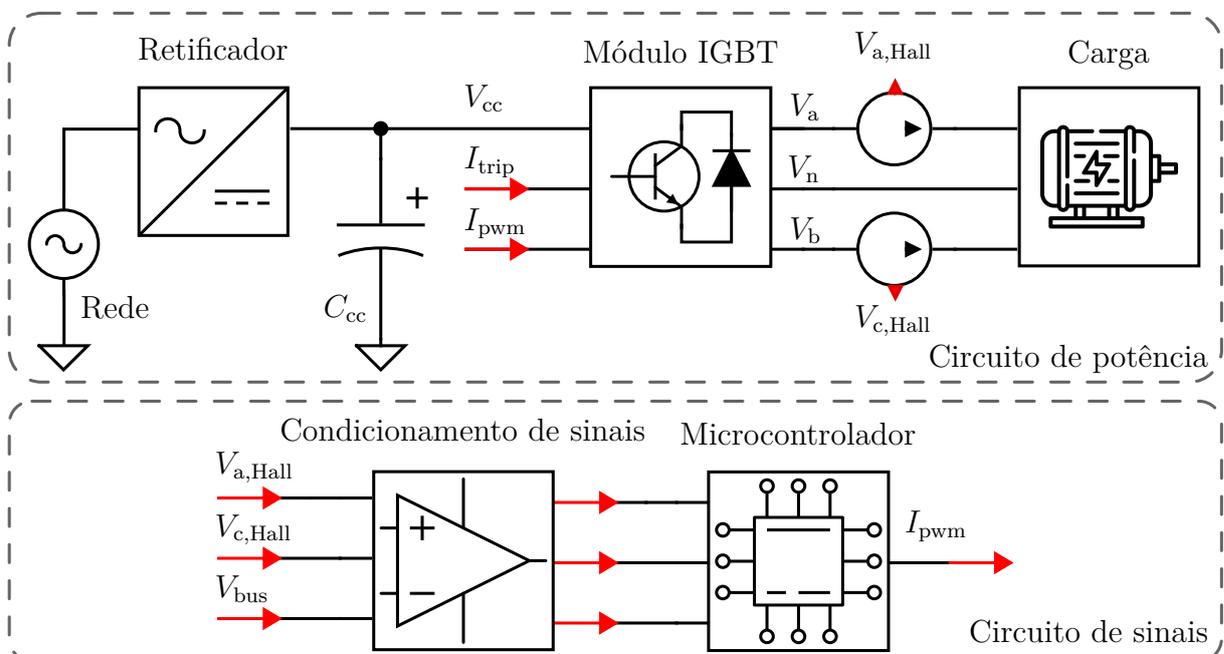


Figura 3.2 – Diagrama do conversor projetado.

O conversor é composto basicamente por dois blocos: o circuito de potência e o circuito de sinais. No circuito de potência, o retificador e o capacitor transformam a tensão alternada da rede em tensão contínua caracterizando o barramento CC. O módulo

integrado de IGBT com 6 chaves estáticas é alimentado pelo barramento CC e recebe sinais de comando externo através do barramento de comunicação, também conta com um comando de proteção por sobrecorrente.

Duas das três fases de saída do conversor terão medição de corrente por efeito Hall e o barramento CC terá medição de tensão. Esses sinais serão condicionados e disponibilizados em um barramento de comunicação para ser utilizado pelo microcontrolador. Cada etapa do projeto será detalhada nas seções seguintes.

3.2 Barramento de Tensão Contínua

O barramento de tensão contínua, ou barramento CC, do conversor contém o estágio de conversão da tensão alternada para tensão contínua e quando essa tensão for menor do que a mínima requerida no projeto, um estágio elevador de tensão poderá ser acrescentado (MOGHANI; HEIDARI, 2006). Em baixa potência é usual utilizar um retificador de ponte completa em conjunto com um capacitor. Em alta potência uma retificação mais sofisticada poderá ser utilizada para a redução de harmônicos e aumento do fator de potência (GUPTA, 2012; SINGH et al., 2003), e ainda, caso as correntes de entrada sejam elevadas a indutância de dispersão entre a rede e o conversor poderá causar uma queda de tensão significativa a qual deverá ser considerada no projeto.

O *ripple* de tensão pode ser minimizado ao aumentar a capacitância do barramento. Porém, além de elevar o custo, é necessário um controle para a carga inicial do capacitor (KAKNEVICIUS; HOOVER, 2015). Ao ligar o circuito, os capacitores estarão descarregados, comportando-se como curto-circuito gerando então correntes elevadas, as chamadas de corrente *inrush*. Um cuidado adicional deverá ser tomado ao escolher o banco capacitivo do barramento de forma que essa corrente inicial não acione a proteção por fusível ou queime os diodos de retificação, tornando necessário um circuito para controlar a carga inicial do capacitor.

Para uma comparação entre as tensões do barramento CC no caso da entrada trifásica ou monofásica, no primeiro, o capacitor será carregado seis vezes em um ciclo de rede, enquanto no segundo ele será carregado apenas duas vezes nesse mesmo intervalo. Portanto, para o mesmo capacitor, a ondulação de tensão no caso monofásico será maior do que no caso trifásico; ou ainda, para manter um mesmo *ripple* de tensão em ambos os casos, é necessário um capacitor maior no caso monofásico, o que aumenta as dimensões e os custos.

O nível de tensão do barramento também influencia o custo e volume ocupado pelos capacitores. Quanto maior a tensão suportada pelo capacitor, maior será seu custo e volume (LAZARO et al., 2003), portanto um conversor alimentado por uma tensão de 220 V alternada, com tensão retificada de 311 V, terá um custo maior do que o conversor

alimentado por uma tensão alternada de 110 V alternada.

O capacitor deverá suportar perdas térmicas relacionadas ao chaveamento e condução de corrente, o que limita a faixa de frequência de chaveamento e corrente no capacitor. Tratando-se dos tipos de capacitores, são vários os tipos de materiais utilizados sendo os mais comuns na aplicação de conversores os de polipropileno e policarbonato por possuírem alta capacitância por volume, enquanto os eletrolíticos possuem alta resistência série equivalente, limitando sua capacidade de condução, e se utilizados, deve-se utilizar os com menor resistência (BOLSI et al., 2022).

O tipo de material deve ser selecionado com a menor resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance - ESR*), pois quanto maior ESR, maiores perdas térmicas. Geralmente, o modelo de perda do capacitor é aproximado considerando seu ESR. Este valor é obtido nas folhas de dados do fabricante, válido para operação em regime permanente, e é uma função da frequência. O ESR é multiplicado pelo espectro harmônico da corrente do capacitor e, somando a contribuição individual de cada harmônico, obtém-se a perda elétrica total no capacitor (BOLSI et al., 2022).

3.2.1 Considerações do projeto

O conversor foi projetado para ser alimentado por tensão de rede de 127 a 220 Vca. A ponte retificadora de diodo KBU25005 da Comchip Technology foi selecionada para conduzir uma corrente nominal de 25 A / 60 Hz (Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co, 2019), que é suficiente para suportar a corrente média de 9 A para alimentação de 127 V. Com relação ao capacitor, foi escolhido um capacitor eletrolítico de 440 μF e 450 V. O tipo de material foi selecionado principalmente pelo preço e disponibilidade. Foram utilizados capacitores eletrolíticos escolhidos, além da capacitância, pelo preço e disponibilidade.

3.3 Fontes auxiliares

Fontes de tensão auxiliares são utilizadas para alimentar os circuitos de baixa tensão, como: microcontrolador, reguladores de tensão, circuitos de sinais com amplificadores operacionais e circuitos de *driver*.

Em conversores de alta potência, os circuitos de *driver* podem requerer uma corrente considerável, tornado necessário um projeto adequado de uma fonte dedicada. Em baixa potência pode ser utilizado um módulo conversor de tensão alternada para tensão contínua, reduzindo tempo de projeto e área na placa de circuito.

Uma fonte dedicada conforme o nível de tensão requerida pelo microcontrolador pode ser necessária. Caso o microcontrolador seja um módulo separado do conversor,

como é o caso dos kits de desenvolvimento, o módulo já conta com um regulador de tensão dedicado a alimentar o processador.

Para o projeto foi considerado o uso de módulo TAS5-15-W da TDPOWER Technology Company, com entrada de 85-265 V_{ca} e saída de 15 $V_{cc}/330$ mA, dedicado ao *driver* de acionamento das chaves. Para a alimentação dos amplificadores operacionais foi utilizada a fonte de 5 V do kit de desenvolvimento, o que poderia ser substituído por um módulo de 5 V caso o microcontrolador fosse considerado integrado ao conversor.

3.4 Módulo IGBT

O uso crescente de inversores em aplicações residenciais de baixa potência como refrigeradores, máquinas de lavar e ar condicionado, conhecidos como "inverter", se deve à popularização da eletrônica embarcada. Concomitantemente, módulos integrados de potência, também chamados de *Micro-Power module* (TAN, 2020), estão substituindo os dispositivos discretos e encapsulando na mesma pastilha pontes retificadoras e conversores chaveados (CLARK; MOTTO; SHIBATA, 2015; LEE; HAN; CHANG, 2020). Sensores de temperatura integrados a pastilha estão em desenvolvimento, possibilitando uma operação cada vez mais próxima dos limites térmicos das junções (HENN et al., 2022). Além do mais, esses módulos possibilitam a compactação de conversores, tornando-os com maior densidade de potência.

3.4.1 Considerações do projeto

O módulo IGBT usado é o IGCM20F60GA da Infineon Technologies AG, amplamente utilizado em uma variedade de eletrodomésticos e pequenos acionadores de motores elétricos. Possui três meias pontes a IGBT com condução reversa por diodo monolítico e sua corrente nominal é de até 20 A. O módulo possui: um termistor interno (acessível por pino) para monitoramento da temperatura do circuito integrado; proteção de corrente via hardware (I_{trip} pin), que desliga as 6 chaves; acesso ao emissor inferior de cada braço, que permite medição de corrente com resistor shunt; e saída isolada (esta funcionalidade não foi verificada neste trabalho). Neste projeto, optou-se por usar a proteção de corrente de hardware por ser mais rápida que a proteção digital.

3.5 Cálculo térmico

Todo conversor chaveado possui vários semicondutores que trabalham comutando entre os estados de condução e de bloqueio. Devido ao comportamento não linear das chaves estáticas existem perdas energéticas durante as comutações, além das perdas por condução, causando aquecimento na pastilha do dispositivo. Caso esse calor não seja

transferido para o ambiente de forma a manter a temperatura de junção do semicondutor abaixo do seu limite térmico, o mesmo será destruído (KÜNZI, 2015).

A medição direta da temperatura de junção é inviável, tornando sua estimativa crucial para que o dimensionamento das chaves eletrônicas tenha um bom custo benefício, operando-as próximo ao limite térmico da junção. A temperatura de junção poderá ser estimada a partir de modelos térmicos, as curvas de tensão por corrente da folha de dados, as correntes e tensões do conversor durante a condução e os transientes de chaveamento (Freescale Semiconductor, 2008). Ou ainda, de forma mais detalhada, modelos utilizando elementos finitos podem ser utilizados para se determinar o gradiente de temperatura na pastilha do semicondutor e na placa de circuito impresso (WEN; LU, 2000).

As perdas dissipadas pelas chaves dependem da corrente de carga, tensão do barramento CC e da frequência de chaveamento (WINTRICH et al., 2015; KÜNZI, 2015), os quais determinarão a potência dissipada pelo semicondutor através da pastilha e do dissipador térmico. Um estudo de otimização pode ser feito para definir qual a frequência de chaveamento em função da carga atinge um ponto ótimo de operação.

Podemos dividir as perdas em duas categorias: perdas estáticas (condução e bloqueio, sendo a última desprezada) e perdas por chaveamento (transientes entre condução e bloqueio, e vice-versa), que estão relacionadas com a frequência de chaveamento e a corrente definida pela carga. A expressão

$$P_{\text{total}} = \underbrace{\frac{n}{T_r} \sum_t^{t+T_r} \{E_{\text{on}}(V_{\text{cc}}, i(t)) + E_{\text{off}}(V_{\text{cc}}, i(t))\}}_{\text{perdas de comutação}} + \underbrace{\frac{n}{T_r} \int_t^{t+T_r} P_{\text{cond}}(v_{\text{CE}}(i(t)), i(t)) \cdot dt}_{\text{perdas estáticas}}$$

resume o cálculo da potência dissipada, onde T_r é o período de um ciclo de tensão da rede, n é o número de IGBTs e diodos por módulo, $E_{\text{on}}(t)$ e $E_{\text{off}}(t)$ são a energia dissipada ao ligar e desligar, respectivamente, $P_{\text{cond}}(t)$ é a potência dissipada pelos dispositivos durante o chaveamento condução atual, $v_{\text{CE}}(t)$ é a tensão coletor-emissor do IGBT (no caso do diodo é a tensão catodo-anodo $v_{\text{KA}}(t)$), e $i(t)$ é a corrente de condução.

No conversor trifásico, a potência dissipada em cada chave é igual devido às correntes simétricas obtidas do motor trifásico balanceado e simétrico. No entanto, no cenário bifásico, cada meia-ponte conduzirá uma corrente diferente devido à assimetria das bobinas do motor. Assim, a meia-ponte responsável por produzir o ponto neutro virtual conduzirá a soma instantânea das correntes dessas duas bobinas, o que implica em maior dissipação de potência em suas chaves. Portanto, cada meia-ponte terá uma temperatura de junção diferente, o que deve ser considerado para o dimensionamento

térmico escolhendo a maior dessas temperatura para o dimensionamento do dissipador de calor.

3.5.1 Resultados

Com base na folha de dados do módulo de potência IGCM20F60GA escolhido (AG, 2017), os cálculos feitos para se obter a máxima resistência térmica entre o encapsulamento e o ambiente foi computado na Fig. 3.3 de forma a manter a temperatura de junção abaixo de 140 °C, vide Apêndice B. É possível obter a resistência térmica do dissipador dada por $R_{th,diss} = R_{th,ca} - R_{th,a}$, sendo $R_{th,a}$ a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente composta por condução térmica de convecção e radiação (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2007).

Parâmetro	Valor
T_a	40 °C
R_{jc}	3,84 K/W
$T_{j,max}$	140 °C
$R_{th,a}$	0,5 K/W

Tabela 3.2 – Parâmetros de entrada para o cálculo térmico.

Considerando a frequência de chaveamento em 2 kHz e a corrente em cada fase de 4,0 A, a resistência térmica máxima r_{ca} será em torno de 6,5 K/W, conforme a Fig. 3.3. O dissipador escolhido foi o HS 5620 do fabricante HS Dissipadores, dimensões de 56x30x20 mm de profundidade, largura e altura. Custando R\$ 2,80 cada, possui uma resistência térmica de 2,9 K/W/4" (HS Dissipadores, 2022), sendo que para 30 mm possui um fator de correção de 1,82, resultando uma resistência térmica equivalente de 5,3 K/W. Com esse valor de resistência térmica teremos a temperatura de junção estimada para cada frequência de chaveamento e corrente de saída na Figura 3.4.

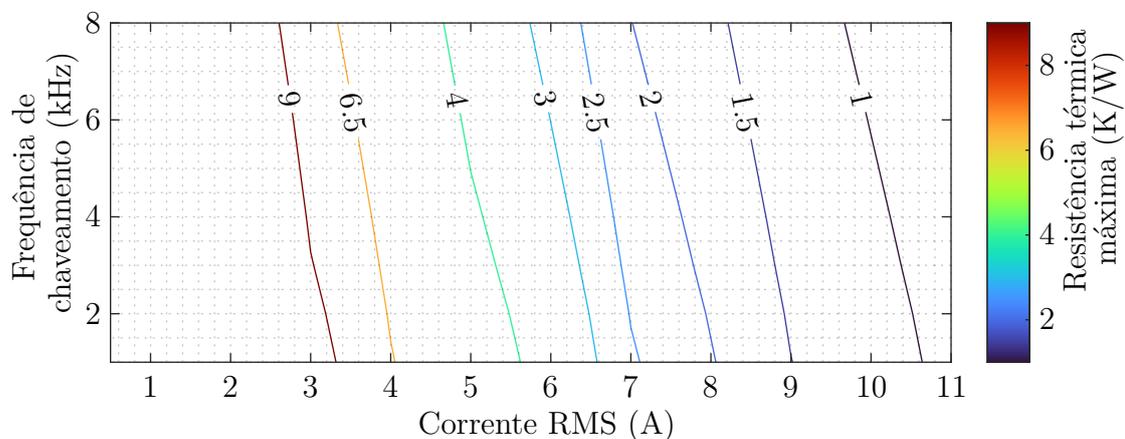


Figura 3.3 – Resistência térmica máxima admissível para o dissipador em função da corrente de saída e frequência de chaveamento do conversor proposto.

Outro fator que aumenta a dissipação de energia térmica pelas chaves além da corrente de saída é o aumento da frequência de chaveamento, como pode ser observado nas curvas de temperatura da Fig. 3.4 e 3.5. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor a corrente máxima que o conversor pode operar para um mesmo dissipador de calor e módulo IGBT.

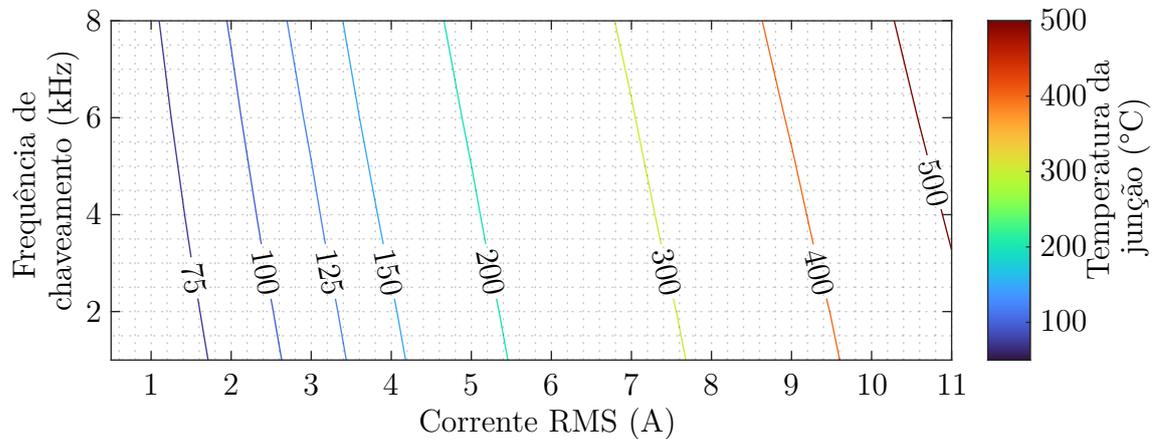


Figura 3.4 – Temperatura de junção para o dissipador escolhido em função da corrente de saída e frequência de chaveamento do conversor proposto.

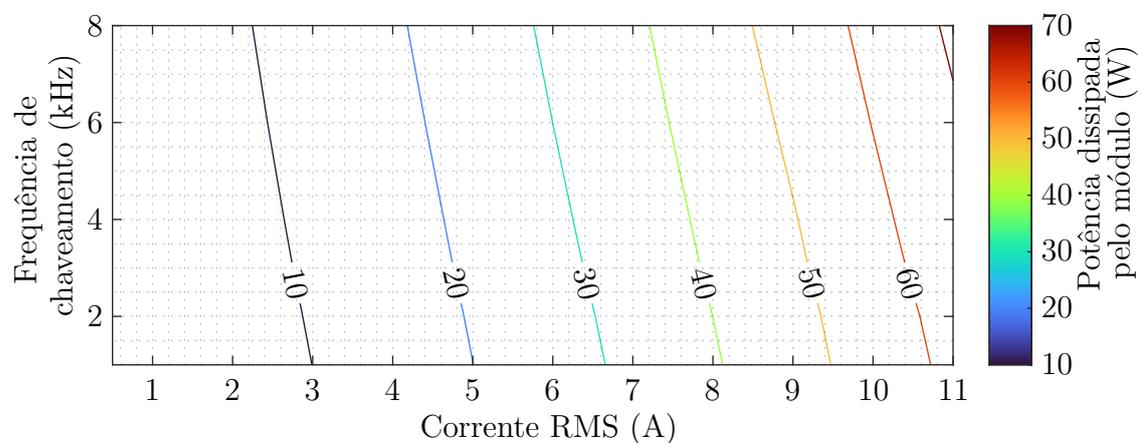


Figura 3.5 – Potência dissipada pelo módulo em função da corrente de saída e frequência de chaveamento do conversor proposto.

3.6 Medição e condicionamento de sinais

A medição de uma grandeza física em um processo ou sistema pode ser necessária para uma malha de controle ou para monitoramento. O fluxograma da Fig. 3.6 ilustra resumidamente o processo da medição de uma grandeza física. O sensor relaciona a grandeza física a ser medida com uma grandeza elétrica, corrente ou tensão, que é condicionada de forma adaptar esse sinal em um faixa de tensão compatível com o sistema de aquisição e processamento de dados.

Para garantir uma aquisição precisa dos dados, todos os sinais medidos requerem condicionamento em uma faixa adequada por meio de um circuito elevador ou redutor. Além disso, é necessário submetê-los a um tratamento de redução de ruído utilizando um filtro passa-baixa analógico ou digital.



Figura 3.6 – Fluxograma genérico para a medição de uma grandeza física.

A disposição dos componentes na placa também é um fator crucial para a minimização do ruído. As trilhas que conduzem os pulsos de comutação devem ser posicionadas a uma distância segura, ou pelo menos em quadratura, em relação às trilhas de medição do sinal. Dessa forma, reduz-se a indutância mútua entre elas, diminuindo o ruído induzido pela comutação e garantindo uma maior precisão no processo de aquisição dos dados.

Após o condicionamento, o sinal fica disponível para o conversor analógico-digital (*Analog-to-digital converter - ADC*). O conversor possui um circuito interno chamado *sample and hold* responsável por estabilizar o sinal amostrado durante uma janela de tempo, nesse momento o sinal é convertido em digital e o ADC fica disponível para uma nova aquisição de sinal. Essa comutação pode causar perturbação na saída do amplificador operacional do circuito de condicionamento, tornando necessário um capacitor em sua saída para amenizar essa perturbação. O valor da capacitância vai variar conforme a frequência de amostragem e o circuito de *sample and hold*, o projetista deve verificar na folha de dados do ADC ou do microcontrolador.

Quanto a frequência de amostragem, recomenda-se que a aquisição dos sinais de corrente e tensão pelo ADC seja programada para ser sincronizada com os pulsos PWM, de forma que o valor medido seja o valor médio ao longo do período do pulso. Desta forma, o *ripple* causado pelo chaveamento será atenuado, reduzindo os custos de processamento com filtragem digital (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

Durante transitórios no conversor, é possível que alguma sobretensão propague pelo circuito até atingir os pinos do microcontrolador. Apesar de alguns microcontroladores possuírem algum tipo de proteção em suas entradas, eles não são projetados para suportar grandes transitórios por muito tempo (MORE, 2013), portanto é recomendado algum circuito de proteção externo aos pinos do microcontrolador para grampear a tensão de entrada no conversor ADC.

3.6.1 Medição e condicionamento da tensão do barramento CC

Para a medição de tensão foi utilizado um divisor resistivo e um filtro passa baixa, com a tensão de saída variando de 0 a 4,5 V. Um *buffer* foi utilizado para reduzir efeito de

carga com o circuito de ajuste da excursão, adequando a faixa de entrada do ADC de 0 a 3 V. A Fig. 3.7 ilustra o circuito.

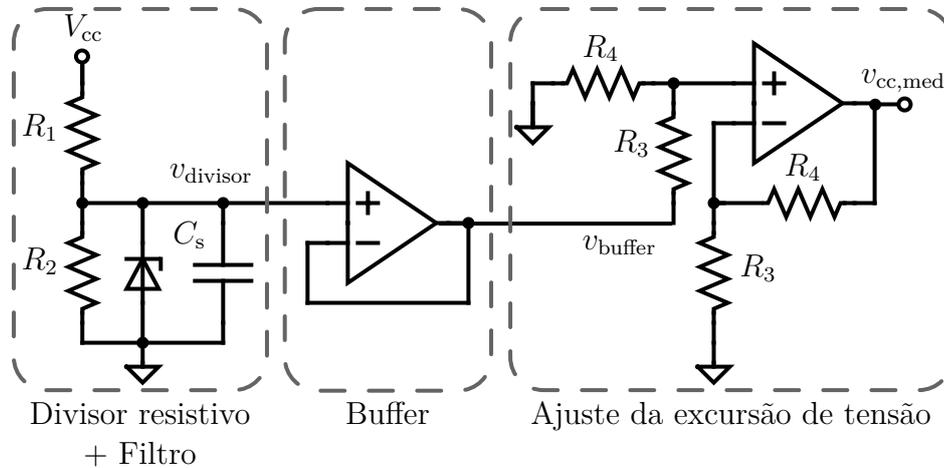


Figura 3.7 – Esquemático do circuito de medição e condicionamento do sinal de tensão do barramento de tensão contínua.

A relação entre a tensão do barramento e a tensão do divisor de tensão é dada pela (3.1), onde foram adotados os valores $R_1 = 770 \text{ k}\Omega$ (1/10 W) e $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ (1/10 W). Os resistores montados na superfície da placa de circuito (*surface mount device - SMD*) podem não suportar tensões superiores a 50 V, portanto R_1 foi constituído por três resistores em série para reduzir a tensão sobre seus terminais.

$$V_{\text{buffer}} = \frac{R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_s}}{R_1 + R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_s}} V_{\text{bus}}. \quad (3.1)$$

O capacitor C_s se relaciona com a frequência de corte pela (3.2). Foi considerado um valor comercial de 470 pF para se obter um corte próximo de 16 kHz.

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_c (R_1 \parallel R_2)} \quad (3.2)$$

Finalmente, o sinal condicionado $v_{\text{cc,med}}$ se relaciona com a tensão do barramento por

$$v_{\text{cc,med}} = \frac{\left(R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_s}\right)}{R_1 + \left(R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_s}\right)} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot V_{\text{cc}},$$

onde foram adotados os valores $R_3 = 30 \text{ k}\Omega$ (1/10 W) e $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ (1/10 W).

3.6.2 Medição e condicionamento da corrente de saída

A medição de corrente de dois braços do conversor será feita por sensor de efeito Hall. Pelo fato da saída do transdutor ser isolada do circuito medido, não houve preocupação

com tensão de modo comum. O transdutor escolhido foi o ACS712ELCTR-20A-T do fabricante Allegro MicroSystems, possui um range de medição de -20/20 A, frequência de corte em 80 kHz, erro de sensibilidade de 1,5% em temperatura de 25-150°C. Com uma sensibilidade típica de 100 mV/A, a tensão de saída do sensor varia de 0,5 a 4,5 V se alimentado por 5 V.

A Fig. 3.8 ilustra o circuito de condicionamento do sinal obtido pelo sensor, a tensão do transdutor v_{hall} alimentará um filtro passa-baixa. Em seguida, a tensão do *buffer* de 0,5 a 4,5 V é ajustada de 0,33 a 3,0 V pelo estágio de ajuste da excursão de tensão, adaptando o sinal para a entrada do microcontrolador.

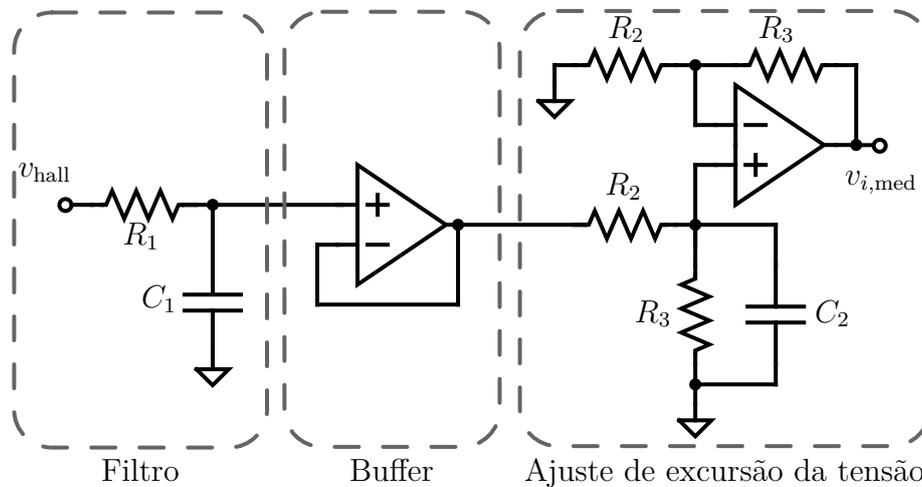


Figura 3.8 – Esquemático do circuito de condicionamento do sinal medido pelo sensor de corrente na saída do conversor proposto.

Com os valores $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ (1/10 W), $R_2 = 4.5 \text{ k}\Omega$ (1/10 W), $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$ (1/10 W) e $C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$ (1/10 W), a frequência de corte obtida foi de 720 Hz. Logo, a tensão de saída do condicionador de sinais em função da tensão do sensor será:

$$v_{i,\text{med}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2} \cdot \frac{\left(R_3 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}\right)}{R_2 + \left(R_3 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}\right)} \cdot v_{\text{hall}}. \quad (3.3)$$

3.6.3 Circuito de proteção

O circuito de proteção dos pinos de ADC ilustrado na Fig. 3.9 foi utilizado. Utilizam dois diodos grampeando a tensão em 3 V com um regulador de tensão TPS79730DCKT da Texas Instruments. Também foi adicionado o circuito para o *sample and hold* do ADC conforme especificado pelo manual do microcontrolador utilizado, o TMS320F28379D. $R = 47 \text{ }\Omega$ e $C = 220 \text{ pF}$.

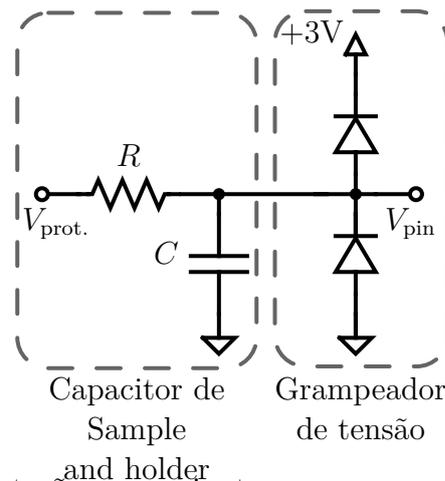


Figura 3.9 – Circuito de proteção em conjunto com o capacitor de *sample and hold* utilizados nos pinos de entrada do microcontrolador.

3.7 Interface de conexões

Podemos dividir a interface do conversor em dois módulos: conexão elétrica de potência e conexão de sinais. No primeiro, uma atenção ao nível de corrente deve ser dada para uma escolha adequada à suportabilidade térmica. Outro parâmetro é o nível de tensão entre os conectores no barramento, devendo o grau de isolamento elétrico do conector ser compatível.

Para a conexão de sinais, a proteção eletromagnética é de suma importância para a qualidade dos sinais transmitidos. O chaveamento causa propagação eletromagnética induzindo ruído devido ao acoplamento capacitivo nas redondezas do conversor e se os cabos utilizados não forem adequados, eles se comportarão como antenas, induzindo tensão de ruído no sinal.

Durante os testes, depuração e medições utilizando multímetros, osciloscópios ou computador, deve-se ter cuidado com o tipo de neutro do circuito em questão. Por exemplo, o neutro do barramento CC proveniente de uma retificação monofásico por diodos em ponte completa terá um potencial elétrico diferente de um computador. O computador é alimentado por fonte chaveada com isolamento por transformador, o aterramento do computador está conectado ao referencial Terra, reduzindo a possibilidade de choque elétrico na carcaça do computador. Ao depurar o funcionamento do conversor, deve-se verificar como seus sinais estão referenciados na placa, se a mesma possui uma pinagem de aterramento ou não. A conexão de referenciais diferentes pode ocasionar em curto-circuito.

Uma solução é o uso de módulos isoladores. Para microcontroladores há opções em formato *Universal Serial-Bus - USB*, possibilitando utilizar o microcontrolador com o mesmo referencial elétrico do conversor sem o risco de choque ou curto circuito. Já alguns modelos de desenvolvimento, como o LaunchPad, já possuem na placa a opção de isolamento elétrico por opto-acopladores.

3.7.1 Considerações do projeto

A conexão elétrica do conversor com o motor e a rede foi feita utilizando bornes para cabos elétricos de 2,5 mm, suportando até 20 A. Já a conexão com o LaunchPAD foi feita utilizando um conector de pinos 2x10, similar ao utilizado no LaunchPAD para uma adequada compatibilidade física com os cabos do tipo *flat*.

Em relação à depuração do conversor, durante a programação e leitura de sinais, a placa de desenvolvimento LaunchPad utilizada possui opto-acopladores, o que manteve o conversor isolado do computador eletricamente.

Os pinos de comunicação na Tab. 3.3 e o barramento de potência na Tab. 3.4.

Pino	Nome	Descrição
1	VFO	Acesso ao termistor do módulo de potência
2	I_{trip}	Sinal de sobrecorrente
3	L_w^{PWM}	Sinal de PWM do IGBT inferior do braço W
4	L_v^{PWM}	Sinal de PWM do IGBT inferior do braço V
5	L_u^{PWM}	Sinal de PWM do IGBT inferior do braço U
6	H_w^{PWM}	Sinal de PWM do IGBT superior do braço W
7	H_v^{PWM}	Sinal de PWM do IGBT superior do braço V
8	H_u^{PWM}	Sinal de PWM do IGBT superior do braço U
9	GND	Terra
10	GND	Terra
11	GND	Terra
12	GND	Terra
13	ADC $_{v_{cc}}$	Sinal de medição de tensão para o ADC
14	3V	Tensão de referência de 3 V
15	ADC $_{i_b}$	Sinal de medição de corrente para o ADC
16	ADC $_{i_a}$	Sinal de medição de corrente para o ADC
17	5V	Pino de alimentação externa de 5 V
18	Power Good	Sinalização do regulador de 3 V
19	GND	Terra
20	GND	Terra

Tabela 3.3 – Pinos no barramento de comunicação.

Pino	Nome	Descrição
1	v_{linha}	Tensão da rede
2	v_{neutro}	Neutro da rede
3	N_{WVU}	Neutro dos braços do conversor
4	$N_{\text{conversor}}$	Neutro do barramento CC
5	$N_{\text{conversor}}$	Neutro do barramento CC
6	v_W	Tensão de saída W
7	v_V	Tensão de saída V
8	v_U	Tensão de saída U

Tabela 3.4 – Barramento de potência do conversor.

3.8 Programação do microcontrolador

Foi utilizado o kit de desenvolvimento da Texas Instruments modelo F28379D Launchpad. Sua programação foi feita em C com o código disponível no link <https://github.com/huvico/biphase_inverter_C2000.git>. A Fig. 3.10 ilustra a máquina de estados implementada.

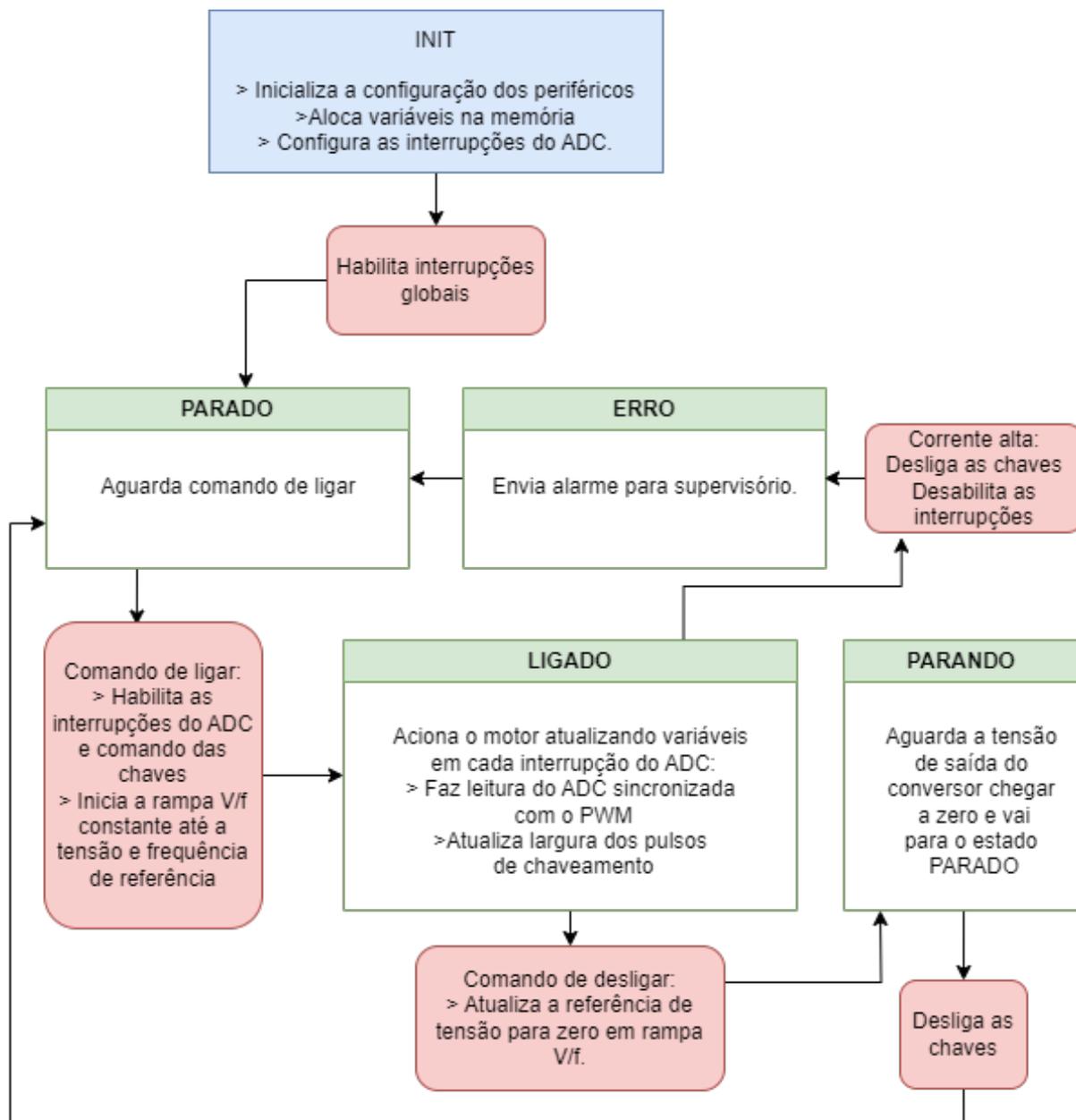


Figura 3.10 – Fluxograma da máquina de estados implementada no microcontrolador

O microcontrolador é inicializado configurando os periféricos de PWM e ADC, aloca na memória as variáveis a serem utilizadas. Posteriormente vai para o estado Parado, com as tensões de referência do conversor nulas, o motor ainda não foi energizado. Ao receber um comando de ligar, as interrupções do ADC são ativadas junto com o clock de chaveamento do PWM. Em cada ciclo de PWM a interrupção do ADC é acionada, onde

atualizam as variáveis de leitura das correntes e tensão do barramento CC. A referência de tensão do conversor é processada por uma função que gera, a partir do SVPWM, as larguras de pulsos das chaves em cada ciclo de interrupção.

A variação de referência é feita por rampa a fim de se evitar bruscas variações, além disso foi configurada uma rampa com V/f constante para o acionamento da máquina em malha aberta.

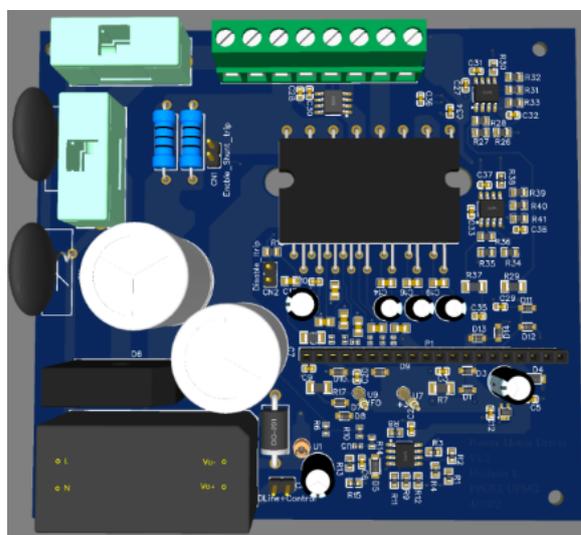
Após o acionamento do motor, o processador permanece em *looping* aguardando alguma interrupção por corrente alta ou comando de desligar. Caso ocorra sobrecorrente, as chaves são desligadas e um alarme pode ser configurado para um sistema supervisor ou sinalização e a máquina de estados retorna para o estado Parado. Em caso do comando de desligar, a referência de tensão vai para zero e o controlador reduz a tensão na saída do conversor de forma gradual até anular, feito isso a máquina retorna para o estado Parado.

3.9 Resultado da montagem do conversor

A Fig. 3.11a contém o conversor implementado fisicamente, e na Fig. 3.11b o modelo 3D projetado na plataforma EasyEDA.



(a) Foto do conversor implementado.



(b) Modelo 3D do conversor implementado.

3.9.1 Custo financeiro

Os componentes adquiridos foram em pequena quantidade por se tratar de um protótipo, logo os custos iniciais foram maiores do que uma produção em larga escala. A placa e os componentes foram importados da China e precificados em dólar como segue na Tab. 3.5, totalizando um custo de até US\$ 27,80. Caso desejável um conversor mais simples, trabalhando apenas em malha aberta, os sensores de corrente e regulador de tensão de 3 V

poderão ser retirados, reduzindo então o custo para US\$ 23,00. Considerando uma taxa de câmbio de R\$ 5,25 / US\$, o custo do conversor pode variar entre R\$ 120 a R\$ 146.

Tabela 3.5 – Custo dos componentes utilizados para a implementação do conversor.

Descrição	Part Number	Quantidade	Preço [US\$]	
			Unidade	Total
Módulo IGBT	IGCM20F60GA	1	6.80	6.80
PCB com SMD	-	1	5.87	5.87
Sensor de corrente	ACS712ELCTR-20A-T	2	1.44	2.88
Capacitores de Alumínio Eletrolítico	450 V 220 μ F	2	1.18	3.36
Módulo AC-DC 15 V	TAS5-15-WEDT	1	2.80	2.80
Regulador de 3 V	TPS79730DCKT	1	2.19	2.19
Ponte retificadora	KBU2510	1	0.79	0.79
Capacitores	35PX100MEFC6.3X11	10	0.06	0.63
Case de fusível	FH1-200CK-B	2	0.29	0.57
Terminal de parafusos	JL500-50008GT1	1	0.51	0.51
Dissipador	HS 5620	1	0.50	0.50
Diodos	BAS321,115	10	0.05	0.49
Varistor	1.5KE20A/B	2	0.19	0.38
Resistor Shunt 0.01 Ω (5 W)	-	2	0.18	0.37
Varistor	STE14D431K1EN0FQB0R0	2	0.18	0.36
Amplificadores Operacionais	LM358D	3	0.04	0.13
TVS	SMF5.0A	2	0.03	0.07
Capacitores	KS226M035D07RR0VH2FP0	5	0.01	0.06
				27.81

3.10 Conclusões

O projeto do conversor enfrentou desafios interdisciplinares no campo da engenharia elétrica, os quais foram superados por meio de um processo iterativo visando otimizar os componentes e minimizar os custos.

Os resultados alcançados foram considerados satisfatórios, uma vez que foi possível desenvolver um conversor com um custo acessível para aplicação em motores monofásicos, em comparação com o preço de motores trifásicos. Dessa forma, o projeto do conversor oferece uma solução atrativa para o mercado, que busca reduzir custos sem comprometer a eficiência energética.

4 RESULTADOS OBTIDOS

No próximo capítulo, serão conduzidos testes de funcionamento do conversor, com o objetivo de validar o projeto e identificar possíveis áreas de melhoria. Será apresentada a bancada de testes utilizada para avaliar o desempenho do acionamento de um motor monofásico de 1cv de potência. Para esse propósito, simulações em malha aberta e malha fechada foram realizadas no ambiente Simulink, utilizando o modelo previamente apresentado no Capítulo 2. Posteriormente, o motor foi acionado com o conversor, validando assim o seu funcionamento.

Sumário

4.1	Recursos	61
4.2	Simulações	62
4.3	Acionamento do motor e leitura das correntes	70
4.4	Conclusões	76

4.1 Recursos

Os recursos empregados no desenvolvimento dos algoritmos, nas medições e nos testes de acionamento do motor, utilizando o conversor desenvolvido, estão apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Recursos utilizados para a validação de funcionamento do conversor proposto.

Conversor projetado
Motor de indução monofásico de 1 cv
Disjuntores de proteção
LaunchPad - Texas Instruments com processador F28379D
Multímetro
Code Composer
MatLab 2021
Osciloscópio do fabricante Hantek, modelo 6022BL

O motor utilizado para teste foi um monofásico, vide Figura 4.1, com 1 cv de potência nominal, tensão nominal 127 V ou 220 V a depender da ligação dos enrolamentos, marca Eletroplas, vide dados de placa na Tabela 4.2. Esse motor é acoplado a uma bomba hidráulica de 3,0 m³/h de vazão máxima para o teste com carga nominal.



Figura 4.1 – Motor monofásico acionado pelo conversor proposto.

O conversor elaborado utiliza um módulo integrado de potência com 6 transistores bipolares de porta isolada (*Insulated-Gate Bipolar Transistor - IGBT*) com diodo de condução reversa, formando três braços de meia ponte e sensores de efeito hall para a

Fabricante	GMEG - Eletroplas
Modelo	ICS-100AB
Tensão	110 V ou 220 V
Frequência	60 Hz
Potência nominal	1 cv

Tabela 4.2 – Dados de placa do motor monofásico utilizados nos testes do conversor implementado.

medição de corrente. A plataforma utilizada para o projeto da placa de circuito impresso foi a EasyEDA (<https://easyeda.com/pt>) e confeccionada pela JLCPCB (<https://jlcpcb.com/>).

A Figura 4.2 ilustra a bancada de testes com o conversor implementado. Foram instalados disjuntores de proteção na entrada do conversor e em cada bobina do motor.

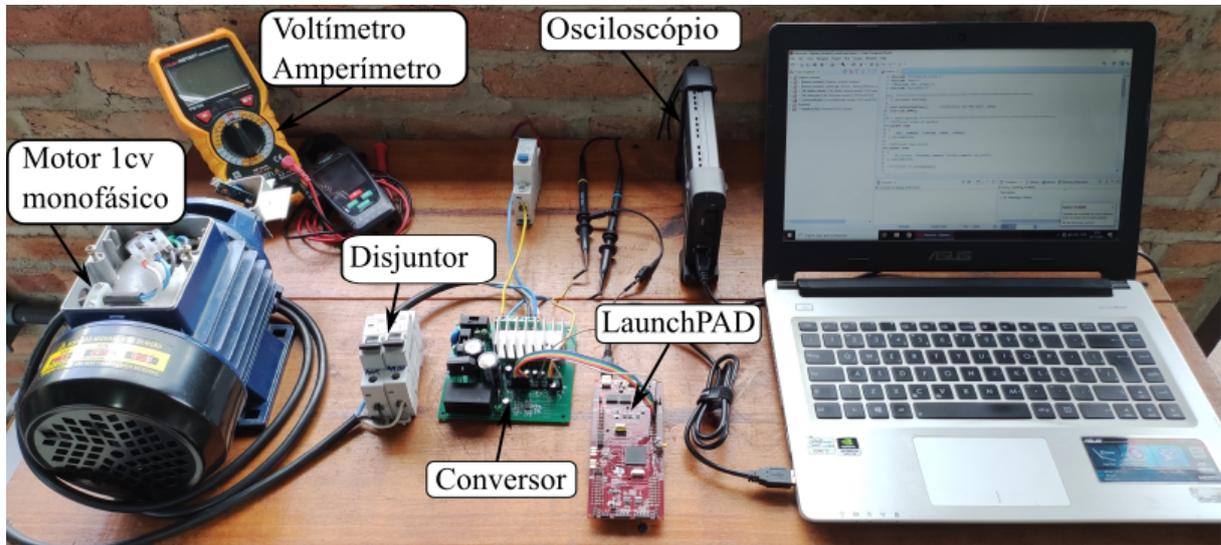


Figura 4.2 – Recursos utilizados para os testes experimentais do conversor proposto.

4.2 Simulações

As simulações a seguir foram realizadas com o objetivo de comparar o torque de partida, o *ripple* de torque no regime estacionário, correntes nas bobinas do motor e o rendimento do acionamento. O software Simulink foi utilizado para realizar as simulações discretas, com um tempo de passo de 5 μ s, uma frequência de chaveamento de 2 kHz e uma tensão de rede de 127 V/60 Hz. Considerou-se o acionamento de uma carga centrífuga em todos os casos, na qual o torque é diretamente proporcional ao quadrado da velocidade angular do eixo, como indicado na seguinte equação:

$$T_{\text{carga}}(\omega_{\text{mec}}^2) = \frac{T_{\text{nominal}}}{\omega_{\text{nominal}}^2} \cdot \omega_{\text{mec}}^2.$$

Essas simulações são importantes para avaliar o desempenho do conversor em diferentes cenários de operação. O torque de partida é um indicador da capacidade do conversor em iniciar o movimento do motor, enquanto o *ripple* de torque no regime estacionário é uma medida da estabilidade e suavidade do funcionamento do sistema. O rendimento, por sua vez, permite avaliar a eficiência energética do conversor, ou seja, quanto da energia fornecida é convertida em trabalho útil.

Para o cálculo do rendimento foi considerada a perda no módulo de IGBTs calculado pela metodologia apresentada na Sec. 3.5 e o modelo do motor utilizado nas simulações possui os parâmetros da Tab. 4.3.

4.2.1 Simulações em malha aberta

Com o objetivo de comparar o torque de partida, o *ripple* de torque em regime estacionário e a forma de onda da corrente em cada enrolamento, foram realizadas simulações em malha aberta e com partida direta. Os acionamentos do motor foram simulados utilizando um capacitor, um motor acionado pelo domínio da circunferência do SVPWM e alimentado pela fronteira máxima permitida pelo SVPWM (hexágono).

A partida direta em malha aberta é a forma mais barata de acionamento do motor utilizando um conversor, pois dispensa o uso de sensores os circuitos de condicionamento de sinais.

A análise revela um aumento no torque de partida ao ativar a máquina na fronteira hexagonal do espaço vetorial. No entanto, essa abordagem possui a desvantagem de gerar maiores harmônicos de corrente e elevado *ripple* de torque, conforme evidenciado nas Figuras 4.3 e 4.5. A Fig.4.4 apresenta o torque médio em uma janela móvel de três períodos da rede, possibilitando a comparação entre diferentes estratégias de acionamento.

A vantagem de utilizar o limite do domínio vetorial é maximizar o aproveitamento do barramento de tensão, permitindo um torque de partida mais elevado. No entanto, ao adotar essa abordagem, o campo girante deixa de ter amplitude uniforme e as correntes no motor assumem uma forma não senoidal.

Essa estratégia pode ser aplicada em casos em que é necessário um alto torque

Parâmetro	Valor
l_{sd}	8,5 mH
r_{sd}	2,02 Ω
m_{srd}	7,4 mH
l_{sq}	7,4 mH
r_{sq}	2,02 Ω
m_{srq}	177,2 mH
r_r	4,12 Ω
l_r	5,6 mH
k , relação de espiras	1,18
J, momento de inércia do eixo	1,46 mkg·m ²
F, coeficiente de atrito	1 N.m.s
P, par de polos	2
Torque nominal	0.9894 N.m
Potência nominal	1/4 cv

Tabela 4.3 – Parâmetros do motor monofásico de 1/4 cv utilizado para as simulações.

de partida, fornecendo um impulso inicial significativo para o movimento do motor. À medida que o motor atinge sua velocidade nominal no rotor, é possível mudar a modulação dos vetores de acionamento para o domínio circular, reduzindo assim o *ripple* de torque e garantindo um funcionamento mais suave.

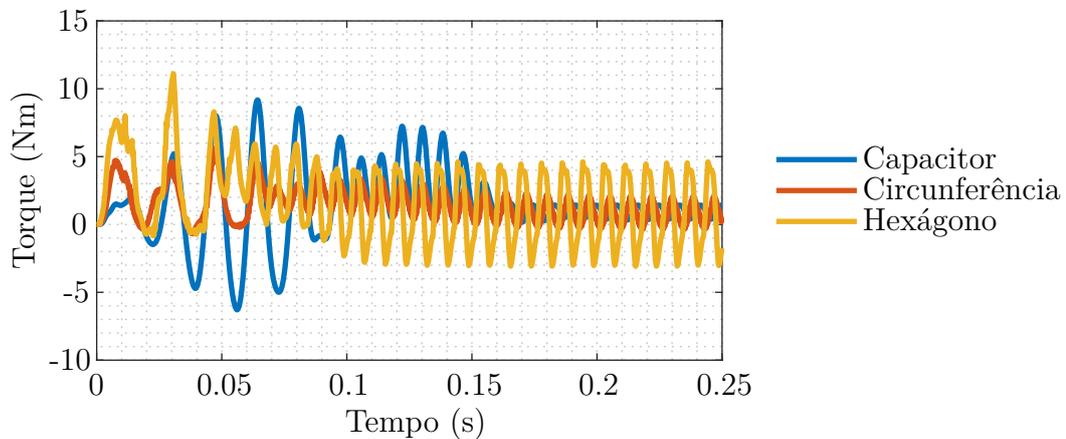


Figura 4.3 – Comparação entre os torques de partida direta para o acionamento com inversor e sem o inversor.

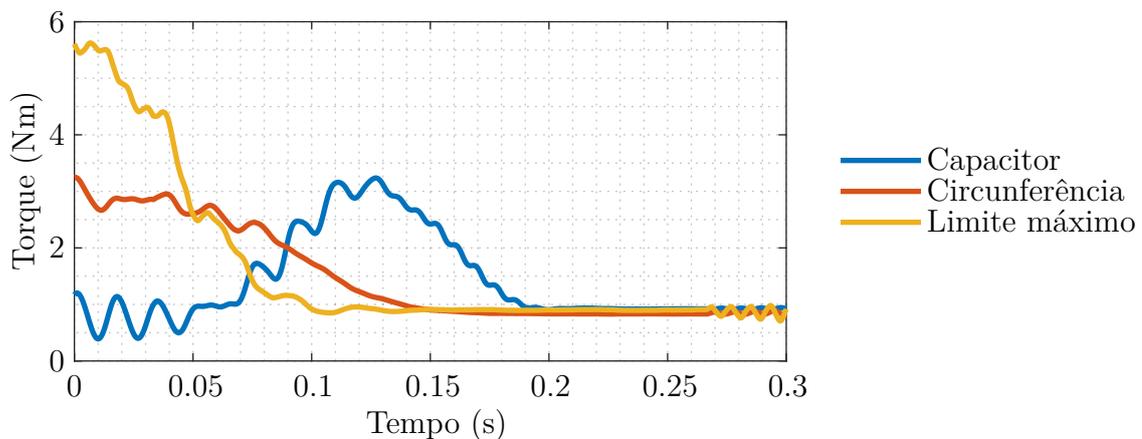


Figura 4.4 – Comparação entre os torques médios para o acionamento de partida direta com o inversor e sem o inversor.

O ganho no torque de partida é nítido ao acionar o motor com tensões em quadratura. O espaço vetorial limitado pela circunferência nos fornece menos *ripple* de torque do que o limite hexagonal, porém, devido à assimetria do motor, seu *ripple* ainda é maior do que o acionamento do motor com o capacitor operando seu torque nominal.

Além do ganho no torque de partida, observa-se um ganho na corrente de partida, conforme Fig. 4.5. Ao acionar o motor com o conversor, a corrente na bobina principal é reduzida em amplitude se comparada com o acionamento utilizando o capacitor.

A potência instantânea da entrada foi filtrada por uma média móvel com uma janela de dois ciclos de rede e ilustrada na Fig. 4.6. Verifica-se claramente um gasto maior

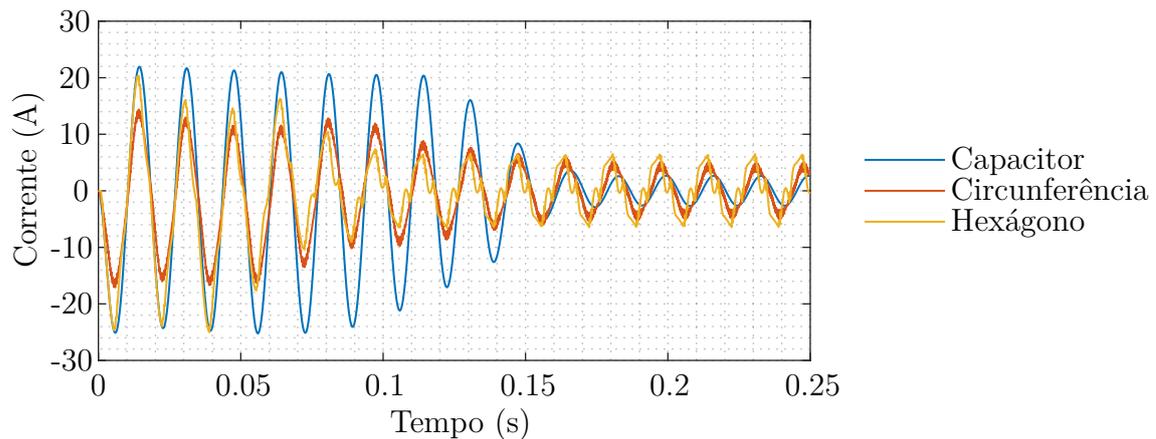


Figura 4.5 – Comparação entre as correntes de partida da bobina principal para o acionamento de partida direta com o inversor e sem o inversor.

de energia com a partida com capacitor, sendo a mais econômica a partida pelo SVPWM circular.

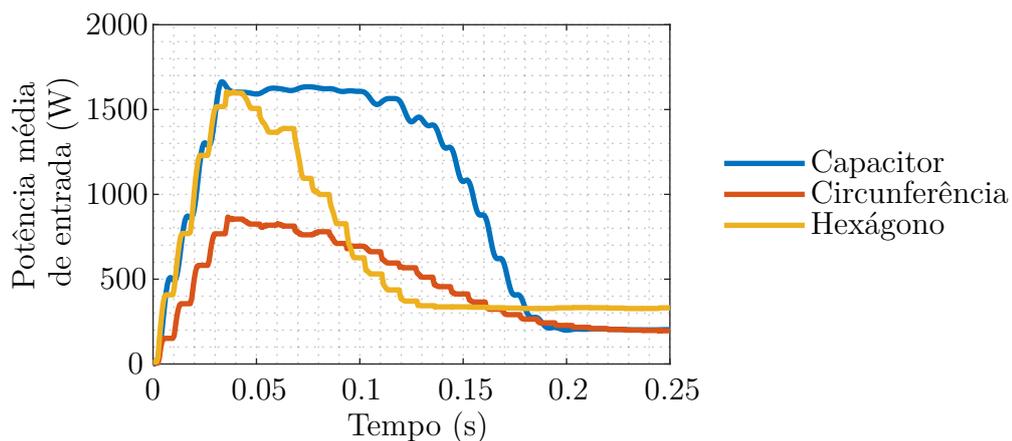


Figura 4.6 – Comparação da média móvel da potência de entrada para o acionamento para cada região do espaço vetorial e para a partida direta com capacitor auxiliar.

Conclui-se que a estratégia de malha aberta no domínio hexagonal proporcionou ganho apenas no torque de partida, mas demonstrou ser pouco eficiente ao acionar a carga nominal em regime permanente, resultando em um alto *ripple* de torque e presença de harmônicos na corrente. Por outro lado, ao utilizar o domínio circular para a partida, obtém-se um menor consumo energético e corrente de partida, embora ainda haja a presença de *ripple* de torque.

4.2.2 Simulações com a malha de controle

A assimetria dos enrolamentos do motor foi suficiente para justificar o torque pulsante do motor. Uma estratégia de controle deve ser adotada para tratar essa assimetria de forma a reduzir significativamente a pulsação do torque. O controle com orientação

do fluxo rotórico adequadamente tratado matematicamente foi apresentado por Corrêa (2002), aqui apresentado de forma breve.

Isolando i_{rd}^s da Equação 2.16 e i_{rq}^s da Eq. (2.17), substituindo-os na (2.18) teremos o torque representado pelas correntes do estator e o fluxo do rotor:

$$T_e = \frac{P}{l_r} (\mathcal{M}_{srq} i_{sq}^s \phi_{rd}^s - \mathcal{M}_{srd} i_{sd}^s \phi_{rq}^s) \quad (4.1)$$

Pela (4.1), observa-se que o termo oscilatório pode ser compensado fazendo com que $|\phi_{rd}^s|/|\phi_{rq}^s| = 1$ e $|i_{sd}^s|/|i_{sq}^s| = \mathcal{M}_{srd}/\mathcal{M}_{srq}$, caracterizando uma compensação das amplitudes de corrente pela relação de espiras entra a bobina auxiliar e a principal k .

Vamos assumir como variáveis auxiliares as correntes i_{sd1}^s e i_{sq1}^s e um fator de correção $k = \mathcal{M}_{srd}/\mathcal{M}_{srq}$. Se as correntes do motor forem impostas como $i_{sd}^s = i_{sd1}^s$ e $i_{sq}^s = k i_{sq1}^s$, e então substituindo-as na (4.1), teremos uma equação de torque equivalente a um motor simétrico, como mostra na (4.2), sem pulsação de torque e com comportamento rotórico semelhante à máquina trifásica referenciada no eixo dq .

$$T_e = \frac{P}{l_r} \mathcal{M}_{srd} (i_{sq1}^s \phi_{rd}^s - i_{sd1}^s \phi_{rq}^s) \quad (4.2)$$

O controle foi feito por orientação indireta do fluxo rotórico, sendo o torque elétrico e o fluxo serão as referências de controle, a partir das quais calculam-se as correntes de eixo direto e quadratura do motor a serem impostas pelo conversor, vide Fig. 4.7 (CORRÊA, 2002). Para o mapa de eficiência foram variados o torque de referência e o torque e velocidade nominal da carga no range de 0,1 a 1,1 pu com passo de 0,1 pu.

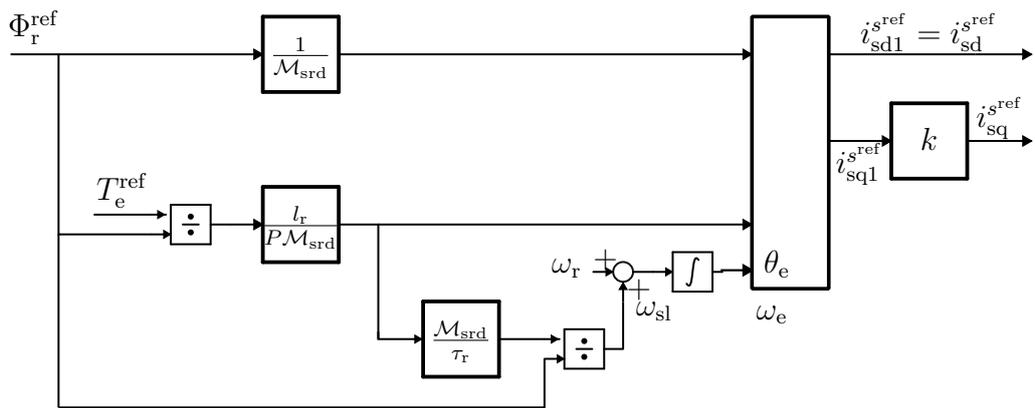


Figura 4.7 – Diagrama do controle por orientação indireta de fluxo do rotor utilizada em motores assimétricos.

As correntes $i_{sd}^{s\text{ref}}$ e $i_{sq}^{s\text{ref}}$ podem ser definidas através de um controlador histerese ou por um controlador PI. Para o controle da corrente imposta pelo conversor, é empregada uma malha interna de controle. Nesse caso, foi adotado um controlador PI com ganho

proporcional igual a 200 e ganho integral igual a 3600. Além disso, foi adicionado um controlador PI externo para o controle do torque e do fluxo.

As simulações foram conduzidas considerando o conversor como uma fonte controlada de tensão, na qual os valores são obtidos a partir da saída da malha de controle de corrente. Essa abordagem resultou em uma significativa redução no tempo de simulação para a obtenção do mapa de eficiência.

Foram utilizados o modelo de um motor simétrico e o assimétrico para avaliar a resposta de torque elétrico, as correntes e o mapa de eficiência do motor. Para o motor simétrico, a Fig. 4.8 nos mostram as correntes da bobina principal e da auxiliar. Observa-se que a amplitude dessas correntes são iguais devido a simetria das bobinas.

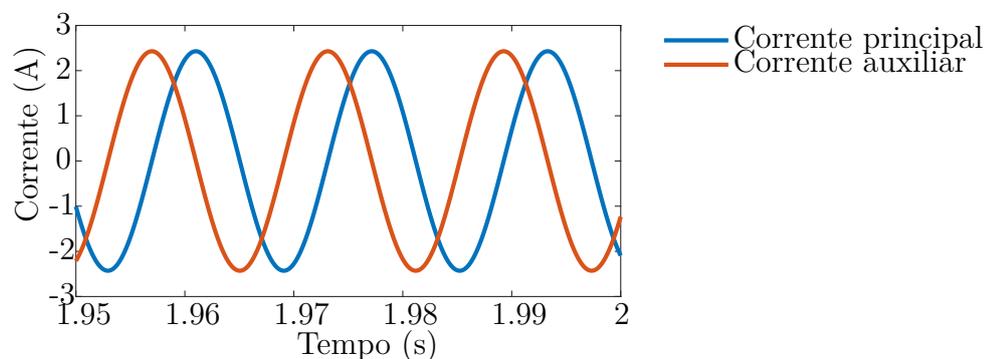


Figura 4.8 – Correntes em regime permanente do motor simétrico simulado com a malha de controle fechada.

A Figura 4.9 mostra o torque elétrico do motor e o torque da carga. Observa-se um torque sem flutuação, caracterizado pela simetria do motor e correntes defasadas em $\pi/2$ rad elétricos. A referência de torque foi inserida por um degrau em $t = 0,2$ s, com o valor do torque nominal $T = 0,98$ Nm. A velocidade do motor cresceu de forma suave até que o torque da carga se igualou ao torque elétrico, resultando em uma aceleração nula e estabilização do acionamento.

A mesma simulação foi realizada considerando o motor assimétrico. Pela Figura 4.10, verifica-se uma diferença nas amplitudes de corrente, o que era esperado devido a assimetria das bobinas.

Quanto ao torque, pela Fig. 4.11 é possível observar um *ripple* em torno de 0,05 N.m, o que é uma redução significativa se comparada ao acionamento em malha aberta ou com capacitor. Essa redução se deve a compensação imposta pela malha de controle, as correntes do motor são tais que produzem um fluxo girante de amplitude constante, caracterizando um caminho circular.

A distribuição do fluxo no motor acionado em malha fechada é representada na Fig. 4.12 para ambos os casos, motor simétrico e assimétrico. Observa-se que a trajetória do fluxo no caso simétrico é uma circunferência, já no caso assimétrico temos uma espira

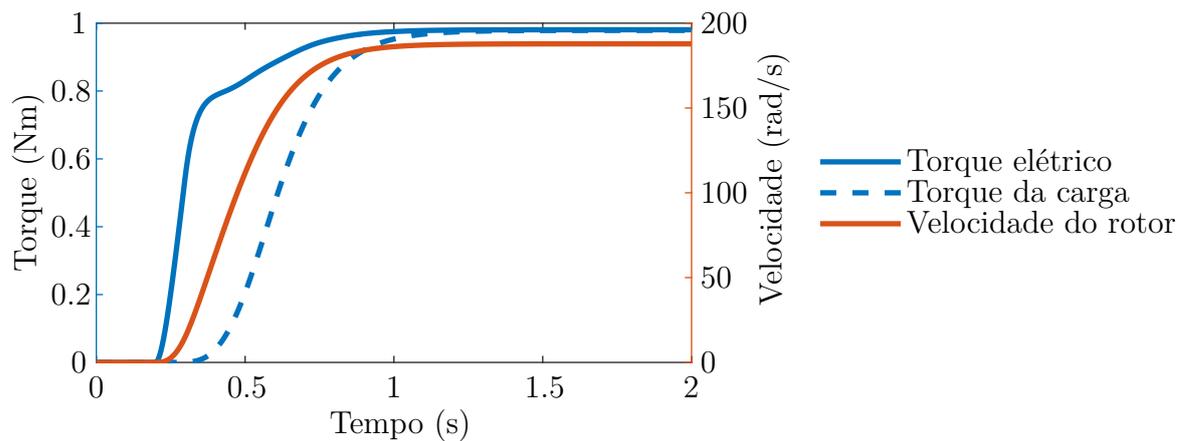


Figura 4.9 – Resposta do torque elétrico, torque da carga e velocidade no eixo do motor simétrico do motor simétrico operando em malha fechada.

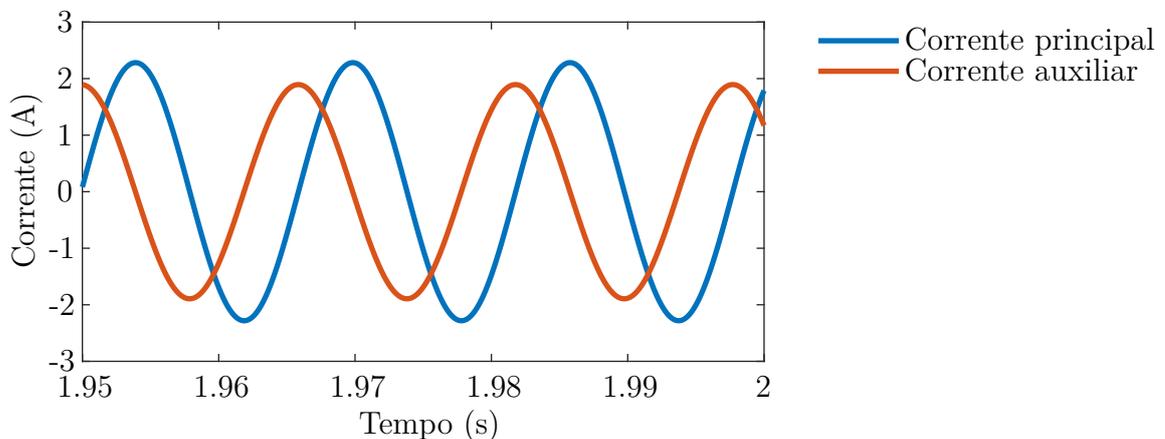


Figura 4.10 – Correntes em regime permanente do motor assimétrico simulado operando com malha fechada.

ao longo do tempo tendendo a estabilizar em uma circunferência até que a malha de controle se estabilize.

O mapa de eficiência foi feito considerando as perdas no conversor e as perdas no motor modelado por parâmetros concentrados. O rendimento dos dois tipos de motores podem ser comparados nas Figuras. 4.13 e 4.14. Cada ponto desse mapa é o rendimento η do motor em função do torque desenvolvido e da velocidade do eixo do motor, ou seja, $\eta(T_e, \omega)$. Fica nítida uma maior área de operação do motor simétrico com um rendimento melhor do que o assimétrico.

Por fim, um comparativo de rendimento foi feito considerando o motor operando em 60 Hz e com a carga variando de zero até seu valor nominal e representado na Figura 4.15. Verifica-se um ganho variando de 5% a 15% na eficiência a depender da carga acionada, inclusive o motor simétrico se mostrando mais eficiente do que o assimétrico.

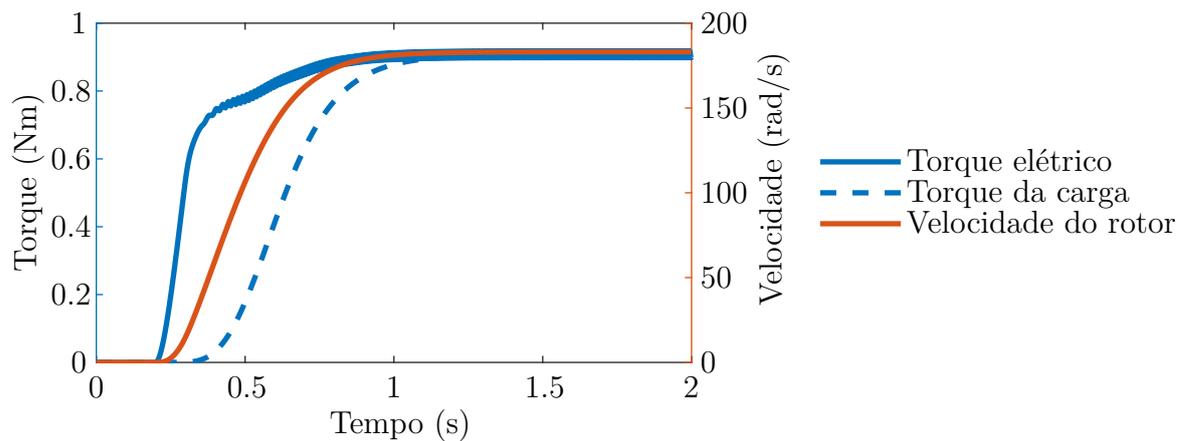


Figura 4.11 – Resposta do torque elétrico, torque da carga e velocidade no eixo do motor assimétrico operando em malha fechada.

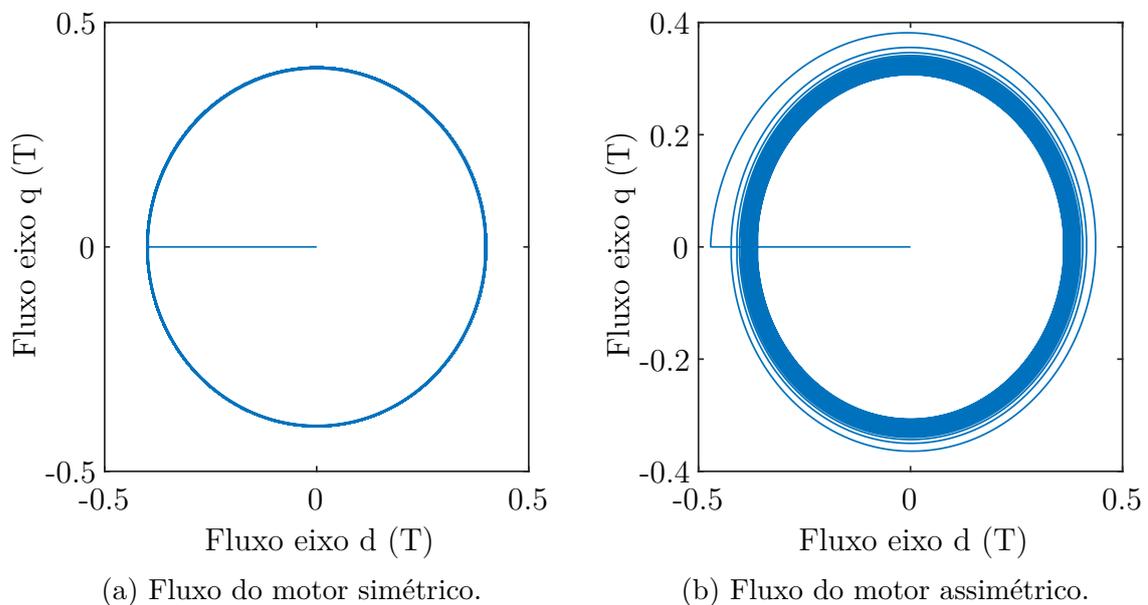


Figura 4.12 – Fluxo girante do motor nos eixos em quadratura D e Q no caso do motor simétrico e assimétrico.

4.2.3 Simulação com acionamento escalar V/f constante

O acionamento escalar V/f é amplamente utilizado em aplicações de baixa e média potência, quando não é necessária uma precisão no controle de velocidade. Nesse tipo de acionamento, a frequência da tensão aplicada ao motor é variada de forma proporcional à razão entre a tensão nominal e frequência nominal do motor. Essa relação é denominada razão V/f .

A Fig. 4.16 ilustra as correntes auxiliar e principal nos enrolamentos de um motor monofásico assimétrico, juntamente com a velocidade do rotor. O motor foi acionado utilizando uma rampa de variação tensão/frequência constante durante um período de 2 segundos, alcançando os valores nominais de tensão e frequência do motor. É possível notar

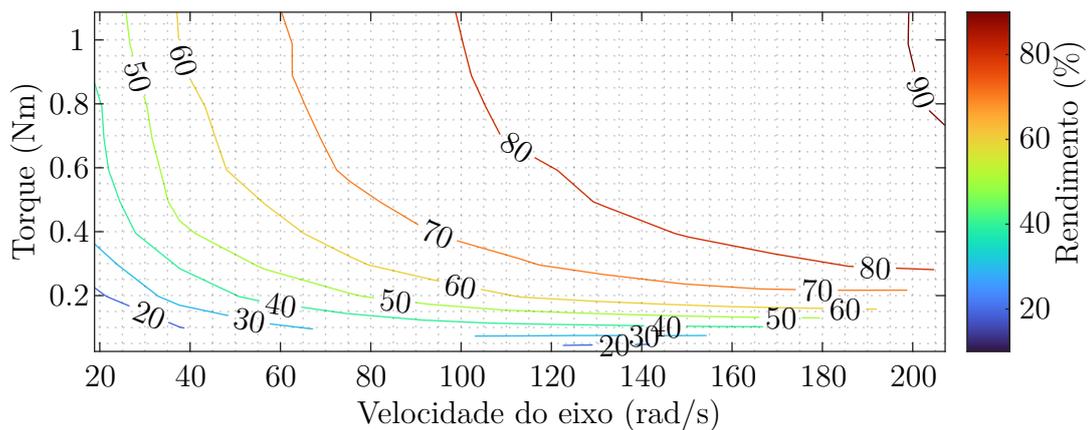


Figura 4.13 – Mapa de eficiência para o motor de 1/4 cv simulado em função do torque e velocidade do eixo.

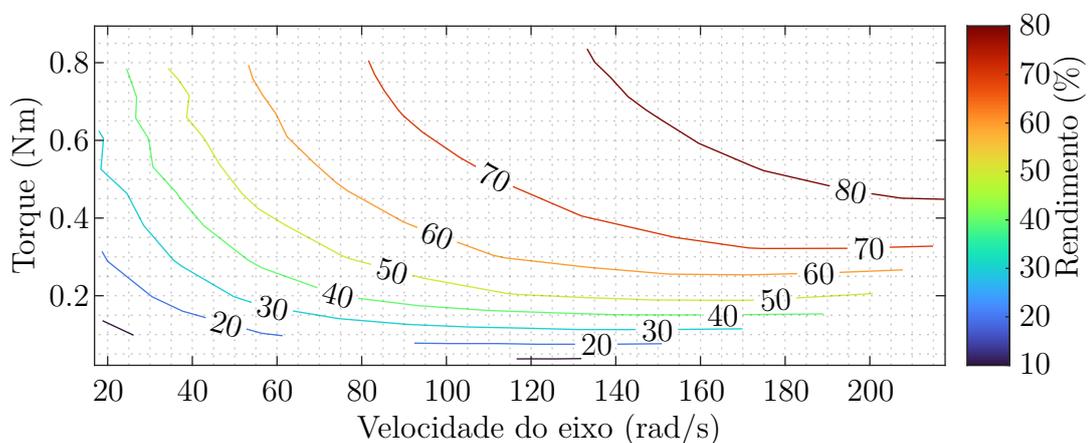


Figura 4.14 – Mapa de eficiência para o motor assimétrico de 1/4 cv simulado em função do torque e velocidade do eixo.

que as correntes aumentam de forma gradual, evitando picos de corrente elevados durante a partida. Além disso, o rotor foi acelerado de forma constante, resultando em uma rampa de velocidade. Esses comportamentos demonstram uma partida suave e controlada do motor.

A Fig. 4.17 apresenta o torque elétrico e a velocidade do rotor para o mesmo acionamento escalar. É possível observar a presença de um *ripple* no torque devido à assimetria dos enrolamentos. No entanto, uma melhoria significativa pode ser alcançada ao utilizar um controle adequado, que visa compensar essa assimetria e reduzir o *ripple* de torque.

4.3 Acionamento do motor e leitura das correntes

O motor de 1 cv foi acionado de três formas distintas: partida direta utilizando seu capacitor auxiliar nominal, com o conversor implementado sem carga no eixo e

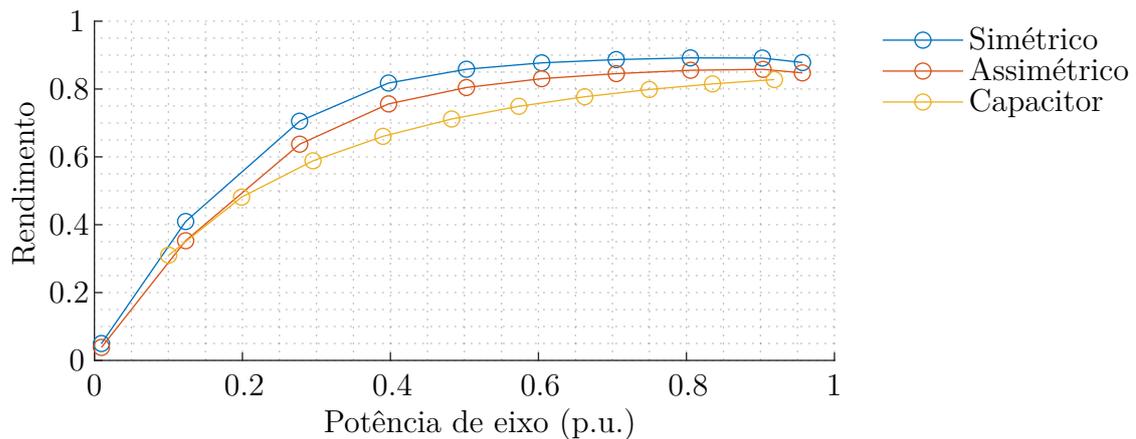


Figura 4.15 – Comparação rendimento em função da potência de eixo para: acionamento com capacitor permanente em partida direta e com inversor acionando motor simétrico e assimétrico.

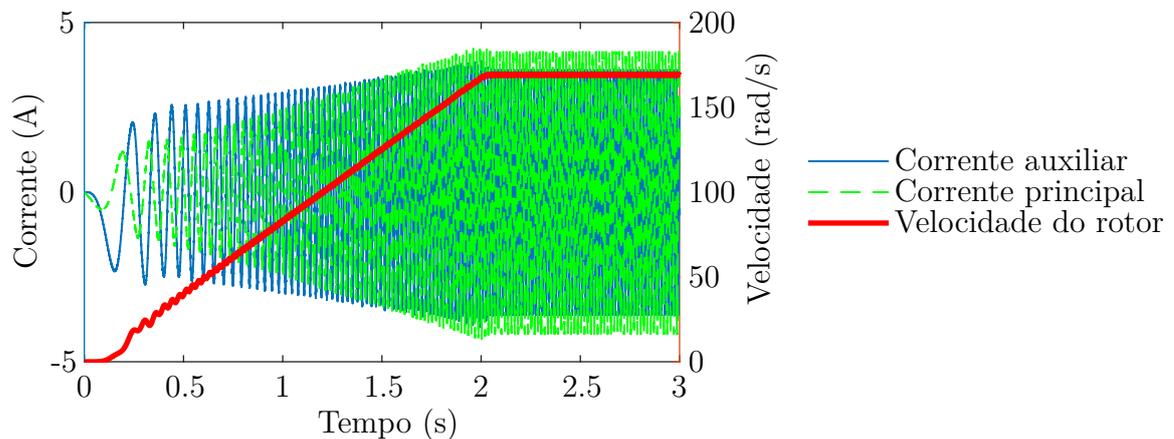


Figura 4.16 – Correntes de partida e velocidade do rotor para o motor assimétrico acionado com uma rampa V/f constante.

posteriormente com carga no eixo, acionando uma bomba hidráulica.

4.3.1 Acionamento com capacitor

Inicialmente, o motor foi conectado diretamente à rede elétrica por meio do seu capacitor auxiliar, que acionou a bomba hidráulica acoplada ao seu eixo. A Figura 4.18 apresenta as curvas da tensão e corrente da rede elétrica em regime permanente, bem como as correntes do enrolamento auxiliar e principal do motor. Foi observado que a distorção da corrente causada pela saturação magnética resultou em uma considerável THD tanto na corrente do motor quanto na corrente da rede elétrica.

A saturação do núcleo magnético é tipicamente causada por uma combinação de fatores, como materiais magnéticos de baixa qualidade, projeto ou condições de operação inadequados e cargas não lineares. Esses fatores podem fazer com que o fluxo magnético atinja níveis de saturação, levando a um aumento das perdas no núcleo e a uma redução

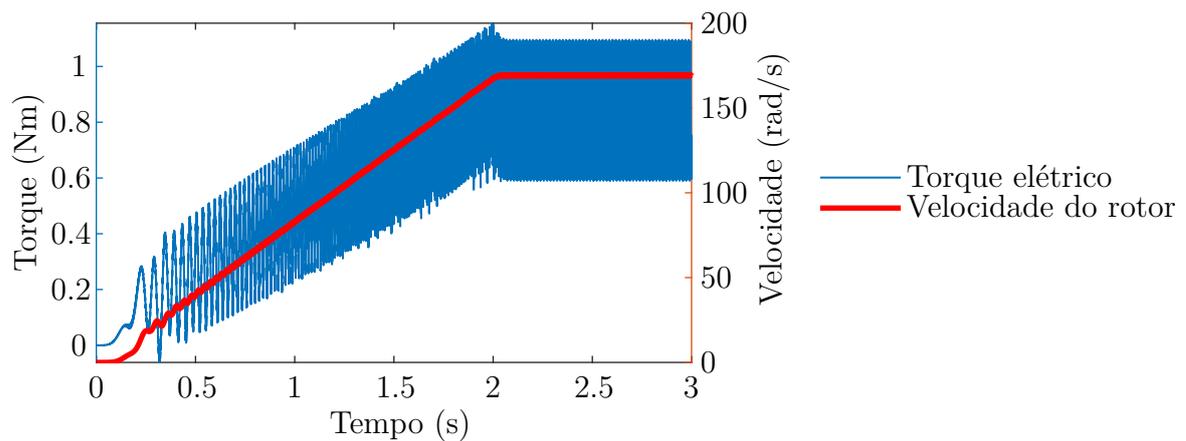


Figura 4.17 – Torque elétrico e velocidade do rotor para o motor assimétrico acionado com uma rampa V/f constante.

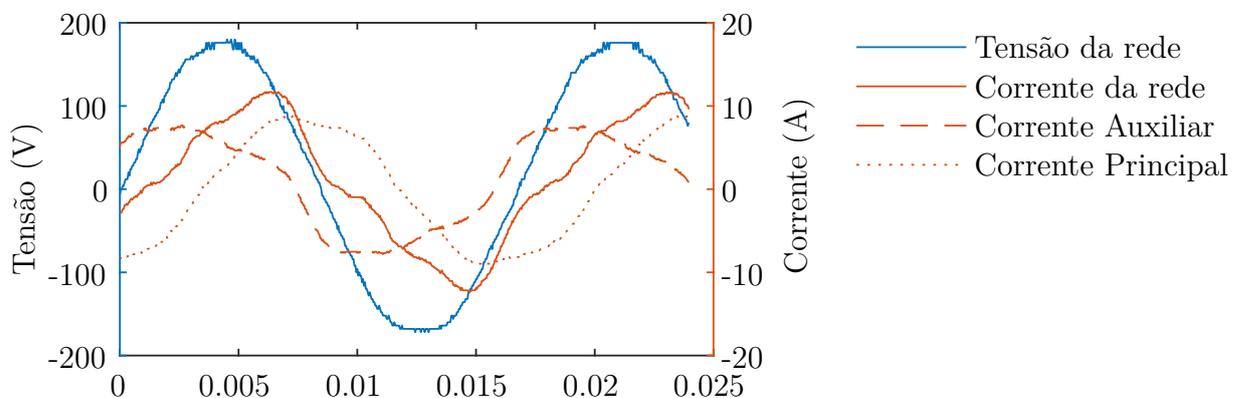


Figura 4.18 – Tensão e corrente da rede e correntes dos enrolamentos do motor monofásico utilizando a partida direta com o capacitor auxiliar.

do desempenho magnético. Como resultado, o motor consome corrente mais alta do que o necessário.

4.3.2 Acionamento com o conversor, motor sem carga

O conversor foi alimentado pela tensão da rede de 127 V em 60 Hz. Um par de tensão em quadratura foi sintetizado conforme o SVPWM apresentado na Seção 2.4 com uma frequência de chaveamento em 5 kHz, a largura mínima do pulso foi limitada conforme o tempo de resposta das chaves dada pela folha de dados. As variações da frequência e tensão de referência foram feitas suavemente por uma rampa V/f constante até atingir sua velocidade nominal de forma a evitar variações bruscas de corrente. Após estabilização das correntes, a descarga da bomba hidráulica foi totalmente aberta atingindo a potência nominal da bomba.

Os sinais das medições das correntes e da tensão do barramento foram obtidas por meio do osciloscópio, foram filtradas digitalmente por filtro passa-baixas com frequências de corte em 4 kHz e 200 Hz. As Figuras 4.19, 4.20 e 4.21 nos mostram a corrente do

enrolamento principal, do enrolamento auxiliar e a tensão do barramento CC.

Observa-se que, apesar dos filtros analógicos presentes na placa, a medição é poluída de ruído eletromagnético. Esse ruído pôde ser reduzido com a utilização da técnica "pigtail" na ponta do osciloscópio, que consiste em blindar a ponta do osciloscópio com um fio aterrado, reduzindo a exposição da ponta às radiações eletromagnéticas provenientes de chaveamento ou sinais externos (CHEN; YUAN; CAO, 2021; HEJASE et al., 1989). Observa-se que a corrente do enrolamento auxiliar possui um terceiro e quinto harmônico, provavelmente causados por saturação magnética e baixa qualidade do material.

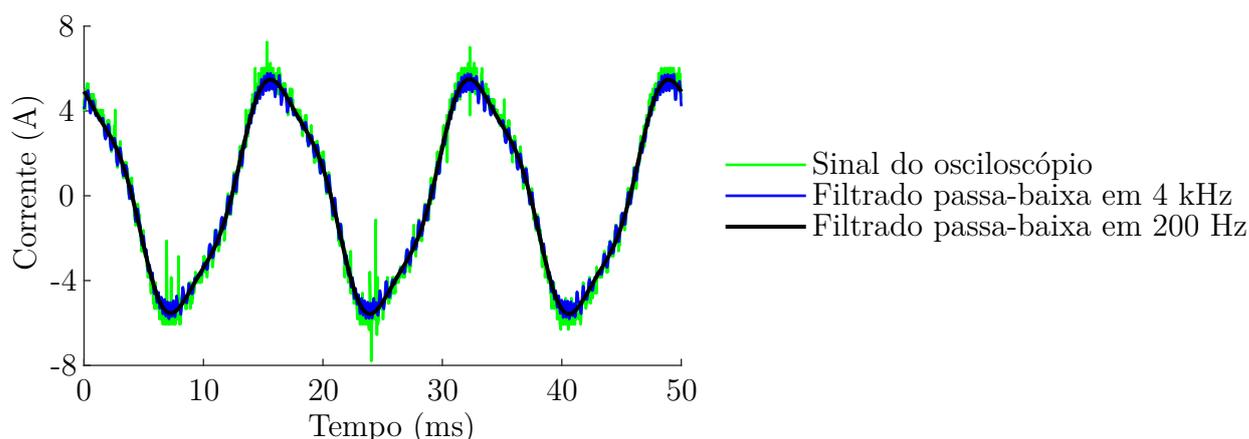


Figura 4.19 – Corrente no enrolamento principal com o motor sem carga.

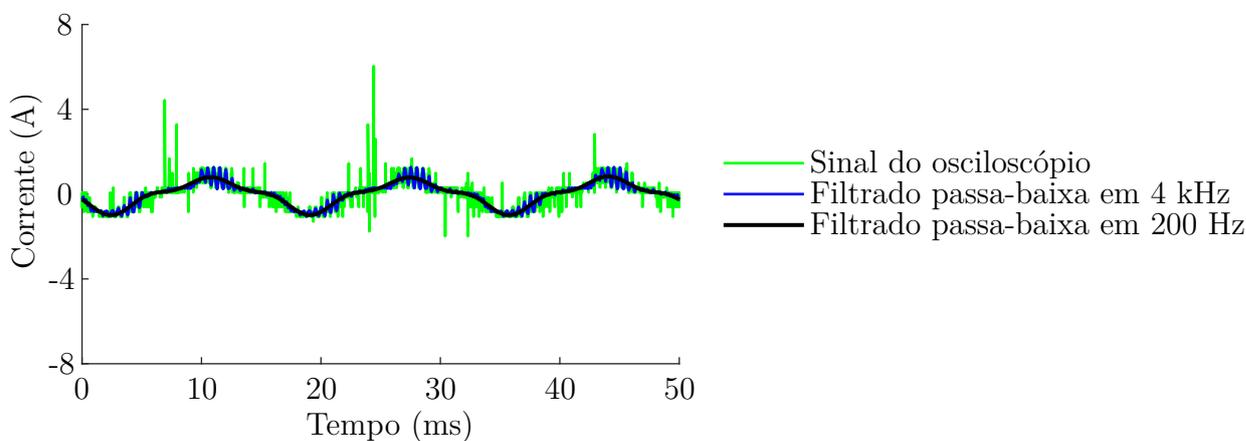


Figura 4.20 – Corrente no enrolamento auxiliar com o motor sem carga.

A Fig. 4.22 nos mostra as duas correntes do motor em quadratura, conforme o esperado. A diferença de amplitude se deve ao fato do motor se assimétrico.

Em baixa-média velocidade, a máquina de indução submetida a uma rampa de V/f constante pode apresentar efeitos oscilatórios, especialmente em baixa carga. Esses efeitos são influenciados pelos parâmetros do motor, como resistências, reatâncias de magnetização, dispersão e inércia do eixo, juntamente com as características da carga acionada (DONCKER; PULLE; VELTMAN, 2011). A existência de regiões proibidas de

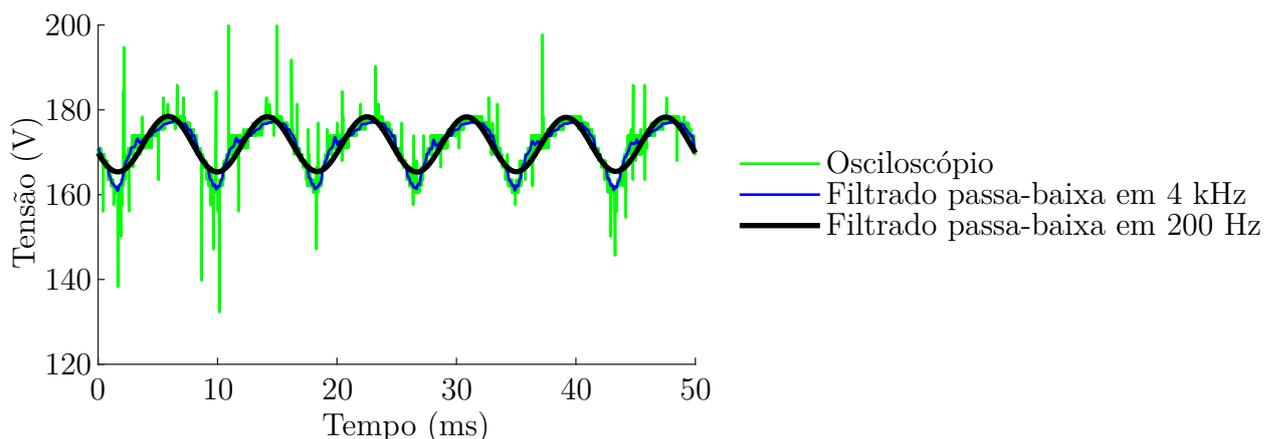


Figura 4.21 – Tensão do barramento CC do conversor acionando o motor sem carga.

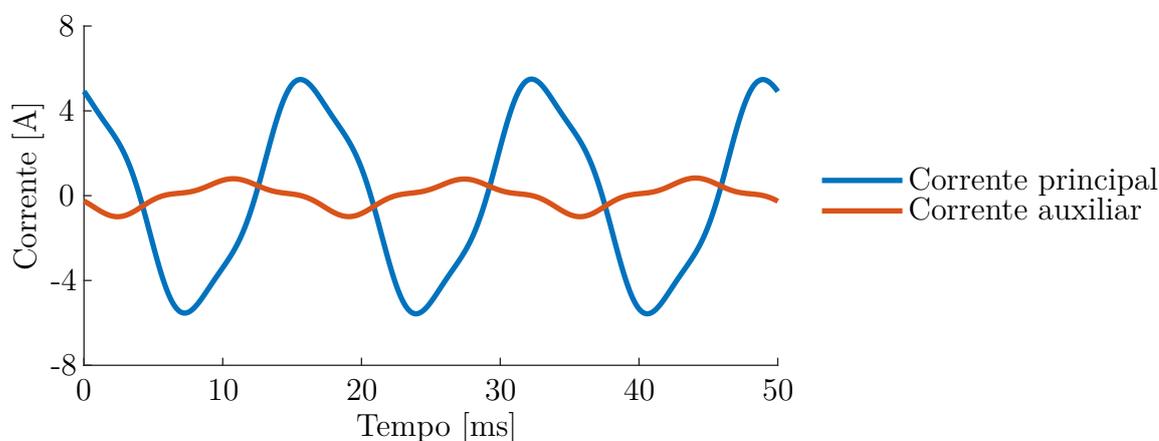


Figura 4.22 – Correntes em quadratura do enrolamento auxiliar e principal com o motor sem carga, filtrado digitalmente por passa-baixa de 200 Hz.

operação, relacionadas à razão do tempo morto e à frequência de chaveamento, pode ser estimada matematicamente (GUHA et al., 2017).

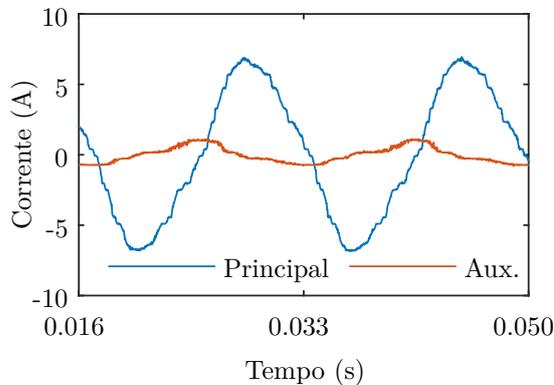
No primeiro teste, uma rampa de V/f constante com duração de 20 segundos foi aplicada com o motor operando em vazio. Nesse cenário, o motor apresentou uma elevação abrupta de vibração, ruído e aumento significativo na corrente, resultando no acionamento do fusível de proteção. No entanto, ao reduzir a duração da rampa V/f , esse fenômeno não ocorreu.

Esses resultados evidenciam a sensibilidade do motor a variações no perfil da rampa de V/f , principalmente em situações de baixa carga, destacando a importância de ajustar adequadamente os parâmetros de acionamento para evitar problemas operacionais e garantir a segurança e eficiência do sistema como um todo.

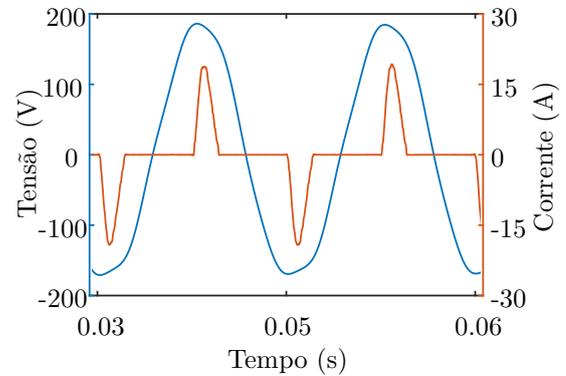
4.3.3 Acionamento com o conversor, motor com carga

Inicialmente, o motor foi acionado sem carga, utilizando uma rampa de constante V/f em malha aberta até atingir o estado estacionário apresentado na Figura 4.23a.

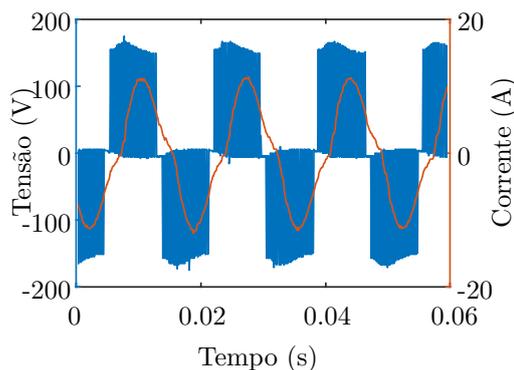
Posteriormente, a carga foi adicionada ao eixo do rotor, abrindo totalmente a válvula de descarga da bomba e permitindo a circulação da água. Os sinais com a carga total da bomba são representados nas Figuras 4.23b a 4.23d.



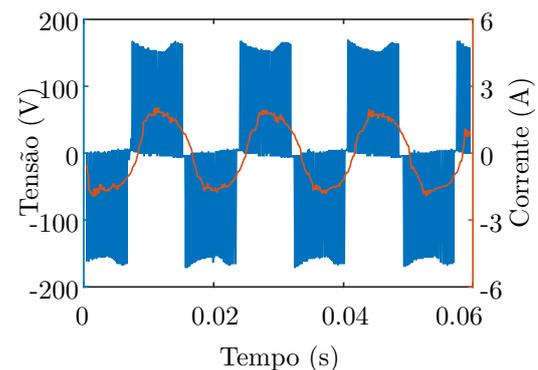
(a) Correntes da bobina principal e auxiliar do motor monofásico acionado pelo conversor, sem carga.



(b) Tensão e corrente da rede na entrada do conversor acionando o motor monofásico com carga.



(c) Corrente e tensão na bobina principal do motor monofásico de 1 cv acionado pelo conversor, com carga.



(d) Corrente e tensão na bobina principal do motor monofásico de 1 cv acionado pelo conversor, com carga.

Figura 4.23 – Sinais de tensão e corrente obtidas nos testes experimentais como conversor implementado acionando um motor monofásico de 1 cv.

A forma de onda da corrente de linha mostrada na Fig. 4.23b é típica de um retificador de ponte completa, sofrendo com altos picos de 20 A e alta THD devido à solução de baixo custo proposta (BUSATTO; RÖNNBERG; BOLLEN, 2021). As formas de onda de corrente nas Figs. 4.23c e 4.23d exibem distorção devido à má qualidade do material magnético do motor, conforme evidenciado pela presença de terceiro e quinto harmônicos na Tab.4.4.

As flutuações de tensão no barramento CC limitam o domínio do vetor de tensão realizável e contribuem para o conteúdo harmônico, resultando em um *trade-off* entre THD e utilização do barramento CC no conversor. Para atenuar essa distorção e melhorar

a forma de onda da corrente para uma forma senoidal, pode-se empregar o controle do barramento de tensão CC.

Além disso, as medições de corrente também revelam a presença de componentes de alta frequência causados pelo acoplamento capacitivo entre os circuitos de medição e os transitórios no circuito de potência com alto dV/dt . No geral, os resultados apresentados neste estudo fornecem informações valiosas sobre o comportamento do motor e a eficácia da estratégia de controle sob as condições experimentais dadas.

Em relação à potência fornecida, a rede fornece aproximadamente 519 W, enquanto o conversor forneceu ao motor 478 W, fornecendo 7,4 A ao enrolamento principal e 1,3 A ao enrolamento auxiliar. O próprio conversor consumiu cerca de 40 W, indicando uma eficiência de cerca de 92%. Entretanto, vale ressaltar que a potência não atingiu o nível nominal devido a limitação imposta pela curva característica da bomba.

Tabela 4.4 – Magnitude de corrente de terceira, quinta e sétima ordens harmônicas em relação à THD fundamental e total dos enrolamentos principal e auxiliar com carga nominal.

Ordem	Com conversor		Partida direta		
	Prin.	Aux.	Prin.	Aux.	Rede
3	14.73%	15.52%	4.95%	16.40%	15.27%
5	4.26%	4.06%	4.94%	7.79%	10.10%
7	1.22%	2.18%	0.94%	1.97%	0.65%
THD	16.06%	20.82%	7.30%	18.39	18.48%

4.4 Conclusões

Após a realização das simulações, foi possível observar um ganho significativo no torque de partida do motor quando este operou no espaço vetorial sintetizado pelo conversor de três meias pontes. Como resultado, o dimensionamento dos motores utilizados em compressores de refrigeração poderá ser otimizado, reduzindo os custos com o sobredimensionamento do motor.

Os testes realizados indicaram que o conversor implementado foi capaz de sintetizar tensões em quadratura nas bobinas do motor monofásico, gerando correntes em quadratura. Entretanto, a presença de harmônicos nas correntes foi identificada em todos os experimentos, e a saturação magnética do motor ficou evidenciada, concluindo-se que o motor apresenta baixa qualidade magnética, reduzindo o seu desempenho.

5 CONCLUSÕES

Sumário

5.1	Conclusões	78
5.2	Trabalhos futuros	79

5.1 Conclusões

O desenvolvimento do conversor projetado para acionar motores monofásicos de baixa potência atendeu às expectativas iniciais de fornecer uma solução de baixo custo. É importante ressaltar que, diferentemente dos conversores para motores trifásicos, os conversores para motores monofásicos não são tão amplamente abordados na literatura. Portanto, este trabalho preencheu uma parte dessa lacuna ao apresentar um estudo sobre as diferenças e peculiaridades desses conversores.

Tradicionalmente, os aparelhos de baixa potência acionados por motores monofásicos são operados por partida direta, buscando minimizar os custos globais. No entanto, os resultados deste estudo mostraram que a utilização de conversores eletrônicos é uma alternativa viável e eficiente, mesmo contradizendo o senso comum. O uso de conversores permite ganhos significativos em termos de eficiência energética e desempenho dinâmico durante a operação do motor. Essa abordagem também pode resultar em uma redução do tamanho do motor, aproveitando melhor a potência do sistema em relação à carga acionada. Desse modo, o investimento no conversor pode ser recuperado ao longo do tempo de uso ou mesmo pela economia obtida com a utilização de um motor de menor porte.

Constatou-se de que o motor simétrico é mais eficiente do que o motor assimétrico, especialmente quando combinado com os avanços recentes na eletrônica de potência, que possibilitam a produção de módulos integrados de potência e controle em conjunto com o motor simétrico. Essa abordagem permitirá substituir motores acionados por capacitores de partida ou permanentes, proporcionando não apenas ganhos em eficiência, mas também uma considerável redução no ruído acústico e pulsação de torque, melhorando a qualidade do equipamento.

A análise térmica desempenhou um papel fundamental ao estabelecer o limite de operação do conversor. Embora os módulos IGBT possam suportar correntes de até 20 A, a eficiência de resfriamento do módulo impõe uma restrição prática. Neste projeto, não foi considerado o uso de ventiladores em conjunto com o dissipador de calor, o que limitou a corrente de saída para aproximadamente 4.5 A por fase. Isso corresponde a uma carga de 1 hp para uma tensão de rede de 127 V e frequência de 60 Hz. Caso seja necessário, a corrente de saída pode ser aumentada com a utilização de um ventilador e um dissipador de calor adequados.

Durante a operação do conversor, foram observados ruídos nas medições de tensão do barramento CC e correntes de saída, possivelmente causados pelos próprios chaveamentos do conversor. O chaveamento gera a propagação de ondas eletromagnéticas que podem induzir ruídos de tensão ao longo da placa de circuito impresso, mesmo considerando a separação dos circuitos de sinal e potência durante o projeto. No entanto, o filtro projetado

demonstrou ser eficiente na redução desses ruídos. A aplicação prática da teoria nem sempre é livre de dificuldades e erros inesperados. Um exemplo disso foi a ocorrência um fenômeno inesperado durante a partida em rampa V/f com o motor sem carga, o que levou à incerteza inicial sobre a correção dos algoritmos implementados.

Os circuitos condicionadores dos sinais de corrente e tensão foram projetados com filtros passivos, mas ainda houve a presença de ruídos nas medições. Isso deve ser levado em consideração no projeto da malha de controle. Durante o desenvolvimento da placa, é essencial posicionar corretamente cada componente para reduzir o acoplamento eletromagnético entre trilhas paralelas. É recomendável manter as trilhas de sinais de chaveamento separadas das trilhas de medição de corrente e também separar a parte de potência da parte de sinais para reduzir os ruídos provenientes do chaveamento.

Foi observado um ganho de eficiência de até 12% no acionamento do motor com o uso do conversor, o que é bastante significativo quando consideramos a proporção de motores monofásicos na demanda energética nacional. No caso do Brasil, esse ganho pode representar uma economia estimada em torno de 7 TWh/ano.

Durante as simulações, ao utilizar o modelo do conversor, foi verificado que os ganhos utilizados na malha de controle não estavam adequados para a frequência de chaveamento. Portanto, um estudo mais aprofundado no controle de máquinas elétricas com conversores é necessário para ajustar esses ganhos de acordo com a frequência de chaveamento, maximizando a dinâmica operacional do acionamento. Além disso, simulações com alta frequência de chaveamento e a avaliação do mapa de eficiência requerem um poder computacional significativo.

Em conclusão, este trabalho obteve resultados promissores ao projetar um conversor para acionar motores monofásicos de baixa potência. Demonstrou-se que o uso de conversores eletrônicos é viável, proporcionando ganhos em eficiência energética e desempenho dinâmico. No entanto, foram identificadas áreas que requerem maior atenção, como a minimização de ruídos nas medições e a otimização dos ganhos de controle. Essas considerações abrem caminho para futuros desenvolvimentos na área de acionamento de motores monofásicos, visando aprimorar ainda mais a eficiência e confiabilidade desses sistemas.

5.2 Trabalhos futuros

Uma das propostas é avançar no desenvolvimento de técnicas de controle mais eficientes. Isso envolverá a investigação e implementação de algoritmos de controle, visando otimizar o desempenho do sistema e reduzir o consumo de energia. Será importante explorar abordagens inovadoras e estratégias de otimização para alcançar um controle mais preciso e eficiente. Um estudo da injeção de sequência zero para a modulação dos pulsos poderá

ser estudada.

Além disso, pretende-se realizar a montagem *back-to-back* como uma forma de validar o controle desenvolvido. Essa configuração experimental permitirá testar e verificar a eficácia do controle em condições reais, além de proporcionar *insights* valiosos sobre o comportamento do sistema. Será possível analisar o mapa de eficiência energética do acionamento pelo conversor, identificando os pontos de operação mais eficientes e explorando oportunidades para melhorar a eficiência global do sistema.

Outra proposta relevante é o desenvolvimento de um novo conversor com microcontrolador integrado dedicado à partida direta. Esse conversor seria projetado como um módulo de substituição direta do capacitor de partida, facilitando a atualização de sistemas existentes. Será necessário estudar a compactação eficiente desse conversor, visando simplificar a substituição do capacitor de partida.

Para promover a disseminação de tecnologias de acionamento eletrônico de baixo custo, propõe-se o desenvolvimento de um conversor adequado para a *framework* Arduíno. Esse projeto envolverá a adaptação do conversor para ser compatível com microcontroladores de baixo custo amplamente disponíveis no mercado. Ao disponibilizar o projeto como código aberto, espera-se incentivar a adoção e utilização desse sistema em uma ampla gama de aplicações.

Alinhado com as políticas de eficiência energética, uma perspectiva interessante para o futuro é o estudo de projeto de máquinas bifásicas. A substituição de motores de baixa potência por motores simétricos, juntamente com acionamentos eletrônicos de baixo custo embarcados, pode resultar em ganhos significativos em eficiência energética. Será necessário realizar uma análise abrangente para avaliar os benefícios, os custos e a viabilidade dessa transição.

Essas propostas abrem caminho para futuras pesquisas no campo do acionamento de máquinas monofásicas, buscando soluções mais eficientes e acessíveis. Cada uma delas representa uma oportunidade de contribuir para o avanço do conhecimento científico e tecnológico, com potenciais aplicações práticas na indústria e na sociedade como um todo.

REFERÊNCIAS

ABRAHÃO, K. C. d. F. J.; SOUZA, R. G. V. de. Estimativa da evolução do uso final de energia elétrica no setor residencial do Brasil por região geográfica. *Ambiente Construído*, v. 21, n. 2, p. 383–408, abr. 2021. ISSN 1678-8621, 1415-8876. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 25.

AG, I. T. *IGCM20F60GA - Infineon Technologies*. 2017. <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/intelligent-power-modules-ipm/igcm20f60ga/>. Citado 3 vezes nas páginas 11, 50 e 96.

ALMEIDA, A. T. d.; FERREIRA, F. J. T. E.; BAOMING, G. Beyond Induction Motors-Technology Trends to Move Up Efficiency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 3, p. 2103–2114, maio 2014. ISSN 0093-9994, 1939-9367. Citado na página 24.

ALMOGBEL, A. et al. Comparison of energy consumption between non-inverter and inverter-type air conditioner in Saudi Arabia. *Energy Transitions*, v. 4, n. 2, p. 191–197, dez. 2020. ISSN 2520-1166, 2520-114X. Citado na página 25.

BIM, E. *Máquinas Elétricas e Acionamento*. Fourth. [S.l.]: GEN LTC, 2018. Citado na página 90.

BOLDEA, I.; NASAR, S. A. *The Induction Machines Design Handbook*. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor & Francis, 2010. (The Electric Power Engineering Series). ISBN 978-1-4200-6668-5. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

BOLSI, P. C. et al. LCL Filter Parameter and Hardware Design Methodology for Minimum Volume Considering Capacitor Lifetimes. *Energies*, v. 15, n. 12, p. 4420, jun. 2022. ISSN 1996-1073. Citado na página 47.

BP. *Statistical Review of World Energy | Energy Economics | Home*. 2022. <https://www.bp.com/en/global/corporate/energy-economics/statistical-review-of-world-energy.html>. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 19.

BROECK, H. v. d.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, jan. 1988. ISSN 0093-9994, 1939-9367. Citado na página 38.

BUSATTO, T.; RÖNNBERG, S. K.; BOLLEN, M. H. J. Comparison of Models of Single-Phase Diode Bridge Rectifiers for Their Use in Harmonic Studies with Many Devices. *Energies*, v. 15, n. 1, p. 66, dez. 2021. ISSN 1996-1073. Citado na página 75.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. Cham: Springer International Publishing, 2015. ISBN 978-3-031-01371-3 978-3-031-02499-3. Citado na página 52.

- CHASIOTIS, I.; KARNAVAS, Y.; SCULLER, F. Effect of Rotor Bars Shape on the Single-Phase Induction Motors Performance: An Analysis toward Their Efficiency Improvement. *Energies*, v. 15, n. 3, p. 717, jan. 2022. ISSN 1996-1073. Citado na página 21.
- CHEN, Z.; YUAN, H.; CAO, Q. Research on Field-circuit Co-simulation of Cable Shielded with Pigtail. In: *2021 Cross Strait Radio Science and Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*. Shenzhen, China: IEEE, 2021. p. 254–256. ISBN 978-1-66543-243-6. Citado na página 73.
- CLARK, N.; MOTTO, E.; SHIBATA, S. New SLIM Package Intelligent Power Modules (SLIMDIP) with thin RC-IGBT for consumer goods applications. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Montreal, QC, Canada: IEEE, 2015. p. 4510–4512. ISBN 978-1-4673-7151-3. Citado na página 48.
- CORRÊA, M. B. d. R. *Estruturas Estáticas Alternativas Para Acionamento de Motores de Indução*. Tese (Doutorado) — UFCG, maio 2002. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 66.
- CORRÊA, M. B. d. R. et al. Motor Drive System For Single-phase Induction Motors - An Evaluation. *Eletrônica de Potência*, v. 8, n. 2, p. 79–88, nov. 2003. ISSN 14148862, 1984557X. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 34.
- CORREA, M. d. R. et al. Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 4, p. 832–841, 2000. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 38.
- CORREA, M. d. R. et al. A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive systems. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2001. v. 3, p. 1458–1463. ISBN 978-0-7803-7067-8. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 38.
- DONCKER, R. W. D.; PULLE, D. W. J.; VELTMAN, A. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. Dordrecht Heidelberg: Springer, 2011. (Power Systems). ISBN 978-94-007-0179-3. Citado na página 73.
- DRAGOTTO, E. Cost-Benefit Analysis of a Refrigerator Replacement Program for Low-Income Households in Brazil. p. 38, fev. 2007. Citado na página 26.
- EMBRACO. *Linha de Compressores - Distribuição e Revenda*. [S.l.], 2019. Citado na página 26.
- EPE. *Anuário Estatístico De Energia Elétrica 2020 - Ano Base 2019*. [S.l.], 2020. Citado na página 25.
- FITZGERALD, A. E.; JUNIOR, C. K.; UMANS, S. D. *Máquinas elétricas com introdução à eletrônica de potência*. 6. ed. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. ISBN 978-85-60031-04-7. Citado 5 vezes nas páginas 29, 30, 32, 89 e 90.
- Freescale Semiconductor. *Thermal Analysis of Semiconductors Systems*. [S.l.], 2008. Citado na página 49.
- GUHA, A. et al. Theoretical prediction and experimental verification of light-load instability in a 11-kW open-loop induction motor drive. *Sādhanā*, v. 42, n. 8, p. 1263–1273, ago. 2017. ISSN 0256-2499, 0973-7677. Citado na página 74.

GUPTA, R. A study of AC/DC converter with improved power factor and low harmonic distortion. *International Journal on Computer Science and Engineering*, v. 4, jun. 2012. Citado na página 46.

HEJASE, H. et al. Shielding effectiveness of 'pigtail' connections. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 31, n. 1, p. 63–68, fev. 1989. ISSN 0018-9375, 1558-187X. Citado na página 73.

HENN, J. et al. Intelligent Gate Drivers for Future Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 3, p. 3484–3503, mar. 2022. ISSN 0885-8993, 1941-0107. Citado na página 48.

HS Dissipadores. *Catálogo HS Dissipadores 2021/22*. [S.l.]: HS Dissipadores, 2022. Citado na página 50.

JABBAR, M.; KHAMBADKONE, A.; YANFENG, Z. Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1081–1088, out. 2004. ISSN 0278-0046. Citado na página 23.

JAIN, A. *Refrigerators with Inverter Technology Can Help Save Electricity : Bijli Bachao*. 2020. <https://www.bijlibachao.com/refrigerators/refrigerators-with-inverter-technology-can-help-save-electricity.html>. Citado na página 26.

JANG, D.-h. PWM methods for two-phase inverters. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 13, n. 2, p. 50–61, mar. 2007. ISSN 1077-2618. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 37.

KAKNEVICIUS, A.; HOOVER, A. *Managing Inrush Current*. [S.l.], 2015. Citado na página 46.

KONARIK, R. et al. Topologies of converters for two-phase AC motors. In: *2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. Kouty nad Desnou, Czech Republic: IEEE, 2017. p. 1–6. ISBN 978-1-5090-6406-9. Citado na página 38.

KRAUSE, P. C. et al. (Ed.). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. 3. ed. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering, 37). ISBN 978-1-118-02429-4. Citado na página 34.

KUMAR, B.; SRINIVAS, S. Space vector based PWM of dual full-bridge VSI fed two-phase induction motor drive. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. Istanbul, Turkey: IEEE, 2014. p. 667–672. ISBN 978-1-4799-2399-1. Citado na página 38.

KUMAR, B.; SRINIVAS, S. Elliptical space vector PWM for dual H-bridge VSI fed two-phase induction motor drive. In: *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. Trivandrum, India: IEEE, 2016. p. 1–5. ISBN 978-1-4673-8888-7. Citado 3 vezes nas páginas 35, 36 e 38.

KUMSUWAN, Y.; PREMRUDEEPPREECHACHARN, S.; KINNARES, V. A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 5, p. 2031–2041, maio 2013. ISSN 0278-0046, 1557-9948. Citado na página 38.

- KÜNZI, R. Thermal Design of Power Electronic Circuits. CERN, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 96.
- LASKODY, T. et al. Space Vector Pwm for Two-Phase Inverter in Matlab-Simulink. p. 9, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 36, 38 e 40.
- LAZARO, A. et al. Size and cost reduction of the storage capacitor in AC/DC converters under hold-up time requirements. In: *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03*. Acapulco, Mexico: IEEE, 2003. v. 4, p. 1959–1964. ISBN 978-0-7803-7754-7. Citado na página 46.
- LEE, H.; HAN, W.-K.; CHANG, J.-Y. The New Design of Intelligent Power Module for Low Power Motor Drive Applications. In: *2020 15th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)*. Taipei, Taiwan: IEEE, 2020. p. 112–115. ISBN 978-1-72819-851-4. Citado na página 48.
- LIM, J. et al. Feasibility study on variable-speed air conditioner under hot climate based on real-scale experiment and energy simulation. *Energies*, v. 12, n. 8, 2019. ISSN 1996-1073. Citado na página 25.
- LIU, C.-S.; HWANG, J.-C.; PO-CHENG, C. Improvement of driver efficiency for the single-phase motor. In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Hangzhou, China: IEEE, 2012. p. 664–667. ISBN 978-1-4673-0158-9 978-1-4673-0159-6 978-1-4673-0157-2. Citado na página 21.
- MARANGONI, F. et al. Comparativo Econômico Entre Condicionadores De Ar Com Tecnologias Convencional E Inverter. p. 20, 2015. Citado na página 25.
- MARIA, A. et al. Bens De Consumo: Linha Branca. p. 10, nov. 1995. Citado na página 24.
- MESHARAM, S. M.; FADNIS, A. Y. Direct Torque Control of three-leg inverter driving two-phase induction motor. In: *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*. Bhubaneswar, India: IEEE, 2015. p. 242–247. ISBN 978-1-4799-7455-9. Citado na página 38.
- MOGHANI, J.; HEIDARI, M. High efficient low cost induction motor drive for residential applications. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006*. Taormina, Italy: IEEE, 2006. p. 1399–1402. ISBN 978-1-4244-0193-2. Citado na página 46.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Media enhanced 3. ed., [nachdr.]. Hoboken, NJ: Wiley, 2007. ISBN 978-0-471-22693-2 978-0-471-42908-1 978-0-555-00430-2. Citado na página 50.
- MORE, S. A. ADC Input Protection. p. 4, 2013. Citado na página 52.
- NIED, A. et al. Improving washing machine performance using single-phase induction motor field-oriented control. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vienna, Austria: IEEE, 2013. p. 2917–2922. ISBN 978-1-4799-0224-8. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 38.

- PARTS, D. *Dacor 108970 - Compressor, Fridge VEMY3H*. 2021. <https://www.dacorparts.com/products/108970-compressor-fridge-vey3h.html>. Citado na página 26.
- PARTSTOWN. *Hoshizaki EM2U3111U EM2U3111U EMBRACO CO*. 2021. <https://www.partstown.com/hoshizaki/hosem2u3111u>. Citado na página 26.
- PIYARAT, W. et al. Simple speed control of an asymmetrical type two-phase induction motor drive. p. 5, 2010. Citado na página 38.
- Programa Nacional de Conservação de Energia e Eficiência Energética – PRFP. *Resultados PROCEL 2022 - Ano Base 2021*. [S.l.], 2022. Citado na página 21.
- ROSER, M.; RODÉS-GUIRAO, L. Future population growth. *Our World in Data*, 2013. Citado na página 19.
- SADAMORI, K.; MOTHERWAY, B. Energy Efficiency 2021. *Energy Efficiency*, p. 103, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 9, 19 e 20.
- SAUER, I. L. et al. A comparative assessment of Brazilian electric motors performance with minimum efficiency standards. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 41, p. 308–318, jan. 2015. ISSN 13640321. Citado na página 24.
- SEN, P. C. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. 2. ed. ed. New York Chichester: Wiley, 1997. ISBN 978-0-471-02295-4. Citado na página 29.
- SILVA, P. C. da et al. Vector Control of a Single-Phase Induction Machine with Scott-T Connection in the Stator and Estimation of Velocity with Sliding Mode Observer. *Eletrônica de Potência*, v. 24, n. 2, p. 157–164, jun. 2019. ISSN 14148862, 1984557X. Citado na página 21.
- SINGH, B. et al. A review of single-phase improved power quality ac–dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 5, p. 962–981, out. 2003. ISSN 0278-0046. Citado na página 46.
- TAN, D. Power Electronics: Historical notes, recent advances and contemporary challenges. *Eletrônica de Potência*, v. 25, n. 4, p. 386–394, dez. 2020. ISSN 14148862, 1984557X. Citado na página 48.
- TIWARI, D. et al. A Review of Circular Economy Research for Electric Motors and the Role of Industry 4.0 Technologies. *Sustainability*, v. 13, n. 17, p. 9668, ago. 2021. ISSN 2071-1050. Citado na página 24.
- TOMASELLI, L. C. et al. Application of the Vector Modulation in the Symmetrical Two-Phase Induction Machine Drive. p. 6, 2005. Citado na página 40.
- TORO, V.; MARTINS, O. D. A. *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. [S.l.]: LTC, 1994. ISBN 978-85-216-1184-4. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 31.
- UM, D. Y.; PARK, G. S. Comparison of Electromagnetic Characteristics of Single-Phase Induction Motor between Balanced and Unbalanced Operation under Different Loads. *Energies*, v. 14, n. 4, p. 919, fev. 2021. ISSN 1996-1073. Citado na página 21.

WAIDE, P.; BRUNNER, C. U. Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems. 2011. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 24.

WEN, S.; LU, G.-Q. Finite-element modeling of thermal and thermomechanical behavior for three-dimensional packaging of power electronics modules. In: *ITHERM 2000. The Seventh Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (Cat. No.00CH37069)*. Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2000. p. 303–309. ISBN 978-0-7803-5912-3. Citado na página 49.

WINTRICH, A. et al. *Application Manual Power Semiconductors*. 2nd revised edition. ed. Ilmenau: ISLE Verlag, 2015. ISBN 978-3-938843-83-3. Citado 3 vezes nas páginas 49, 94 e 96.

Yangzhou Yangjie Electronic Technology Co. *KBU25005 THRU KBU2510*. 2019. Citado na página 47.

ZHANG, B.; QIU, D. *M-Mode SVPWM Technique for Power Converters*. Singapore: Springer Singapore, 2019. (CPSS Power Electronics Series). ISBN 9789811313813 9789811313820. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 39.

Apêndices

APÊNDICE A – ENSAIO PARA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE UM MOTOR MONOFÁSICO

A.1 Introdução

O modelo de um motor pode ser obtido por elementos finitos, descrevendo o comportamento físico distribuído no espaço. Essa modelagem requer o conhecimento das dimensões de cada componente do motor, bem como o material utilizado e suas características eletromagnéticas. A partir dessa modelagem, também é possível simplificar a descrição do sistema através do seu modelo de parâmetros concentrados, reduzindo em a topologia espacial em componentes discretos como indutâncias, resistores e capacitores.

A forma mais usual e amplamente difundida de se obter os parâmetros concentrados de um motor é a partir dos ensaios a vazio e com o rotor bloqueado. A literatura difunde esse ensaio para os motores trifásicos e aqui uma adaptação dessa metodologia será aplicada ao motor monofásico.

A.2 Medição com tensão contínua

A resistência da bobina pode ser obtida ao aplicar uma tensão contínua nas bobinas de tal forma que a corrente obtida se aproxime da corrente RMS nominal do motor. Lembrando que no caso do motor assimétrico, uma medição deverá ser feita em cada bobina por tensões diferentes. A corrente contínua irá anular os efeitos de indução magnética, tornando evidente apenas o comportamento ôhmico da bobina.

Após a estabilização de temperatura do enrolamento, a resistência do estator poderá ser calculada pela relação $r_s = V_{cc}/I_{cc}$. Observa-se que esse ensaio não considera o efeito pelicular, podendo ser adotado um fator de correção.

A.3 Ensaio a vazio

O motor sem carga será alimentado em tensão e frequência nominal, fornecendo sua corrente de excitação e perdas a vazio. O conjugado desenvolvido irá suprir as perdas por atrito no rotor e as perdas por ventilação quando seu eixo estiver acoplado a algum

ventilador, tais perdas serão consideradas iguais para quando o motor operar em carga nominal. Dessa forma, a corrente no rotor será baixa e dispersível.

Os parâmetros de esse ensaio serão a tensão $V_{i,vz}$ aplicada em cada bobina i com o rotor bloqueado, corrente $I_{i,vz}$ e a potência de entrada total $P_{vz} = P_{aux,vz} + P_{prin,vz}$, valores obtidos por medições. Desprezando as perdas joulicas no núcleo, as perdas rotacionais serão aproximadas por:

$$P_{rot} = P_{vz} - I_{aux,vz}^2 \cdot r_{aux,s} - I_{prin,vz}^2 \cdot r_{prin,s} \quad (\text{A.1})$$

Dessa forma, a inércia equivalente do rotor poderá ser obtida com o decaimento de velocidade do rotor ao ser desligado das fontes de tensão:

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = - \frac{P_{rot}}{\omega_{mec}} \quad (\text{A.2})$$

Considerando um escorregamento muito pequeno com o motor sem carga, a resistência do rotor refletida no estator será alta o suficiente para se considerar sua associação em paralelo com a reatância de magnetização aproximadamente igual a própria reatância de magnetização. Dessa forma a reatância aparente a vazio medida $X_{i,vz}$ será muito próxima da reatância própria do estator, ou seja $X_{i,vz} = X_{i,s} + X_{i,m}$ e $X_{i,vz} = V_{i,vz}/I_{i,vz}$. Conclui-se que esse ensaio não fornece informações suficientes para determinar os valores individuais de $X_{i,s}$ e $X_{i,m}$.

A.4 Ensaio de rotor bloqueado

Esse ensaio fornece informações acerca das impedâncias de dispersão do motor. Com o rotor bloqueado, o escorregamento será unitário. A tensão aplicada em cada bobina deverá ter a frequência nominal e amplitude tal que a corrente se aproxime da nominal.

A impedância do rotor pode variar conforme a frequência em sua corrente induzida, particularmente em rotores com gaiola dupla ou de barras profundas (FITZGERALD; JUNIOR; UMANS, 2006). Sendo assim, um ensaio com baixa frequência pode ser útil, de forma que a corrente induzida no rotor se assemelhe à sua corrente nominal em frequência e em amplitude.

No caso do motor bifásico, o rotor poderá ser considerado bloqueado caso uma bobina seja energizada e a outra não, pois dessa forma o rotor não irá se mover, uma vez que seu torque líquido é nulo.

Considerando como parâmetros de entrada as medições da tensão em cada bobina i $V_{i,bl}$, corrente em cada bobina i $I_{i,bl}$ e as potências de entrada em cada bobina $P_{i,bl}$. A reatância e a resistência de rotor bloqueado serão:

$$X_{i,\text{bl}} = \frac{\sqrt{V_{i,\text{bl}} \cdot I_{i,\text{bl}} - P_{i,\text{bl}}}}{I_{i,\text{bl}}^2} \quad (\text{A.3})$$

$$r_{i,\text{bl}} = \frac{P_{i,\text{bl}}}{I_{i,\text{bl}}^2} \quad (\text{A.4})$$

Normalmente a reatância de magnetização é muito maior do que as reatâncias de dispersão do rotor e sua resistência, o que nos possibilita aproximar (BIM, 2018)

$$r_{i,r}^2 + X_{i,r}(X_{i,m} + X_{i,r}) \approx X_{i,m} + X_{i,r}$$

e

$$r_{i,r}^2 + (X_{i,m} + X_{i,r})^2 \approx (X_{i,m} + X_{i,r})^2.$$

Desenvolvendo a reatância equivalente vista pelos terminais do estator, a equação A.5 é obtida com aproximações adequadas (FITZGERALD; JUNIOR; UMANS, 2006).

$$Z_{i,\text{bl}} = r_{i,s} + r_{i,r} \left(\frac{X_{i,m}}{X_{i,r} + X_{i,m}} \right)^2 + \mathbf{j} \cdot \left[X_{i,s} + X_{i,r} \left(\frac{X_{i,m}}{X_{i,r} + X_{i,m}} \right) \right] \quad (\text{A.5})$$

Dessa forma teremos

$$r_{i,\text{bl}} = r_{i,s} + r_{i,r} \left(\frac{X_{i,m}}{X_{i,r} + X_{i,m}} \right)^2 \quad (\text{A.6})$$

e

$$X_{i,\text{bl}} = X_{i,s} + X_{i,r} \left(\frac{X_{i,m}}{X_{i,r} + X_{i,m}} \right) \quad (\text{A.7})$$

Definindo o fator de acoplamento do rotor como

$$k_{i,r} = \frac{X_{i,m}}{X_{i,m} + X_{i,r}} = \frac{X_{i,\text{vz}} - X_{i,s}}{X_{i,\text{vz}} - X_{i,s} + X_{i,r}},$$

o cálculo de $r_{i,r}$ e $X_{i,r}$ pode ser feito por

$$r_{i,r} = \frac{r_{i,\text{bl}} - r_{i,s}}{k_{i,r}^2} \quad (\text{A.8})$$

e

$$X_{i,r} = \frac{X_{i,\text{bl}} - X_{i,s}}{k_{i,r}} \quad (\text{A.9})$$

A.5 Considerações práticas

Ao utilizar as medições fornecidas pelo conversor, teremos a tensão de referência aplicada em cada bobina e as correntes mensuradas pelos sensores de corrente. Os valores RMS, potência aparente e real poderão ser obtidas pelas suas definições de forma discreta, uma vez que a medição feita pelo conversor é discreta.

Considerando um período da rede T , o tempo t_p entre amostragens, e o vetor de medições \mathbf{V} para cada variável nesse período e o cálculo RMS será computado pela Eq.A.10, sendo $n = T/t_p$ o tamanho do vetor.

$$V_{\text{RMS}} = \frac{1}{T} \sqrt{\sum_{i=1}^n \mathbf{V}[i]^2 \cdot t_p} \quad (\text{A.10})$$

A potência instantânea discreta será dada por $\mathbf{S}[i] = \mathbf{V}[i] \cdot \mathbf{I}[i]$, e por definição, a potência real P no período de rede será o valor médio do vetor \mathbf{S} , dado por

$$P = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \mathbf{S}[i].$$

APÊNDICE B – CÁLCULO TÉRMICO

B.1 Introdução

A seguir, o cálculo térmico das chaves eletrônicas contidas no módulo integrado de IGBTs IGCM20F60GA será apresentado, com o objetivo de dimensionar o dissipador térmico necessário para garantir uma temperatura de junção segura. Esse cálculo é fundamentado na potência dissipada na pastilha, obtida através das curvas das características elétricas fornecidas pela folha de dados do módulo IGCM20F60GA.

Durante o processo de cálculo, uma parametrização de cada curva das características elétricas foi feita, permitindo obter uma estimativa precisa da energia dissipada durante a condução e as transições de estado dos transistores e diodos durante o funcionamento do conversor.

B.2 Metodologia

Para realizar o projeto térmico do conversor, serão utilizadas as características térmicas fornecidas na folha de dados do semiconductor. Os parâmetros de entrada incluem a potência máxima dissipada pelo semiconductor ($P_{\text{diss,max}}$), a temperatura máxima de junção ($T_{\text{j,max}}$), a resistência térmica junção-encapsulamento ($R_{\text{th,jc}}$) e a temperatura ambiente (T_{a}) na qual o conversor irá operar.

Com base na modelagem e simulação do conversor em projeto, é possível obter as correntes ($i_i(t)$) e tensões ($v_{\text{CE},i}(t)$) de cada chave estática i durante um período da tensão sintetizada na saída do conversor, em regime estacionário. A partir desses dados, é possível calcular as perdas de chaveamento e condução em cada semiconductor, conforme descrito nas seções posteriores.

Posteriormente, é realizado o cálculo da máxima resistência térmica permitida entre o encapsulamento e o ambiente, levando em consideração a máxima temperatura de junção das chaves eletrônicas. Assim, torna-se possível o dimensionamento de um dissipador térmico adequado, garantindo a dissipação adequada do calor gerado pelos semicondutores

Uma vez escolhido o dissipador térmico adequado, é possível mapear a operação do conversor estabelecendo uma relação entre a temperatura de junção, a frequência de chaveamento e a corrente de saída, ou seja, $T_{\text{j}}^i(f_{\text{switch}}, I_{\text{saída}})$:

$$T_{\text{j}}^i = P_{\text{chave}}^i \cdot R_{\text{th,jc}}^i + P_{\text{total}} \cdot R_{\text{th,ca}} + T_{\text{a}} \quad (\text{B.1})$$

B.3 Modelo do conversor

Inicialmente, o conversor foi modelado no Simulink, conforme mostrado na Figura B.1. O barramento CC foi constituído de fontes ideais de tensão, enquanto a carga foi tratada como duas fontes ideais de corrente em quadratura. Para simular o comportamento indutivo semelhante ao de um motor elétrico, também foi considerado um atraso na corrente em relação à tensão sintetizada pelo conversor, caracterizando um fator de potência da carga.

Essa modelagem proporciona um ganho de computacional significativo em comparação com a modelagem do motor e fontes reais. Nesse contexto, é possível utilizar essa simplificação, uma vez que o objetivo atual é calcular a perda térmica nas chaves eletrônicas em função da corrente de saída. O comportamento dinâmico não é relevante para o cálculo térmico em regime permanente.

A modulação dos pulsos foi feita em espaço vetorial a partir de duas tensões de referência em quadratura, V_α e V_β , conforme a Fig. B.2. O algoritmo utilizado está no Apêndice C. Dessa forma é possível obter a corrente em cada chave e o momento de transição em cada uma pelos comandos de liga e desliga das chaves.

O conversor foi simulado fornecendo sua corrente nominal de 4 A RMS em cada bobina do motor. A Fig. B.3 nos mostra a corrente fornecida por um dos braços do conversor. Observa-se que o IGBT superior conduz parte da corrente e ao receber ao ser desligado (pulsos verdes indicam o momento de transição para desligado), o diodo inferior começa a conduzir.

B.3.1 Perdas nos IGBTs

A perda por condução no IGBT é dada pelo produto da sua corrente coletor-emissor $i(t)$ e tensão coletor-emissor $V_{CE}(t, i)$ instantânea, sendo que a corrente é definida pela carga e a tensão V_{CE} é obtida pela curva $V_{CE}(i)$ fornecida pela folha de dados do IGBT,

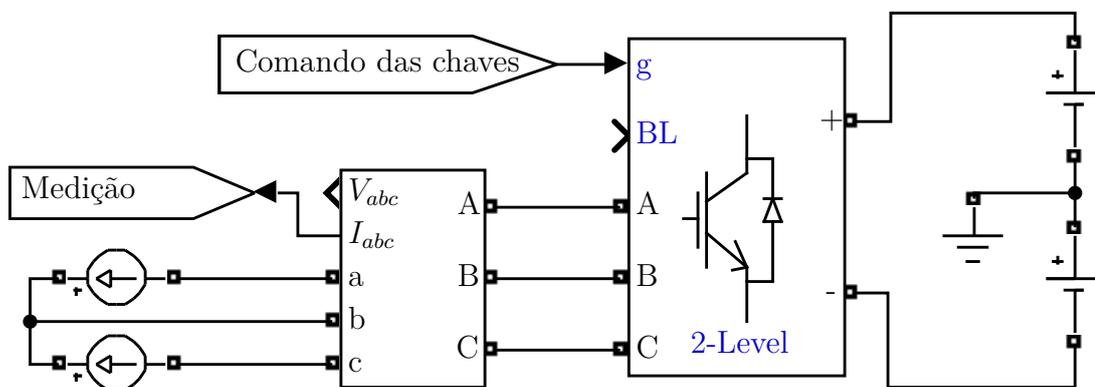


Figura B.1 – Modelo do conversor utilizado para o cálculo térmico das chaves eletrônicas.

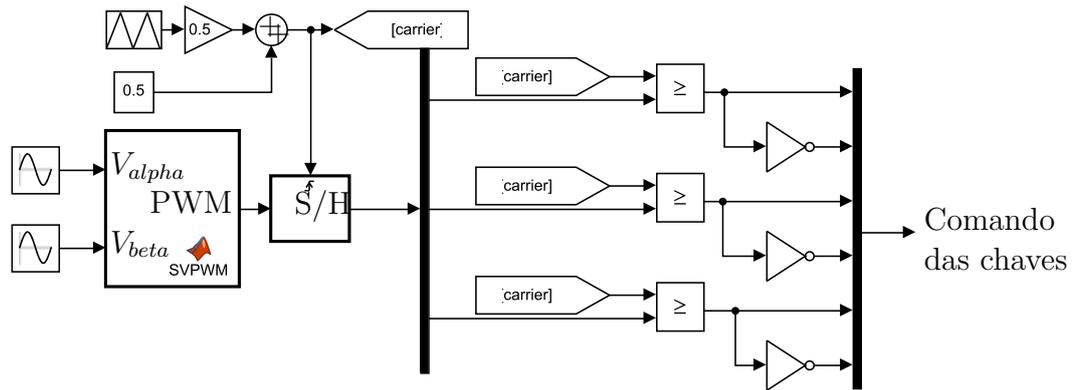


Figura B.2 – Esquemático da lógica de modulação dos pulsos utilizados no conversor.

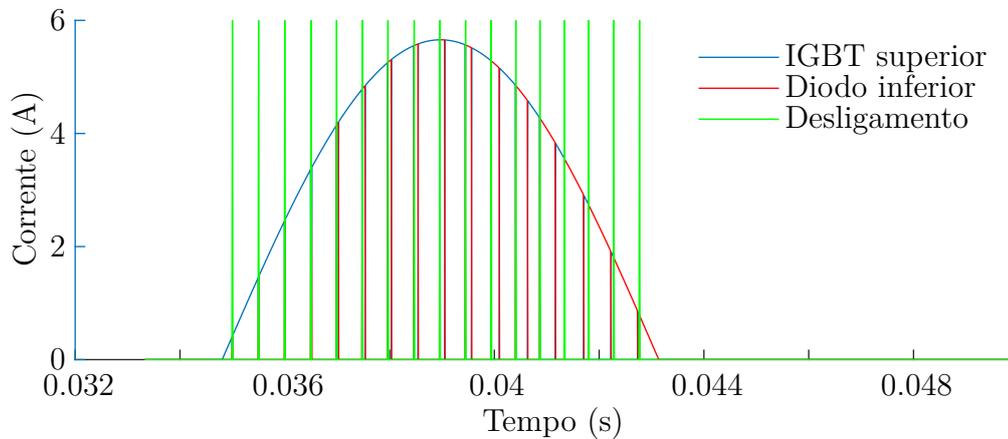


Figura B.3 – Correntes no IGBT superior e diodo inferior de um dos braços do conversor e os momentos de transição (em verde) ligado-desligado do IGBT.

função da corrente de coletor. Essa curva varia conforme a temperatura de junção e tensão de gate, devendo ser ajustada conforme o desejado no projeto. A equação (B.2) representa a potência dissipada por condução em um período T com a correção dos parâmetros fornecidos pela folha de dados, adaptada de (WINTRICH et al., 2015).

$$P_{\text{condução}}(t) = \frac{1}{T} \int i(t)(V_{\text{CE}}(t, i) + TC_v(T_j - T_{\text{ref}})) + i^2(t)(r_F + TC_r(T_j - T_{\text{ref}})) \cdot dt \quad (\text{B.2})$$

Apesar de alguns fabricantes oferecerem fórmulas aproximadas para calcular a potência dissipada, essas estimativas podem conter erros e divergir da realidade. No entanto, uma abordagem mais precisa para determinar essa energia é através de cálculos iterativos, levando em consideração cada estado de operação da chave estática e referenciando as curvas de energia dissipada fornecidas na respectiva folha de dados do componente. Dessa forma, é possível obter uma medição mais precisa e confiável da potência dissipada em diferentes cenários de operação.

De posse da folha de dados do módulo IGBT, é feita uma parametrização de cada curva fornecida de forma a se obter uma relação de cada variável com a corrente instantânea do transistor ou diodo. Cada curva foiFig. B.4 para a Fig. B.5

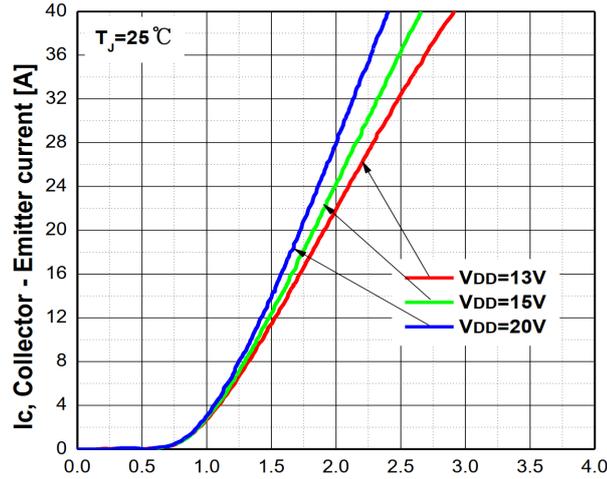


Figura B.4 – Curva $i_C(v_{CE})$ fornecida pela folha de dados do IGCM20F60GA.

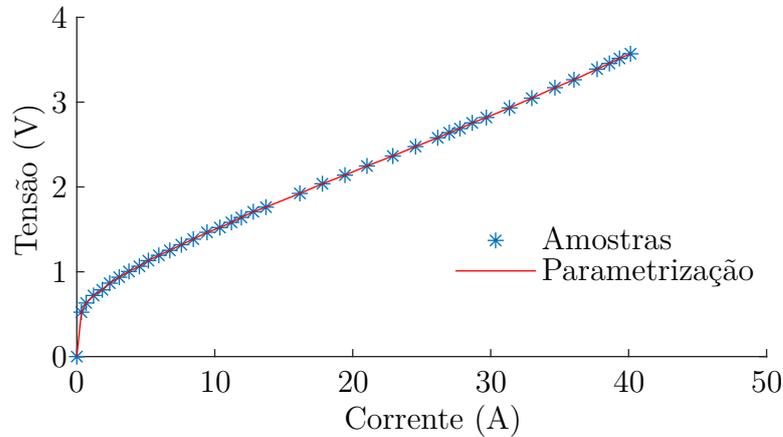


Figura B.5 – Parametrização $v_{CE}(i_C)$ da curva $i_C(v_{CE})$ fornecida pela folha de dados do IGCM20F60GA para $V_{DD} = 15$ V.

A energia dissipada Es_{IGBT}^N em cada transição N de chaveamento do IGBT foi calculada conforme a equação (B.3).

$$Es_{IGBT}^N = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot (1 + T_C(T_j - T_{REF})) \cdot (V_{CE}/V_{ref})^{K_V} \quad (B.3)$$

Onde $T_C \approx 0,003 \text{ K}^{-1}$ e $K_V \approx 1,3$, T_{REF} é a temperatura de referência fornecida pela curva da folha de dados, V_{CE} é a tensão coletor-emissor do IGBT. E_{ON} e E_{OFF} são as energias dissipadas durante a abertura e fechamento da chave, fornecidas em forma de gráficos pela folha de dados, variam em função da temperatura de junção, tensão do barramento CC, da corrente do coletor e da tensão do gate, vide Fig. B.6.

As perdas do chaveamento, assim como as perdas por condução, foram determinadas a partir da análise das curvas presentes na folha de dados. Após realizar a modelagem e simulação do conversor durante o projeto, torna-se possível obter as correntes $i_i(t)$ e as tensões $v_{CE,i}(t)$ de cada chave eletrônica individual i , durante um período de tensão sintetizada na saída do conversor, quando este se encontra em regime estacionário. Com

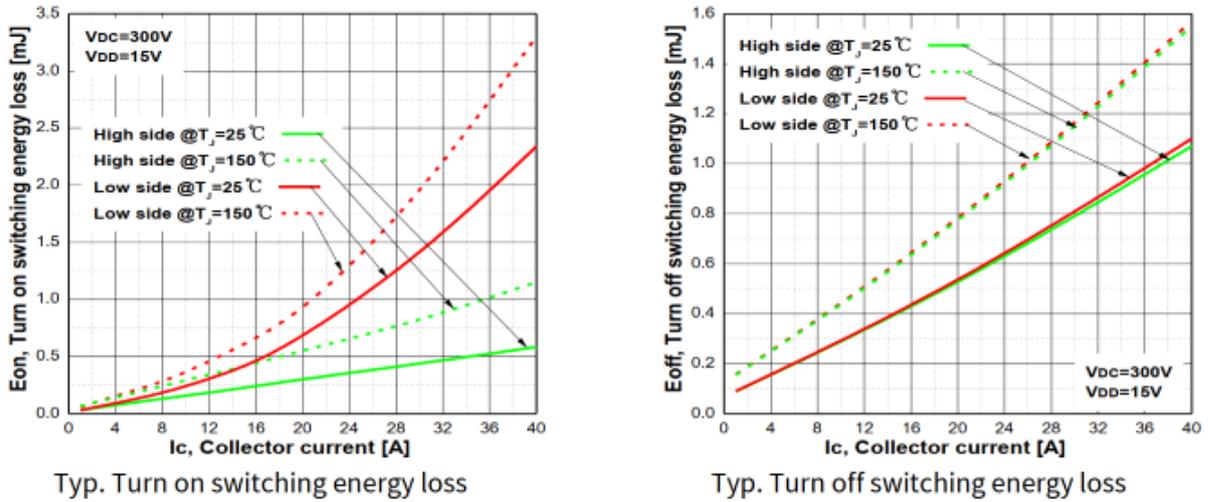


Figura B.6 – Energia dissipada durante o chaveamento de uma chave IGBT, adaptado (AG, 2017)

base nessas informações, é viável calcular as perdas de condução e de chaveamento em cada semicondutor, utilizando as equações (B.2) e (B.3), respectivamente.

B.3.2 Perdas nos diodos

Nos diodos, teremos a potência dissipada pela condução dada da mesma forma que a Eq. (B.2) com a tensão anodo-catodo fornecida por gráfico na folha de dados. Já a energia dissipada em cada transição de desligamento do diodo é dada pela (B.4), onde $E_{rec}(i)$ obtida pelo gráfico $E(I_F)$ da folha de dados, também parametrizada. Essa energia é função da temperatura de junção, tensão de bloqueio e da corrente a qual o diodo conduz. Fatores de correção deverão ser aplicados caso os parâmetros operacionais necessários sejam diferentes do fornecido pela folha de dados. Para diodos, $TC = 0,006 \text{ K}^{-1}$ e $K_V = 0,6$ (KÜNZI, 2015).

$$P_D = \frac{1}{T} \int E_{rec}(i) \cdot (1 + TC(T_j - T_{ref})) \cdot \left(\frac{V_{CE}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot dt \quad (B.4)$$

B.4 Modelo térmico

O comportamento térmico dos elementos de um conversor pode ser modelado por técnicas de elementos finitos, resultando no gradiente de temperatura na placa de circuito bem como os pontos quentes nos componentes.

Uma outra forma é modelar a dissipação térmica a partir de uma analogia ao circuito elétrico, sendo a temperatura análoga ao potencial elétrico, a potência análoga a corrente elétrica e a resistividade térmica análoga a resistência elétrica (KÜNZI, 2015; WINTRICH et al., 2015). A Fig. B.7 ilustra o circuito equivalente ao módulo IGBT

utilizado, onde T_j , T_c , T_{diss} e T_a são respectivamente as temperaturas de junção de cada chave estática, encapsulamento, dissipador de calor e ar ambiente.

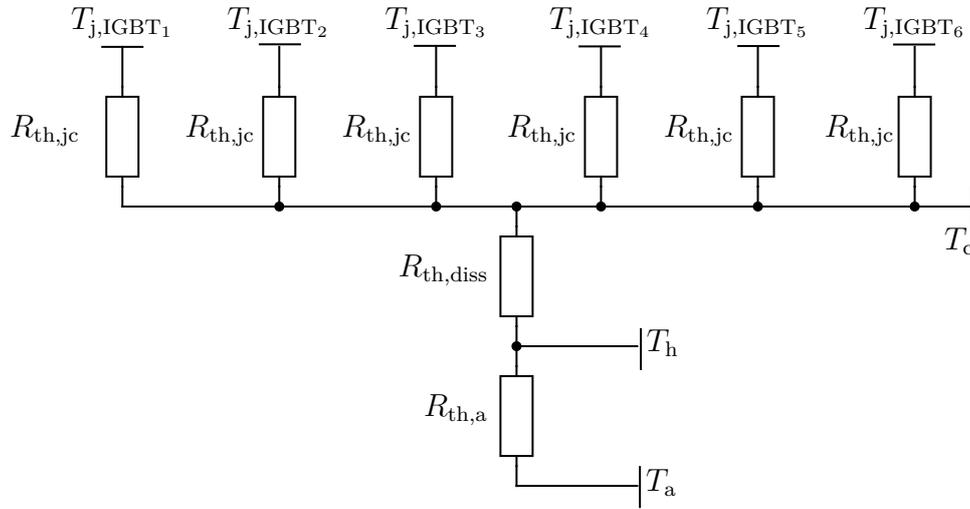


Figura B.7 – Esquemático do modelo térmico por circuito utilizado na análise térmica do conversor proposto.

Com base nesse cálculo, calcula-se a máxima resistência térmica permitida entre o encapsulamento e o ambiente utilizando a máxima temperatura de junção, o circuito térmico da Fig. B.7 e a Eq. (B.5). Dessa forma é escolhido o dissipador térmico que melhor satisfaz esse quesito.

$$R_{ca,max} = \frac{T_{j,max} - P_{chave}^i \cdot R_{th,jc}^i - T_a}{P_{total}} \quad (B.5)$$

A utilização de um ventilador em conjunto com um dissipador de calor resulta na redução da resistência térmica equivalente (R_{ca}), o que, por sua vez, aumenta consideravelmente a troca de calor entre o módulo de potência e o ambiente. Isso permite uma dissipação mais eficiente do calor gerado pelos semicondutores, possibilitando o fornecimento de correntes de saída mais altas. Conseqüentemente, o conversor terá a capacidade de fornecer uma corrente mais próxima da corrente nominal do módulo IGBT.

B.5 Mapas de operação

Após definido o dissipador térmico, novos cálculos da temperatura de junção são realizados para verificar a temperatura de junção em função da frequência de chaveamento e corrente de saída do conversor, vide Sec.3.5.1.

APÊNDICE C – ALGORITMO SVPWM BIFÁSICO

```

1 function PWM = SVPWM(V_alpha, V_beta)
2 U1 = 0;
3 U2 = 0;
4 teta1 = 0;
5 teta2 = 0;
6 teta = 0;
7 wma = 0;
8 wmb = 0;
9 wmc = 0;
10 Uref=sqrt(V_alpha^2+V_beta^2);
11 if (Uref==0)
12     teta = 0;
13 else
14     teta=acos(abs((V_alpha)/Uref));
15 end
16 if ((V_alpha<0)&(V_beta>0))
17     teta=pi-teta;
18 end
19 if ((V_alpha<0)&&(V_beta<0))
20     teta=pi+teta;
21 end
22 if ((V_alpha>0)&&(V_beta<0))
23     teta=2*pi-teta;
24 end
25 setor=6;
26 if ((teta >0.0)*(teta <=pi/4.0))
27     U1=1.0;
28     U2=sqrt(2.0);
29     teta1=0.0;
30     teta2=pi/4.0;
31     setor=1;
32 end
33 if ((teta >pi/4.0)*(teta <=pi/2.0))

```

```
34     U1=1.0;
35     U2=sqrt(2.0);
36     teta1=pi/2.0;
37     teta2=pi/4.0;
38     setor=2;
39 end
40 if ((teta>pi/2.0)*(teta<=pi))
41     U1=1.0;
42     U2=1.0;
43     teta1=pi/2.0;
44     teta2=pi;
45     setor=3;
46 end
47 if ((teta>pi)*(teta<=5*pi/4.0))
48     U1=sqrt(2.0);
49     U2=1.0;
50     teta1=pi*1.25;
51     teta2=pi;
52     setor=4;
53 end
54 if ((teta>5.0*pi/4.0)*(teta<=3*pi/2.0))
55     U1=sqrt(2.0);
56     U2=1.0;
57     teta1=pi*1.25;
58     teta2=pi*1.5;
59     setor=5;
60 end
61 if (setor==6)
62     U1=1.0;
63     U2=1.0;
64     teta1=0.0;
65     teta2=270.0*pi/180.0;
66 end
67 ref = Uref;
68 t1=(Uref/U1)*(sin(teta2-teta)/sin(teta2-teta1));
69 t2=(Uref/U2)*(sin(teta-teta1)/sin(teta2-teta1));
70 toff=1.0-t1-t2;
71 if (setor==1)
72     wma=toff/2.0;
```

```
73     wmb=toff /2.0+t1+t2 ;
74     wmc=toff /2.0+t1 ;
75 end
76 if ( setor==2)
77     wma=toff /2.0+t1 ;
78     wmb=toff /2.0+t1+t2 ;
79     wmc=toff /2.0 ;
80 end
81 if ( setor==3)
82     wma=toff /2.0+t1+t2 ;
83     wmb=toff /2.0+t1 ;
84     wmc=toff /2.0 ;
85 end
86 if ( setor==4)
87     wma=toff /2.0+t1+t2 ;
88     wmb=toff /2.0 ;
89     wmc=toff /2.0+t1 ;
90 end
91 if ( setor==5)
92     wma=toff /2.0+t1 ;
93     wmb=toff /2.0 ;
94     wmc=toff /2.0+t1+t2 ;
95 end
96 if ( setor==6)
97     wma=toff /2.0 ;
98     wmb=toff /2.0+t1 ;
99     wmc=toff /2.0+t1+t2 ;
100 end
101 PWM = [wma, wmb, wmc] ;
102 end
```

APÊNDICE D – DIAGRAMA DO CONTROLE

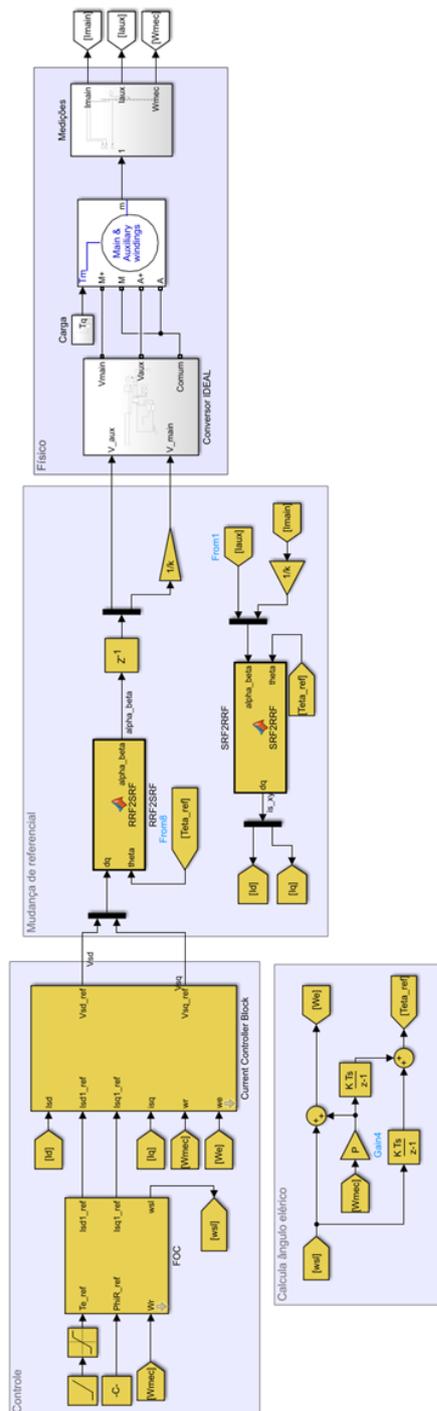


Figura D.1 – Diagrama da simulação em malha fechada do motor monofásico.