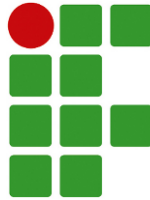


INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
CAMPUS ITUMBIARA
CURSO DE BACHARELADO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

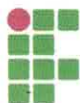


Henrique Xavier dos Santos

ANÁLISE DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA

ITUMBIARA-GO

2023



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
SISTEMA INTEGRADO DE BIBLIOTECAS

TERMO DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAÇÃO NO REPOSITÓRIO DIGITAL DO IFG - ReDi IFG

Com base no disposto na Lei Federal nº 9.610/98, AUTORIZO o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, a disponibilizar gratuitamente o documento no Repositório Digital (ReDi IFG), sem ressarcimento de direitos autorais, conforme permissão assinada abaixo, em formato digital para fins de leitura, download e impressão, a título de divulgação da produção técnico-científica no IFG.

Identificação da Produção Técnico-Científica

- | | |
|--|---|
| ☐ Tese | ☐ Artigo Científico |
| ☐ Dissertação | ☐ Capítulo de Livro |
| ☐ Monografia – Especialização | ☐ Livro |
| ☒ TCC - Graduação | ☐ Trabalho Apresentado em Evento |
| ☐ Produto Técnico e Educacional - Tipo: _____ | |

Nome Completo do Autor: Henrique Xavier dos Santos

Matrícula: 20191040070300

Título do Trabalho: Análise de Acionamento de Um Motor Síncrono a Relutância

Autorização - Marque uma das opções

1. ☒ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso aberto);
2. ☐ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG somente após a data ____/____/____ (Embargo);
3. ☐ Não autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso restrito).

Ao indicar a opção **2** ou **3**, marque a justificativa:

- ☐ O documento está sujeito a registro de patente.
☐ O documento pode vir a ser publicado como livro, capítulo de livro ou artigo.
☐ Outra justificativa: _____

DECLARAÇÃO DE DISTRIBUIÇÃO NÃO-EXCLUSIVA

O/A referido/a autor/a declara que:

- i. o documento é seu trabalho original, detém os direitos autorais da produção técnico-científica e não infringe os direitos de qualquer outra pessoa ou entidade;
- ii. obteve autorização de quaisquer materiais inclusos no documento do qual não detém os direitos de autor/a, para conceder ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás os direitos requeridos e que este material cujos direitos autorais são de terceiros, estão claramente identificados e reconhecidos no texto ou conteúdo do documento entregue;
- iii. cumpriu quaisquer obrigações exigidas por contrato ou acordo, caso o documento entregue seja baseado em trabalho financiado ou apoiado por outra instituição que não o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

Itumbiara-GO, 06/12/24.
Local Data

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

HENRIQUE XAVIER DOS SANTOS

ANÁLISE DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica ao Departamento de Áreas Acadêmicas do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás – *Câmpus* Itumbiara.

Área do conhecimento: Máquinas Elétricas e Dispositivos de Potência

Orientador: Prof. Dr. Josemar Alves dos Santos Junior.

ITUMBIARA-GO

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

S237 Santos, Henrique Xavier dos
Análise de acionamento de um motor síncrono a relutância. /
Henrique Xavier dos Santos. -- Itumbiara, 2024.
71 p. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2024.

Orientador: Prof. Dr. Josemar Alves dos Santos Junior.

1. Inversores elétricos. 2. Motores. 3. Máquinas elétricas síncronas. I. Título. II. Santos, Henrique Xavier dos IV. Santos Junior, Josemar Alves dos. V. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.46

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
Biblioteca Maria Gabriela Pacheco Pardey / Câmpus Itumbiara
Bibliotecário: Marla de Souza Correia CRB-1/3011



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
CÂMPUS ITUMBIARA

Termo de Aprovação

HENRIQUE XAVIER DOS SANTOS

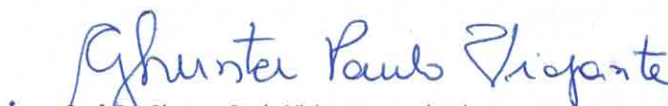
ANÁLISE DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás – Câmpus Itumbiara, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado, em 19 de dezembro de 2023, pela banca examinadora constituída pelos seguintes membros:

BANCA EXAMINADORA


Prof. Dr. Josemar Alves dos Santos Junior - Orientador
Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.


Prof. Dr. Ghunter Paulo Viajante - membro interno
Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.


Prof. Dr. Marcos Antônio Arantes de Freitas - membro interno
Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.

Itumbiara – GO

2023

DEDICATÓRIA

*Aos meus pais Robson Gonçalves dos Santos e
Márcia Xavier de Faria, além de toda minha família
por todo apoio nessa jornada.*

AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho representa um capítulo significativo em minha jornada acadêmica, e gostaria de expressar minha profunda gratidão a todas as pessoas e instituições que contribuíram para esse feito.

Em primeiro lugar, dedico este trabalho aos meus pais, Robson Gonçalves dos Santos e Márcia Xavier de Faria. Seu amor incondicional, apoio incessante e sacrifícios incansáveis, e serem exemplo de excelentes profissionais e pessoas incríveis foram alicerces essenciais para meu percurso acadêmico. Cada desafio superado é uma testemunha da força e inspiração que vocês me proporcionaram.

À minha bisavó, Agda Aparecida dos Santos, e aos meus amados avós, José Alves de Oliveira, Jadenira Gonçalves dos Santos Oliveira, e Eliete Xavier da Silva, expresso minha eterna gratidão. Seu apoio incondicional, valores e encorajamento moldaram minha visão de mundo e fortaleceram minha determinação.

Aos meus padrinhos, Jaciel Flávio Gonçalves e Michelle Anne Alves, e ao meu padrasto Fernando Rodrigues Resende, agradeço por serem faróis de orientação em minha trajetória. Sua presença constante e conselhos valiosos foram cruciais em momentos decisivos.

Um agradecimento especial é destinado ao meu orientador e mentor dos meus dois trabalhos de iniciação científica, Josemar Alves dos Santos. Sua dedicação, conhecimento e paciência foram fundamentais para o desenvolvimento desta pesquisa. Suas orientações sábias foram guias essenciais, e estou verdadeiramente grato por tê-lo como mentor.

À comunidade do Instituto Federal de Goiás, expresso minha sincera gratidão. Agradeço pela infraestrutura, ambiente acadêmico e oportunidades que essa instituição proporcionou. O Instituto Federal de Goiás desempenhou um papel fundamental em minha formação, oferecendo recursos e suporte que enriqueceram minha experiência educacional.

À minha querida namorada, cúmplice e a mulher da minha vida, Denize Barbosa Vasconcelos, agradeço por ser a luz em minha vida. Sua compreensão, apoio constante e amor incondicional foram fundamentais para minha perseverança e sucesso acadêmico. Estou profundamente grato por ter você ao meu lado nesta jornada.

A todos que compartilharam essa jornada comigo, agradeço por cada palavra de encorajamento, cada conselho construtivo e por serem parte integrante deste sucesso. Esta conquista é também de vocês, e levo comigo não apenas o conhecimento adquirido, mas também a lembrança calorosa de uma comunidade que tornou possível esse feito significativo. Muito obrigado por fazerem parte dessa trajetória inspiradora.

RESUMO

Este trabalho aborda a crescente importância do Motor Síncrono a Relutância (MSR) no contexto industrial e automotivo, destacando suas vantagens em eficiência, baixa manutenção, custos operacionais reduzidos e flexibilidade operacional. O estudo busca proporcionar uma análise abrangente do MSR, abordando princípios de funcionamento, construção, acionamento e controle. Além disso, simulações computacionais são realizadas para aprofundar a compreensão do desempenho dinâmico do MSR, contribuindo para o avanço do conhecimento nessa tecnologia. O objetivo geral é apresentar o MSR e suas características, com ênfase na modelagem matemática e simulação de um MSR de 4 polos (20 cv) usando o método de controle vetorial. Os objetivos específicos incluem a introdução dos fundamentos do MSR, o desenvolvimento do modelo matemático no software e a realização de simulações computacionais do circuito de acionamento do motor. Esses esforços visam aprofundar o entendimento do MSR e destacar seu potencial em aplicações industriais e automotivas.

Palavras-chave: MSR, Motor, Controle vetorial, Máquinas síncronas, inversor.

ABSTRACT

This work addresses the growing significance of the Reluctance Synchronous Motor (SynRM) in the industrial and automotive sectors, emphasizing its advantages in terms of efficiency, low maintenance, reduced operational costs, and operational flexibility. The study aims to provide a comprehensive analysis of SynRM, covering principles of operation, construction, drive, and control. Additionally, computer simulations are conducted to deepen the understanding of the dynamic performance of SynRM, contributing to the advancement of knowledge in this technology. The general objective is to present SynRM and its characteristics, with a focus on mathematical modeling and simulation of a 4-pole (20 HP) SynRM using vector control. Specific objectives include introducing the fundamentals of SynRM, developing the mathematical model in the software, and conducting computer simulations of the motor drive circuit. These efforts aim to deepen the understanding of SynRM and highlight its potential in industrial and automotive applications.

Keywords: SynRM, Motor, Vector Control, Synchronous Machines, Inverter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Motor Síncrono a Relutância (ABB, 2020).....	20
Figura 2.2: Exemplo de rotor com barreiras de fluxo (SILVEIRA, 2021).....	20
Figura 2.3: Diferentes geometrias do MSR (KAZMIERKOWSKI. Et al, 2002) modificado.....	22
Figura 2.4: Estator máquinas CA (Pump & Systems)	23
Figura 2.5: Campo magnético no estator de acordo com a corrente das fases no enrolamento (WEG, 2015).	24
Figura 3.1: Enrolamento das bobinas de uma máquina trifásica (ILTEC, 2015).	25
Figura 3.2: Correntes I_{abc} cossenoidais (FILADELFO, 2016).....	26
Figura 3.3: Modelo de analítico MSR 2 polos (HANAMOTO et al., 2009) (SANTOS. Jr, 2018) ..	28
Figura 3.4: Formas de onda das diferentes coordenadas de uma fonte trifásica (DELSIN., 2019) ..	29
Figura 3.5 – Representação fasorial do Motor Síncrono a Relutância (SANTOS. Jr, 2018).	30
Figura 3.6: Circuito equivalente MSR (TAGHAVI, 2015) (SILVEIRA, 2018)	30
Figura 3.7: Variação da indutância própria da bobina do motor em função de θ_e (BARBI, 2015), (SANTOS Jr, 2018).	33
Figura 4.1: Esquemático drive de acionamento e controle MSR (MATOS, 2014) modificado.....	38
Figura 4.2: Circuito ponte de graetz (retificador trifásico) (UNESP, 2002)	39
Figura 4.3: Tensão abc anterior a retificação (UNESP, 2002)	40
Figura 4.4: Tensão contínua posterior a retificação (UNESP, 2002).....	40
Figura 4.5: Ponte inversora a IGBT's (MATOS, 2019).....	43
Figura 4.6: Tensão e corrente SPWM nos terminais de uma máquina elétrica (SERVICE DRIVE).....	43
Figura 5.1: Tempo de resposta do (a) controle escalar e (b) controle vetorial. (SANTOS Jr, 2018) ..	46
Figura 5.2: Tensão de boost em uma rampa de aceleração (MASCHERONI et al., 2004).	49
Figura 5.3: Diagrama do controle vetorial <i>sensorless</i> para motores CA (HOLTZ, 2002).	50
Figura 5.4: Diagrama controle vetorial <i>encoder</i> para motores (SILVA e SILVA, 2020).....	51
Figura 6.1: Modelo Drive de acionamento e controle MSR	52
Figura 6.2: Controle Vetorial por encoder MSR	53
Figura 6.3: Controlador de velocidade.....	54
Figura 6.4: Controlador de corrente.....	54
Figura 6.5: Caso A - Simulação Referência e medição velocidade síncrona MSR (RPM).....	56
Figura 6.6: Caso A - Simulação medição do torque MSR (N.m).....	56
Figura 6.7: Caso A- Tensão em corrente contínua (V)	57
Figura 6.8: Caso A -Corrente ABC nos terminais do MSR (A).....	57

Figura 6.9: Caso A - Correntes eixo dq estator MSR (A)	58
Figura 6.10: Caso A - Ângulo de posição do rotor (rad).....	58
Figura 6.11: Caso B - Simulação Referência e medição velocidade síncrona MSR (RPM).....	59
Figura 6.12: Caso B - Medição do Torque (Nm).....	60
Figura 6.13: Caso B - Corrente ABC nos terminais do MSR (A)	60
Figura 6.14: Caso B - Corrente eixos dq estator (A)	61
Figura 6.15: Caso B - Ângulo de posição do rotor (rad).....	61
Figura 6.16: Caso C - Simulação Referência e medição velocidade síncrona MSR (RPM).....	62
Figura 6.17: Caso C - Medição do Torque (Nm).....	63
Figura 6.18: Caso C - Corrente ABC nos terminais do MSR (A)	63
Figura 6.19: Caso C - Corrente eixos dq estator (A)	64
Figura 6.20: Caso C - Ângulo de posição do rotor (rad).....	64

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1: Comparativo entre os controles escalar e vetorial (MASCHERONI et al., 2004).	47
Tabela 6.1: Parâmetros construtivos MSR.....	52
Tabela 6.2: Valores de referência de velocidade motor caso A.....	55
Tabela 6.3: Valores de referência de velocidade motor caso B.....	59
Tabela 6.4: Valores de referência de velocidade motor caso C.....	62

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Ψ_m – Fluxo magnético por fase[Wb].

E_m – Força eletromotriz do entreferro por fase.

$I_a(t)$ – Corrente de fase A no tempo [A].

I_{abc} – Correntes trifásicas senoidais [A].

$I_b(t)$ – Corrente de fase B no tempo [A].

$I_c(t)$ – Corrente de fase C no tempo [A].

I_s – Corrente do estator [A].

I_{sd} – Corrente direta do estator [A].

I_{sq} – Corrente de quadratura do estator [A].

L_d – Indutância direta [H].

L_q – Indutância de quadratura [H].

L_s – Indutância do estator.

P_{totais} – Perdas totais.

PI- Controlador proporcional integrativo.

R_s – Resistencia do estator[Ω].

T_{em} – Torque eletromagnético [Nm].

V_{sd} – Tensão direta nos terminais do estator [V].

V_{sq} – Tensão de quadratura nos terminais do estator [V].

ω_e – Frequência angular elétrica [rad/s].

ω_r – Velocidade angular do rotor [RPM].

ω_s – Velocidade síncrona do rotor [RPM].

CA – Corrente alternada.

CC – Corrente continua.

$\cos(\varphi)$ – fator de potência medido (%).

$\cos(\varphi_i)$ – fator de potência interno (%).

cv – Cavalo vapor.

d – Eixo direto.

f – Frequência [Hz].

IGBT – *Insulated-gate bipolar transistor* (Transistor de disparo isolado).

J – Momento de Inércia [Kg.m²].

MIT – Motor de Indução Trifásico.

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (Transistor de efeito de campo).

MSIP – Motor síncrono de ímãs permanentes.

MSR – Motor Síncrono a Relutância.

p – Pares de polos.

PWM – Modulação de onda por largura de pulso.

q – Eixo de quadratura.

RPM – Rotações por minuto.

SCR – Diodo controlado de silício (Tiristor).

SPWM – Modulação de onda senoidal por largura de pulso.

t – Tempo;

V – Tensão [V].

α – Ângulo de disparo dos semicondutores [graus].

α - β – Coordenadas de Clarke.

Ψ – Fluxo magnético [Wb].

Ψ_r – Fluxo magnético rotórico [Wb].

Ψ_s – Fluxo magnético estatórico [Wb].

$dq0$ - Coordenadas rotativas de Park.

k – Fator de saliência [L_d/L_q].

ε – Ângulo entre corrente direta e e resultante [graus].

η – Rendimento do motor (%).

θ_e – Ângulo de deslocamento elétrico do rotor [rad].

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	JUSTIFICATIVA.....	17
1.2	OBJETIVO GERAL	18
1.3	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	18
2	ASPECTOS CONSTRUTIVOS MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA.....	19
2.1	ROTOR DO MSR.....	19
2.2	ESTATOR DO MSR.....	22
3	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MSR	25
3.1	VETOR ESPACIAL	26
3.2	REPRESENTAÇÃO DO MSR.....	29
3.3	CORRENTES NOS TERMINAIS ABC DO ESTATOR DA MÁQUINA	31
3.4	INDUTÂNCIAS NAS COORDENADAS DQ DO MSR.....	32
3.5	CORRENTE ESTATÓRICA DO MSR.....	33
3.6	TORQUE ELETROMAGNÉTICO DO MSR.....	34
3.7	FATOR DE POTÊNCIA DO MSR	35
3.8	RENDIMENTO DO MSR.....	36
4	ACIONAMENTO E CONTROLE MSR.....	38
4.1	CIRCUITO RETIFICADOR	39
4.2	FILTRO CAPACITIVO.....	41
4.3	CIRCUITO INVERSOR	41
4.4	MICROCONTROLADOR.....	43
4.5	GATE DRIVER.....	44
4.6	TRANSFORMADORES DE CORRENTE	44
4.7	ENCODER ÓPTICO.....	45
5	SISTEMA DE CONTROLE	46
5.1	CONTROLE ESCALAR DE RAZÃO V/F	47
5.2	CONTROLE VETORIAL <i>SENSORLESS</i>	49
5.3	CONTROLE VETORIAL POR <i>ENCODER</i>	50
6	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	52
6.1	SIMULAÇÃO DO CONTROLE VETORIAL COM <i>ENCODER</i>	53

6.2	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	55
6.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS...	65
7	CONCLUSÃO.....	66
7.1	SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS.....	67
	REFERÊNCIAS	68

1 INTRODUÇÃO

Os processos industriais atuais estão em constante modernização, onde a cada dia é mais importante um controle preciso sobre esses processos, pois em uma indústria é necessária a qualidade, padronização e também garantir máxima eficiência dos equipamentos utilizados para o processo em busca de serem mais competitivos em relação aos custos dos produtos finais. Assim os motores elétricos compõem grande parte das linhas de produções industriais. De acordo com o PORTAL BRASIL, as indústrias consomem 43,7% da energia elétrica produzida no país, sendo 68% desse consumo proveniente do uso de motores elétricos (PORTAL BRASIL, 2015). Dessa forma afirma-se a necessidade de motores eficientes, robustos e de baixo custo de operação, tanto na aquisição quanto na manutenção.

O Motor de Indução (MIT) é o principal motor elétrico utilizado nos processos industriais ou civis de todo o mundo, isso se deve ao baixo custo, robustez e por não necessitar de conversores de potência para realizar a partida (BOGLIETTI et al., 2005). Contudo é possível atingir melhor eficiência energética e também um controle mais preciso em motores síncronos, como o Motor Síncrono de Imã Permanente (MSIP). O MSIP torna-se menos atraente quando se leva em consideração o alto custo de aquisição e por apresentar riscos de desmagnetização dos ímãs permanentes em operações de elevadas temperaturas.

Nesse cenário surge como alternativas às opções anteriores, o Motor Síncrono a Relutância (MSR), onde tem sido alvo de investigações devido às suas características superiores aos MIT's comuns. Embora o MSR seja um dos motores mais antigos retratados na literatura de máquinas elétricas e não adotado industrialmente na época por sua incapacidade de partida direta a partir da rede e também por seu fraco rendimento, consequência do seu baixo fator de saliência do rotor. Ao longo do tempo com a evolução da eletrônica de potência foi possível ultrapassar as limitações da máquina em relação à partida, e com o desenvolvimento da geometria do rotor, foi possível alcançar um maior fator de saliência do motor.

A partir de conceitos consolidados da eletrônica de potência, em constante desenvolvimento, como os conversores e suas técnicas de controle, torna o MSR uma opção eficiente, segura e de baixo custo em relação aos MSIP, e sem escorregamento comparado ao Motor de Indução (BOGLIETTI et al., 2005), por possuir essa vantagem em relação ao MIT, torna-se mais simples o *drive* de controle de velocidade e acionamento do MSR. A utilização do *drive* de velocidade abrange uma grande gama de possibilidades em processos industriais, pois é

possível obter velocidades constantes com cargas variáveis ou velocidades variáveis com diferentes perfis de carga (SANTOS Jr, 2018).

Os Motores Síncronos a Relutância podem ser utilizados para uma vasta gama de aplicações industriais como: moto-bombas, exaustores, esteiras, guindastes e diversas outras aplicações que necessitem que as máquinas operem em sincronismo entre si (MARTINS, 2003).

Nos últimos anos, tem-se desenvolvido grande interesse no estudo e desenvolvimento da máquina síncrona a relutância. Esta forma de máquina elétrica se destaca por sua estrutura simples e robusta, que lhe confere uma série de vantagens notáveis no cenário industrial e automotivo. O interesse nesse tipo de motor tem sido motivado por diversas razões significativas, todas convergindo para a busca de soluções eficientes, confiáveis e economicamente viáveis.

Uma das características marcantes das máquinas síncronas a relutância é a sua notável eficiência e baixa necessidade de manutenção. Essas máquinas foram projetadas com uma abordagem que visa minimizar as perdas de energia, tornando-as altamente eficientes na conversão de energia elétrica em energia mecânica. Isso não apenas reduz o consumo de eletricidade, mas também contribui para a redução das emissões de carbono em aplicações que as utilizam, alinhando-se assim com os imperativos da sustentabilidade.

A simplicidade da estrutura dessas máquinas também desempenha um papel crucial em sua atratividade. A ausência de escovas e anéis coletores, comuns em outros tipos de motores, elimina uma fonte significativa de desgaste e manutenção. Como resultado, a necessidade de intervenções de manutenção é consideravelmente reduzida, levando a custos operacionais mais baixos e aumentando a confiabilidade operacional. Isso é especialmente importante em aplicações industriais onde a paralisação de equipamentos pode resultar em perdas substanciais.

Além disso, os motores síncronos a relutância também se destaca por sua facilidade de fabricação e construção. Os materiais necessários são amplamente disponíveis, e o projeto simplificado reduz os custos de produção em comparação com outros tipos de motores mais complexos. Esse fator torna essas máquinas atraentes em contextos de produção em massa, como na indústria automotiva, onde a redução de custos é um objetivo central.

As melhorias no desempenho dos motores síncronos de relutância (MSR) vão além das otimizações na geometria, abrangendo avanços contínuos nas áreas de controle e eletrônica de potência. Esses progressos desempenham o aprimoramento dos sistemas de acionamento elétrico, proporcionando uma operação mais versátil dos MSR em uma ampla faixa de velocidades. Essa flexibilidade é de extrema importância, pois amplia significativamente as possíveis

aplicações desses motores em diversos setores industriais, assegurando elevados níveis de eficiência de maneira acessível.

A implementação eficaz dos MSR em diferentes cenários requer um cuidadoso controle de velocidade ou uma rampa de aceleração. Duas topologias de controle são amplamente utilizadas nesse processo. A primeira é o controle escalar, realizado em malha aberta, que permite ajustes na velocidade do motor sem um *feedback* constante. A segunda é o controle vetorial, executado em malha fechada, proporcionando uma precisão ainda maior e garantindo a estabilidade dos parâmetros de operação necessários para diversas aplicações específicas.

Essa abordagem híbrida de controle não apenas aprimora a eficiência operacional dos MSR, mas também oferece flexibilidade para atender a uma variedade de requisitos industriais. Ao combinar melhorias na geometria com avanços nas técnicas de controle, os motores síncronos de relutância emergem como soluções poderosas e versáteis, capazes de se adaptar às demandas dinâmicas e variadas do ambiente industrial moderno.

1.1 JUSTIFICATIVA

A justificativa para este trabalho reside na importância crescente do Motor Síncrono a Relutância (MSR) no cenário industrial e automotivo, devido às suas vantagens em termos de eficiência, baixa manutenção, custos operacionais reduzidos e flexibilidade de operação. Estudo visa apresentar uma análise abrangente do MSR, incluindo seus princípios de funcionamento, construção, acionamento e controle. Além disso, as simulações computacionais realizadas neste trabalho fornecem uma compreensão mais profunda do desempenho dinâmico do MSR, contribuindo para o avanço no conhecimento dessa tecnologia.

1.2 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem o objetivo de apresentar o MSR e suas principais características construtivas e operacionais. Também será realizada modelagem matemática e simulação computacional de um Motor Síncrono a Relutância de 4 polos (20 cv), considerando a modelagem d/q (eixo direto em relação ao eixo de quadratura) para análise do comportamento do rotor e obtenção dos valores do tempo para regime permanente e torque máximo, utilizando o método de controle vetorial. Isso contribuirá para um melhor entendimento do MSR e seu potencial nas aplicações industriais e automotivas.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Introduzir os fundamentos do Motor Síncrono a Relutância;
- Estudo do modelo matemático;
- Realizar simulações computacionais do circuito de acionamento do motor;

2 ASPECTOS CONSTRUTIVOS MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA

O Motor Síncrono a Relutância (MSR) é uma variante de motor elétrico que apresenta características distintas em comparação com os motores assíncronos convencionais. Uma de suas propriedades notáveis é a capacidade de manter uma velocidade constante e sincronizada quando submetido a um nível específico de carga. Essa característica diferencia o MSR de motores assíncronos, que podem sofrer variações na velocidade, especialmente sob cargas variáveis (MARTINS, 2003).

A capacidade do MSR de manter uma velocidade constante ocorre devido ao seu *design* específico, que permite que o motor acompanhe precisamente a velocidade do campo girante do estator em condições de carga determinadas. Enquanto os motores assíncronos podem experimentar escorregamento e variações na velocidade, o MSR é projetado para minimizar essas variações, proporcionando estabilidade operacional em situações específicas.

Essa característica faz com que o MSR seja particularmente adequado para aplicações em que são essenciais manter uma velocidade constante, como em sistemas que exigem um controle preciso da velocidade. Em comparação com os motores assíncronos, o MSR se destaca em situações em que a precisão e a estabilidade na velocidade são críticas (MARTINS, 2003).

2.1 ROTOR DO MSR

O MSR é constituído de um rotor laminado com material ferromagnético construído de forma que, quando magnetizado pelo estator, apresenta polos magnéticos temporários responsáveis pela rotação no rotor, baseado no princípio da relutância magnética, que tende a manter o fluxo percorrendo sempre o mesmo caminho. Como o fluxo magnético está em rotação (campo magnético girante) e o rotor está magneticamente acoplado ao campo, o rotor gira com a mesma velocidade de rotação do campo girante do estator (SANTOS Jr, 2018).

A Figura 2.1 ilustra um MSR com o rotor exposto, sendo o mais comum no mercado para aplicações industriais, da fabricante ABB.

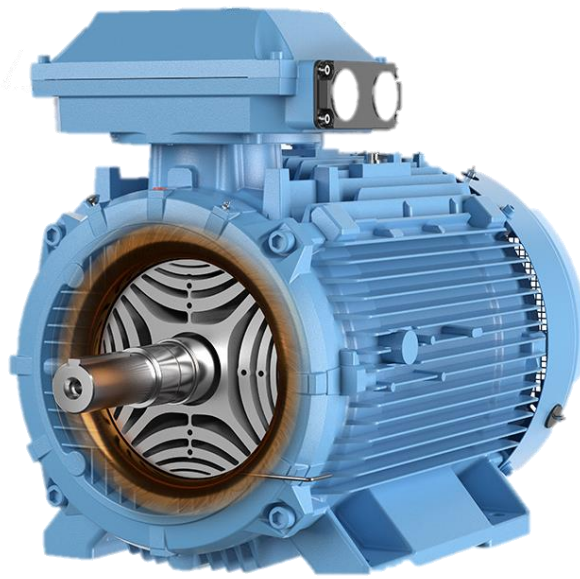


Figura 2.1: Motor Síncrono a Relutância (ABB, 2020).

A Figura 2.2 ilustra a configuração de um rotor de um MSR, com ênfase nas barreiras de fluxo para uma máquina de quatro polos, expondo também os eixos direto e de quadratura.

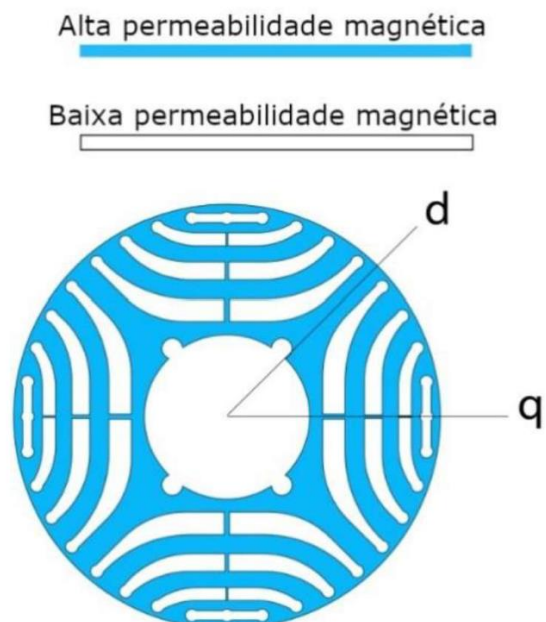


Figura 2.2: Exemplo de rotor com barreiras de fluxo (SILVEIRA, 2021).

Através de diversos estudos em MSR, surgiram rotores de diversas configurações, objetificando sempre obter um efeito de relutância magnética mínima no eixo direto (d), e um sentido ortogonal, eixo de quadratura (q), com uma relutância magnética superior a direta (MATOS, 2014). Dessa forma é confeccionado o rotor de forma a remover quantidades consideráveis de material ferromagnético, de modo a criar barreiras à passagem de fluxo em determinadas direções, já que o fluxo percorrerá pelo caminho de menor relutância.

O rotor de polos salientes é comumente empregado nos Motores de Relutância chaveado (. Sua principal vantagem reside na facilidade de fabricação e na robustez da estrutura. Contudo, as pequenas diferenças e a razão limitada entre as indutâncias direta (L_d) e Indutância de quadratura (L_q) têm um impacto significativo no desempenho da máquina. Sendo o *design* do rotor de barreiras de fluxo, assim como o de polos salientes, remonta a uma estrutura bastante antiga. Esta construção está associada à gaiola de esquilo, responsável pela partida assíncrona, impedindo a obtenção de relações significativas entre indutâncias.

Os rotores ferromagnéticos laminados, tanto axial quanto transversal/radial (rotor de segmentos isolados), representam estruturas mais modernas e complexas. Embora ambos demonstrem desempenho superior aos mencionados anteriormente, o rotor axial laminado, em geral, exibe o melhor desempenho, mesmo com as maiores perdas por correntes de Foucault (MATOS, 2011).

A estrutura do rotor axial laminado é composta por conjuntos de lâminas sobrepostas e dispostas axialmente ao redor do eixo, sempre isoladas entre si. O posicionamento das lâminas é tipicamente fixado pelo aparafusamento à seção central do eixo, garantindo sua fixação. No entanto, essa construção é desafiadora devido à complexidade envolvida no projeto mecânico. Além disso, uma estrutura mecânica aparafusada afeta a resistência, limitando a velocidade angular máxima da máquina.

Por outro lado, o rotor de segmentos isolados é geralmente formado por um conjunto de chapas dispostas ao longo do eixo, contendo ranhuras que atuam como barreiras ao fluxo. Embora seja mais fácil de fabricar que o rotor axial laminado, possui algumas fraquezas, especialmente em termos de resistência aos esforços dinâmicos em ações de velocidade variável. Para aumentar a resistência mecânica, é comum incluir pequenas pontes metálicas entre as barreiras de fluxo dos segmentos ou preencher esses espaços com materiais plásticos ou epóxi (MATOS, 2011).

Embora a inclusão de entreferros resolva questões de rigidez, pode induzir fluxos de dispersão. Em situações de alta rotação, pode ocorrer excesso de tensão, ocasionando danos ao

material ferromagnético. Aumentar a espessura das pontes pode atenuar esse problema, mas com o inconveniente de aumentar o fluxo de dispersão e consequentemente, a corrente de magnetização necessária para alcançar um determinado torque. O preenchimento das ranhuras com materiais para reforçar a rigidez também aumenta a massa do rotor, implicando um aumento nos momentos de inércia da máquina (KAZMIERKOWSKI. Et al, 2002) (LIPO, 1991).

Pode ser observado a geometria dos rotores de polos salientes, barreiras de fluxo com gaiola, barreiras de fluxo axial e rotor axial laminado, como mencionado anteriormente, na Figura 2.3.

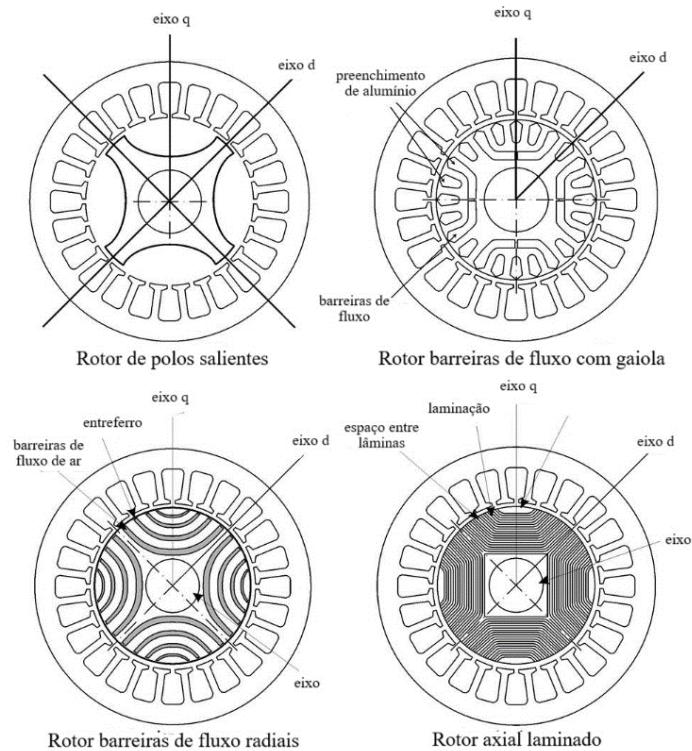


Figura 2.3: Diferentes geometrias do MSR (KAZMIERKOWSKI. Et al, 2002) modificado.

2.2 ESTATOR DO MSR

O Motor Síncrono a Relutância possui um estator que se assemelha ao encontrado em Motores de Indução, como pode ser observado na Figura 2.4, sendo caracterizado por sua robustez e custo de fabricação e manutenção relativamente baixos. Esse estator é composto por finas chapas de aço silício ou aço magnético, dispostas em pilhas e submetidas a tratamento térmico para minimizar as perdas de energia decorrentes de histerese e correntes parasitas. Essas chapas assumem a forma de um anel com ranhuras internas, projetadas para acomodar enrolamentos, que consistem em bobinas de fios condutores isolados (SANTOS Jr, 2018).

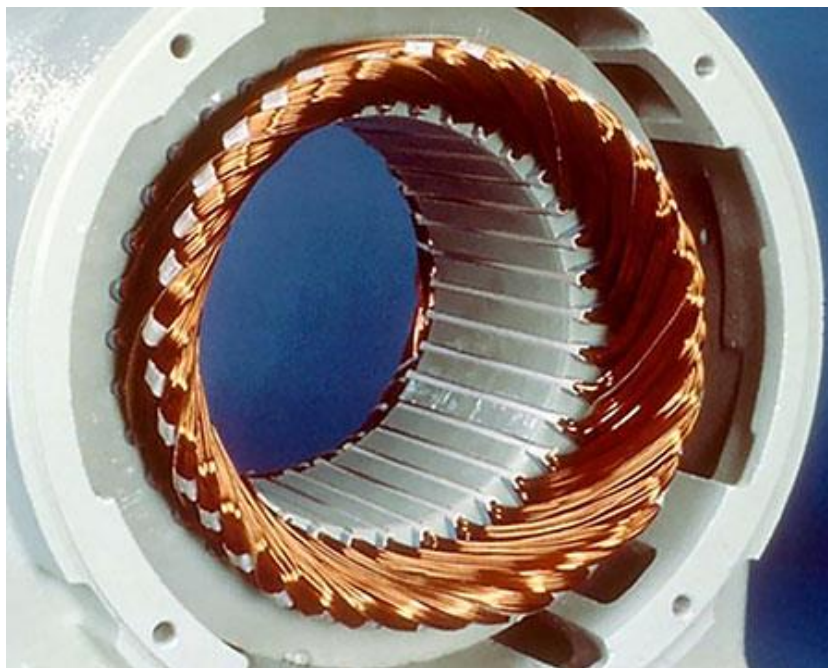


Figura 2.4: Estator máquinas CA (Pump & Systems).

Quando esses enrolamentos são energizados, eles desempenham a criação do campo magnético rotativo no estator. Esse campo magnético é essencial para o funcionamento do motor, uma vez que interage com o rotor do MSR, induzindo a rotação sincronizada do rotor com o campo magnético gerado no estator. Esta interação entre o campo magnético estacionário do estator e o rotor é o que confere ao MSR suas características de funcionamento únicas e eficiência energética.

No estator do motor, à medida que a frequência da corrente alternada trifásica muda, o campo magnético girante também varia em velocidade de acordo com essa frequência. Essa relação entre a frequência da rede elétrica e a velocidade do campo magnético girante é uma característica central dos motores síncronos a relutância e desempenha em seu funcionamento, permitindo que esses motores se sincronizem com a frequência da rede e operem de forma eficiente em diferentes aplicações e velocidades desejadas. (WILD, 2002), (BOGLIETTI, PASTORELLI E VAGATI, 2005) e (SANTOS Jr, 2018). Como apresenta a Figura 2.5.

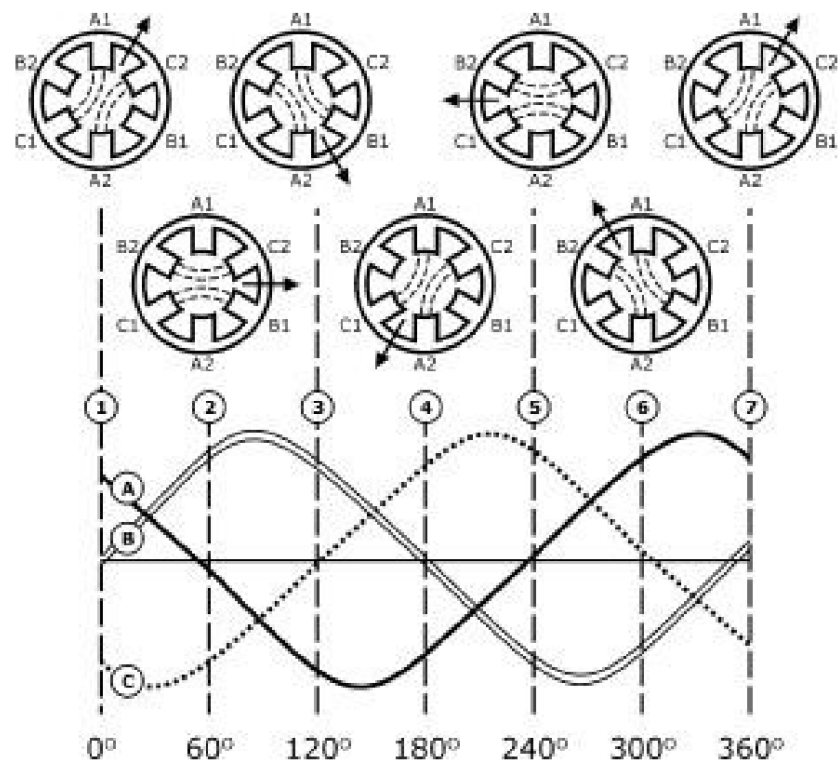


Figura 2.5: Campo magnético no estator de acordo com a corrente das fases no enrolamento (WEG, 2015).

O fluxo magnético girante gerado pelos enrolamentos do estator atravessa o espaço do entreferro em direção ao rotor. No rotor, as barreiras de relutância, que representam resistência ao fluxo magnético, têm a tendência de se alinhar com o campo magnético, levando o rotor a acompanhar e sincronizar-se com a rotação do campo magnético gerado pelo estator. A velocidade a que o rotor segue o campo do estator é denominada velocidade de sincronismo ou velocidade síncrona. Esse fenômeno é crucial para a capacidade do MSR de manter uma velocidade constante e sincronizada sob determinadas condições de carga, tornando-o uma escolha versátil em aplicações que exigem flexibilidade de operação (MARTINS, 2003).

3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MSR

O Motor Síncrono de Relutância (MSR) apresenta um estator que guarda semelhanças com os demais motores de corrente alternada. Seu enrolamento trifásico é composto por bobinas estrategicamente posicionadas, desempenhando a geração do campo magnético girante. Essas bobinas estão espaçadas entre si por 120° elétricos ao redor da circunferência do entreferro do estator, como ilustrado na Figura 3.1.

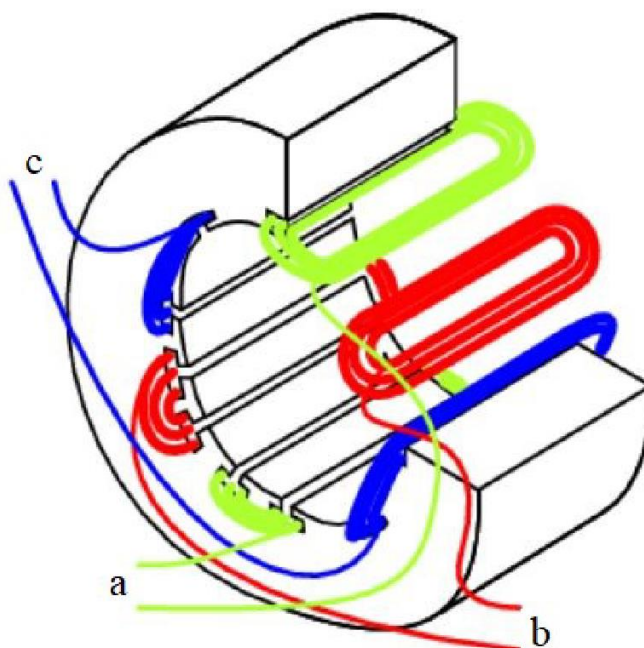


Figura 3.1: Enrolamento das bobinas de uma máquina trifásica (ILTEC, 2015).

A disposição angular das bobinas no espaço ao redor do estator é utilizada para a criação do campo magnético rotativo necessário para o funcionamento eficiente do MSR. A separação de 120° elétricos entre as bobinas representa uma distribuição equidistante, garantindo uma interação balanceada e sincronizada entre as fases do enrolamento trifásico. Essa configuração é fundamental para assegurar a estabilidade e a consistência no campo magnético produzido, contribuindo para a capacidade única do MSR de manter uma velocidade constante sob condições específicas de carga (SANTOS. Jr, 2018).

Assim, a organização precisa e estratégica das bobinas no estator destaca-se no projeto do MSR, influenciando diretamente sua capacidade de sincronização e eficiência operacional. Essa característica distintiva contribui para o desempenho notável do Motor Síncrono a Relutância em comparação com outras tecnologias de motores de corrente alternada.

3.1 VETOR ESPACIAL

Um vetor espacial é uma representação que combina linearmente as componentes de grandezas associadas a um sistema de coordenadas. No contexto de sistemas elétricos trifásicos, o sistema de coordenadas é composto por três eixos, denotados como a , b e c , localizados em um plano e defasados entre si por 120° . Isso proporciona uma representação tridimensional que reflete as relações de fase entre as grandezas elétricas.

Para máquinas elétricas, como ilustrado na, as três correntes nos enrolamentos $I_a(t)$, $I_b(t)$ e $I_c(t)$ podem ser combinadas em um único vetor espacial, denominado I_s . Este vetor gira a uma frequência angular em um plano abc, representando a evolução temporal das correntes nos enrolamentos da máquina elétrica (DELSIN, 2017).

A construção do vetor I_s a partir das componentes $I_a(t)$, $I_b(t)$ e $I_c(t)$ no instante específico t é ilustrada na Figura 3.2. Cada componente da corrente é associada a um dos eixos coordenados, e a combinação destas fornece o vetor espacial que descreve o estado instantâneo das correntes no sistema trifásico (DELSIN, 2017).

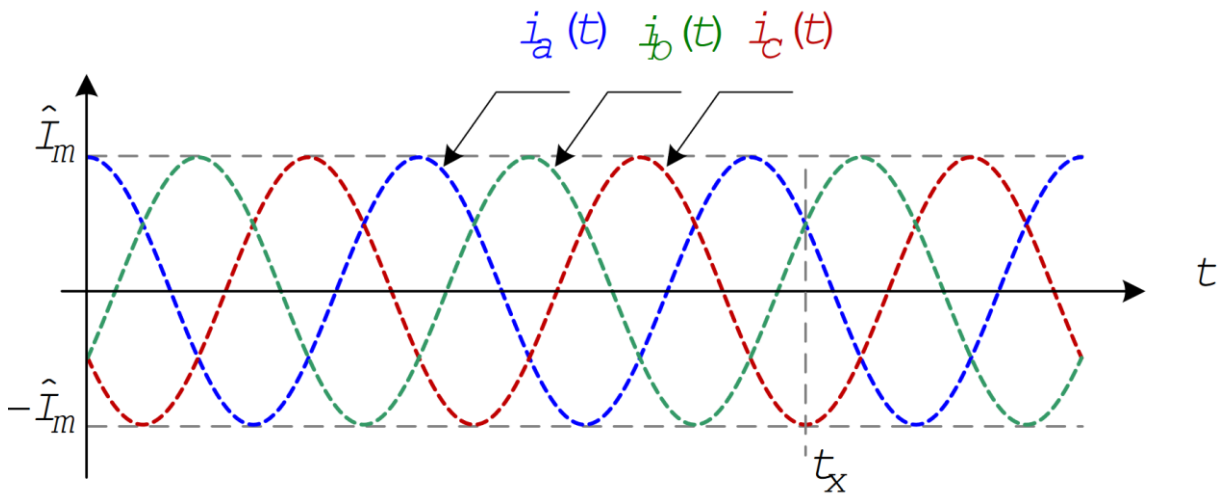


Figura 3.2: Correntes I_{abc} cossenoidais (FILADELFO, 2016).

Essa abordagem é fundamental para a análise e controle de máquinas elétricas trifásicas, permitindo uma representação eficiente das grandezas elétricas em um sistema de coordenadas tridimensional. O entendimento do comportamento do vetor espacial, suas rotações e variações ao longo do tempo é essencial para projetar estratégias eficazes de controle e operação dessas máquinas em sistemas de potência trifásicos.

3.2. TRANSFORMADA DE PARK

Uma abordagem simplificada para analisar o MSR envolve a adoção de um sistema de referência rotativo e síncrono, que é fixo no rotor, em vez de utilizar as coordenadas de fase abc . As equações presentes no modelo de coordenadas de fase abc podem se tornar bastante complexas devido à não linearidade e à dependência temporal. No entanto, ao considerar o referencial rotativo $dq0$, é possível reduzir o número de variáveis em estudo, aproveitando a sincronia desse sistema referencial com o rotor. Isso resulta em uma simplificação das equações que descrevem o motor, ao mesmo tempo em que mantém a equivalência dos modelos. Além disso, a eliminação de variáveis adicionais torna mais eficiente o processo de cálculo numérico nas simulações computacionais, facilitando a implementação do sistema de controle (MATOS 2014).

A transformação das variáveis em um referencial estacionário abc em coordenadas rotativas $dq0$ é obtida através da matriz de transformação de Park, definida como:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Há a necessidade de aplicar-se a inversa de Park para obter os parâmetros para controlar o motor pela tensão. Note-se que a fim de se garantir a reversibilidade entre os dois sistemas de correntes elétricas, a transformada apresenta uma componente homopolar.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

3.3. TRANSFORMADA DE CLARKE

A transformada de Clarke, uma ferramenta matemática essencial, é definida por meio da equação (3) abc para $\alpha-\beta$ e da equação (4) sendo $\alpha-\beta$ para abc em formato matricial. Essa transformada é uma estratégia para converter vetores espaciais associados a grandezas elétricas, como correntes, tensões e fluxos, originalmente referenciados a um sistema trifásico no plano abc , para um sistema de coordenadas bifásico estacionário $\alpha-\beta$.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

A representação de grandezas como correntes em um sistema de coordenadas α - β oferece vantagens significativas, especialmente em aplicações de controle de máquinas elétricas. Ao utilizar essa transformada, é possível simplificar as equações e facilitar o desenvolvimento de estratégias de controle, proporcionando uma compreensão mais clara e direta do comportamento das grandezas elétricas ao longo do tempo.

Algumas referências apresentam as transformações de eixo de coordenadas abc para dq diretamente (transformação de Park), outros utilizam uma transformação intermediária, chamada de transformação de Clark (α - β). A Figura 3.3 apresenta a posição de cada eixo de coordenada para um MSR teórico de 2 polos (HANAMOTO et al., 2009) (SANTOS Jr, 2018).

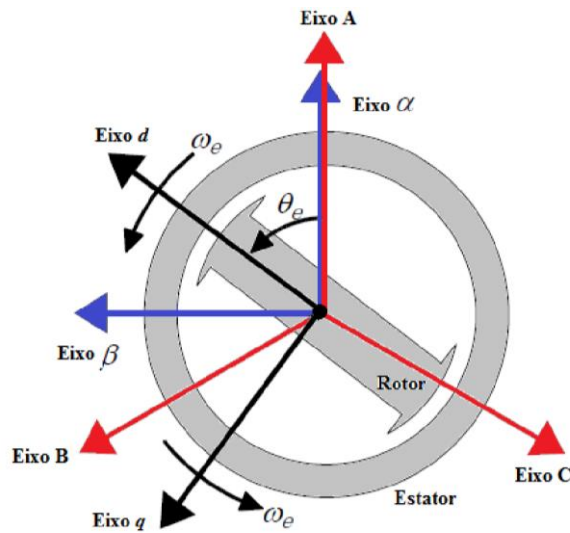


Figura 3.3: Modelo de analítico MSR 2 polos (HANAMOTO et al., 2009) (SANTOS Jr, 2018).

A transformada de Park pode ser obtida também através do sistema de coordenadas α -

β :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

A transformada de Clarke pode ser obtida também através do sistema de coordenadas dq inversamente ao da equação (5):

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

Na Figura 3.4 é possível observar o formato de onda em cada uma das coordenadas apresentadas, seja abc, α - β e dq respectivamente para um mesmo caso, sendo uma simulação de um sistema de uma fonte trifásica idealmente balanceada, realizado por Delsin em 2019.

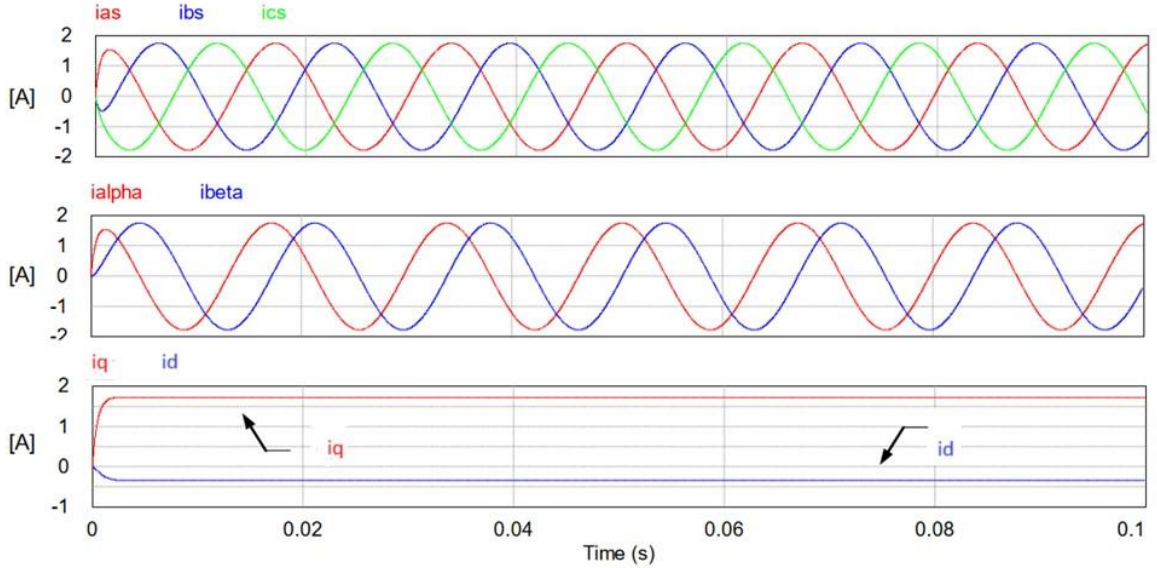


Figura 3.4: Formas de onda das diferentes coordenadas de uma fonte trifásica (DELSIN., 2019) modificado.

3.4. REPRESENTAÇÃO DO MSR

O Motor Síncrono a Relutância pode ser representada por um modelo equivalente simplificado, representado por dois circuitos elétricos acoplados, sendo um no eixo direto (d) e outro no eixo de quadratura (q), como visto na Figura 3.5 (SANTOS Jr, 2015).

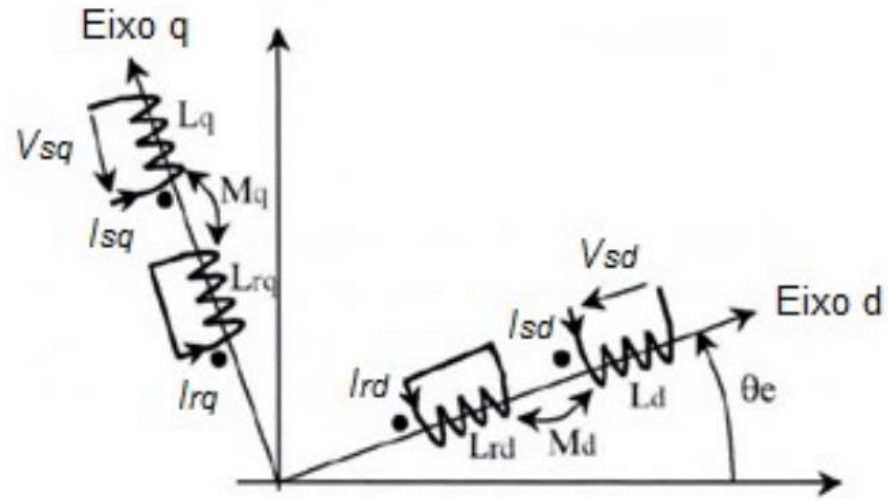


Figura 3.5 – Representação fasorial do Motor Síncrono a Relutância (SANTOS Jr, 2018).

Pode-se observar na Figura 3.5 as tensões do estator V_{sd} e V_{sq} , e as correntes I_{sd} e I_{sq} sendo elas as tensões e correntes direta e de quadratura, respectivamente. As indutâncias do rotor direta e de quadratura são respectivamente L_{rd} e L_{rq} , e as indutâncias mútuas são representadas nos eixos d e q por M_d e M_q .

A representação do MSR é próxima à de outros motores síncronos clássicos. Entretanto o Motor Síncrono a Relutância não possui enrolamento auxiliar para excitação e rotor não é dotado de gaiolas ou de enrolamentos. Por conta da ausência de enrolamentos no rotor, não é possível partir o motor sem que seja por um *driver* de controle, se diferenciando dos motores assíncronos comuns no mercado.

O circuito equivalente do MSR encontra-se ilustrado na Figura 3.6 incluindo as perdas no material ferromagnético somadas a resistência de armadura no modelo.

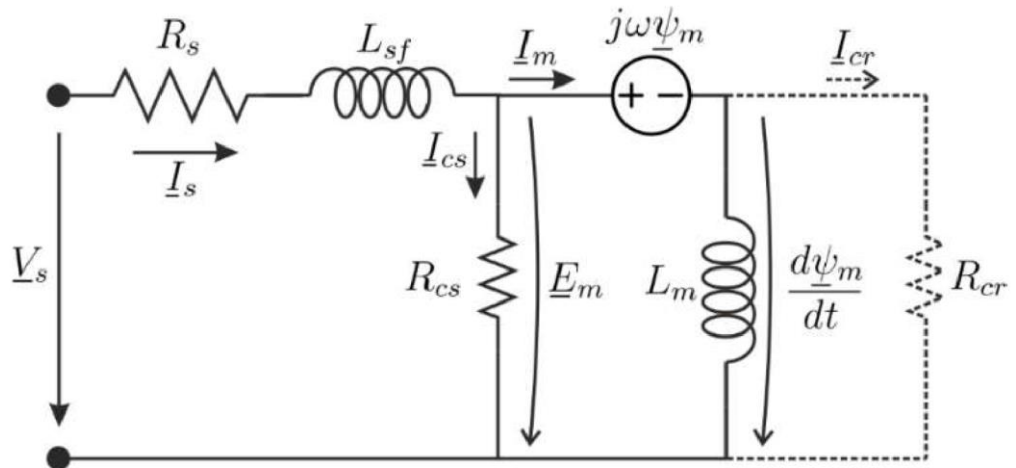


Figura 3.6: Circuito equivalente MSR (TAGHAVI, 2015) (SILVEIRA, 2018).

De acordo com a Figura 3.6, o modelo matemático do circuito equivalente pode ser descrito nas Equações (7) e (8).

$$\bar{V} = \bar{E}_m + R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s \quad (7)$$

$$\bar{E}_m = \frac{\partial \bar{\Psi}_m}{\partial t} + j\omega \bar{\Psi}_m \quad (8)$$

Cada uma das equações apresentadas destaca elementos fundamentais na análise de um sistema elétrico. Em cada equação, $\bar{V}$ representa o vetor de tensão por fase, $\bar{\Psi}_m$ é o fluxo de magnetização por fase, L_s é a indutância equivalente por fase relacionada ao fluxo de fugas dos enrolamentos estatóricos, R_s é a resistência equivalente por fase correspondente às perdas por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos, $\bar{I}_s$ é o vetor da corrente estatórica por fase, ω é a velocidade angular elétrica e $\bar{E}_m$ é a força eletromotriz do entreferro por fase.

As equações que representam as tensões nos terminais dos enrolamentos do estator nos eixos direto e de quadratura são:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} \quad (9)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \psi_{sd} \quad (10)$$

3.5. CORRENTES NOS TERMINAIS ABC DO ESTATOR DA MÁQUINA

O sistema de bobinas representado na Figura 3.1, onde são alimentadas por correntes alternadas espaçadas em 120° elétricos é conhecida como sistema *abc*, onde em condições trifásicas idealmente simétricas são representadas por (FILIPPO FILHO, 2013), (SANTOS Jr, 2018):

$$i_{sa} = i_{max} \cdot \cos(\omega_e t) \quad (11)$$

$$i_{sb} = i_{max} \cdot \cos(\omega_e t - 120) \quad (12)$$

$$i_{sc} = i_{max} \cdot \cos(\omega_e t + 120) \quad (13)$$

No contexto do sistema *abc* e das correntes representadas pelas Equações (11), (12) e (13), é importante destacar que i_{max} refere-se ao valor máximo da corrente. Nas máquinas síncronas, o comportamento do fluxo magnético segue padrões semelhantes aos dos motores com

polos salientes, estabelecendo uma distinção notável em relação a outras máquinas que possuem entreferro uniforme.

A presença de polos com saliências no Motor Síncrono a Relutância (MSR) desempenha a função do direcionamento do campo magnético. A relutância, que é a resistência ao fluxo magnético, é influenciada diretamente pela geometria do entreferro e pela distribuição dos polos salientes. Nesse contexto, a preferência de magnetização do campo é claramente determinada pelos polos com saliências, resultando em um padrão específico de fluxo magnético que contribui para o funcionamento eficiente do MSR.

3.6. INDUTÂNCIAS NAS COORDENADAS DQ DO MSR

A singularidade no comportamento magnético do Motor Síncrono a Relutância (MSR), evidenciada pela distinção na configuração do entreferro e na distribuição dos polos, destaca-se como um fator essencial que influencia o projeto e a operação eficientes desses motores em diversas aplicações industriais. É necessário compreender esses aspectos específicos para otimizar o desempenho e a aplicabilidade do MSR em diferentes contextos industriais.

Nos motores síncronos a relutância, a variação da indutância está diretamente relacionada à relutância ao longo do eixo da bobina, ou seja, com a posição elétrica do rotor (θ_e). A expressão que descreve essa relação é conforme apresentado por (BARBI, 1985):

$$L(\theta_e) = L_m \cdot \cos(2\theta_e) + L_0 \quad (14)$$

Na Equação (14), os parâmetros L_m e L_0 contribuem para a definição dos valores da indutância própria. A variação desses valores em relação à posição angular do rotor é utilizada para compreender como o MSR responde a diferentes condições de operação.

Onde L_m e L_0 pode ser facilmente compreendido na Figura 3.7.

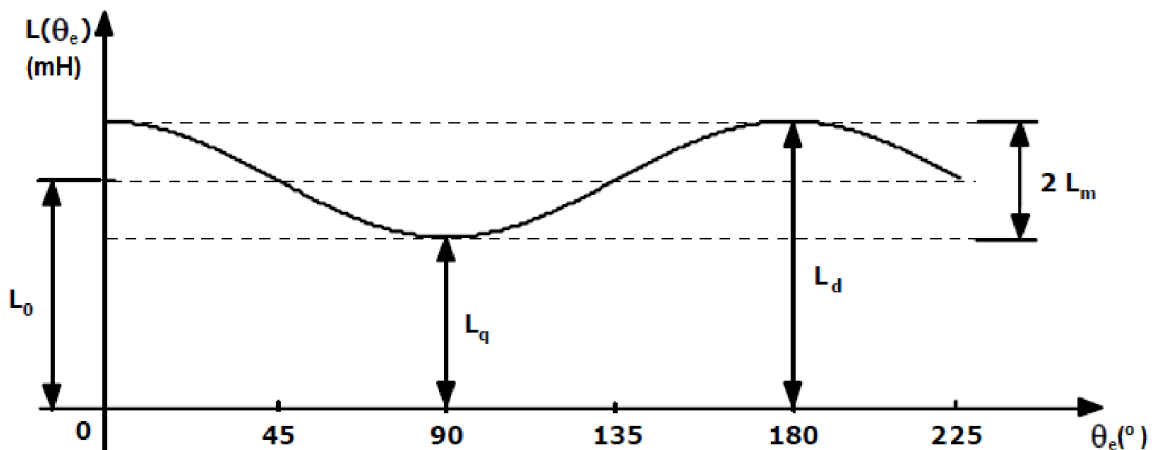


Figura 3.7: Variação da indutância própria da bobina do motor em função de θ_e (BARBI, 2015), (SANTOS Jr, 2018).

De acordo com a Equação (14) em conjunto com a Figura 3.7, é possível observar os valores das indutâncias do eixo direto e do eixo em quadratura como sendo:

$$L_d = L_0 + L_m \quad (15)$$

$$L_q = L_0 - L_m \quad (16)$$

Torna-se interessante a utilização do sistema dq ao sistema físico real abc , com o intuito de simplificar as equações matemáticas na análise do motor, utilizando um conjunto de habilidades hipotéticas.

O desempenho do Motor Síncrono de relutância (MSR) está intimamente ligado aos valores das indutâncias direta L_d e em quadratura L_q . Essas grandezas são parâmetros na definição das características operacionais do motor. Conforme discutido por SANTOS. Jr em 2018, o conjugado do MSR e seu fator de potência estão diretamente relacionados a essas indutâncias.

O conjugado do motor, que representa a força de rotação produzida pelo MSR, depende da diferença entre as indutâncias L_d e L_q . Essa diferença ($L_d - L_q$) é um fator determinante na geração de torque pelo Motor Síncrono a Relutância. O entendimento preciso dessa relação é utilizado para ajustar e otimizar o desempenho do motor em diferentes condições de operação.

Além disso, o fator de potência do MSR é influenciado pela razão entre as indutâncias L_d e L_q conhecida como fator de saliência ($k = L_d/L_q$) (SANTOS Jr, 2015). Este fator desempenha um papel crucial na eficiência do motor, influenciando a relação entre a potência ativa e reativa. O conhecimento detalhado dessas relações permite um controle mais preciso do Motor Síncrono a Relutância, garantindo seu funcionamento eficiente e adaptável às exigências específicas de diferentes aplicações industriais.

3.7. CORRENTE ESTATÓRICA DO MSR

Já o módulo da corrente do estator é dado por I_s , dado pela Equação:

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (17)$$

Sendo I_{sd} , a corrente direta do estator e I_{sq} a corrente de quadratura do estator, e compõem o ângulo da corrente do estator (I_s) relacionado ao eixo de regime permanente. (SANTOS Jr, 2018), (BETZ, 1993).

A compreensão dessas grandezas elétricas é essencial para avaliar o comportamento eletromagnético do MSR. A corrente direta do estator I_{sd} representa a parte da corrente do estator alinhada com o campo magnético, enquanto a corrente de quadratura do estator I_{sq} está associada à parte perpendicular ao campo magnético predominante.

A Equação (17) reflete a combinação vetorial dessas duas componentes de corrente, proporcionando o módulo total da corrente do estator. Essa análise é empregada, especialmente em contextos de controle do motor, onde compreender a interação entre as componentes direta e de quadratura é essencial para otimizar o desempenho do MSR.

3.8. TORQUE ELETROMAGNÉTICO DO MSR

O torque eletromagnético é um parâmetro aplicado em máquinas elétricas, sendo um parâmetro que mensura o esforço nas máquinas, onde é gerado pela interação entre o fluxo que atravessa o entreferro e a corrente de magnetização correspondente. No contexto dos motores síncronos a relutância MSR essa interação assume uma dinâmica única devido à ausência de ímãs permanentes no rotor.

É possível derivar diversas equações que descrevem o cálculo do valor máximo do torque eletromagnético desenvolvido pelo Motor Síncrono a Relutância. Essas equações capturam a complexidade da relação entre o campo magnético síncrono, as relutâncias no rotor e a produção contínua do torque.

Como mencionado anteriormente, as indutâncias diretas e indiretas de quadratura do motor apresentam relação direta com o torque eletromagnético do MSR (SANTOS Jr, 2015).

$$T_{em} = \frac{2}{3}p(L_d - L_q)I_{sd}I_{sq} \quad (18)$$

Onde p é o número de pares de polos, as componentes I_{sd} e I_{sq} são respectivamente a indutância direta e a indutância de quadratura, e as correntes I_{sd} e I_{sq} são respectivamente a corrente de armadura direta e corrente de armadura de quadratura do motor.

A busca incessante por alinhamento das barras salientes do rotor com o campo magnético predominante, evidenciada pelo torque de relutância, é empregado no desenvolvimento do torque eletromagnético.

Adicionalmente, o sincronismo do MSR, conforme destacado na análise das equações mencionadas, torna-se um fator determinante na busca pela maximização do torque eletromagnético. O controle preciso desse sincronismo, especialmente diante de condições operacionais

variáveis, representa um desafio que impulsiona a pesquisa em estratégias avançadas de controle, como o controle vetorial.

Na prática, a compreensão dessas interações complexas tem implicações significativas nas aplicações industriais do Motor Síncrono a Relutância. Sua simplicidade construtiva, eficiência energética e custo acessível convergem para estabelecer esse tipo de motor como uma escolha viável e eficaz em sistemas de acionamento elétrico, impulsionando inovações na engenharia de motores elétricos.

3.9. FATOR DE POTÊNCIA DO MSR

O fator de potência em Motor Síncrono a Relutância é um indicador da eficiência na conversão de energia elétrica em trabalho mecânico. O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa (que realiza trabalho útil) e a potência aparente (que inclui potência reativa, não convertida em trabalho). O MSR apresenta um fator de potência de 5% a 10% inferior em comparação com Motores de Indução. Essa discrepância pode ser atribuída, em parte, à reatância superior segundo o eixo q no motor (MOGHADDAM, 2007).

O Motor Síncrono a Relutância sofre as consequências do acoplamento cruzado, e pode apresentar diferentes distribuições de fluxo no rotor. Esses fatores contribuem para a redução do fator de potência no Motor Síncrono a Relutância. Em comparação com o motor de ímãs permanentes (MSIP), que possui ímãs permanentes reduzindo o efeito do acoplamento cruzado e a reatância no eixo q, o MSR demonstra uma clara inferioridade neste parâmetro (RISK, 2018) (SANTOS, 2019).

A melhoria do fator de potência no MSR torna-se, portanto, imperativa. Isso requer intervenções para reduzir o fluxo segundo o eixo q e consequentemente, o valor da reatância de quadratura L_q (MOGHADDAM, 2018) (SANTOS, 2019).

Essa análise ressalta a importância de estratégias que visem aprimorar o fator de potência no MSR, considerando os desafios específicos associados à reatância no eixo q e às características intrínsecas do motor. A compreensão desses elementos é aplicada para orientar a otimização do desempenho do Motor Síncrono a Relutância em termos de eficiência energética e aproveitamento adequado da energia elétrica consumida.

O fator de Potência do motor pode ser descrito como o ângulo de fase entre a tensão e a corrente de linha, diretamente ligada a relação $\frac{L_d}{L_q}$, ou fator de saliência (k) (MARTINS, 2003) (SANTOS Jr, 2015):

$$\cos\varphi = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q}-1\right)\text{sen}\varepsilon}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + \tan^2\varepsilon}} \quad (19)$$

O fator de potência medido aos terminais da máquina pode ser calculado pela Equação (20).

$$\cos\varphi = \frac{\bar{V}_d\bar{I}_d + \bar{V}_q\bar{I}_q}{|\bar{V}||\bar{I}_s|} \quad (20)$$

3.10. RENDIMENTO DO MSR

A relevância do rendimento de uma máquina elétrica está intrinsecamente ligada à quantidade de perdas que ela apresenta. Em termos simples, o rendimento é expresso como o quociente entre a potência que o motor desenvolve e a potência que ele absorve. Essa relação é fundamental para avaliar a eficiência operacional do motor (SANTOS, 2019).

Nesse contexto, é necessário considerar as perdas no ferro como um componente significativo que contribui para as perdas totais do sistema. As perdas no ferro estão relacionadas às correntes induzidas no núcleo do motor, resultantes das variações do campo magnético durante o ciclo operacional (SANTOS, 2019). Essas perdas, muitas vezes referidas como perdas no núcleo de ferro, constituem uma consideração crucial na determinação do rendimento global da máquina elétrica.

Entender e quantificar essas perdas no ferro é empregado na otimização do rendimento da máquina elétrica. Estratégias de projeto e materiais adequados podem ser empregados para minimizar essas perdas, contribuindo assim para um rendimento mais elevado e eficiente do motor elétrico. A consideração cuidadosa das perdas no ferro é, portanto, uma etapa aplicada no processo de projeto e operação de máquinas elétricas.

A Equação do rendimento do MSR pode ser descrita pela equação (21).

$$\eta = \left(1 + \frac{P_{\text{totais}}}{\omega T}\right)^{-1} \quad (21)$$

Para realizar cálculos aproximados, é prudente considerar a condição de funcionamento em baixa velocidade. Nesse cenário específico, é possível negligenciar as perdas no ferro em comparação com as perdas no cobre, que são predominantemente representadas pelas perdas por efeito Joule no estator.

A condição de baixa velocidade implica que as correntes no estator sejam significativamente reduzidas, minimizando assim as perdas no cobre. Em contrapartida, as perdas no ferro, associadas principalmente às correntes induzidas no núcleo do motor, tornam-se proporcionalmente menos relevantes em situações de baixa velocidade. Como pode ser descrito na Equação (22) (SANTOS, 2019).

$$\eta \approx \left(1 + \frac{1}{\frac{\omega r}{3R_s} \left(\frac{T_{em}}{I_s^2}\right)}\right)^{-1} \quad (22)$$

No entanto, para condições de funcionamento a velocidade elevada já não se aplicam estas considerações, pelo que as perdas no ferro associadas às oscilações na densidade de fluxo no ferro têm que ser tomadas em consideração.

O fenómeno que causa as perdas no ferro está também conotado com o aumento da oscilação do torque, no entanto em nada afeta o seu valor médio. Uma vez que os parâmetros que influenciam o rendimento, através do aumento das perdas no ferro, poderão não ser os mesmos que influenciam o valor médio do torque desenvolvido, é necessário haver um compromisso entre a diminuição da oscilação do binário e do próprio valor médio do torque (SANTOS, 2019).

4. ACIONAMENTO E CONTROLE MSR

Os motores síncronos, em geral, requerem procedimentos de partida especiais para alcançar o pleno funcionamento, visto que o campo magnético girante do estator, quando energizado sob tensão nominal, pode não ser suficiente para iniciar o movimento do rotor a partir do repouso.

Dessa forma faz-se necessário a utilização de *drives* de potência para o acionamento e controle dos motores síncronos a relutância, tanto visando a partida do motor, quanto controle da velocidade. O *drive* de acionamento e controle do MSR é um sistema complexo, envolvendo várias etapas como uma fonte de alimentação trifásica, uma ponte retificadora trifásica a diodos, filtro capacitivo, um inversor trifásico, um sistema de controle e o próprio motor a ser acionado, como pode ser observado na Figura 4.1.

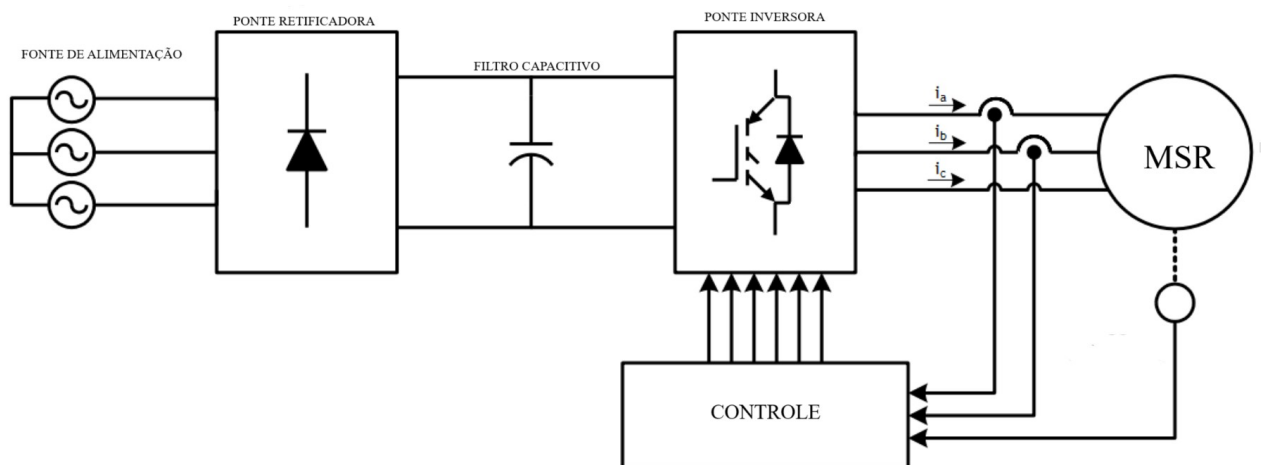


Figura 4.1: Esquemático *drive* de acionamento e controle MSR (MATOS, 2014) modificado.

O acionamento é composto por etapas de conversão de energia elétrica, sendo a primeira etapa de um drive de acionamento, a alimentação trifásica que é o elo responsável por disponibilizar as correntes alternadas do sistema.

Na segunda etapa há a retificação da tensão, sendo essa a etapa de conversão (CA/CC), a fim de ter uma tensão que possa ser modelada em SPWM (Modulação por largura de pulso senoidal).

O filtro capacitivo do sistema é responsável por eliminar o *ripple*, proporcionando um sinal menos ondulatório possível, visando a confiabilidade.

Outra etapa desse processo é a inversão, onde é realizada na ponte inversora, sendo o controle o responsável por disparar os gates dos IGBTs ou MOSFETs do sistema e entregar a tensão *abc* para o motor.

4.4. CIRCUITO RETIFICADOR

O meio do processo de conversão de potência, é essencial contar com uma fonte de tensão contínua. Para atender a essa necessidade, especialmente quando o sistema de acionamento é alimentado por uma fonte de corrente alternada trifásica, é imperativo incorporar um circuito retificador para realizar a conversão de corrente alternada para corrente contínua (MATOS, 2014).

A variedade de semicondutores disponíveis, juntamente com as diversas opções de conexão, permite classificar os retificadores de maneiras distintas. Dependendo do número de fases da fonte de corrente alternada, os retificadores podem ser monofásicos ou trifásicos. A escolha dos semicondutores influencia se os retificadores são não controlados, ou controlados, impactando na capacidade de manter valores de tensão na saída como variáveis ou constantes.

Na tipologia de conexão, destaca-se a retificação de meia onda e de onda completa, que se diferenciam pela não retificação e retificação do semiciclo negativo da corrente alternada de entrada, respectivamente.

O retificador mais comum em aplicações de acionamento é o retificador trifásico não controlado de onda completa. Este utiliza diodos como elementos retificadores, conectados em uma configuração de ponte de onda completa. Essa configuração e a escolha específica de semicondutores permitem retificar todo o ciclo da corrente alternada da fonte de alimentação, resultando em uma tensão de saída com valor médio constante e com oscilações reduzidas.

Na Figura 4.2 apresenta o circuito de retificação de uma fonte trifásica onde a partir das tensões abc será possível obter uma tensão positiva e negativa de forma contínua.

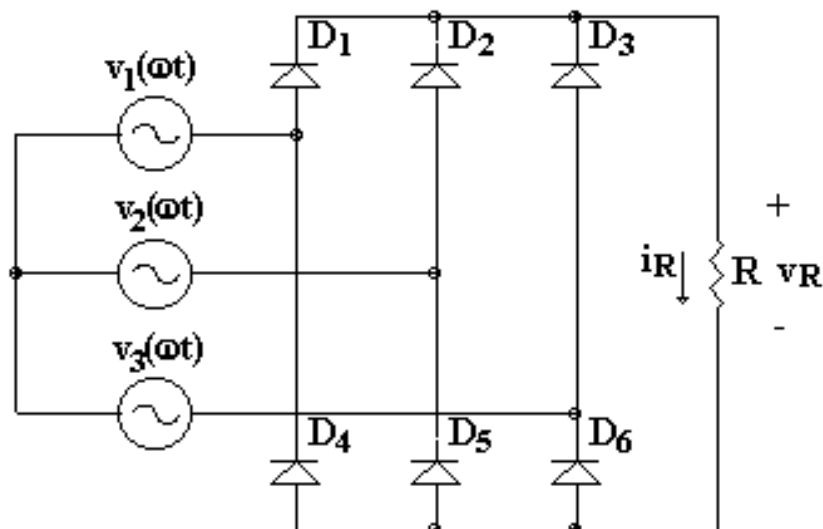


Figura 4.2: Circuito ponte de graetz (retificador trifásico) (UNESP, 2002).

A Figura 4.3 apresenta o formato de onda das tensões de linha abc no estágio anterior a retificação.

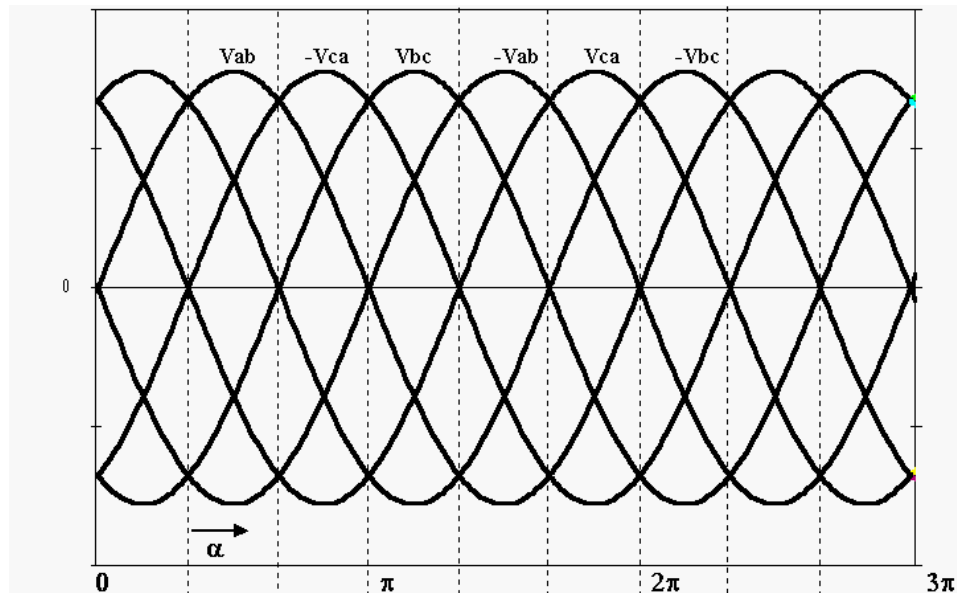


Figura 4.3: Tensão abc anterior a retificação (UNESP, 2002).

A Figura 4.4 apresenta o formato de onda das tensões de linha abc no estágio posterior a retificação da tensão, já apresentando características contínuas de tensão, onde há os polos de tensão positiva e negativa.

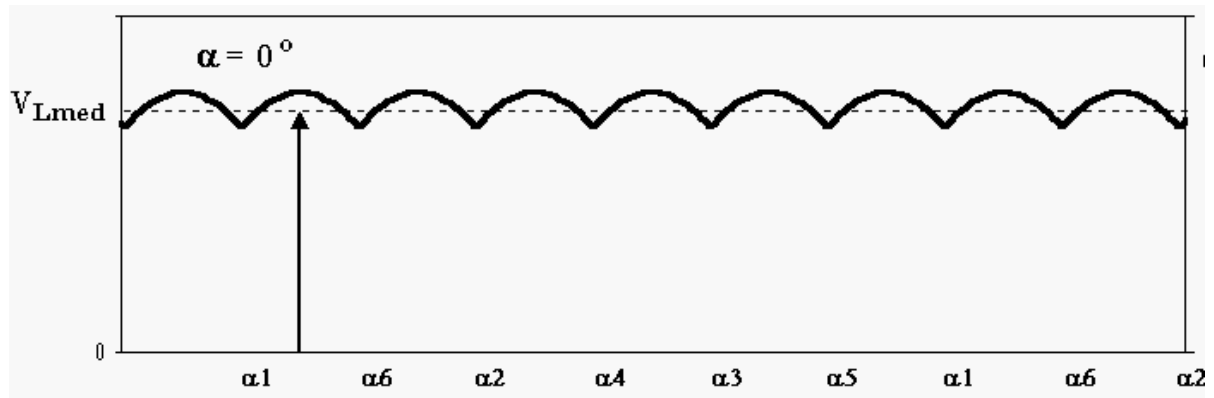


Figura 4.4: Tensão contínua posterior a retificação (UNESP, 2002).

As componentes α na Figura 4.4 oferece ao ângulo de disparo dos semicondutores de retificação, onde o retificador a diodo o ângulo de disparo não é configurável e sempre atua no valor mínimo de disparo.

4.5. FILTRO CAPACITIVO

A tensão contínua obtida após o processo de retificação frequentemente manifesta oscilações leves, impactando o desempenho do sistema de acionamento. Para aprimorar a estabilidade do valor de tensão no barramento de corrente contínua, adota-se a aplicação de um filtro capacitivo. Esse filtro, usualmente composto por um ou mais capacitores, é preferencialmente selecionado com uma capacidade significativa. A escolha de capacitores de alta capacidade tem como objetivo mitigar as oscilações presentes na tensão, proporcionando uma corrente contínua mais estável e adequada para alimentar os componentes subsequentes do sistema de acionamento (MATOS, 2014).

A presença de *ripple* na tensão contínua, como ilustrado na Figura 4.4, pode ser prejudicial ao desempenho, afetando a operação eficiente dos dispositivos conectados ao sistema. Assim, o filtro capacitivo desempenha a função de suavização dessas oscilações, assegurando uma fonte de corrente contínua mais consistente e confiável. Esse processo contribui para a estabilidade operacional do sistema de acionamento, garantindo um fornecimento de energia mais uniforme e adequado às exigências das cargas conectadas.

4.6. CIRCUITO INVERSOR

Os inversores desempenham a conversão de potência de uma fonte contínua, como um barramento DC, para uma saída alternada com tensão, corrente e frequência específicas. Dentro da categoria de inversores, há distinção entre aqueles de fonte de tensão e fonte de corrente, dependendo da natureza da fonte de alimentação de entrada, seja em tensão ou corrente, respectivamente.

Os inversores trifásicos geralmente consistem em seis dispositivos semicondutores de potência, acompanhados pelo mesmo número de diodos em antiparalelo para proteção do sistema, conforme representado na Figura 4.5. Os dispositivos de comutação podem variar, incluindo SCR's ou outros semicondutores, como transistores de potência. A escolha depende das características intrínsecas dos semicondutores, como capacidade de potência e velocidade de comutação, bem como das exigências específicas da aplicação, incluindo valores nominais e condições operacionais.

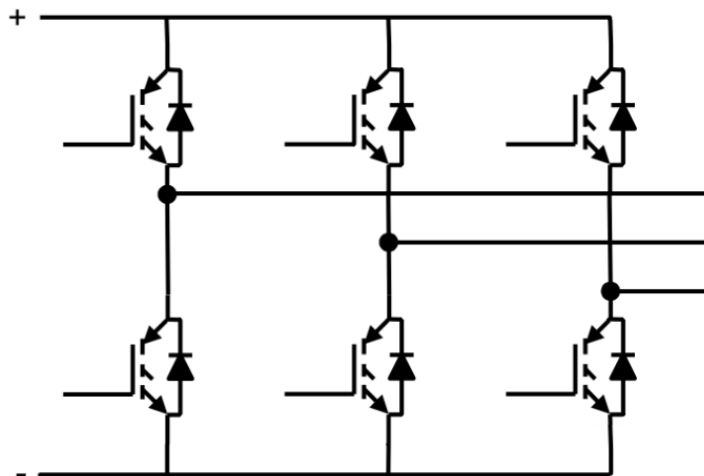


Figura 4.5: Ponte inversora a IGBT's (MATOS, 2019).

No contexto industrial, especialmente em acionamentos, os semicondutores mais comumente utilizados são os transistores de potência MOSFET e os IGBTs. O MOSFET é empregado em acionamentos de baixa potência e corrente, destacando-se por sua capacidade de operar em frequências elevadas de comutação. Por outro lado, o IGBT é mais adequado para aplicações de potência moderada, embora apresente velocidades de comutação substancialmente inferiores às do MOSFET.

Na Figura 4.6, podemos analisar o comportamento da tensão e da corrente nos terminais de saída dos IGBTs. A tensão exibe características de modulação por largura de pulso SPWM, evidenciando que a corrente nos terminais do motor assume uma forma senoidal com alguns ruídos. Essa condição é resultado das características indutivas da máquina elétrica, onde a corrente não apresenta variações significativas, desempenhando, desse modo, uma função semelhante à de um filtro.

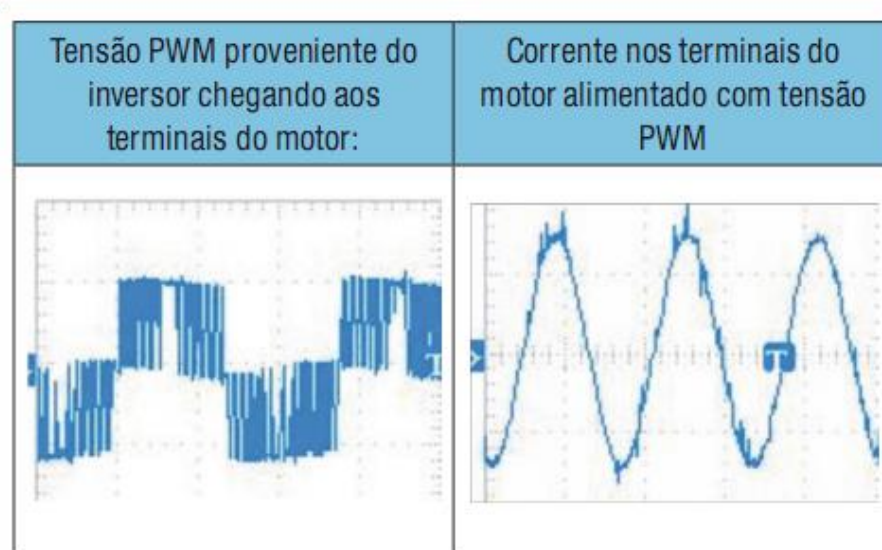


Figura 4.6: Tensão e corrente SPWM nos terminais de uma máquina elétrica (SERVICE DRIVE).

Para a construção de inversores de frequência, é utilizado a pastilha de IGBT's para inversores trifásicos são utilizados sete IGBT's, sendo seis para o estágio de inversão da tensão e frequência e um para realizar a frenagem da máquina em aplicações específicas. Também é comum nas pastilhas IGBT's possuírem seis diodos para a retificação em casos que não há uma rede de corrente contínua.

4.7. MICROCONTROLADOR

O microcontrolador desempenha um papel crucial em um inversor de frequência, sendo responsável por gerar os sinais PWM (Modulação por Largura de Pulso). Essa função é essencial para controlar a velocidade de motores elétricos. O microcontrolador, por meio de algoritmos e lógica de controle, manipula a largura dos pulsos dos sinais PWM, ajustando a quantidade de energia fornecida ao motor.

O resultado é uma variação na frequência e na amplitude da corrente elétrica, permitindo o controle preciso da velocidade do motor. A capacidade do microcontrolador em gerar

sinais PWM com precisão contribui diretamente para a eficiência energética e o desempenho otimizado de sistemas acionados por motores elétricos em diversas aplicações industriais.

O microcontrolador para o uso de driver de acionamento deve dispor de alta velocidade de operação em tempo real para realizar a análise dos parâmetros em alta velocidade.

4.8. GATE DRIVER

O Gate Driver é uma peça fundamental em sistemas de acionamento elétrico, atuando como o elo crítico entre o microcontrolador e as chaves de potência, geralmente IGBTs, no circuito inversor. Sua principal função é adaptar e condicionar os sinais PWM emitidos pelo microcontrolador para níveis de tensão adequados ao acionamento das chaves de potência.

O microcontrolador geralmente emite sinais PWM com uma faixa de tensão relativamente baixa, como 0V a 3,3V ou 0V a 5V. No entanto, as chaves de potência, como os IGBT's, frequentemente requerem tensões de acionamento mais elevadas, normalmente entre 15V e 20V. O Gate Driver, portanto, desempenha um papel crucial ao amplificar e condicionar esses sinais PWM para garantir que atinjam o nível necessário para acionar eficazmente os IGBT's.

Além disso, o *Gate Driver* desempenha uma função crítica na manutenção da referência dos IGBT's na parte superior do braço do circuito IGBT. Essa é a aplicação no contexto do circuito de *bootstrap*, onde o *Gate Driver* garante que os IGBT's permaneçam em referência e não flutuem. Essa estabilidade é essencial para evitar comportamentos indesejados e assegurar uma operação segura e eficiente do inversor.

O *Gate Driver*, além de condicionar sinais PWM e manter a referência nos IGBTs, também adiciona um intervalo de tempo morto entre os pulsos de acionamento das chaves de potência. Essa pausa estratégica previne o curto-circuito onde ambas as chaves são acionadas simultaneamente, evitando curtos-circuitos prejudiciais ao sistema. Essa função do *Gate Driver* contribui para a segurança e integridade do sistema eletrônico.

4.9. TRANSFORMADORES DE CORRENTE

A utilização de Transformadores de Corrente (TCs) como sensores desempenha um papel crucial no controle vetorial, sendo aplicada tanto em sistemas *sensorless* quanto nos baseados em *encoders*. Em configurações *sensorless*, os TCs captam informações sobre a corrente do motor, permitindo controle preciso de velocidade e posição sem a necessidade de dispositivos adicionais, proporcionando uma solução mais simples e econômica.

Em aplicações que demandam *feedback* mais detalhado, como controle de posição mais preciso, os TCs podem ser integrados com *encoders*. Nesse contexto, os TCs continuam a

ser utilizados, fornecendo dados sobre a corrente que são então combinados com os sinais do *encoder* para uma realimentação mais completa. Essa combinação oferece uma solução híbrida que capitaliza as vantagens da precisão dos *encoders* e a simplicidade da implementação *sensorless*.

4.10. ENCODER ÓPTICO

A integração de *encoders* em sistemas de controle vetorial é aplicado para obter informações precisas sobre a posição e velocidade do motor. Na abordagem *sensorless*, onde a utilização de *encoders* é dispensada, os *encoders* desempenham a função de fornecer *feedback* em tempo real sobre a posição angular do rotor e a velocidade de rotação. Essa é empregada para um controle preciso, permitindo ajustes dinâmicos conforme necessário.

Em sistemas que empregam exclusivamente *encoders*, o *feedback* direto desses dispositivos é utilizado para determinar a posição e a velocidade do motor. A alta precisão e resolução dos *encoders* contribuem significativamente para a estabilidade e eficiência do controle vetorial, especialmente em aplicações que exigem resposta rápida e precisão no posicionamento.

5. SISTEMA DE CONTROLE

Existem dois métodos muito utilizados para acionamento e controle de Motores de Indução Trifásicos e que podem ser largamente aplicados também no acionamento dos motores síncronos a relutância: o Controle Escalar e o Controle Vetorial. A diferença básica entre os dois tipos acima está na forma de controle de cada um, ou seja, o controle escalar opera em malha aberta e o controle vetorial em malha fechada (com realimentação da corrente, velocidade ou conjugado). (SANTOS Jr, 2018).

As particularidades de cada forma de controle impactam diretamente no conjugado da máquina como demonstra a Figura 5.1 abaixo:

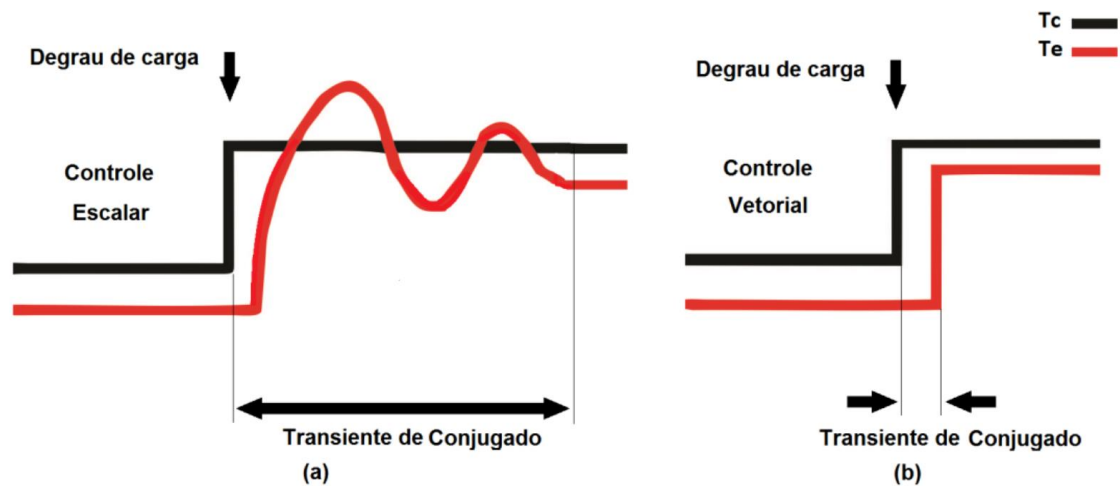


Figura 5.1: Tempo de resposta do (a) controle escalar e (b) controle vetorial. (SANTOS Jr, 2018).

Pela Figura 5.1 é perceptível a diferença no tempo de resposta das formas de controle, sendo o controle vetorial mais eficiente em tempo de resposta do conjugado. A Tabela 5.1 também expõem vantagem do controle vetorial em relação ao controle escalar no quesito de precisão da velocidade, faixa de variação da velocidade e conjugado de partida.

Tabela 5.1: Comparativo entre os controles escalar e vetorial (MASCHERONI et al., 2004).

Características	Escalar	Vetorial Sensorless	Vetorial Encoder
Precisão da velocidade	0,5 a 5 % (depende da carga)	0,1 %	0,01 %
Faixa de variação de velocidade	1:10	1:100	1:1000
Conjugado de partida	100 %	250 %	400 %

Outra diferença perceptível entre os controles (apresentados na Tabela 5.1) é que na prática, quanto maior a faixa de variação de velocidade, maior o custo de implementação. Por isso, a exigência de controle de acordo com a aplicação do motor é o principal fator a ser levado em consideração na escolha do controle do motor (ARAÚJO, 2016), (MASCHERONI et al., 2004).

O objetivo de um sistema de controle para o MSR é manter o fluxo magnético e velocidade do rotor constantes para diferentes valores de cargas no eixo (variação de torque de carga) ou controle de velocidades variáveis. Diversos métodos são apresentados na literatura. (BETZ et al. 1993), (LIPO, 1991), (SANTOS Jr, 2018)

5.4. CONTROLE ESCALAR DE RAZÃO V/F

O controle escalar V/F (tensão/frequência) é uma estratégia amplamente utilizada em sistemas de controle de motores elétricos, incluindo os Motores Síncronos a Relutância (MSR). Nesse método, a magnitude da tensão de alimentação do motor é controlada proporcionalmente à frequência da fonte de alimentação, mantendo uma razão fixa entre tensão e frequência. Embora o controle vetorial tenha se tornado predominante em muitas aplicações modernas, o controle escalar V/F ainda é empregado em diversas situações, especialmente em aplicações de baixa complexidade e custo.

No contexto dos MSR, o controle escalar V/F pode ser implementado com sucesso para gerenciar as características de torque e velocidade. Essa abordagem simplificada oferece um controle eficiente em condições operacionais que não requerem um alto nível de precisão e dinâmica, sendo adequada para muitas aplicações industriais e comerciais.

Uma das vantagens do controle V/F para MSR está na sua simplicidade, o que facilita a implementação e reduz custos associados ao *hardware* e ao *software* de controle. Além disso,

o controle escalar V/F é robusto em condições de carga constante, o que o torna uma escolha viável em situações onde a variação na carga é limitada.

Nessa topologia de controle, em casos que as velocidades se aproximam de zero, é necessário aplicar uma tensão de *boost* (tensão adicional) durante a partida do motor para superar a inércia inicial. Essa tensão adicional é utilizada para vencer as forças de inércia durante o processo de partida e pode ser desconsiderada após o motor estar em funcionamento. Além disso, a utilização do *boost* é motivada pelo fato de que, em velocidades baixas (inferiores à metade da rotação nominal), a resistência do estator R_s , inicialmente desconsiderada, passa a ter influência significativa no cálculo da corrente. Portanto, torna-se necessário empregar faixas de tensão de *boost* para garantir um desempenho adequado nessas condições operacionais específicas (MASCHERONI et al., 2004), (SANTOS Jr, 2018). Conforme a Figura 5.2.

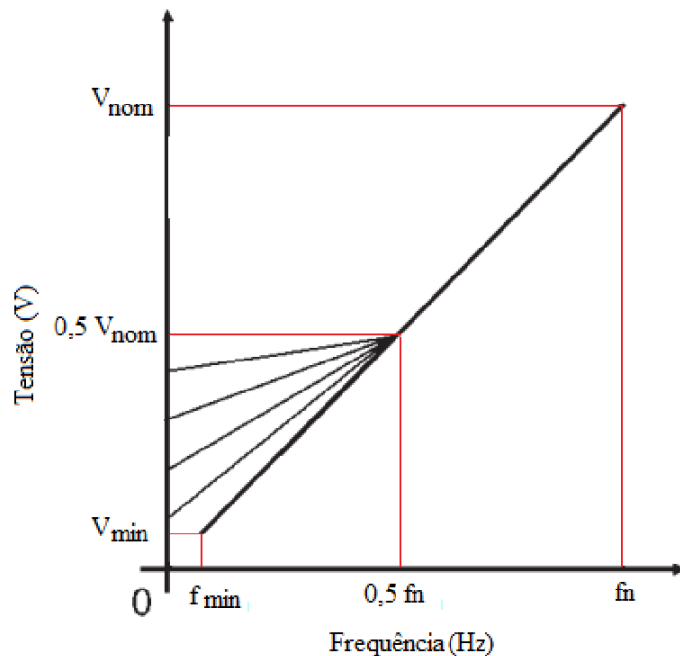


Figura 5.2: Tensão de *boost* em uma rampa de aceleração (MASCHERONI et al., 2004).

Entretanto, é importante observar que o controle escalar V/F pode apresentar limitações em situações de carga variável ou durante mudanças rápidas de velocidade. Nestes casos, estratégias mais avançadas de controle, como o controle vetorial, podem oferecer melhor desempenho.

A representação da curva de acionamento para o controle escalar com V/f constante (configuração padrão, sem a aplicação de tensão de *boost*) está ilustrada na Figura 5.2. Nota-se que o acionamento é iniciado com valores mínimos, próximos de zero, evoluindo gradualmente até alcançar a tensão e frequência nominais. Após esse ponto, não é viável aumentar o valor da

tensão para evitar possíveis danos aos enrolamentos do motor, sendo possível apenas aumentar a frequência (WEG, 2015), (SANTOS Jr, 2018).

5.5. CONTROLE VETORIAL *SENSORLESS*

O controle *sensorless*, ou controle sem sensor, para o Motor Síncrono a Relutância (MSR) é uma abordagem inovadora que permite o funcionamento eficiente do motor sem a necessidade de sensores de posição ou velocidade. Esse método é particularmente valioso em diversas aplicações industriais, automotivas e domésticas, onde a simplificação do sistema e a redução de custos são prioridades.

O princípio fundamental do controle *sensorless* para MSR envolve a utilização de algoritmos e técnicas avançadas para estimar a posição do rotor e a velocidade de rotação do motor. Essa estimativa é essencial para garantir um controle preciso do motor, otimizando seu desempenho em diferentes condições operacionais.

Uma das estratégias comuns no controle *sensorless* para MSR é o uso de técnicas de observadores de estado, como o observador de Luenberger. Esse observador é projetado para estimar dinamicamente a posição e a velocidade do rotor com base nas medições disponíveis, como correntes e tensões no motor. Essa abordagem requer uma modelagem precisa do MSR, pois o observador utiliza as equações dinâmicas do motor para realizar as estimativas.

Além disso, a utilização de algoritmos avançados, como os baseados em filtros de Kalman, também é comum em sistemas de controle *sensorless* para MSR. Esses filtros combinam informações passadas e presentes para realizar previsões mais precisas sobre a posição e a velocidade do rotor, mesmo em condições dinâmicas e variáveis.

Uma das vantagens significativas do controle *sensorless* para MSR é a eliminação da necessidade de dispositivos sensores adicionais, como *encoders* ou *resolvers*. Isso reduz custos de *hardware*, simplifica a instalação e manutenção do sistema, além de aumentar a confiabilidade, já que sensores mecânicos adicionais são frequentemente fontes de desgaste e falhas.

No entanto, é importante observar que o controle *sensorless* para MSR pode ser desafiador em condições extremas ou operacionais não convencionais. Em situações de baixa velocidade ou alta carga, a precisão da estimativa pode ser comprometida, exigindo estratégias adicionais para compensar essas limitações.

A Figura 5.3 ilustra o funcionamento do controle vetorial *sensorless*.

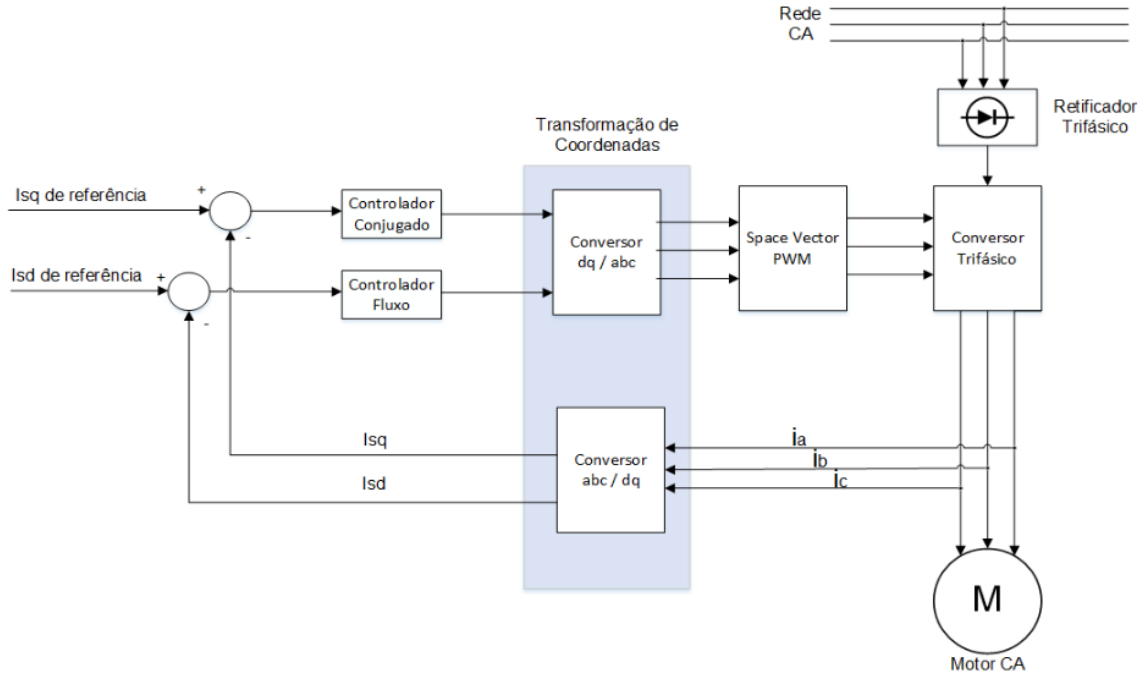


Figura 5.3: Diagrama do controle vetorial *sensorless* para motores CA (HOLTZ, 2002).

Essa técnica emprega matrizes de transformação do sistema de três eixos para um sistema de dois eixos, utilizando a Transformada de Clark (α, β) e a Transformada de Park ($dq0$). Dessa forma, a estratégia de controle do motor de corrente alternada (CA) pode ser comparada à de um motor de corrente contínua (CC). A estrutura de controle em malha fechada apresenta duas componentes de referência: componente de torque (ao longo do eixo q) e componente de fluxo (ao longo do eixo d).

Para este modelo que não possui informações reais de ângulo de rotação do rotor, parâmetro fundamental para a realização do controle vetorial, o ângulo da posição rotórica calcula-se:

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{\Psi_\beta - L_q i_\beta}{\Psi_\alpha - L_q i_\alpha} \quad (23)$$

5.6. CONTROLE VETORIAL POR *ENCODER*

O sistema de controle vetorial do Motor Síncrono a Relutância é uma técnica avançada de controle de motores elétricos que visa otimizar o desempenho e a eficiência dos motores síncronos de relutância. Para entender esse sistema, é importante primeiro compreender alguns conceitos básicos.

O sistema de controle vetorial do Motor Síncrono a Relutância é projetado para controlar a corrente nos enrolamentos do motor de forma a otimizar o torque produzido e a

velocidade de rotação do rotor. Esse controle é alcançado através da medição contínua da posição do rotor e do ajuste preciso da corrente fornecida aos enrolamentos. Os principais componentes desse sistema de controle incluem o sensor de posição do rotor, controlador de velocidade e controladores de corrente.

O sensor de posição em um Motor Síncrono a Relutância é um componente que mede e fornece informações sobre a posição angular do rotor em tempo real. Essa informação utilizada para o controle preciso do motor e o ajuste das correntes nos enrolamentos do estator. Existem várias tecnologias de sensores que podem ser utilizadas para essa finalidade, e a escolha depende das necessidades específicas da aplicação. Sendo o mais utilizado em aplicações industriais ou automotivas o encoder óptico (MATOS, 2014).

Os métodos utilizados para controlar a corrente são principalmente baseados na modulação por largura de pulso, que tem a capacidade de gerar correntes senoidais adequadas para operar motores. Essa técnica, conhecida como PWM, envolve o envio de pulsos para os dispositivos semicondutores de potência presentes no inversor, com o objetivo de ajustar a tensão fornecida ao motor de acordo com a tensão de referência desejada para a operação pretendida. As transições que ocorrem no inversor podem resultar na geração de componentes harmônicas de alta frequência, o que pode afetar as correntes absorvidas pelo motor.

A Figura 5.4 ilustra o controle vetorial com a utilização de *encoders*.

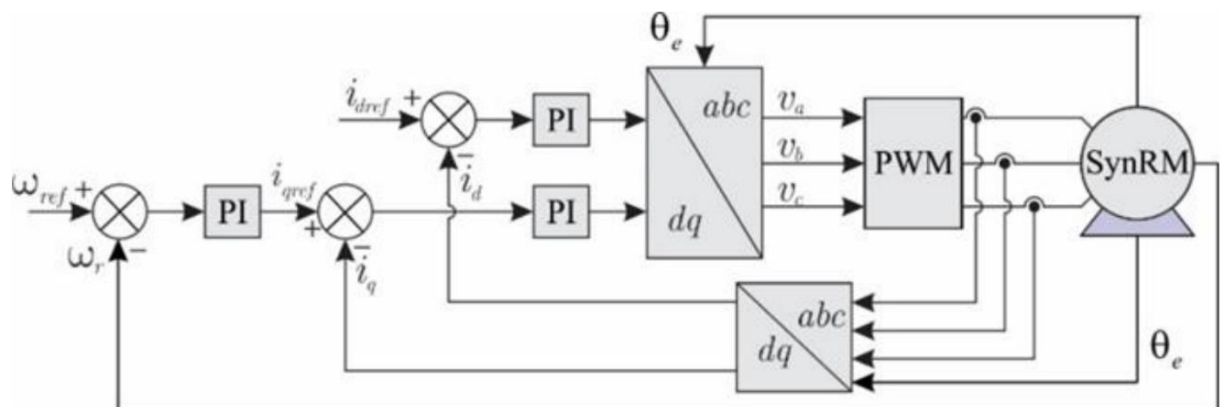


Figura 5.4: Diagrama controle vetorial *encoder* para motores MSR (SILVA e SILVA, 2020).

6. SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

As simulações computacionais para o acionamento e controle do Motor Síncrono a Relutância (MSR) foram realizadas no ambiente do Matlab. O uso da ferramenta gráfica de blocos Simulink foi adotado para aproveitar os blocos preexistentes no *software*, facilitando assim a modelagem do sistema. Essa abordagem permitiu a modelagem do *drive* utilizando os diagramas de blocos já disponíveis na biblioteca do Simulink, utilizando valores dados pelo próprio simulink como ilustrado na Figura 6.1.

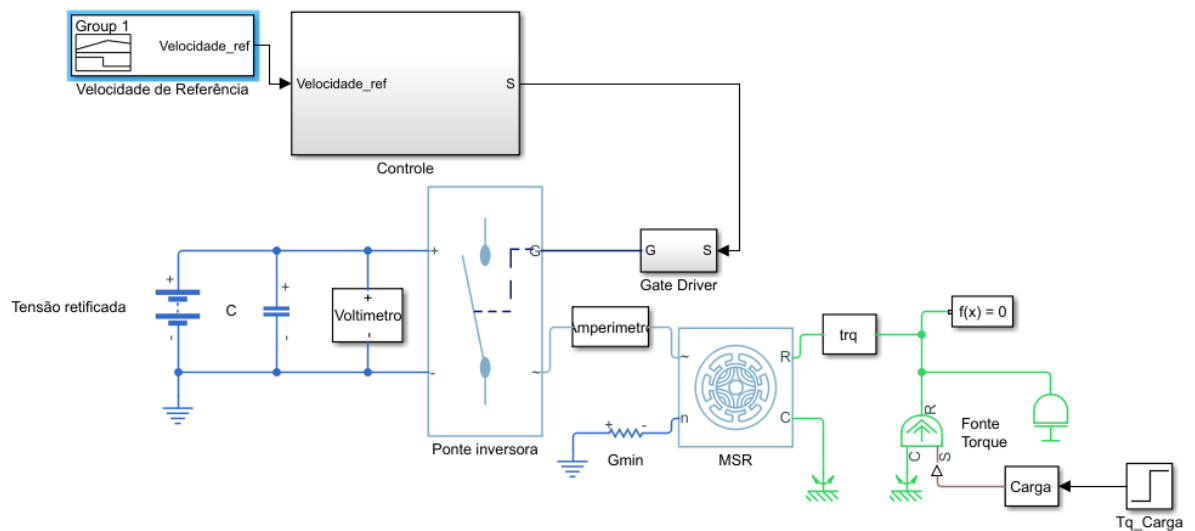


Figura 6.1: Modelo *drive* de acionamento e controle MSR.

Os parâmetros do Motor Síncrono a Relutância foram obtidos por um motor de 2 pares de polos e 20 cv's de potência. Os parâmetros utilizados na simulação estão descritos na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros construtivos MSR.

Parâmetro MSR	Valor
$R_s (\Omega)$	0,33
$L_d (H)$	0,05
$L_d (H)$	0,0051
$J (Kg.m^2)$	0,001
P	2

Sendo os parâmetros R_s a Resistência do estator, L_d a Indutância direta, L_d a Indutância de quadratura, J a Inércia do rotor e P o número de pares de polos. O conjugado mecânico de

carga imposta a esse motor é de 35Nm, adicionado aos 0,6s de simulação, ponto onde já existe estabilidade.

6.4. SIMULAÇÃO DO CONTROLE VETORIAL COM *ENCODER*

Examinando o bloco de controle apresentado, observam-se a velocidade de comando ou referência, a velocidade mecânica e a corrente de alimentação do motor como variáveis de entrada. Contudo, é importante destacar que apenas a velocidade de referência é ajustável pelo usuário, uma vez que a velocidade mecânica e a corrente de alimentação do motor resultam de operações intrínsecas ao modelo. Vale ressaltar que essas variáveis exercem influência sobre o sistema. O controle está ilustrado na Figura 6.2.

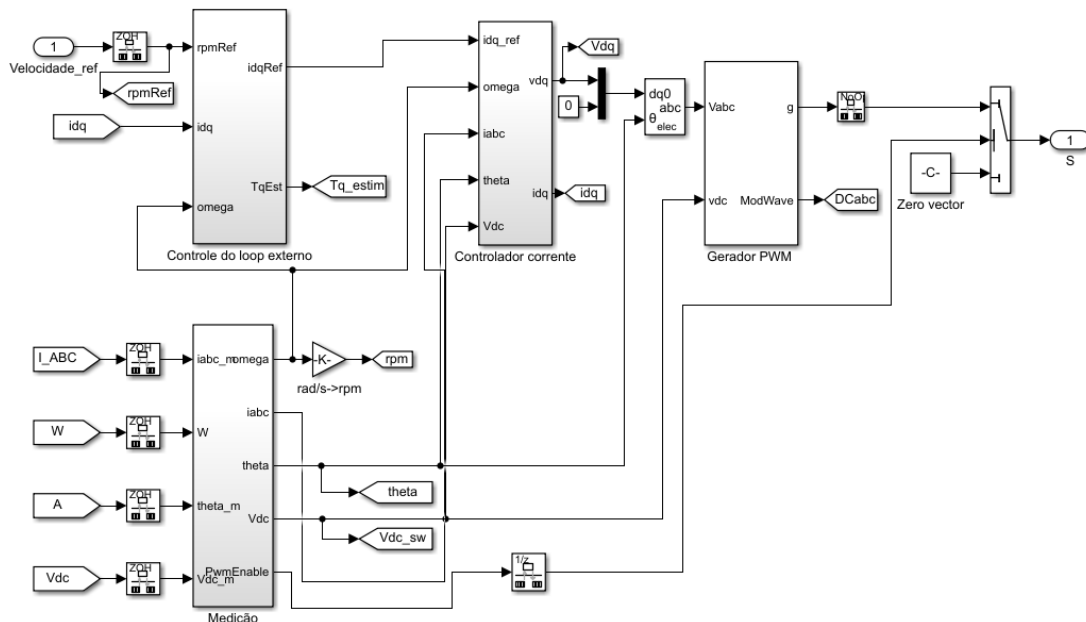


Figura 6.2: Controle vetorial por encoder MSR.

No bloco de controle de velocidade, a velocidade de referência definida pelo usuário, é comparada à velocidade mecânica de rotação do motor. O valor do erro resultante da diferença entre ambas serve como entrada para o controlador Proporcional-Integral (PI). O sinal resultante do controlador PI atua na componente da corrente no eixo q, passando previamente por um bloco de saturação para limitar os valores mínimos e máximos na saída do bloco de controle de velocidade, conforme ilustrado na Figura 6.3.

As constantes K_p e K_i associadas ao controlador PI inicialmente receberam valores típicos para esse tipo de controlador, sendo ajustadas posteriormente com base no desempenho desejado no acionamento.

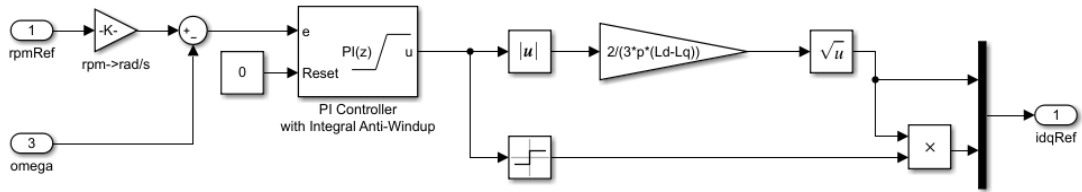


Figura 6.3: Controlador de velocidade.

Ao contrário do valor de I_{sq} , que é diretamente derivado da saída do controlador PI, a componente I_{sd} é determinada de acordo com o comportamento do motor ou as estratégias de controle adotadas.

Após a definição dos valores de I_{sd} e I_{sq} , são então obtidos os valores de referência das correntes de alimentação do motor, I_a , I_b e I_c . A transformação das coordenadas é realizada no bloco dq-abc, através da aplicação da transformada inversa de Park mencionada no capítulo 3. Além disso, para a transformação indicada, é necessário conhecer a posição elétrica, obtida por meio da integração da variável de entrada, a velocidade mecânica de rotação do motor, que relaciona as posições elétrica e mecânica com base no funcionamento síncrono do motor.

O controlador de corrente está ilustrado na Figura 6.4.

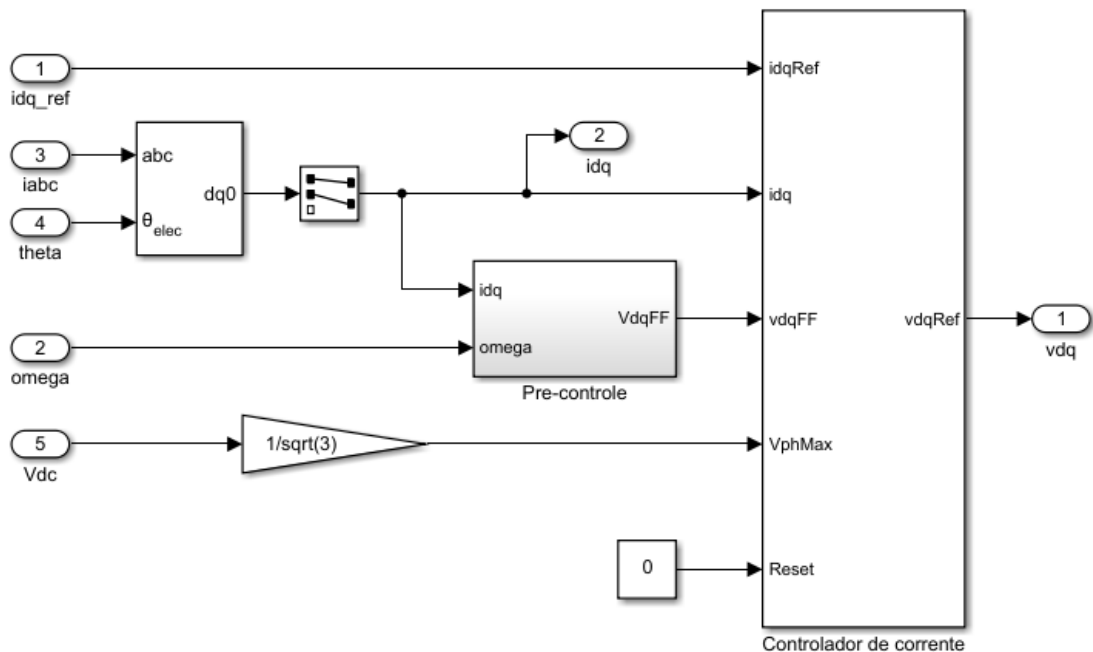


Figura 6.4: Controlador de corrente.

6.5. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

As simulações foram de um período de 5 segundos, tempo considerado adequado para iniciar o motor, superando sua inércia em uma rampa. Durante esse período, foram apresentados os dados estimados e os dados efetivamente alcançados pelo Motor Síncrono a Relutância (MSR), destacando a velocidade síncrona da máquina e o torque. Nestes gráficos, é evidente como o motor opera para manter a referência estabelecida pelo controle, conforme ilustrado na Figura 6.2.

Três cenários distintos foram simulados, cada um com uma referência de velocidade específica para o acionamento e controle. Entre esses, foi escolhido um cenário caracterizado por uma partida suave, apresentando uma longa rampa de aceleração. Em outro cenário, a velocidade variou rapidamente após a partida, respeitando curtas rampas de aceleração. Já no terceiro caso, a referência de aceleração foi estabelecida como um único valor, desafiando o sistema a atingir uma alta velocidade imediatamente, mesmo diante da necessidade de superar a inércia inicial.

Tabela 6.2: Valores de referência de velocidade motor caso A.

Valores dos pontos de referência da velocidade do motor	
Tempo (s)	Velocidade (RPM)
0	0
4	1760
5	1760

Na Figura 6.5, é possível examinar tanto a velocidade de referência do rotor quanto a velocidade medida em RPM. Este caso destaca-se pela suavidade de sua curva até atingir a velocidade nominal da máquina. Nota-se que a rampa de aceleração definida pela referência é de 4 segundos; após esse intervalo, o motor atinge sua velocidade nominal.

No início da partida, o motor exibe uma velocidade ligeiramente instável, tornando-se mais estável à medida que supera a inércia do rotor. Esse comportamento inicial, caracterizado por uma transição gradual, contribui para a estabilidade operacional do motor ao alcançar sua velocidade nominal. É possível um breve desvio de referência no momento em que o sistema é submetido à carga de 35Nm em 0,6s.

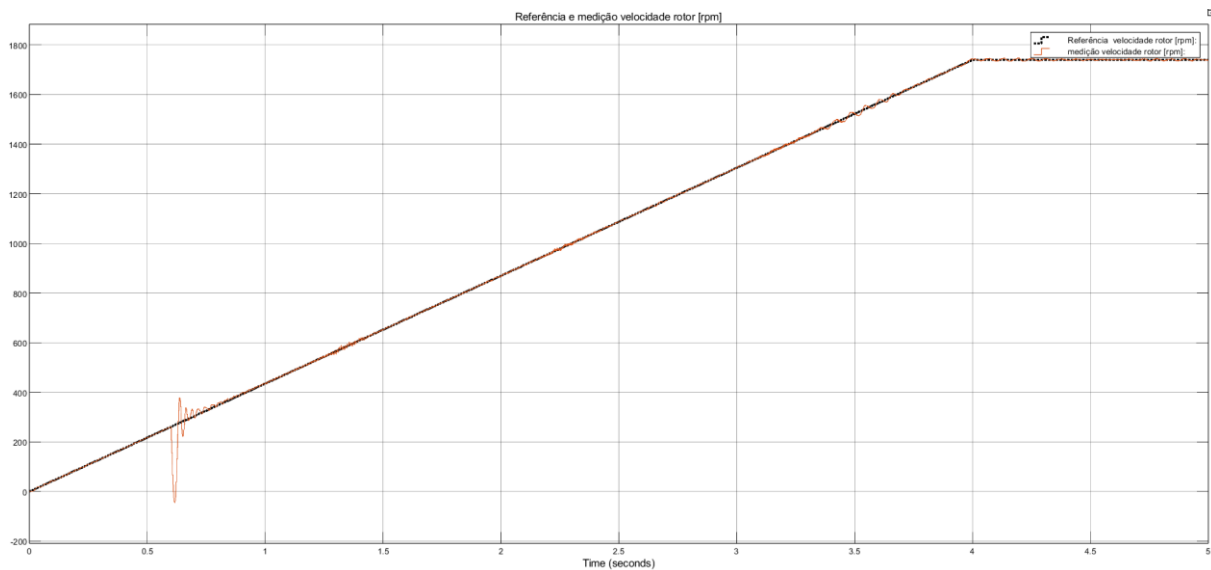


Figura 6.5: Caso A - Simulação Referência e medição velocidade síncrona MSR (RPM).

A Figura 6.6 ilustra o resultado da simulação para o torque eletromagnético, onde se permanece com variações, porém estável.

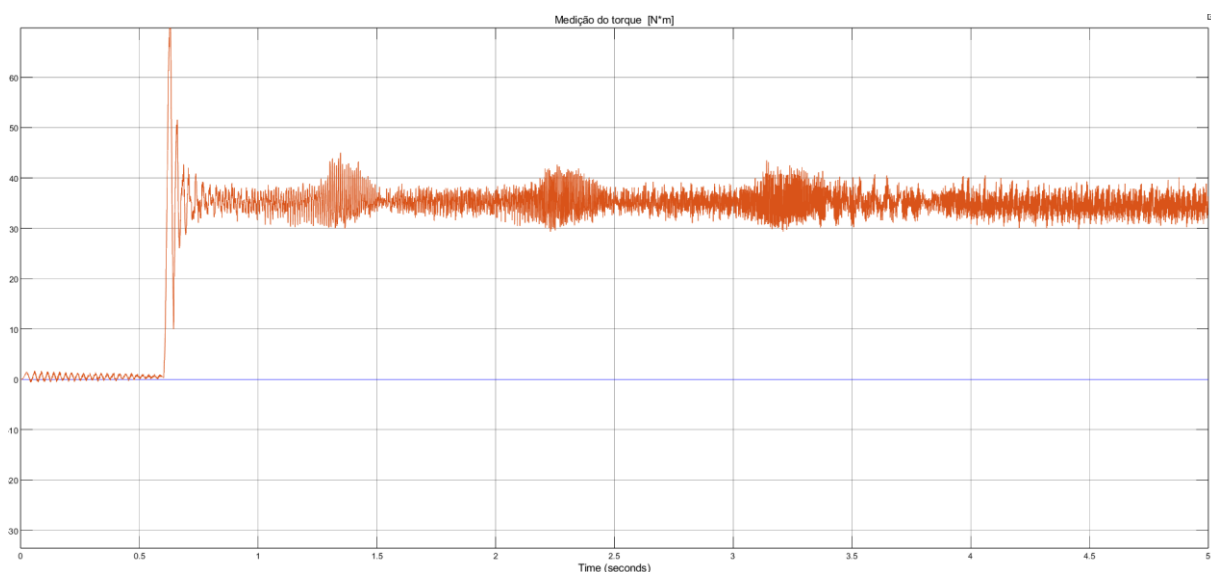


Figura 6.6: Caso A - Simulação medição do torque MSR (N.m).

É visível que após 0,6 segundos de simulação o torque obtém valores próximos ao torque de carga do motor, o qual foi imposto 35 Nm.

A tensão proveniente da bateria substitui a etapa da retificação do drive, possuindo assim a tensão em 600 V já em CC, como poder ser observada na Figura 6.7.

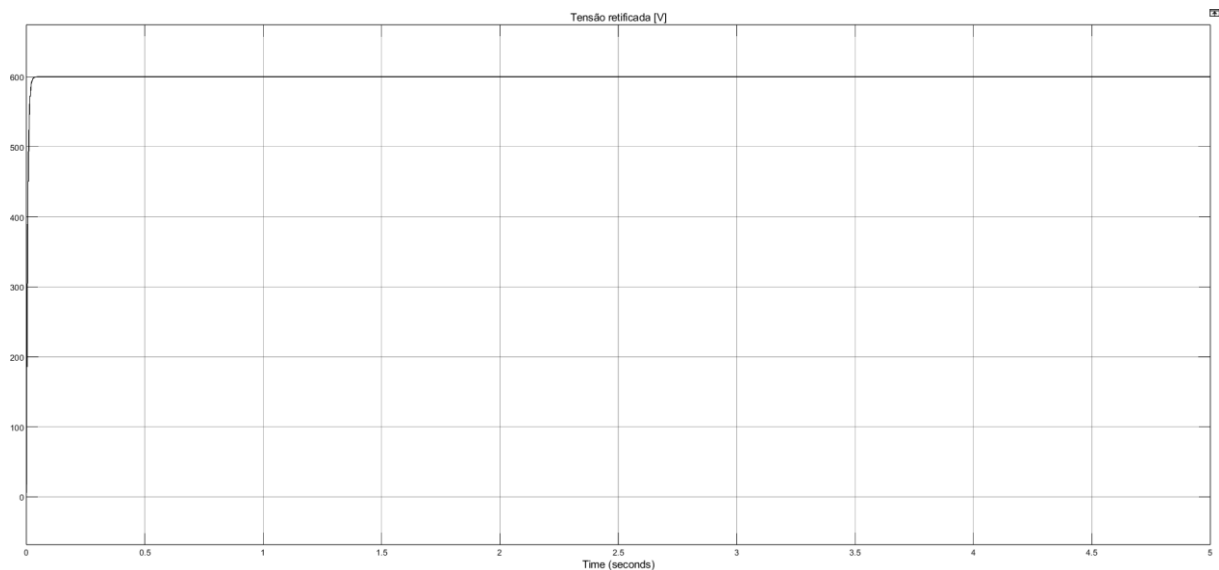


Figura 6.7: Caso A- Tensão em corrente contínua (V).

A Figura 6.8 é possível analisar o comportamento de rampa na corrente durante a partida do motor enquanto vence a inércia do rotor. Após da rampa de aceleração quando o motor entra em regime permanente, em 4 segundos, é possível observar o comportamento das correntes como estáveis e constantes.

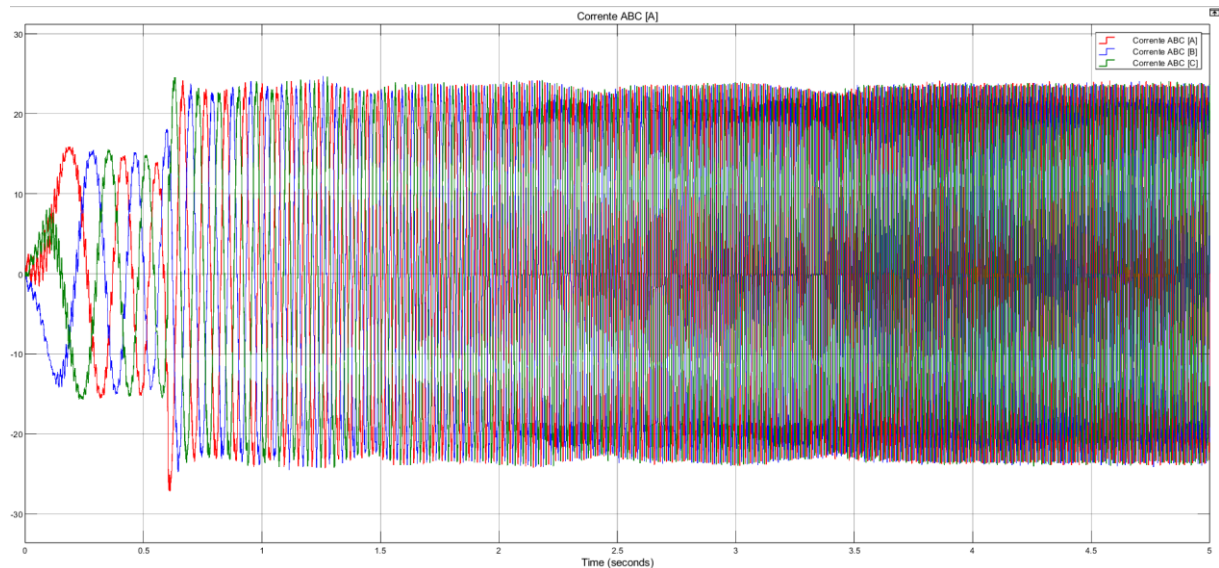


Figura 6.8: Caso A -Corrente *abc* nos terminais do MSR (A).

A diferença das indutâncias diretas e de quadratura, quanto a relutância magnética dados aos aspectos construtivos mencionados no Capítulo 4 se tornam visíveis ao analisar os gráficos de suas correntes de armadura na Figuras 6.9. É possível analisar o controle de velocidade através do eixo de quadratura que é o parâmetro utilizado para o controle, com a

corrente de eixo direta próxima de zero. Observa-se também o esforço do motor após a entrada da carga de 35Nm.

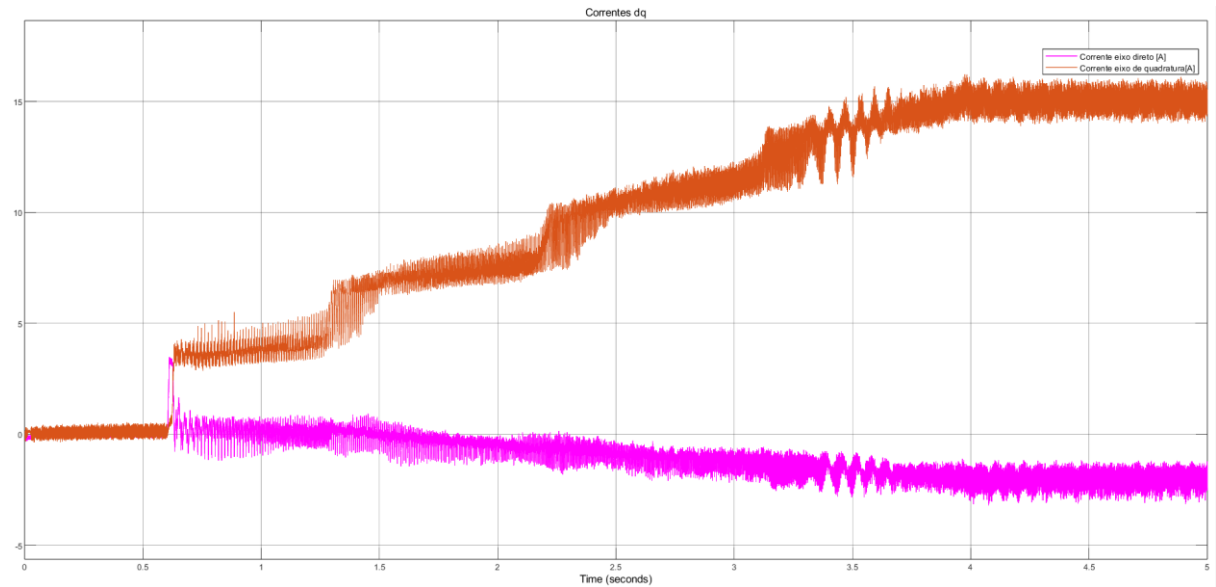


Figura 6.9: Caso A - Corrente eixos dq estator MSR (A).

Uma componente crucial vista anteriormente para realizar o controle vetorial é a posição do rotor θ_e . Podendo ser observada na Figura 6.10 a variação através da simulação entre 0 à 2π rad. É possível observar que em 0,6s a rotação sofre uma leve alteração pela carga adicionada.

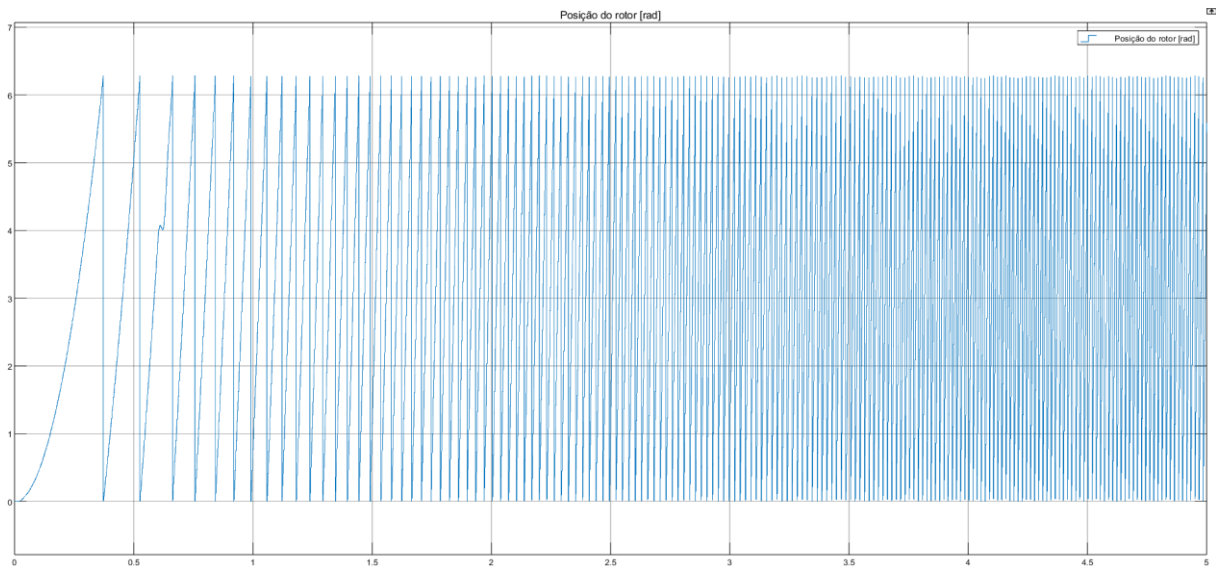


Figura 6.10: Caso A - Ângulo de posição do rotor (rad).

No caso 2, simula-se uma referência de velocidade que permanece constante, sem sofrer variações ou rampa de aceleração. Esta condição pode ser visualizada na Tabela 6.3 e na Figura 6.11, onde é apresentada a referência de velocidade em RPM e a velocidade alcançada.

Tabela 6.3: Valores de referência de velocidade motor caso B.

Valores dos pontos de referência da velocidade do motor	
Tempo (s)	Velocidade (RPM)
0	1760
5	1760

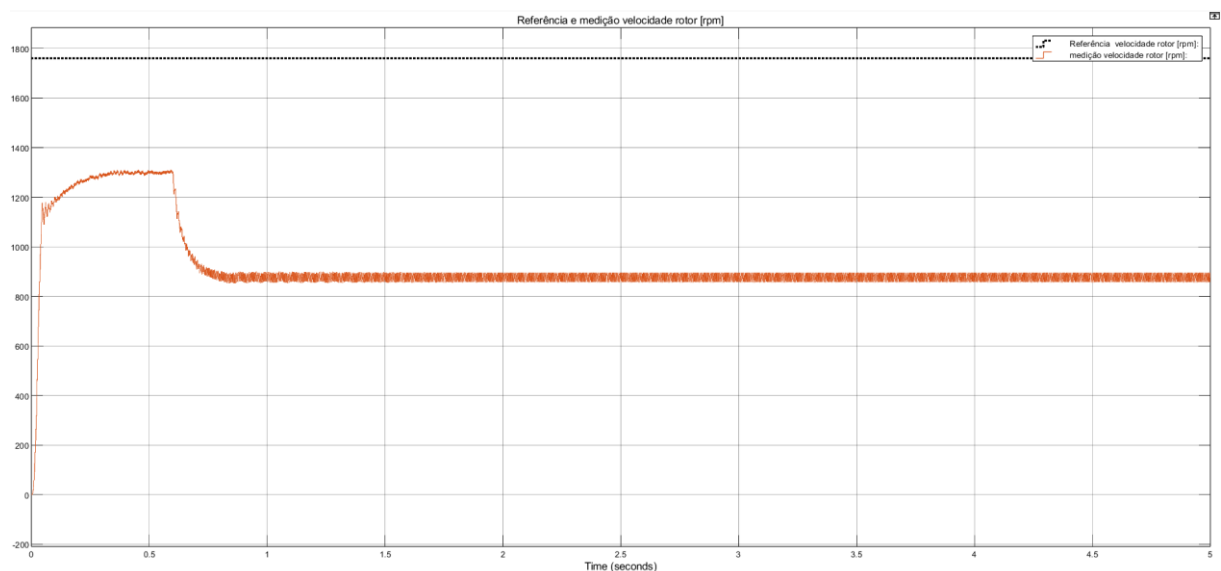


Figura 6.11: Caso B - Simulação Referência e medição velocidade síncrona MSR (RPM).

É possível analisar na Figura 6.12 que ao submeter o motor à velocidade nominal de referência sem realizar a rampa de aceleração no caso de acionamentos por controle vetorial a encoder, a velocidade perde a referência e apresenta instabilidade, que em um MSR ocasionaria em vibrações excessivas.

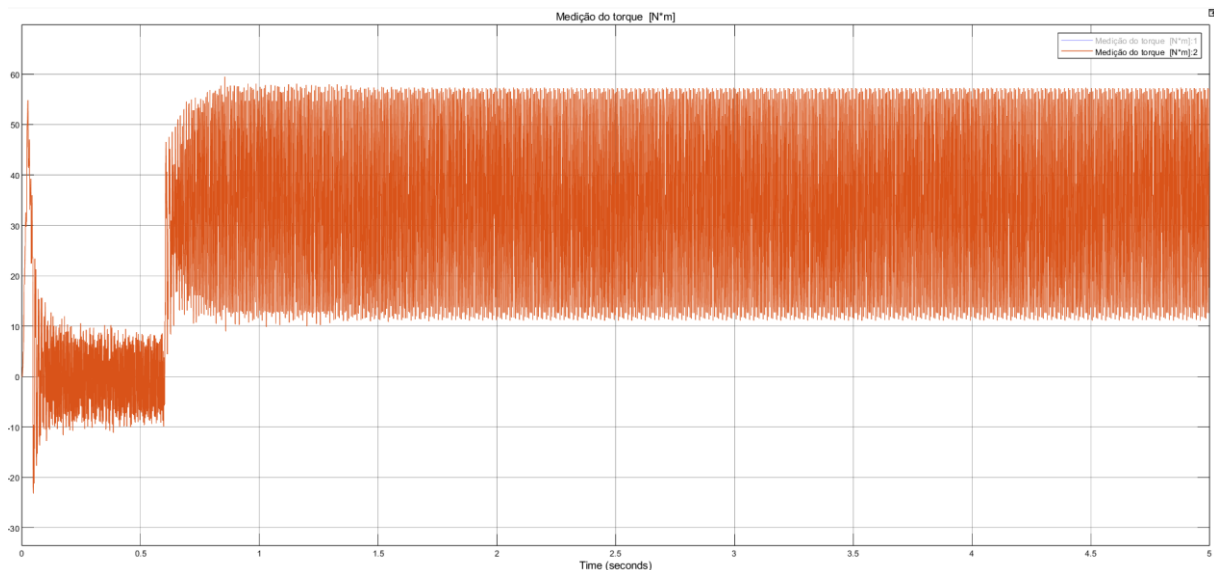


Figura 6.12: Caso B - Medição do Torque (Nm).

Apesar do motor perder a referência da velocidade, demonstrando valores instáveis o torque permanece próximo do torque de carga definido de 35 Nm, Porém completamente instável. Como pode ser analisado na figura 6.12.

As correntes I_{abc} trifásicas alcançam regime permanente mesmo com a instabilidade como é visível na figura 6.13.

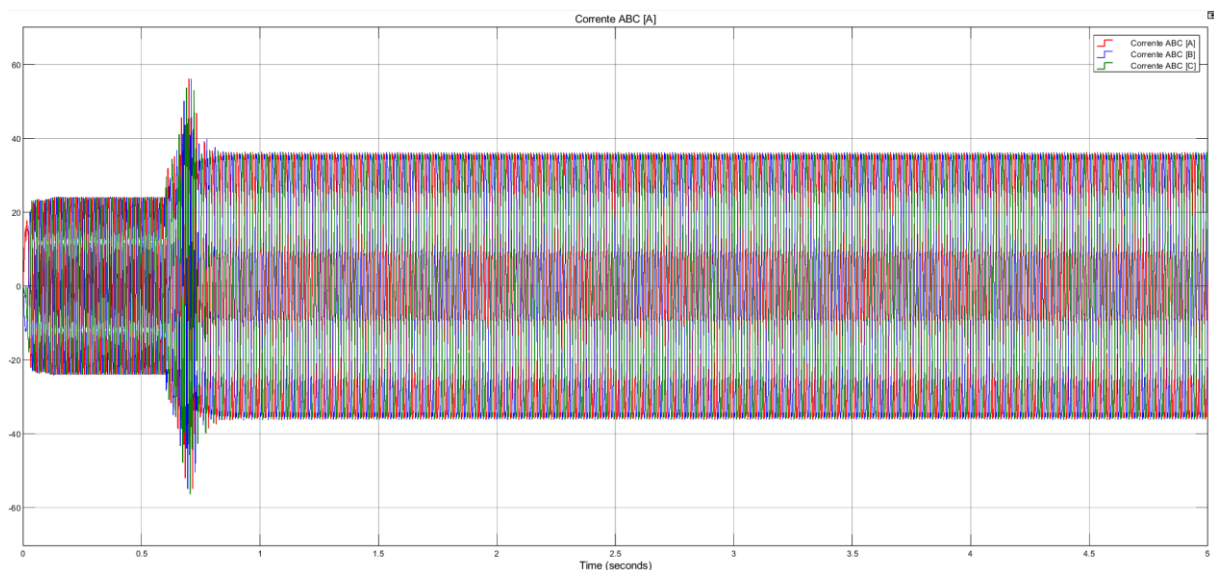


Figura 6.13: Caso B -Corrente ABC nos terminais do MSR (A).

A Figura 6.14 ilustra as correntes de eixo direto e a corrente de eixo de quadratura respectivamente, onde o controle sem estabilidade alcança uma velocidade constante fora referência e as correntes permanecem estáticas.

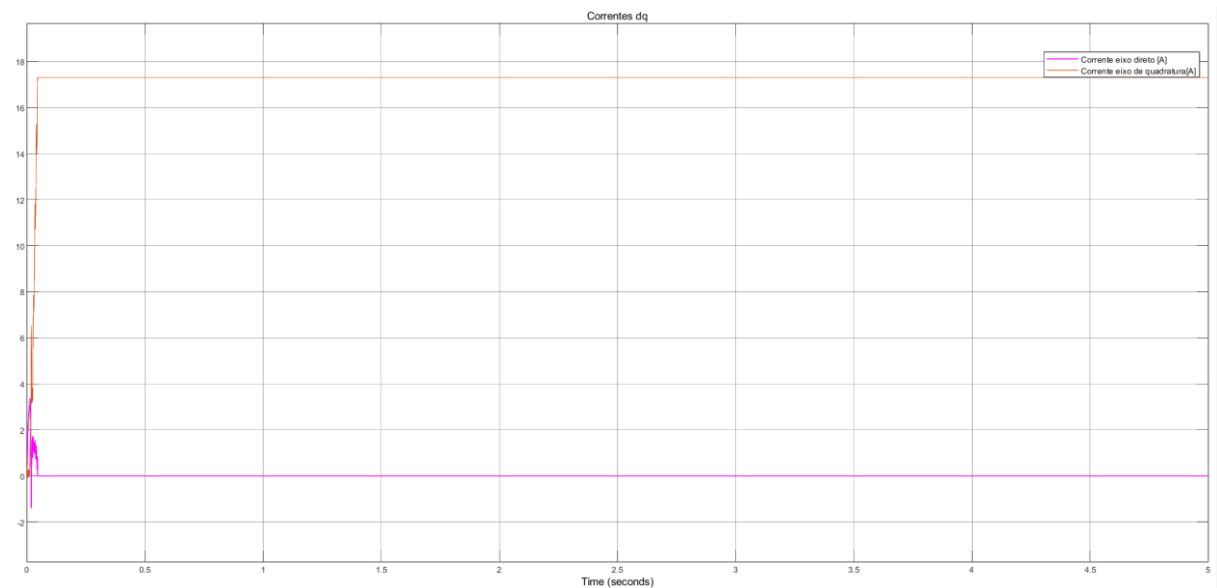


Figura 6.14: Caso B - Corrente eixo dq (A).

A Figura 6.15 ilustra a rotação do rotor no caso B, onde o controle perde a estabilidade, mas a rotação entra em regime permanente abaixo da velocidade nominal da máquina, apresentando instabilidade de torque.

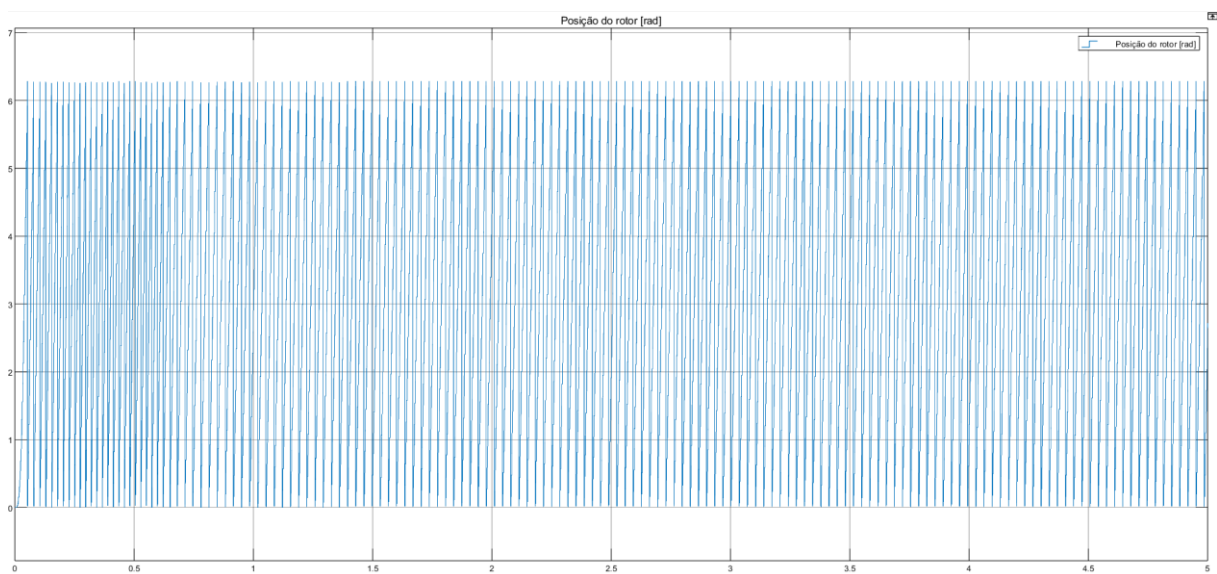


Figura 6.15 Caso B - Ângulo de posição do rotor (rad).

O caso C é realizada as simulações com um sinal de referência de velocidade com diversas variações no tempo 5s.

A Figura 6.16 ilustra a velocidade de referência e a velocidade alcançada pelo MSR sem gaiola de partida.

Está descrito na Tabela 6.3 os pontos de referência da velocidade do motor.

Tabela 6.4: Valores de referência de velocidade motor caso C.

Valores dos pontos de referência da velocidade do motor	
Tempo (s)	Velocidade (RPM)
0	0
1,5	1220
1,5	680
2,5	600
3	1500
3,5	1200
4	1760
5	1200

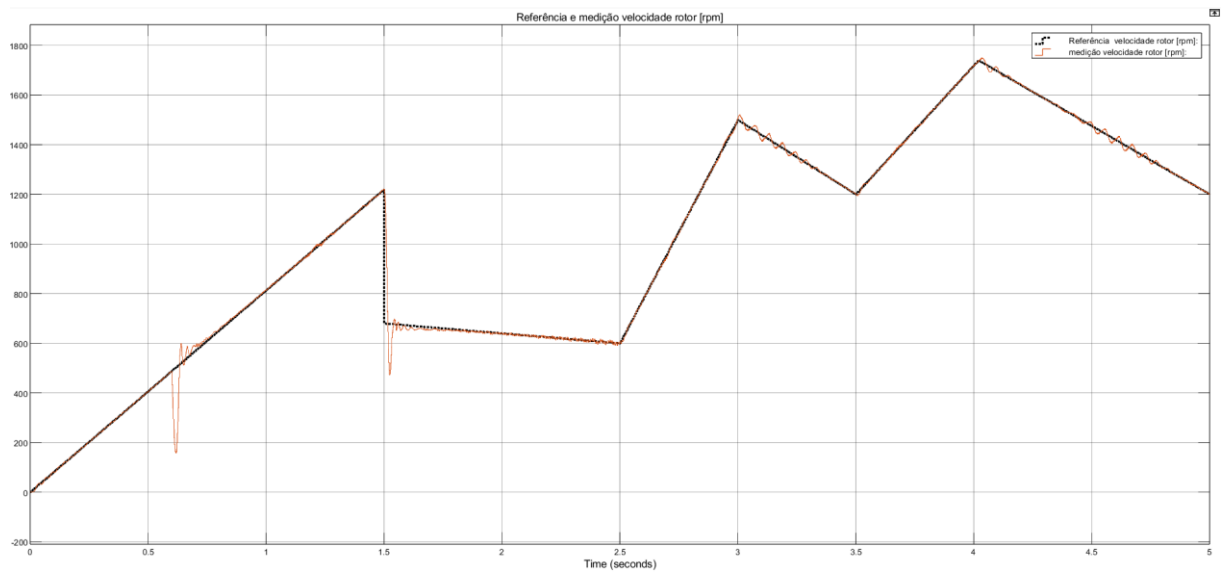


Figura 6.16: Caso C - Simulação Referência e medição velocidade síncrona MSR (RPM).

A Figura 6.16 demonstra o sucesso do controle em acompanhar o sinal de referência, do qual apresenta baixo erro em regime permanente ou mesmo em curtas rampas de aceleração.

A Figura 6.17 demonstra que apesar de oscilações o sistema consegue manter o torque constante próximo de 35 Nm.

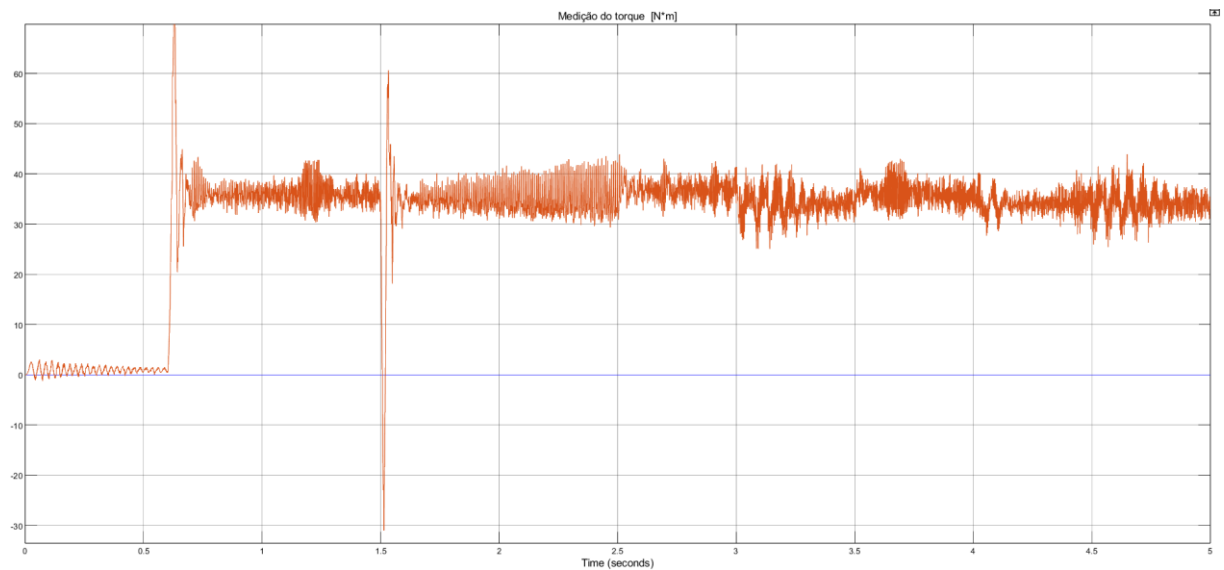


Figura 6.17: Caso C - Medição do Torque (Nm).

Pode-se analisar na Figura 6.18 as variações de corrente trifásica abc de acordo com a rampa de aceleração e também correspondente às variações de velocidade.

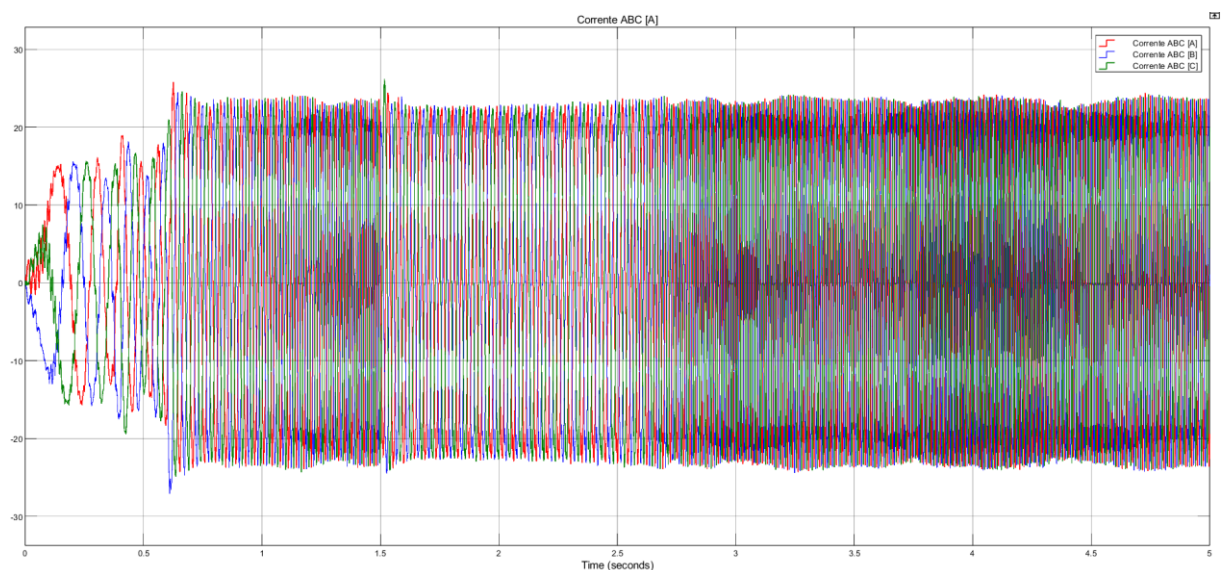


Figura 6.18: Caso C - Corrente ABC nos terminais do MSR (A).

A Figuras 6.19 ilustra as correntes direta e de quadratura do motor no caso de alta variação de velocidade, onde são responsáveis pelo controle da corrente. Apresentam assim variações correspondente às velocidades de referência e também à carga imposta ao motor.

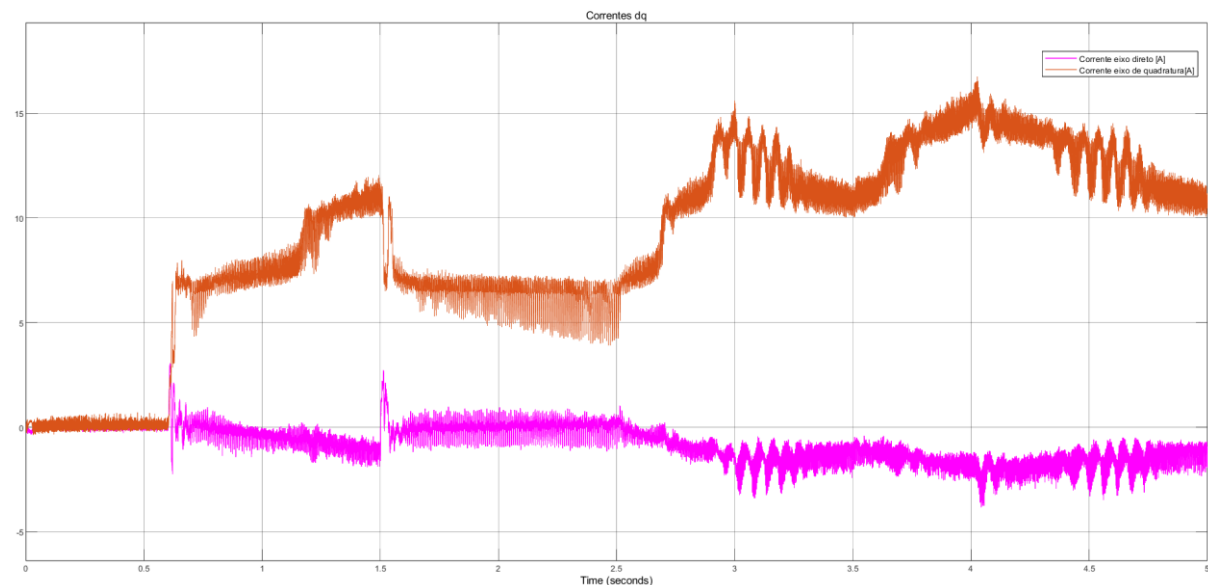


Figura 6.19: Caso C - Corrente eixo dq (A).

A Figura 6.20 apresenta a posição do rotor em diferentes rotações a partir do caso C, que possui uma velocidade de referência com altas variações. É possível observar a variação de rotações a partir de cada velocidade de referência imposta ao motor.

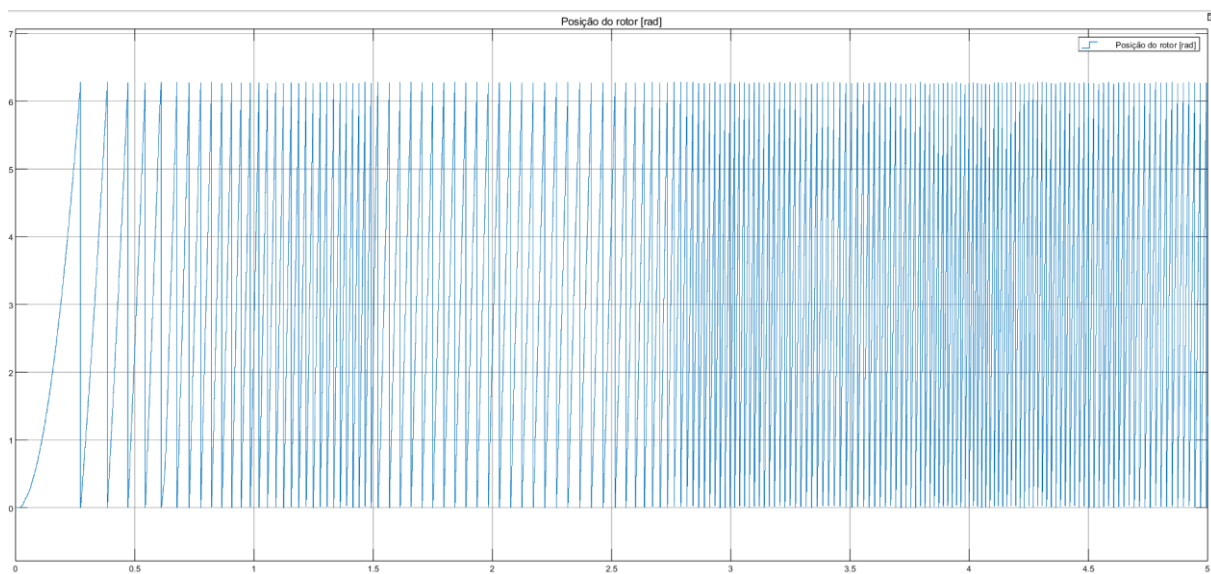


Figura 6.20: Caso A - Ângulo de posição do rotor (rad).

6.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Neste capítulo, foram conduzidas simulações abrangentes ao longo de um período de 5 segundos, considerado suficiente para inicializar o motor, superando sua inércia em uma rampa. Durante esse intervalo, apresentamos os dados estimados e alcançados pelo Motor Síncrono a Relutância (MSR), com destaque para a velocidade síncrona da máquina e o torque, evidenciando como o motor opera para manter a referência estabelecida pelo controle.

Foi simulado três cenários distintos, cada um com uma referência de velocidade específica para acionamento e controle. Foi utilizado um cenário com uma partida suave, caracterizado por uma longa rampa de aceleração. Em outro cenário, a velocidade variou rapidamente após a partida, respeitando curtas rampas de aceleração. No terceiro caso, a referência de aceleração foi um único valor, desafiando o sistema a atingir uma alta velocidade imediatamente, mesmo diante da necessidade de superar a inércia inicial.

Foi analisada a variação da velocidade em diferentes cenários, observando como o motor reage a diferentes demandas de aceleração. Destacamos a estabilidade do torque próximo ao valor definido de 35 Nm, mesmo em situações desafiadoras.

Ao examinar a influência das indutâncias diretas e de quadratura, notamos claramente as características magnéticas relacionadas aos aspectos construtivos discutidos no Capítulo 4. As correntes nos eixos direto e de quadratura.

A componente crucial para o controle vetorial, a posição do rotor (θ_e), foi observada na Figura 8.11, evidenciando variação entre 0 e 2π RAD durante a simulação.

Para o Caso 2, com uma referência de velocidade constante, observamos que o sistema mantém a estabilidade operacional, perdendo a referência da velocidade, mas mantendo o torque próximo ao valor desejado.

No Caso 3, com uma referência de velocidade variável, o sistema demonstrou sucesso em acompanhar o sinal de referência, apresentando baixo erro em regime permanente ou em curtas rampas de aceleração. O torque, conforme visto na Figura 8.18, permaneceu constante próximo de 35 Nm.

7. CONCLUSÃO

Ao final do trabalho foi possível aprofundar o conhecimento no Motor Síncrono a Relutância (MSR), uma tecnologia que se destaca por sua eficiência, baixa manutenção e *design* simplificado. As simulações computacionais realizadas constituíram uma ferramenta fundamental para explorar a capacidade do MSR em atingir e manter a velocidade síncrona, bem como para garantir um torque adequado, demonstrando sua eficiência operacional.

O entendimento detalhado do princípio de funcionamento do MSR, especialmente em relação às características das indutâncias diretas e de quadratura, proporcionou uma visão abrangente das nuances desse motor. A análise dos aspectos construtivos, incluindo a estrutura do estator e do rotor, permitiu-nos compreender como esses elementos fundamentais influenciam o desempenho geral do MSR.

Foi destacado a importância crítica do sistema de acionamento e controle do MSR, enfatizando a necessidade do sensor de posição do rotor e da modulação por largura de pulso (PWM) para um controle preciso. Além disso, ressaltamos a relevância do sistema de controle vetorial na otimização do desempenho global do MSR, proporcionando uma compreensão mais profunda das estratégias necessárias para maximizar a eficiência do motor.

As simulações computacionais realizadas no ambiente MATLAB proporcionaram o entendimento relacionado ao comportamento dinâmico do MSR durante a partida e simulação. A consistência entre os valores estimados e medidos de velocidade e torque valida a robustez e eficácia do MSR em diversas condições operacionais.

Em síntese, este estudo contribui significativamente para a compreensão abrangente do MSR, fornecendo não apenas uma visão teórica, mas também uma base prática por meio das simulações realizadas. Possuindo implicações práticas em aplicações industriais e podem orientar futuras pesquisas no avanço dessa tecnologia. O MSR emerge não apenas como uma opção eficiente, mas como um componente crucial no panorama das máquinas elétricas modernas.

7.4. SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

Com os resultados obtidos neste trabalho, é possível avançar para trabalhos futuros que ampliem a compreensão do MSR e explorem novas possibilidades de estudo para esse motor que permanece ainda pouco explorado em contextos científicos em relação às outras topologias de motores mais comuns na indústria.

- Realização do modelo matemático para o acionamento e controle de Motores Síncronos a Relutância com a inserção de ímãs permanentes;
- Construção do modelo simulado para a comparação dos resultados obtidos pelo modelo matemático utilizado no trabalho;
- Estudo sobre a viabilidade econômica do Motor Síncrono a Relutância em relação ao Motor de Indução Trifásico.

REFERÊNCIAS

BARBI, I.; **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Disponível em: <<https://ivo-barbi.com.br/livro-teoria-fundamental-do-motor-de-inducao/>>.

BETZ, R. E.; Lagerquist, R.; Jovanovic, M.; Miller, T. J. E.; Middleton, R. H.; “**Control of synchronous reluctance machines**”. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, no. 6, pp. 1110 - 1122, 1993 - <<https://doi.org/10.1109/28.259721>>.

BOGLIETTI, A.; Cavagnino, A. Pastorelli, M.; Vagati, A.; **Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance**. in Conf. Rec. 40th IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 474 - 479, Oct. 2005.

DELSIN, A. F. **Simulação e controle de sistema de potência trifásico com filtro ativo de harmônicas baseado na teoria dos vetores espaciais**. Monografia (Bacharelado em engenharia elétrica). Faculdade de Engenharia, UNESP- Campus Guaratinguetá. Guaratinguetá -SP, 2017.

FILADELFO, F. R. **Modelagem de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator de Motor de Indução Trifásico aplicado em um sistema de propulsão veicular**. 2016. 150f. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) - Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, Guaratinguetá, 2016.

HANAMOTO, T.; Ghaderi, A.; Harada, M.; Tsuji, T. **Sensorless speed control of synchronous reluctance motor using a novel flux estimator based on Recursive Fourier Transformation**.

IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1 - 6, 2009 - <https://doi.org/10.1109/ICIT.2009.4939530>.

ILTEC; **Motor Trifásico e Motor Monofásico. Como Funciona?** Disponível em: <https://www.iltec.com.br/noticias/motor-trifasico-e-motor-monofasico-como-funciona/> publicado em 13/08/2015. Último acesso em: 30/07/2023.

Martins, C. E. G.; **Motores Síncronos De Relutância Com Barreiras De Fluxo E Partida Assíncrona**. Orientador: Patrick Kuo-Peng, Dr., 109 páginas, Universidade Federal de Santa Catarina, agosto de 2003.

MATOS, Diogo Melo Bento.; “MARTINS, C. E. G.; **Motores Síncronos De Relutância Com Barreiras De Fluxo E Partida Assíncrona**. 2014. 68f, Universidade da Beira Interior - Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade da Beira Interior -Covilhã, 2014.

MOGHADDAM RR. **Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design**. Stockholm: Royal. 2007. Institute of Technology; 2007.

M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, and R. Krishnan, **Control in Power Electronics – Selected Problems** [Part II: Motor Control; Modeling and Control of Synchronous Reluctant Machines (Robert E. Betz)], Academic Press, Elsevier Science, 2002.

Portal Brasil, **Aneel estimula troca de motores elétricos para promover eficiência energética**. Publicado em 03/11/2015, <<https://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2015/11/aneel-estimula-troca-de-motores-eletricos-para-promover-eficiencia-energetica>> último acesso em 09/09/2022.

Rizk J, Nagrial M, Hellany A. **Finite Element Analysis and Design Methodology for High-Efficiency Synchronous Reluctance Motors** AU - Mohanarajah, Thushanthan. Electric Power Components and Systems. 2018:1-16.

SANTOS. Rúben Miguel Serém. **Projeto e análise de funcionamento de um Motor Síncrono de Relutância através de elementos finitos**. 2019. 79 f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica). Universidade de Coimbra. Coimbra – Portugal, 2019.

SANTOS Jr, Josemar Alves. **Construção, acionamento, controle e análise de desempenho dinâmico de um Motor Síncrono a Relutância**. 2018. 154 f. Tese (Doutorado em engenharia elétrica), Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2018.

SANTOS Jr, J. A, ANDRADE. D. A, SOUZA. W. G, FREITAS. M. A. A, VIAJANTE. G. P, MORAES Filho, M. J, OLIVEIRA. C. A, OLIVEIRA. M. C. S. **Construção e ensaio dinâmico de um Motor Síncrono a Relutância sem gaiola de esquilo**. 2015. 154 f., Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2015.

SILVA, Paulo César da. **Modelagem e Controle do Motor Síncrono de Relutância com Otimização das Correntes**. Trabalho de conclusão de curso (Doutorado em Engenharia Elétrica) Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2019.

SILVA E SILVA, Paulo Henrique; SANTOS JR., Josemar Alves; FREITAS, Marcos Antônio Arantes de; VIAJANTE, Ghunter Paulo; OLIVEIRA, Marcelo Escobar; CHAVES, Eric Nery **Projeto de Máquinas Síncronas de Relutância em Aplicações Veiculares**. DOI: <<https://doi.org/10.21166/cpitt.v2i1.2027>>.

SILVEIRA, Alexandre Miguel Marques. **Motor Síncrono a Relutância**. Artigo – Instituto Politécnico do Porto. Porto, 2021.

T. Matsuo and T. A. Lipo, **Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine**.

GONÇALVES. F. S. **Retificadores a Diodo**. Apostila de Eletrônica de Potência. Engenharia de controle e automação – UNESP Campus Sorocaba. Sorocaba - SP.

WEG, **Motores Elétricos: Guia de especificação**, disponível em www.weg.net. Último acesso em: 11/07/2023.