

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Thiago Rafael Schlemmer

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM MODELO DE CONTROLE PREDITIVO  
UTILIZANDO AS ESTRATÉGIAS MTPA E ENFRAQUECIMENTO DE  
FLUXO EM INVERSORES DE TRAÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Santa Maria, RS  
2024

Thiago Rafael Schlemmer

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM MODELO DE CONTROLE PREDITIVO UTILIZANDO AS  
ESTRATÉGIAS MTPA E ENFRAQUECIMENTO DE FLUXO EM INVERSORES DE  
TRAÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Tese de Graduação apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharias, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**. Defesa realizada por videoconferência.

Orientadora: Prof.<sup>a</sup> Fernanda Carnielutti

Santa Maria, RS  
2024



**Thiago Rafael Schlemmer**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM MODELO DE CONTROLE PREDITIVO UTILIZANDO AS  
ESTRATÉGIAS MTPA E ENFRAQUECIMENTO DE FLUXO EM INVERSORES DE  
TRAÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Tese de Graduação apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharias, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 14 de fevereiro de 2024:**

---

**Fernanda Carnielutti, Dra. (UFSM)  
(Presidenta/Orientadora)**

---

**Humberto Pinheiro, Dr. (UFSM)**

---

**Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2024

## **DEDICATÓRIA**

Dedico a Deus, aos meus amigos e a toda minha família, em especial minha querida avó  
Aulélia Helfensteller Schlemmer.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus pais Elton e Margarete, ao meu irmão Diego, a minha prima Franciele e minha cunhada Danyele e a toda a minha família que sempre me apoiou e deu suporte para alcançar meus objetivos e em especial a minha querida avó Aulélia.

Agradeço também a todos os meus colegas da turma 106 de Engenharia Elétrica, pelo apoio, suporte, ajuda, companherismo e pelos momentos de descontração que com certeza fizeram toda a diferença nesta trajetória.

Deixo também meus agradecimentos aos meus amigos de infância que sempre estiveram comigo e me apoiaram.

Agradeço aos professores Humberto Pinheiro e Fernanda Carnielutti, pelas explicações, a paciência e pelas oportunidades a mim oferecidas em minha trajetória acadêmica.

Deixo meu agradecimento também aos meus colegas do Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), que sempre me apoiaram e me ajudaram a realizar este trabalho e também pelos churrascos e momentos de descontração, em especial aos colegas Felipe Bruschi e Renata Camponogara.

Por fim, agradeço a toda a Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) pela estrutura de excelência e pelas oportunidades a mim oferecidas.

## RESUMO

# IMPLEMENTAÇÃO DE UM MODELO DE CONTROLE PREDITIVO UTILIZANDO AS ESTRATÉGIAS MTPA E ENFRAQUECIMENTO DE FLUXO EM INVERSORES DE TRACÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

AUTOR: Thiago Rafael Schlemmer

Orientadora: Fernanda Carnielutti

Este trabalho de conclusão de curso tem como principal objetivo o desenvolvimento de um controlador de torque utilizando controle por modelo preditivo (MPC), para realizar o controle de torque de uma máquina síncrona de ímãs permanentes internos (IPMSM) por meio de um inversor de dois níveis conectado em um conversor elevador de tensão Half Bridge. Essa topologia tem grande importância em aplicações em veículos elétricos, devido a possibilidade do conversor CC-CC ser conectado a uma banco de baterias elevando sua tensão para o inversor CC-CA acionar a máquina. As máquinas IPMSM são muito utilizadas neste tipo de aplicação devido a sua possibilidade de atuar em altas velocidades com um alto torque de partida. Este trabalho relata a modelagem matemática de uma máquina síncrona de ímãs permanentes, e também a técnica de controle utilizada no inversor e no conversor elevador de tensão. No final deste trabalho serão apresentados os resultados deste sistema de controle por meio de simulações computacionais como forma de validar o trabalho realizado.

**Palavras-chave:** Modelo de Controle Preditivo. Máquina Síncrona de ímãs Permanentes. Veículos Elétricos.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estoque de carros elétrico no mundo de 2010 até 2022 .....	13
Figura 2 – Módulo de inversor de tração integrado e conversor DC/DC .....	14
Figura 3 – DCM1000X .....	15
Figura 4 – Máquinas Síncronas de ímãs Permanentes .....	18
Figura 5 – Circuito Equivalente de uma PMSM .....	20
Figura 6 – Conversor Half-Bridge .....	24
Figura 7 – Inversor Trifásico de Dois Níveis .....	27
Figura 8 – Correntes Circulantes no Conversor Half-Bridge .....	37
Figura 9 – Tensão de Saída do Conversor Half-Bridge .....	38
Figura 10 – Resultados MPCDT .....	39
Figura 11 – Velocidade em rpm utilizando a estratégia MPCDT .....	40
Figura 12 – Diagrama do Sistema de Controle .....	41
Figura 13 – Regiões de operação da IPMSM .....	42
Figura 14 – Resultados com MTPA .....	42
Figura 15 – Velocidade da simulação em rpm .....	43

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Fabricantes que vão parar a produção de carros elétricos até 2040.....	12
TABELA 2 – Estados de Comutação e Tensões de Saída de um Inversor Trifásico de Dois Níveis.....	28
TABELA 3 – Parâmetros da Máquina .....	38

## LISTA DE SIGLAS

VEs	Veículos Elétricos
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
ICM	Motor a Combustão Interna
SiC	Carbeto de Silício
IPMSM	Intern Permanent Synchronous Machine
MPC	Model Predictive Control
FOC	Field Oriented Control
MTPA	Máximo Torque por Ampere
PI	Proporcional Integral
FW	Flux Weakening
MPCDT	Controle Preditivo por Modelo Direto de Torque
MPCC	Controle Preditivo por Modelo de Corrente
SPMSM	Surface-mounted Permanent Magnets Synchronous Machine
SIPMSM	Surface Inset-mounted Permanent Magnets Synchronous Machine
IPMSM	Interior Permanent Magnets Synchronous Machine
fcem	Força contraeletromotriz
BLDC	BRUSHLESS DC
fmm	Força Magnetomotriz
fcem	Força Contra-eletromotriz

## LISTA DE SÍMBOLOS

$v_d$	Tensão de Eixo Direto
$v_q$	Tensão de Eixo de Quadratura
$R_s$	Resistência do Estator
$i_d$	Corrente de Eixo Direto
$\omega_e$	Velocidade Elétrica
$i_q$	Corrente de Eixo de Quadratura
$L_d$	Indutância de Eixo Direto
$L_q$	Indutância de Eixo de Quadratura
$\lambda_m$	Fluxo Concatenado
$T_e$	Torque Eletromagnético
$I_s$	Corrente do Estator
$np$	Número de Pares de Pólos
$i_a$	Corrente em Coordenada "a"
$i_b$	Corrente em Coordenada "b"
$i_c$	Corrente em Coordenada "c"
$v_a$	Tensão em Coordenada "a"
$v_b$	Tensão em Coordenada "b"
$v_c$	Tensão em Coordenada "c"
$e_{abc}$	Força contra-Eletromotriz
$e$	Posição Angular Elétrica
$P$	Número de Pólos
$k_e$	Constante da fcm
$\mathbf{f}_{abc}$	Função Normalizada da Forma de Onda da fcm

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>11</b>
1.0.1	Objetivos .....	17
<b>2</b>	<b>MODELO MATEMÁTICO DO IPMSM</b> .....	<b>18</b>
2.0.1	Modelo Dinâmico de uma IPMSM .....	19
2.0.2	Referencial Estacionário .....	22
2.0.3	Referencial Síncrono .....	22
<b>3</b>	<b>CONTROLE DO CONVERSOR HALF-BRIDGE</b> .....	<b>24</b>
3.0.1	Controlador Proporcional Integral .....	25
<b>4</b>	<b>CONTROLE DO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS</b> .....	<b>27</b>
4.0.1	Controle Preditivo por Modelo .....	28
4.0.1.1	Discretização .....	29
4.0.2	Controle Preditivo por Modelo Direto de Torque .....	31
4.0.3	Controle Preditivo por Modelo de Corrente .....	32
4.0.3.1	Máximo Torque Por Ampere .....	32
4.0.3.2	Enfraquecimento de Campo .....	35
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b> .....	<b>37</b>
5.0.1	Resultados do Controle Implementado no Conversor Half-Bridge .....	37
5.0.2	Resultados das Técnicas Implementadas no Inversor Trifásico de Dois Níveis .....	38
5.0.3	Resultados com MPDTC .....	38
5.0.4	Resultados com MPCC .....	40
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>44</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>45</b>

## 1 INTRODUÇÃO

As primeiras tentativas de construir carros com propulsão elétrica surgiram quando o físico e químico dinamarquês Hans Christian Orsted (1777-1851) descobriu o eletromagnetismo por observar a deflexão da agulha de uma bússola próxima de uma corrente elétrica, mas essa descoberta só iria fazer efeito na história dos automóveis em 1884, quando surgiu o primeiro carro elétrico fabricado por Thomas Parker (1843-1915), alimentado por baterias recarregáveis fabricadas por sua empresa Elwell-Parker Ltd. Nesse mesmo ano, Ward Radcliffe construiu um carro elétrico movido por 28 células, que era capaz de rodar a 13 km/h. Tudo isso levou a uma série de acontecimentos que iria impulsionar a indústria de carros movidos a eletricidade no fim do século XIX e início do século XX.

Por volta de 1900-1910, os carros elétricos atingiram o auge do seu sucesso na América do Norte, onde detinham a maioria do mercado automotivo com 40% do mercado, na frente de carros a vapor com 38% do mercado e carros a gasolina com 22% da fatia. Porém os carros elétricos tinham um valor de compra mais alto comparado aos carros de combustão, mas, devido às mudanças tecnológicas, econômicas e ambientais, tudo isso começou a mudar (GUARNIERI, 2011).

Na década de 1920 grandes rodovias começaram a ser construídas ligando as cidades nos Estados Unidos, promovendo assim a necessidade de maior autonomia, além disso, nessa época houve a descoberta de grandes reservas de petróleo nos estados do Texas, Oklahoma e Califórnia, causando a queda nos preços dos combustíveis fósseis. Em paralelo a isso os carros a combustão começaram a ficar ainda mais baratos, principalmente após serem introduzidas as linhas de montagem nas fábricas de automóveis da Ford por Henry Ford (1863-1947) e por fim a aplicação da partida elétrica em carros da empresa Benz na Inglaterra em 1896, fez com que acabassem os problemas da difícil inicialização de um carro a combustão. Toda essa série de acontecimentos fez com que os carros elétricos desaparecessem das rodovias americanas de forma gradual na década de 1920, essa mesma tendência seguiu também na Europa, levando a uma drástica mudança nos maiores mercados automotivos da época, seguindo essa tendência no resto do mundo (GUARNIERI, 2011).

Porém, nos últimos anos houve uma significativa mudança em relação à indústria de automóveis, devido a fatores como a conscientização ambiental, devido às mudanças climáticas que estão sendo alvo de pesquisa e discussões governamentais. Desde a metade do século XX em todo o mundo, os consumidores estão considerando transportes mais sustentáveis com os Veículos Elétricos *VEs* devido ao seu menor impacto ambiental em relação aos combustíveis fósseis.

Outro fator, como a redução dos custos de produção das baterias, tem sido um fator crucial para a aceitação crescente dos *VEs* bem como o aumento na vida útil e também

na sua autonomia. Por outro lado, a adesão dos fabricantes tradicionais de automóveis para esse tipo de veículos tem correspondido a uma demanda crescente, com um lançamento de uma variedade de modelos de veículos elétricos, o que garante um aumento na oferta desses modelos, proporcionando mais opções e segurança para os consumidores. Muitos fabricantes de veículos e empresas de transporte estabeleceram metas de sustentabilidade e compromissos de transição para frotas de veículos elétricos como parte de suas estratégias de responsabilidade ambiental e social. Parte das grandes montadoras de carros que visam aderir a essa política, podem ser observadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Fabricantes que vão parar a produção de carros elétricos até 2040.

<b>Fabricante</b>	<b>Ano</b>
Jaguar	2025
Bentley	2026
Ford (Europa)	2026
Volvo	2030
Volkswagen	2030
FIAT	2030
AUDI	2033
General Motors	2035
HONDA	2040

Fonte: Adaptado de (MORENO, 2021).

Além disso, está aumentando a infraestrutura de recarga fundamental para a adoção em massa de VEs. Nos últimos anos, houve um aumento significativo no número de estações de recarga, especialmente em áreas urbanas e ao longo de rodovias, reduzindo a preocupação com a autonomia limitada. Também é importante mencionar que governos em muitos países estão implantando políticas e incentivos fiscais para promover a adoção de veículos elétricos por parte dos consumidores. Como isenções fiscais, subsídios à compra, benefícios de estacionamento e outras medidas, incentivam os consumidores a optarem por VEs, esse fenômeno pode ser observado no gráfico da Figura 1, onde pode-se observar o número na escala em milhões do total de carros elétricos e híbridos no mundo no período de 2010 até 2022.

Junto a essas mudanças comportamentais na sociedade, também houve uma grande mudança nas tecnologias empregadas para o acionamento dos VEs no ramo da eletrônica de potência, principalmente nas máquinas utilizadas para realizar movimento impulsinando o automóvel, bem como o sistema que aciona estas máquinas, principalmente pela conversão de energia de corrente contínua *CC* armazenada no sistema de baterias em corrente alternada *CA* utilizada para acionar os motores, também pela possibilidade de realizar o controle destas máquinas, como o torque e a velocidade. Equipamentos como inversores de frequência são essenciais para garantir um controle preciso, eficiente e se-

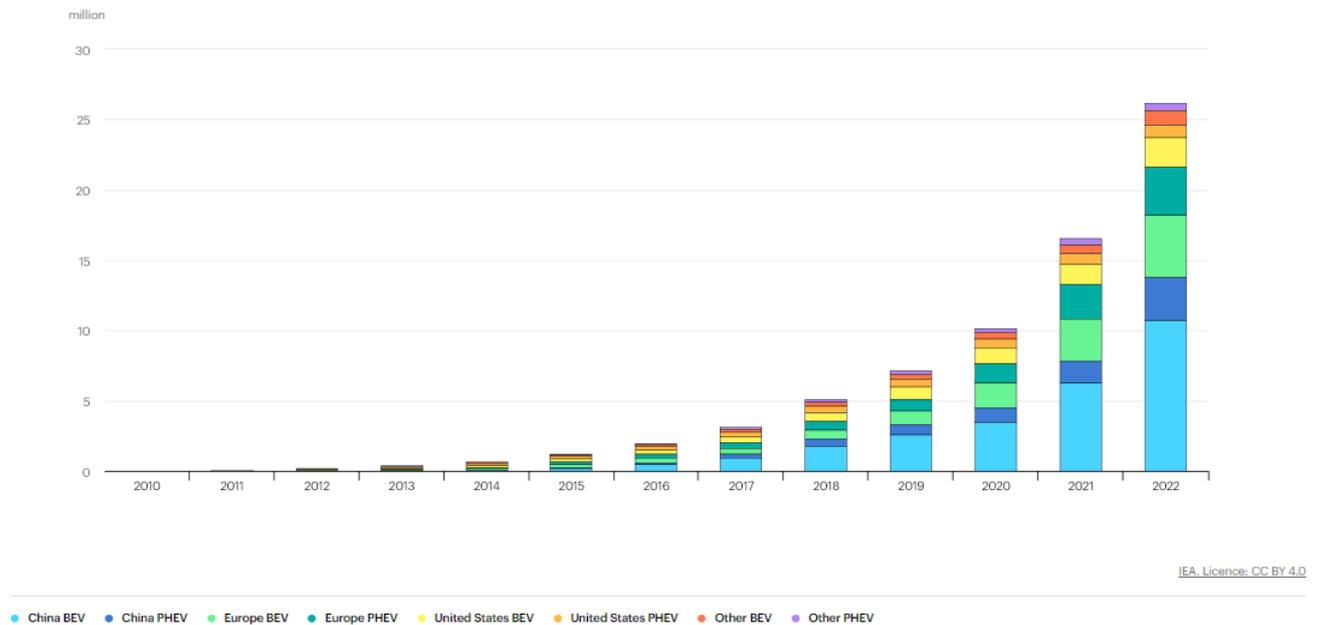


Figura 1 – Estoque de carros elétrico no mundo de 2010 até 2022

Fonte: (IEA, 2023a).

guro dos motores, permitindo uma resposta dinâmica às demandas de condução. Aliado a isso, sistemas de carregamento rápido para *VEs* são responsáveis por converter e distribuir e energia elétrica de forma eficiente e segura durante o processo de recarga.

Com isso, os (*VEs*) vem resurgindo como uma alternativa competitiva aos veículos tradicionais de combustão interna. Os *VEs* são mais eficientes, sustentáveis e ecologicamente corretos quando comparados aos motores de combustão interna tradicionais (*ICM*). O inversor de tração desempenha um papel crucial nos *VEs*, convertendo a energia elétrica armazenada a bordo em movimento mecânico necessário para impulsionar o veículo para frente.

Diversos esforços da indústria e das universidades foram observados nos últimos anos a fim de tornar a transferência para a mobilidade elétrica possível.

Com isso, diversos trabalhos acadêmicos e patentes foram desenvolvidos por engenheiros, apresentando novas tecnologias em estratégias de controle para máquinas elétricas, no segmento de chaves semicondutoras e também em topologias de conversores para esse tipo de aplicação. Como pode ser observado na Figura 2, onde é apresentada a patente (XU, 2003) que traz consigo um sistema integrado de conversão de energia para um *VE*, com a presença de uma máquina elétrica 16, uma fonte de energia primária 14 e uma fonte de energia auxiliar 20, incluindo um inversor de tração 58 para converter a energia *CC* da fonte primária em *CA* para alimentar o motor elétrico e um conversor *CC/CC* 36 para baixar ou aumentar a tensão da fonte primária, um capacitor de barramento *CC* de alta tensão comum, uma barra *CC* comum e um transistor de alta tensão e uma bateria 18.

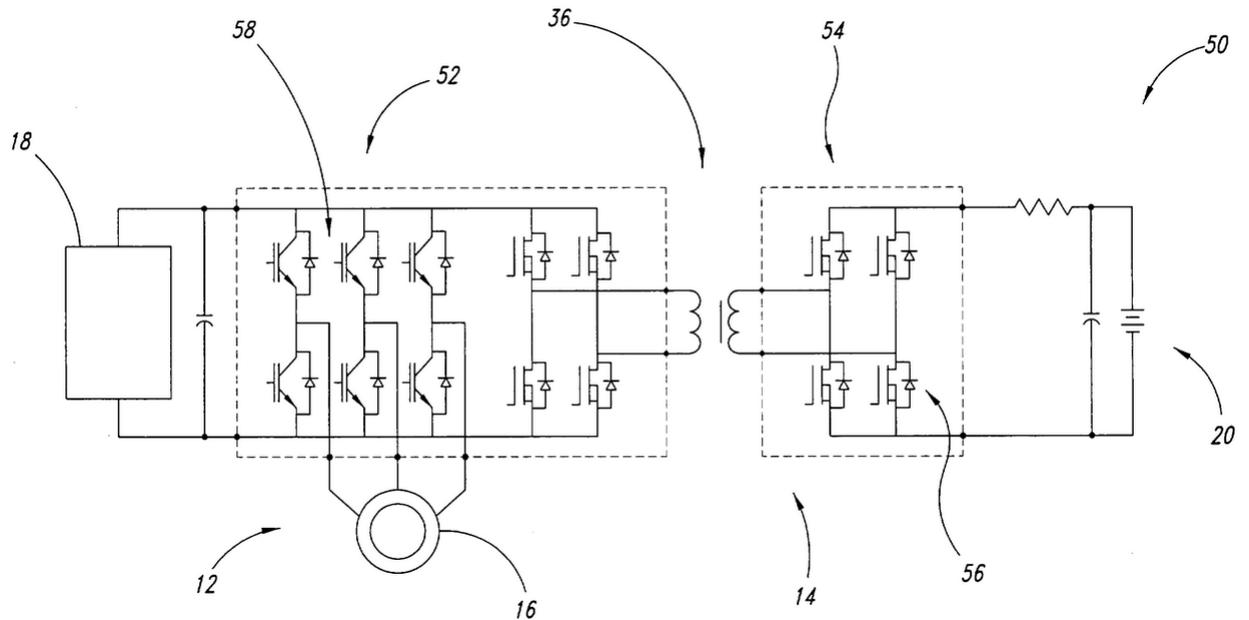


Figura 2 – Módulo de inversor de tração integrado e conversor DC/DC

Fonte: (XU, 2003).

No ramo das chaves semicondutoras, também se deve observar a chegada de novas tecnologias, como os transistores de carbeto de silício (*SiC*) que desempenham um papel crucial no avanço da eletrônica de potência utilizada em (*VEs*) (ZHU et al., 2018). Esses transistores têm características únicas que contribuem para melhorias significativas na eficiência, desempenho e densidade de potência dos sistemas elétricos dos (*VEs*). Com isso, pode-se melhorar a eficiência energética, permitindo assim o uso eficaz da energia armazenada na bateria, além da possibilidade, de operar em altas frequências de comutação e elevadas temperaturas, também vale mencionar a redução de perdas de comutação, e menor tamanho e peso das chaves semicondutoras.

Algumas chaves presentes no mercado como na Figura 3, hoje permitem atender a uma faixa de tensão de 1200 V e uma capacidade de até 800 A, além de possuírem um sistema de resfriamento eficiente e um layout interno, que torna as indutâncias parasitas muito baixas, sendo possível obter formas de onda de melhor qualidade e sem distorções (CARASTRO et al., 2021).

Ao mesmo tempo, as máquinas elétricas desempenham um papel central na tecnologia de acionamento de motores (CHAU, 2015), tornando-se alvo de grandes discussões ao redor do assunto de mobilidade elétrica. As Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes Internos (*IPMSM*) têm sido amplamente estudadas na academia e utilizadas na indústria, sendo recentemente consideradas como fortes candidatas para aplicações em *VEs* (MUN et al., 2017).

Isso se deve principalmente à presença de ímãs permanentes em sua estrutura, tornando as máquinas *IPMSM* uma das mais promissoras para essa aplicação, devido a

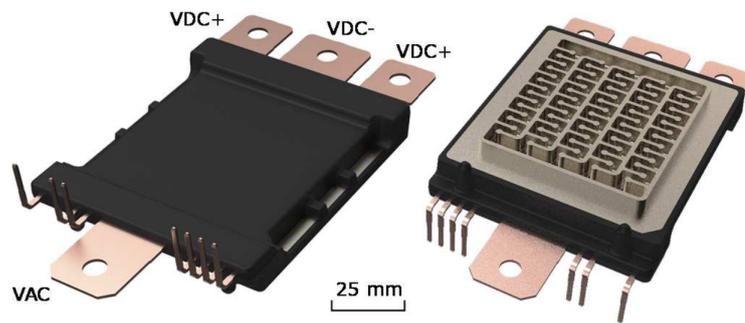


Figura 3 – DCM1000X

Fonte: (CARASTRO et al., 2021).

características como alto torque e alta densidade de potência, ampla faixa de velocidades de operação, alta eficiência, ampla faixa de torque, permitindo o uso de altos torques de partida, operação na região de enfraquecimento de campo para altas velocidades, alta confiabilidade, robustez e baixo ruído acústico (DEMIR; OCAK; AYDIN, 2013).

De acordo com a Agência Internacional de Energia (IEA), espera-se que as vendas de VEs aumentem em 35% em 2023 (IEA, 2023b). Portanto, juntamente com a crescente demanda por veículos elétricos, há um aumento no uso de máquinas *IPMSM* e na necessidade de desenvolver sistemas de controle e acionamentos que contribuem para a eficiência e autonomia dos veículos elétricos.

Com a evolução da microeletrônica e dos processadores, é possível utilizar técnicas de controle mais avançadas do que as técnicas tradicionais como controlador proporcional integral (*PI*) (REBEIRO; UDDIN, 2012) e controle de fluxo (*FOC - Field-Oriented Control*) (WON et al., 2016) e (MUZZAM et al., 2022) ambos utilizados para o controle de *IPMSM*. Uma das estratégias mais populares na indústria é a estratégia de Controle Preditivo por Modelo (*MPC*), que controla as variáveis do sistema através de uma função de custo ou mais em cascata (KOURO et al., 2015).

No estudo realizado em (STASIAK; MORADEWICZ; KAMIERKOWSKI, 2021), foi feita uma comparação entre as técnicas de Controle Preditivo por Modelo (*MPC*) e Controle Orientado pelo Campo (*FOC*) aplicadas a uma *IPMSM* de 20 kW para aplicação em veículos elétricos. O estudo mostra que o uso da técnica de Torque Máximo por Ampere (*MPTA*), combinada com as técnicas *MPC* ou *FOC*, reduz a corrente do estator em 22%, proporcionando uma redução de 20% nas perdas do conversor e 40% nas perdas de cobre no enrolamento do estator. Neste estudo, o *MPC* apresenta menores perdas de sobrecarga, mas maiores flutuações de corrente e torque.

Por outro lado, o estudo (SARIGIANNIDIS; KARAMOUNTZOU; KLADAS, 2018) traz o *MPC* com uma metodologia de Controle Preditivo de Torque (*MPTC*), utilizando ondulação de baixo torque. O *MPTC* projetado força o torque eletromagnético produzido a permanecer dentro de certas bandas de tolerância, através de uma restrição específica.

Os resultados obtidos comprovam a robustez e comportamento dinâmico, bem como sua eficácia na redução da ondulação de torque do *IPMSM*.

O uso do *MPC* ocorre devido à capacidade de melhorar o desempenho do sistema em tempo real, respeitando as características da máquina, como torque, corrente e velocidade nominais, bem como o sistema de acionamento utilizado. Este método também tem a capacidade de aumentar a eficiência do sistema, destacando-se pela rápida resposta no regime transitório e pelo baixo ripple (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1994).

Portanto, este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma estratégia de *MPC* aplicada a um inversor trifásico de dois níveis para controlar o torque de uma *IPMSM*, que é uma das principais variáveis de interesse por desenvolvedores de veículos automotivos.

O uso do *MPC* pode ser considerado superior ao uso de outras estratégias, como controladores Proporcional Integral (*PI*), tradicionalmente utilizados na indústria e em publicações acadêmicas, por se adaptar melhor em sistemas dinâmicos e complexos. O *MPC* fornece um desempenho de controle mais preciso, seguro e eficaz para alcançar o objetivo final da variável a ser controlada, otimizando o comportamento do sistema com base em um modelo de processo e restrições impostas ao controlador, como limitação de corrente.

Pois o *MPC* é capaz de levar em consideração restrições e limitações do sistema, o que pode contribuir para uma operação mais segura em alguns casos. Também pode ser mais preciso em situações onde é necessário considerar múltiplas variáveis e restrições simultaneamente. Além de ele ser eficaz para otimizar o desempenho global do sistema.

Devido ao comportamento não linear da *IPMSM* em diferentes condições operacionais, o *MPC* é capaz de trabalhar com melhor desempenho diante de mudanças no sistema causadas por não linearidades.

Além disso, o uso do *MPC* em comparação com *PI* é muito mais vantajoso devido ao fato de poder lidar com mais de uma variável ao mesmo tempo, por exemplo, no uso de estratégias como Máximo Torque por Ampere (*MTPA*) e Enfraquecimento de Campo (*FW - Sigla em Inglês de Flux Weakening*) (LIU et al., 2022). Devido à sua capacidade de otimizar o controle em tempo real, o *MPC* pode contribuir para uma melhor eficiência energética nos sistemas de acionamento de veículos elétricos, o que é crucial para a autonomia e o desempenho dos *VEs* (LEUER; BÖCKER, 2013).

No desenvolvimento deste trabalho, para aumentar a eficiência da *IPMSM*, também foi adotada a estratégia *MTPA*, que visa minimizar os vetores de corrente para um determinado torque, reduzindo as perdas no enrolamento da máquina (LEUER; RÜTING; BÖCKER, 2014). Assim será realizada uma análise entre o Controle Preditivo por Modelo Direto de Torque (*MPCDT*) - (sigla em inglês de Model Predictive Direct Torque Control), em que a função custo busca minimizar o erro entre a referência de torque e a amostra predita (LEUER; BÖCKER, 2015). E com o uso da estratégia de controle preditivo de corrente por modelo (*MPCC*) - (sigla em inglês de Model Predictive Current Control), onde é possível controlar o torque de forma indireta utilizando na função custo a minimização do

erro da correntes de referência e as correntes preditas (ZHU; YIN; XU, 2018).

### 1.0.1 Objetivos

Tendo em vista a importância do estudo e desenvolvimento de tecnologias que possibilitam a viabilidade a transição para a mobilidade elétrica, que se refere à mudança de veículos movidos a combustíveis fósseis como gasolina e diesel para veículos alimentados por eletricidade fornecida por uma bateria elétrica. Essa transição tem muitos desafios para serem superados, como regulamentações governamentais, mudanças na indústria automotiva para adequar as suas linhas de produção, desenvolvimento de infraestruturas de recarga com estações rápidas e presentes dentro e fora das cidades, além do desenvolvimento de tecnologias que visam aumentar a autonomia das baterias e sua vida útil e também o desenvolvimento de inversores de tração e motores mais eficientes, bem como estratégias de controle destes equipamentos, que vão garantir uma transição para a mobilidade elétrica sustentável e orgânica. Este trabalho visa realizar um estudo em torno de estratégias de controle de um conversor elevador de tensão (DC/DC) Half Bridge ligado ao barramento CC de um inversor trifásico de dois níveis com o foco de realizar o controle de torque de uma máquina IPMSM.

Primeiramente, será apresentado um estudo sobre o modelo matemático de uma máquina síncrona de ímãs permanentes (IPMSM - Internal Permanent Synchronous Machine), posteriormente a descrição do controle de tensão de saída de um conversor Half Bridge e por fim será apresentado o desenvolvimento das estratégias do controle de torque da IPMSM, além da comparação entre cada uma delas.

Além disso, este trabalho apresenta resultados de um projeto para desenvolver um sistema composto por um inversor trifásico conectado a uma *IPMSM*. Dessa forma, este trabalho visa contribuir para o avanço no desenvolvimento da tecnologia de veículos elétricos a bateria (*BEV*).

Sendo assim, neste trabalho será tratado no Capítulo 2 o modelo matemático do *IPMSM* junto de seu modelo dinâmico em coordenadas  $(a, b$  e  $c)$  posteriormente no referencial estacionário em  $(\alpha, \beta)$  e então no referencial síncrono  $(d, q)$ .

O Capítulo 3 trará a apresentação do conversor *CC-CC*, utilizado para gerar o barramento *CC* do inversor e a estratégia de controle desenvolvida. Já no Capítulo 4 será apresentado o inversor utilizado no estudo junto das estratégias de controle utilizadas neste trabalho. Por fim, no Capítulo 5, serão apresentados os resultados das estratégias utilizadas e uma comparação entre elas.

## 2 MODELO MATEMÁTICO DO IPMSM

Neste capítulo será apresentado a modelagem matemática de uma máquina *IPMSM*, essa modelagem descreve o comportamento elétrico da máquina e como as variáveis são manipuladas entre si, essa modelagem é muito importante para a implementação das técnicas de controle e o projeto do *MPC*, uma vez que é necessário para sua implementação.

Os motores PMSM são agrupados levando em conta a direção do fluxo no entreferro produzido, junto da disposição dos ímãs permanentes no rotor da máquina ou em função da força contraeletromotriz por eles gerada.

Em relação a disposição do fluxo podemos classifica-los de duas formas:

- Fluxo axial, quando a direção é paralela ao veio do motor;
- Fluxo radial, quando a direção é perpendicular ao veio do motor;

Motores de fluxo axial tem se demonstrado mais eficientes e possuem maior densidade de potência, resultando em menos perdas totais em regime permanente. Também são utilizados em aplicações de maior velocidade.

Essas máquinas pode ser classificadas em ímãs colocados na superfície do rotor e em ímãs colocados no interior do rotor, como pode ser observado na Figura 4, onde em a) pode-se ver uma máquina síncrona de ímãs permanentes superficiais e em b) uma máquina síncrona de ímãs permanentes internos.

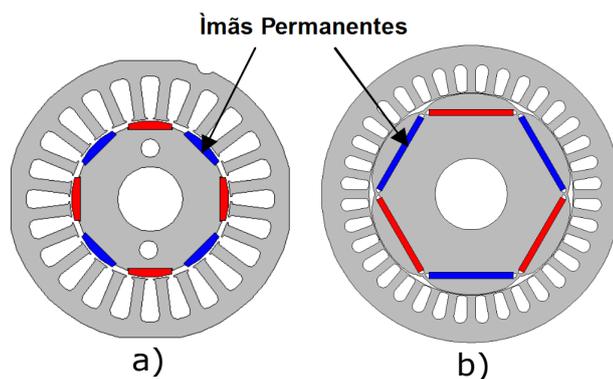


Figura 4 – Máquinas Síncronas de ímãs Permanentes

Fonte: Adaptado de (WEG, ).

Em relação a disposição dos ímãs, encontram-se em três formas, sendo duas delas de ímãs na superfície e uma em ímãs internos:

- SPMSM (Surface-mounted Permanent Magnets Synchronous Machine), ímãs na colocados na periferia do rotor;

- SIPMSM (Surface Inset-mounted Permanent Magnets Synchronous Machine), ímãs dispostos na superfície interior do rotor;
- IPMSM (Interior Permanent Magnets Synchronous Machine), ímãs colocados no interior do rotor;

As máquinas IPMSM, comparadas aos outros dois casos são mais robustas, mais complexas, sendo as mais utilizadas em situações em que se atinge uma velocidade de rotação mais alta, outra vantagem do motor com ímãs internos sobre os ímãs superficiais se deve ao fato dos ímãs serem inseridos no interior do rotor, o que permite que o ímã fique protegido contra a força centrífuga (WEG, ). Outra distinção entre os tipos de motores de ímãs permanentes se deve a força contraeletromotriz ( $f_{cem}$ ) por estes gerada. Se a onda da  $f_{cem}$  ter o formato trapezoidal, o motor denomina-se BRUSHLESS DC (BLDC). Mas se a forma da onda for senoidal, sua denominação é Motor de ímãs permanentes ou Motor Síncrono de Ímãs Permanentes.

Para se obter o modelo de funcionamento de um motor PMSM é necessário ter em mente alguns pressupostos em relação ao motor. Primeiramente, pode-se desprezar as correntes Foucault e as perdas por histerese nos enrolamentos do motor. A variação do fluxo eletromagnético produzido pelo rotor com a temperatura pode ser negligenciada. A força eletromotriz ( $f_{em}$ ), induzida é uma onda de forma senoidal e a força magnetomotriz ( $f_{mm}$ ) aplicada nos enrolamentos do estator está distribuída de forma senoidal.

No controle desse tipo de máquina, convém adaptar o sistema trifásico (a,b,c) para sistema de dois eixos rotativos (d,q), (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). O estator está com enrolamentos concentrados, simétricos, defasados em 120 °e conectados em Y. E as perdas no ferro e a saturação do circuito magnético são negligenciados (LAZZARI, 2020).

### 2.0.1 Modelo Dinâmico de uma IPMSM

A modelagem matemática que será exibida neste capítulo usa como principal referência o livro de máquinas elétricas "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). Ainda cabe ressaltar que a máquina que será abordada trata-se de uma máquina trifásica de três fios e que a modelagem matemática é a mesma para todas as máquinas síncronas de ímãs permanentes, por possuírem o mesmo circuito elétrico equivalente, como pode ser visualizado na Figura 5

Levando em conta a Figura 5, pode-se escrever as tensões de fase em função dos fluxos magnéticos concatenados como:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}}{dt} \quad (2.1)$$

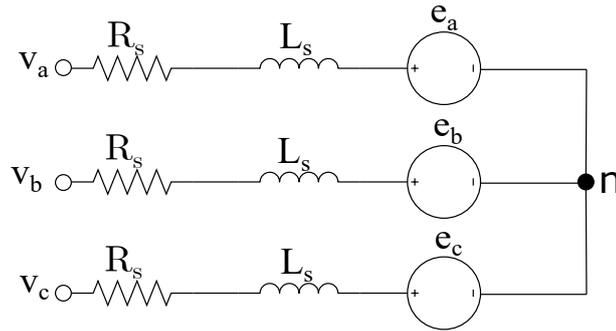


Figura 5 – Circuito Equivalente de uma PMSM

Fonte: Autor.

Onde,  $R_s$  é a resistência do estator,  $i_{abc}$  são as correntes circulantes no motor e  $\lambda_{abc}^r$  é o fluxo do rotor devido aos ímas, como demonstrado na equação 2.3.

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_{abc}^r \quad (2.2)$$

Onde  $L_s$  é a indutância presente no indutor da máquina.

A partir da Lei de Faraday, as FCEMs ( $e_{abc}$ ) podem ser determinadas pela seguinte equação:

$$e_{abc} = \frac{d\lambda_{abc}^r}{dt} \quad (2.3)$$

Assim, as tensões de fase também podem ser representadas em função das FCEM:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + L_s \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \mathbf{e}_{abc} \quad (2.4)$$

Com isso, sabe-se que essas variáveis são vetores e assim podemos reescrever estas estas variáveis desta forma, como pode-se observar a seguir:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \quad (2.5)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad (2.6)$$

$$\lambda_{abc}^r = [\lambda_a^r \lambda_b^r \lambda_c^r]^T \quad (2.7)$$

$$\mathbf{e}_{abc} = \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix}^T \quad (2.8)$$

O índice  $T$  representa a matriz transposta de  $R_s$  e  $L_s$  que são as resistências e as

indutâncias do estator.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Onde,  $L_a = L_b = L_c = L$  e  $M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M$ .

Devido aos enrolamentos serem simétricos e conectados em Y,  $R_s$  e  $L_s$  são representadas por:

$$R_s = R_s I_{3 \times 3} \quad (2.10)$$

$$L_s = L_s I_{3 \times 3} \quad (2.11)$$

Onde  $I_{3 \times 3}$  é a matriz identidade e  $L_s = L - M$ , sendo  $L$  é a parcela da indutância própria e  $M$  a parcela da indutância mútua. O comportamento dinâmico mecânico é dado por:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_c \quad (2.12)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.13)$$

Assim,  $J$  é o momento de inércia,  $T_e$  é o torque eletromagnético,  $B$  é o coeficiente de atrito viscoso,  $\omega_r$  é a velocidade angular mecânica do rotor e  $\theta_r$  é a posição mecânica do rotor, dada por:

$$\theta_r = \frac{2}{P} \theta_e \quad (2.14)$$

Onde  $P$  é o número de polos do motor e  $\theta_e$  é posição angular elétrica do rotor. Para a modelagem considera-se que o torque de borda e de relutância possam ser desprezados.

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc}) \quad (2.15)$$

E a FCEM pode ser determinada por:

$$e_{abc} = k_c \omega_r \mathbf{f}_{abc}(\theta_r) \quad (2.16)$$

Onde  $K_e$  é a constante da FCEM e  $f_{abc}(\theta_r)$  são funções normalizadas que representam a forma de onda da FCEM, representadas por:

$$\mathbf{f}_{abc} = \left[ f_a(\theta_r) \quad f_b(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \quad f_c(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \right]^T \quad (2.17)$$

## 2.0.2 Referencial Estacionário

O referencial estacionário é amplamente utilizado para realizar o desacoplamento de variáveis em sistemas de potência. Assim, o modelo matemático do PMSM pode ser representado pelo referencial estacionário por meio da Transformada de Clarke invariante em amplitude.

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Com isso, a tensão, o fluxo concatenado e o torque eletromagnético no regime estacionário podem ser representados da seguinte forma, respectivamente:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2.19)$$

$$\lambda_{\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \lambda_{\alpha\beta}^r \quad (2.20)$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta}) \quad (2.21)$$

Onde,  $V_{\alpha\beta}$ ,  $i_{\alpha\beta}$ ,  $\lambda_{\alpha\beta}$  e  $\lambda_{\alpha\beta}^r$  são os vetores de tensões, correntes, fluxo concatenado do estator e fluxo concatenado do rotor. Aplicando (18) em (4) é possível obter a tensão de fase no referencial estacionário em função de FCEM:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (2.22)$$

Onde  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$  é o vetor do FCEM no regime estacionário.

## 2.0.3 Referencial Síncrono

Através da Transformada de Park pode-se transformar as variáveis estacionárias de uma máquina síncrona para um regime girante fixado no rotor (referencial síncrono), transformando assim as variáveis dependentes da posição do rotor em variáveis invariantes no tempo.

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Aplicando a equação acima nas tensões, podemos encontrar as seguintes tensões

síncronas:

$$v_d = R_s i_d + \frac{dL_d i_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.24)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{dL_q i_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \lambda_m \quad (2.25)$$

onde  $\omega_e$  é a velocidade elétrica,  $v_d$  e  $i_d$  são as tensões e correntes em eixo direto e  $v_q$ ,  $i_q$  são as tensões e correntes do eixo de quadratura. E  $L_d$  e  $L_q$  são as indutâncias de eixo direto de quadratura respectivamente e  $\lambda_m$  é o fluxo concatenado de ímãs permanentes.

$$v_d = R_s i_d + \frac{dL_d i_d + \lambda_m}{dt} - \omega_e i_q \quad (2.26)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{dL_q i_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \lambda_m) \quad (2.27)$$

O torque eletromagnético expresso no eixo de quadratura pode ser dado pela seguinte equação:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.28)$$

Onde  $n_p$  é o número de pares de pólos.

Com isso, pode-se concluir a modelagem matemática da máquina *IPMSM*, onde pode se ter em mãos o comportamento de todas as variáveis da máquina. Com isso, se pode partir para as estratégias de controle que serão apresentadas no próximo capítulo.

### 3 CONTROLE DO CONVERSOR HALF-BRIDGE

Este capítulo apresentará a técnica desenvolvida para controlar a tensão do barramento *CC* e a corrente circulante pelo conversor responsável pelo barramento *CC*. Para isso, deve-se levar em conta que para realizar o fornecimento de energia através de uma bateria, é necessário a presença de um conversor para elevar ou rebaixar e controlar a tensão e a corrente, para que não exceda os valores máximos suportado pelo inversor que estará realizando o acionamento da máquina.

Para isso, será utilizado um conversor (*CC-CC*) Half-Bridge (Meia Ponte em português) que será responsável por elevar a tensão do barramento e realizar o controle. Essa topologia como pode ser observada na Figura 6, é um conversor comumente utilizado em fontes de alimentação chaveadas, inversores e outras aplicações onde é necessário ajustar a tensão de saída de um sistema de energia. Por isso, esse conversor tem larga aplicação em sistemas de Veículos Elétricos a Bateria *VEB* (MORANDIN et al., 2012). Isso se deve a sua capacidade de controlar a tensão e a sua eficiência, demonstrando bons resultados de operação em temperaturas mais altas, tensões e frequências de comutação, ainda mais quando utilizados com chaves semicondutoras *SiC* (YADAV et al., 2021).

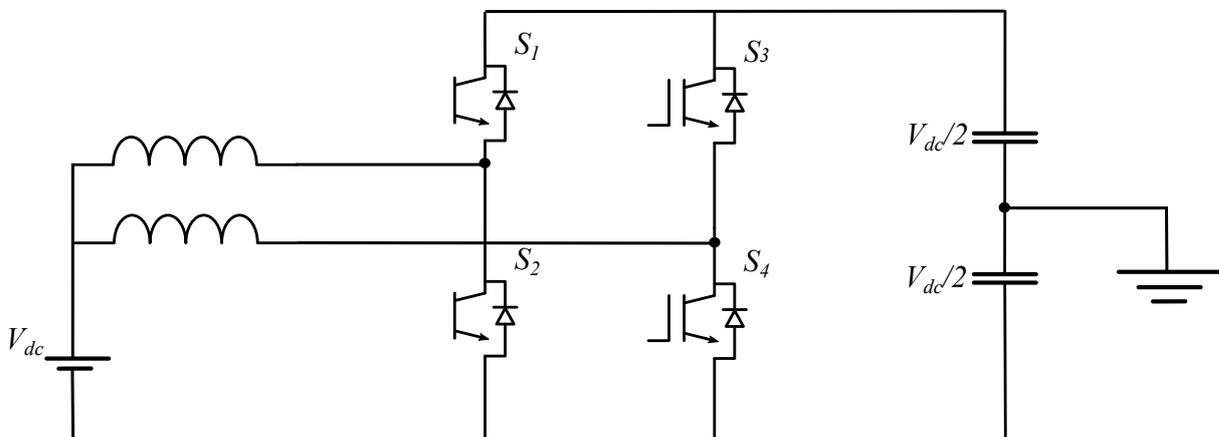


Figura 6 – Conversor Half-Bridge

Fonte: Autor.

Na Figura 6, pode-se observar que esse conversor possui dois braços e duas chaves em cada braço e é utilizado para converter uma tensão contínua (DC) em outra tensão contínua, geralmente com um valor diferente. Cada braço do circuito possui duas chaves semicondutoras, essas chaves são controladas de maneira complementar, o que significa que quando uma está ligada, a outra está desligada, e vice-versa. Isso permite controlar eficientemente a corrente e a tensão no circuito. O controle preciso das chaves é essencial para garantir eficiência e controle adequado da tensão de saída. Neste trabalho o circuito

será controlado por meio de um controlador *PI*, como será demonstrado na seção a seguir.

### 3.0.1 Controlador Proporcional Integral

Esta seção trará o desenvolvimento de um controlador *PI* para um conversor Half-Bridge. Um controlador proporcional integral, é um tipo de controlador utilizado em sistemas de controle para ajustar a saída do sistema de forma a atingir e manter um valor desejado. O termo "proporcional integral" refere-se à duas partes do controlador.

Primeiramente, deve-se saber que a componente proporcional está relacionada à diferença entre o valor desejado e a saída atual do sistema. O controlador *P* multiplica essa diferença por um ganho proporcional ( $K_p$ ). A saída proporcional é diretamente proporcional ao erro atual, o que significa que quanto maior o erro, maior deve ser a correção aplicada, conforme a Equação 3.1.

$$P = k_p(V_{ref} - V_{atual}) \quad (3.1)$$

Por outro lado, a componente integral leva em consideração a acumulação ao longo do tempo dos erros entre o valor desejado e a saída atual. A ação integral é proporcional à integral do erro e é multiplicada por um ganho integral ( $K_i$ ). Isso é particularmente útil para corrigir desvios persistentes ao longo do tempo, conforme Equação 3.2.

$$I = k_i \int_0^t (V_{ref} - V_{atual}) dt \quad (3.2)$$

Sendo assim, os controladores *PI* são amplamente utilizados em sistemas de controle devido à sua eficácia em corrigir erros de estado.

Com, isso pode-se projetar um controlador *PI* para controlar a tensão do barramento *CC*.

$$I_{ref} = (V_{dcref}/V_b) * (k_i * di + k_p * dp) \quad (3.3)$$

Onde,  $I_{ref}$  é a corrente de referência que circula pelos braços,  $V_{dcref}$  é a tensão do barramento que se quer controlar,  $V_b$  é a tensão fornecida pela bateria,  $K_i$  é o ganho integral,  $di$  é a integral da diferença entre tensão de referência e a amostra atual,  $k_p$  é o ganho proporcional e  $dp$  é a diferença entre a tensão de referência e a atual.

Sendo assim, a ação de controle proporcional e integral, pode ser dada pelas seguintes equações:

$$\mu_p = k_p * d_p \quad (3.4)$$

$$\mu_i = k_i * d_i \quad (3.5)$$

A partir disso, pode-se controlar as correntes que circulam nos braços do conversor, pode-se desenvolver a seguinte estratégia de controle, equação 3.6.

$$i_b = i_b - \frac{T_s}{L} V_{dc} u_1 + \frac{T_s}{L} V_b \quad (3.6)$$

Onde  $i_b$  é a corrente que circula pelo braço,  $T_s$  é o tempo de amostragem,  $L$  é a indutância do indutor presente entre a fonte de tensão e o braço do conversor, e  $u_1$  pode ser expresso da seguinte forma.

$$u_1 = \frac{-\frac{I_{ref}}{2-i_b}}{\frac{T_s}{L}} + \frac{V_b}{V_{dc}} \quad (3.7)$$

Com essas equações, é possível implementar um controlador *PI*, para realizar o controle de tensão do barramento *CC* e as correntes que circulam pelo braço. Com esse projeto concluído, pode-se partir para o controle do inversor trifásico de 2 níveis, como será apresentado no próximo capítulo.

## 4 CONTROLE DO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS

Nesta capítulo será apresentado o inversor utilizado para utilizar a energia do barramento *CC* e transformar em energia *CA*, realizando assim o acionamento e o controle de torque do *IPMSM*. Junto disso, serão apresentadas as estratégias de controle adotadas neste trabalho.

O inversor utilizado neste trabalho é um inversor trifásico de 2 níveis. Os inversores de dois níveis são fortemente usados em carros elétricos devido a várias razões técnicas e econômicas que favorecem seu desempenho e eficiência. Uma dessas razões é a simplicidade de projeto, a eficiência energética e a confiabilidade, além da facilidade controlá-lo, por ser simples e direto, e também por ser uma topologia robusta e de menor custo (WANG et al., 2021).

Um inversor trifásico de dois níveis é um tipo de conversor utilizado para converter a energia elétrica contínua *CC* em alternada *CA*, geralmente para alimentar cargas trifásicas. Esta topologia de conversores, é constituído por três braços com duas chaves semicondutoras em cada braço e um barramento *CC* como mostrado na Figura 7. Este tipo de inversor é chamado de "dois níveis" porque possui dois níveis de tensão de fase, alto e baixo.

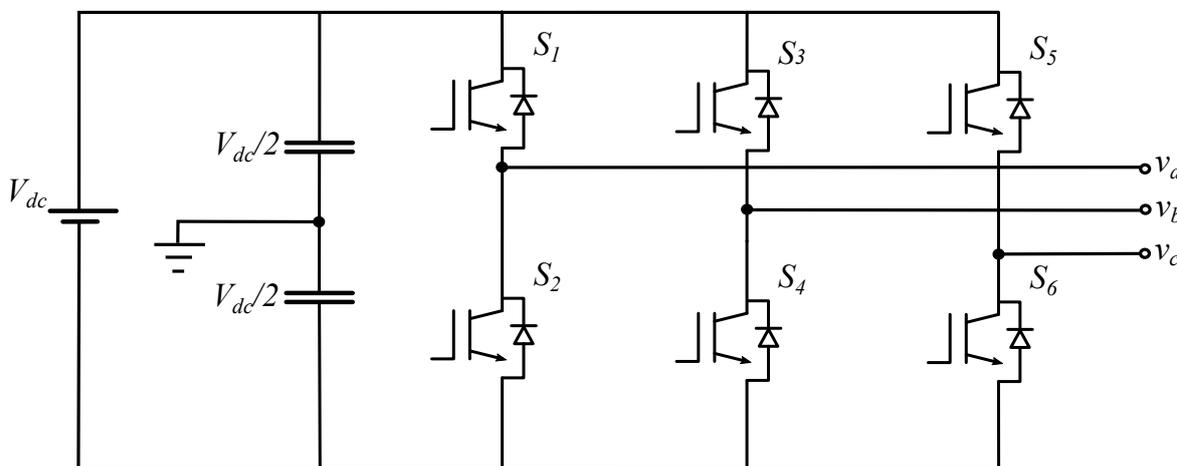


Figura 7 – Inversor Trifásico de Dois Níveis

Fonte: Autor.

A operação básica de um inversor trifásico de dois níveis envolve a conversão de uma tensão contínua de entrada em uma forma de onda alternada de tensão de saída, que normalmente é uma onda senoidal. Os inversores trifásicos são frequentemente utilizados em sistemas de alimentação de motores elétricos trifásicos, fontes de energia renovável, como sistemas fotovoltaicos, e em aplicações industriais (GURPINAR; OZPINECI, 2018).

Esse conversor é composto por três braços, contendo dois interruptores em cada

braço, que atuam de maneira complementar, gerando, em cada um dos braços dois possíveis níveis de tensão.

A topologia de dois níveis significa que o inversor possui dois níveis de tensão de fase, geralmente representados como  $+V_{dc}/2$  e  $-V_{dc}/2$ , onde  $V_{dc}$  é a tensão total do barramento  $CC$ . Na tabela 2 pode-se observar os estados de comutação do inversor trifásico de dois níveis, junto das tensões de fase gerada pelo inversor.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	$V_a$	$V_b$	$V_c$
1	+	-	-	-	-	+	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$
2	-	-	-	+	+	-	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
3	-	+	+	-	-	-	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
4	+	-	-	-	-	+	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$
5	-	-	+	-	-	+	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
6	-	+	-	-	+	-	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$

Tabela 2 – Estados de Comutação e Tensões de Saída de um Inversor Trifásico de Dois Níveis

#### 4.0.1 Controle Preditivo por Modelo

O Controle Preditivo por Modelo (*MPC - Model Predictive Control*) é uma abordagem avançada de controle que tem sido aplicada com sucesso em vários sistemas dinâmicos, incluindo inversores trifásicos de dois níveis. O MPC é uma técnica de controle que utiliza um modelo matemático do sistema para prever o comportamento futuro e otimizar a saída desejada com base em um critério de desempenho. Neste trabalho o modelo matemático estudado foi uma *IPMSM*.

No contexto de um inversor trifásico de dois níveis aplicado a uma máquina elétrica, o *MPC* é implementado com a possibilidade de trabalhar com sistemas não-lineares fazendo o controle de múltiplas variáveis ao mesmo tempo e incluindo as não linearidades do sistema ao problema.

Deve-se levar em conta que o *MPC* requer um modelo dinâmico preciso do sistema a ser controlado. Isso envolve a descrição matemática das relações entre as variáveis de entrada e saída do inversor. O modelo é utilizado para prever o comportamento futuro do sistema sob diferentes condições de operação. O *MPC* realiza previsões ao longo de um horizonte de tempo futuro e otimiza as variáveis de controle para atingir um objetivo específico. No caso do inversor trifásico, isso pode incluir a minimização da distorção harmônica, a regulação precisa da tensão de saída, e a resposta dinâmica a variações nas condições de carga.

Neste documento, o *MPC* levou em consideração restrições físicas e operacionais da máquina *IPMSM*, como os limites de corrente, para garantir que o sistema permaneça dentro de parâmetros seguros durante a operação. Este tipo de controle também tem a

capacidade de se adaptar a mudanças nas condições do sistema em tempo real. Isso o torna particularmente eficaz em situações onde as condições de operação estão sujeitas a alterações frequentes.

No controle de máquinas elétricas por meio de inversores trifásicos de dois níveis o *MPC* visa melhorar a eficiência, a precisão e a confiabilidade do controle do sistema, contribuindo para um fornecimento de energia mais estável e de alta qualidade. Essa abordagem avançada de controle é parte integrante da busca por soluções mais eficientes e sustentáveis em sistemas de energia elétrica.

Sendo assim, o *MPC* é um método de controle utilizado para estimar o comportamento do sistema para todos os possíveis estados de comutação. Primeiramente, o *MPC* estima todos os futuros estados possíveis do sistema considerando seu modelo e entradas (neste caso, os vetores de comutação do inversor), vide Tabela 2. Em seguida, uma função custo é calculada para cada vetor, e aquele que resulta na menor função custo é implementado.

No modelo adotado neste trabalho, todos os oito vetores de comutação que foram transformados em eixos síncronos  $v_d$  e  $v_q$  foram considerados (NASR et al., 2021). Assim, um dos oito estados de comutação que resultam em um vetor que minimiza a função custo será implementado.

#### 4.0.1.1 Discretização

O *MPC* é uma estratégia de controle que utiliza um modelo matemático no sistema discreto, devido a facilidade de implementação computacional em um conversor de dois níveis, além do MPC ser um controle baseado em previsão, onde o controlador otimiza sequencialmente as ações de controle ao longo de um horizonte de previsão. Além disso, as ferramentas de otimização são projetadas para problemas no tempo discreto o que facilita a implementação prática e eficiente do MPC em sistemas do mundo real.

A discretização das equações das tensões  $v_d$  e  $v_q$ , 2.26 e 2.27, foi realizada pelo método de Euler, para então encontrar as correntes  $i_{d(k+1)}$  e  $i_{q(k+1)}$ . Este método de discretização é uma abordagem numérica utilizada para converter um sistema de equações diferenciais ordinárias (EDOs) em um formato discreto. Ele é frequentemente empregado quando se deseja resolver numericamente um problema dinâmico contínuo em um sistema de controle.

Sendo assim, para encontrar  $i_{d(k+1)}$ .

$$v_d = R_s i_d - \omega_{eq} i_q + \frac{dL_d i_d}{dt} \quad (4.1)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{-R_s i_d + \omega_e i_q + v_d}{L_d} \quad (4.2)$$

$$\frac{i_{d(k+1)} - i_{dk}}{T_s} = \frac{-R_s i_{dk} + \omega_e L_q i_{qk} + v_d}{L_d} \quad (4.3)$$

$$i_{d(k+1)} = \frac{-R_s i_{dk} + \omega_e L_q i_{qk} + v_d}{L_d} T_s + i_{dk} \quad (4.4)$$

$$i_{d(k+1)} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_{dk} + \omega_e \frac{L_q}{L_d} T_s i_{qk} + \frac{T_s}{L_d} v_{dk} \quad (4.5)$$

Para encontrar  $i_{q(k+1)}$ .

$$v_q = R_s i_d + \frac{dL_q i_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \lambda_m) \quad (4.6)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-R_s i_d - \omega_e (L_d i_d + \lambda_m)}{L_q} + v_q \quad (4.7)$$

$$\frac{i_{q(k+1)} - i_{qk}}{T_s} = \frac{-R_s i_{dk} - \omega_e (L_d i_{dk} + \lambda_m) + v_{qk}}{L_q} \quad (4.8)$$

$$i_{q(k+1)} = \frac{-R_s i_{dk} - \omega_e (L_d i_{dk} + \lambda_m) + v_{qk}}{L_q} T_s + i_{qk}$$

(4.9)

$$i_{q(k+1)} = \left(1 - \frac{T_s}{L_q} R_s\right) i_{qk} - \frac{T_s}{L_q} \omega_e L_d i_{dk} - \frac{T_s}{L_q} \omega_e \lambda_m + \frac{T_s}{L_q} v_{qk} \quad (4.10)$$

Embora o modelo matemático 4.5 e 4.10 seja descrito no instante de tempo  $k + 1$ , a predição é, na verdade, feita para o instante de tempo  $k + 2$  devido ao atraso de transporte do processador, devendo ser escrito como  $i_{d(k+2)}$  e  $i_{q(k+2)}$ , seguindo assim as seguintes equações:

$$i_{d(k+2)} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_{d(k+1)} + \omega_e \frac{L_q}{L_d} T_s i_{q(k+1)} + \frac{T_s}{L_d} v_{dk} \quad (4.11)$$

$$i_{q(k+2)} = \left(1 - \frac{T_s}{L_q} R_s\right) i_{q(k+1)} - \frac{T_s}{L_q} \omega_e L_d i_{d(k+1)} - \frac{T_s}{L_q} \omega_e \lambda_m + \frac{T_s}{L_q} v_{qk} \quad (4.12)$$

Neste documento serão apresentadas duas estratégias de Controle Preditivo por Modelo, com o objetivo de controlar o torque do IPMSM. A primeira delas será um Modelo de Controle Preditivo Direto de Torque e a outra é uma abordagem para controlar de

forma indireta o torque encontrada em publicações acadêmicas como Modelo de Controle Preditivo de Corrente.

#### 4.0.2 Controle Preditivo por Modelo Direto de Torque

A primeira estratégia implementada, foi pensada levando em conta primeiramente o erro entre o torque atual e torque predito. Para isso, foi definida a função custo do controle do torque, seguindo a equação abaixo:

$$J = Te_{erro}^2 + \lambda L \quad (4.13)$$

Onde  $Te_{erro}$ , é o rastreamento de referência de torque, cujo objetivo é minimizar o erro atual do sistema, assim, o erro do torque entre a referência e o torque predito é dado pela seguinte equação:

$$Te_{erro} = T_{ref} - Te_{(k+2)} \quad (4.14)$$

O segundo termo  $\lambda$  é um fator de ponderação, como forma de ponderar a função custo.

O terceiro termo dado por  $L$  tem a função de minimizar o valor da corrente no estator bem como limitá-la, sendo definida pela seguinte forma:

$$L = I_{smin} F \quad (4.15)$$

Onde  $I_{smin}$ , atua de forma a minimizar as correntes  $id$  e  $iq$ .

$$I_{smin} = (id_{(k+2)})^2 + (iq_{(k+2)})^2 \quad (4.16)$$

O multiplicador  $F$  é uma função de barreira, responsável por atuar como um limitador de corrente no estator, como uma forma de segurança para que não ocorra danos na máquina e no inversor:

$$F = \sqrt{id_{(k+2)}^2 + iq_{(k+2)}^2} \quad (4.17)$$

Seguindo as seguintes condições, onde  $I_{max}$  é a corrente máxima no estator da máquina, sendo assim se o módulo de  $F$  ultrapassar a corrente máxima estatórica a função aumenta infinitamente e assim o vetor calculado não é escolhido e caso o vetor for menor ou igual a 1 esta função de barreira terá peso 1:

$$\begin{cases} \infty & \text{if } |F| > I_{max} \\ 1 & \text{if } |F| \leq I_{max} \end{cases} \quad (4.18)$$

### 4.0.3 Controle Preditivo por Modelo de Corrente

A segunda estratégia implementada utiliza um controle indireto de torque através do controle das correntes, pois a variável torque é inversamente proporcional às correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Para isso, serão utilizadas duas estratégias: a primeira estratégia busca obter o torque desejado com os menores pares de corrente  $i_d$  e  $i_q$ . Esta estratégia visa otimizar a eficiência do motor, maximizando a produção de torque por unidade de corrente fornecida ao motor.

#### 4.0.3.1 Máximo Torque Por Ampere

Para realizar a minimização dos vetores de corrente de modo a obter o máximo torque por Ampere foi utilizado o método de minimização através das condições de Karush-Kuhn-Tucker com multiplicadores de Lagrange onde a função  $f(x, y)$  é minimizada sujeito a  $g(x, y)$ , (KUHN, 1951). Onde  $f(x, y)$  é dada pela equação 4.19 que é a metade do somatório quadrático das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , que é a corrente qual tem como objetivo minimizar. Já  $g(x, y)$  é dada pela equação 4.20 que é a equação do torque descrita de forma indireta, sendo assim, a restrição do problema de otimização.

Assim, temos:

$$f(i_d, i_q) = \frac{1}{2}(i_d^2 + i_q^2) \quad (4.19)$$

sujeito,

$$g(i_d, i_q) = a + bi_q + ci_q i_d \quad (4.20)$$

Onde  $a = T_e$ ,  $b = \lambda_m$  e  $c = (L_d - L_q)$ .

Assim,

$$\nabla f = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\nabla g = \begin{bmatrix} ci_q \\ b + ci_d \end{bmatrix}$$

(4.22)

Com isso, multiplica-se  $\nabla g$  por  $\mu$ .

$$\nabla f + \mu \nabla g = 0 \quad (4.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu c i_q \\ \mu b + \mu c i_d \end{bmatrix} = 0 \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \mu c \\ \mu c & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\mu b \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \mu c \\ \mu c & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -\mu b \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{1 - (\mu c)^2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\mu c \\ -\mu c & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -\mu b \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{1 - (\mu c)^2} \cdot \begin{bmatrix} \mu^2 c b \\ -\mu b \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Assim, temos que  $i_d$  e  $i_q$ :

$$i_d = \frac{1}{1 - (\mu c)^2} \quad (4.29)$$

$$i_q = -\frac{\mu b}{1 - (\mu c)^2} \quad (4.30)$$

Assim, podemos reescrever  $i_d$  e  $i_q$ .

$$i_d^2 - i_q^2 = \left(\frac{\mu^2 cb}{1 - (\mu c)^2}\right)^2 - \left(\frac{-\mu b}{1 - (\mu c)^2}\right)^2 \quad (4.31)$$

$$i_d^2 - i_q^2 = \frac{(\mu b)^2}{[1 - (\mu c)^2]^2} \cdot (1 - (\mu c)^2) \quad (4.32)$$

$$i_d^2 - i_q^2 = \frac{(\mu b)^2}{(1 - (\mu c)^2)} \quad (4.33)$$

Assim temos,

$$\frac{1}{(i_d^2 - i_q^2)} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\frac{(\mu b)^2}{(1 - (\mu c)^2)}} \cdot \frac{1}{1 - (\mu c)^2} \cdot \begin{bmatrix} \mu^2 cb \\ -\mu b \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\frac{1}{(i_d^2 - i_q^2)} = \frac{1}{(\mu b)^2} \cdot \begin{bmatrix} \mu^2 cb \\ -\mu b \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$\frac{1}{(i_d^2 - i_q^2)} = \begin{bmatrix} \frac{c}{b} \\ -\frac{1}{b\mu} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$\frac{i_d}{i_q^2 - i_d^2} = \frac{c}{b} \quad (4.37)$$

$$i_d = \frac{c}{b} i_q^2 - \frac{c}{b} i_d^2 \quad (4.38)$$

$$\frac{c}{b} i_d^2 + i_d - \frac{c}{b} i_q^2 = 0 \quad (4.39)$$

Onde:

$$b = \lambda_m \quad (4.40)$$

$$c = (L_d - L_q) \quad (4.41)$$

Com isso, através de uma ferramenta de matemática computacional foi possível isolar a variável  $i_d$ .

$$i_d = -\frac{\lambda_m - \sqrt{\lambda_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (4.42)$$

Com isso podemos deixar a equação do torque apenas em função de  $i_q$  somente.

$$T_e = \frac{3}{2} np (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) \left(-\frac{\lambda_m - \sqrt{\lambda_m^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} i_q\right)) \quad (4.43)$$

#### 4.0.3.2 Enfraquecimento de Campo

Em um IPMSM, o rotor contém ímãs permanentes que criam um campo magnético constante. O estator, por sua vez, contém enrolamentos nos quais a corrente elétrica é aplicada para criar um campo magnético variável. A interação entre o campo magnético do rotor e o campo magnético variável do estator resulta no movimento do rotor e, conseqüentemente, na rotação do motor.

Ao utilizar o *MTPA* em altas velocidades, aumentar a corrente para manter *MTPA* pode levar à saturação do núcleo magnético do motor ou à falta de tensão do inversor para sintetizar as tensões do motor. Para isso, o enfraquecimento de campo é uma técnica usada para manter o desempenho de *IPMSM* em altas velocidades, reduzindo intencionalmente o fluxo magnético no motor. Ao enfraquecer o fluxo, é possível manter a corrente dentro de limites seguros e evitar a saturação do núcleo magnético dentro da capacidade de síntese de tensão do inversor.

Para enfraquecer o fluxo magnético, o controle aplica uma corrente oposta à corrente produzida pelos ímãs permanentes, reduzindo assim o campo eletromagnético resultante dos ímãs permanentes. Isso permite que o motor opere em altas velocidades dentro dos limites de tensão do barramento *CC*. O enfraquecimento de campo em motores síncronos de ímã permanente é uma técnica utilizada para controlar ou reduzir o campo magnético produzido pelo ímã permanente dentro do motor. Isso é importante em aplicações onde é necessário variar a velocidade ou torque do motor de forma eficiente e controlada.

Para isso, deve-se ter em mente que após determinada velocidade, a máquina entra em uma região de operação de potência constante não sendo possível controlar o torque do IPMSM, para isso foi desenvolvido um conjunto de equações que descrevem esse fenômeno onde foi utilizado como referência o artigo "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator"(MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1994), com esse conjunto de equações é possível construir um método para ajustar a corrente no enrolamento do estator.

Sendo assim, na equação 4.44 observa-se a relação entre as tensões  $v_d$  e  $v_q$  com a máxima tensão  $V_m$ .

$$\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_m \quad (4.44)$$

Com isso, as tensões  $v_d$  e  $v_q$  podem ser reescritas da seguinte forma:

$$v_d = -L_q \dot{i}_q \quad (4.45)$$

$$v_q = \omega_e \lambda_m + \omega L_d \dot{i}_d \quad (4.46)$$

Onde  $\omega_e$  é a velocidade elétrica da máquina. E assim  $V_m$  pode ser escrita em seguida:

$$V_m = V_{am} - R_s I_{smax} \quad (4.47)$$

Onde  $V_{am}$  é a tensão total do barramento *CC* e  $R_s$  é a resistência do estator.

Assim, reescrevendo a equação 4.44 temos a equação 4.48, que descreve o comportamento da máquina quando entra na região de potência constante.

$$(-\omega_e L_q i_q)^2 + (\omega_e \lambda_m + \omega_e L_d i_d)^2 - (V_{max} - R I_{smax})^2 = 0 \quad (4.48)$$

Com isso, pode-se descrever o comportamento da máquina de quando é necessário o *IPMSM* entrar na região de enfraquecimento de campo. Isso será apresentado no próximo capítulo, que trará os resultados das estratégias implementadas neste trabalho bem como as regiões de operação da máquina.

## 5 RESULTADOS

### 5.0.1 Resultados do Controle Implementado no Conversor Half-Bridge

Nesta seção serão apresentados os resultados do controlador *PI* implementado no conversor Half-Bridge. Primeiramente, deve-se saber que os resultados demonstram o controle da tensão na saída do conversor, onde o objetivo era elevar para o dobro da tensão de entrada.

Para isso, foi utilizada uma fonte de tensão *CC* de 400 V e o objetivo era elevar para até 800V. Outro objetivo era garantir que as correntes circulantes nos braços do conversor não ultrapassassem 70 A, de modo a simular uma garantia de segurança das chaves semicondutoras.

Sendo assim, primeiramente será apresentada a Figura 8, que demonstra o comportamento das correntes  $i_{b1}$  e  $i_{b2}$  que circulam pelos braços do conversor, onde nota-se que o controlador está funcionando de forma correta, garantindo que as correntes não ultrapassam 70 A.

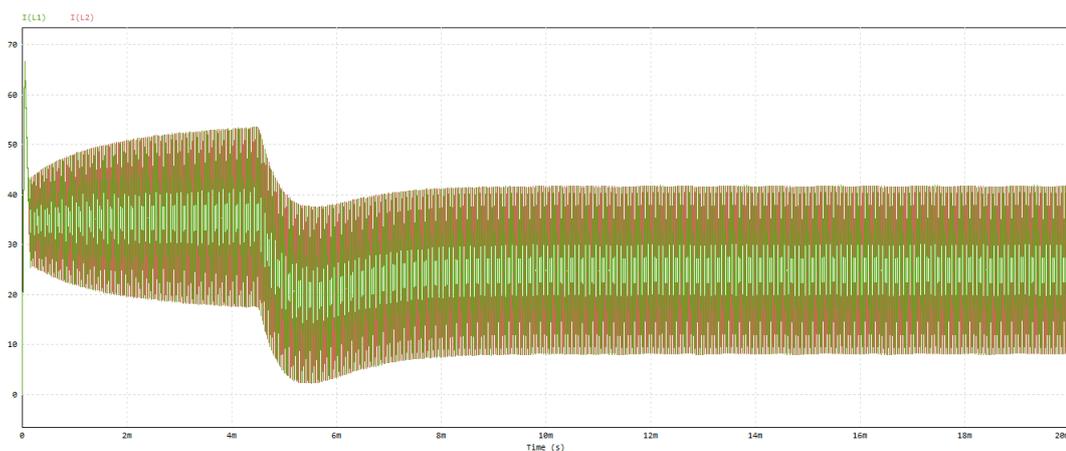


Figura 8 – Correntes Circulantes no Conversor Half-Bridge

Fonte: Autor

Já na Figura 9, pode-se verificar o funcionamento do controle da tensão de saída do conversor Half-Bridge, onde precebe-se que ela se manteve constante em 800 V, comprovando o funcionamento do controlador *PI*.

Com isso, pode-se concluir que a estratégia de controle implementado no conversor Half-Bridge está funcionando de maneira correta, o que é muito importante para o bom funcionamento das estratégias de controle desenvolvidas para o inversor trifásico de dois níveis, que serão apresentadas na próxima seção.

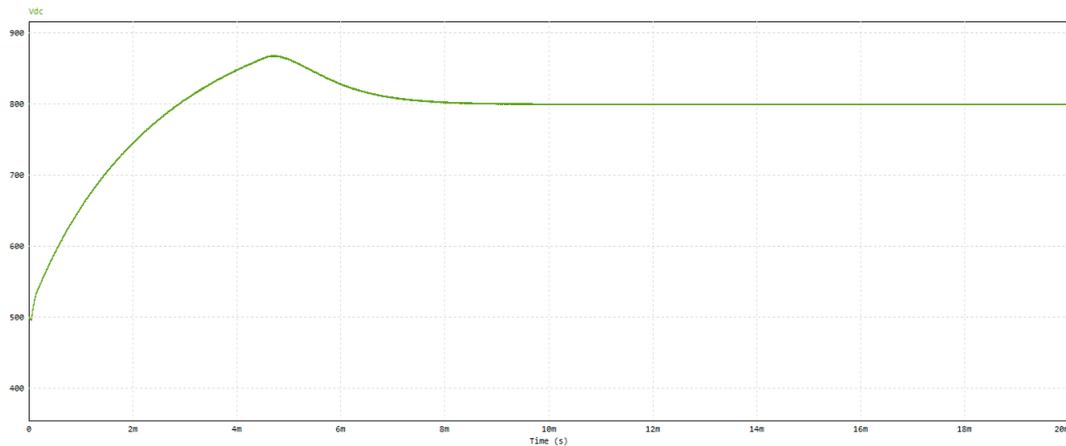


Figura 9 – Tensão de Saída do Conversor Half-Bridge

Fonte: Autor

### 5.0.2 Resultados das Técnicas Implementadas no Inversor Trifásico de Dois Níveis

Nesta seção serão apresentados os resultados referente às duas estratégias implementadas no inversor trifásico de dois níveis. Primeiramente, serão abordados os resultados referentes a estratégia *MPDTC* e posteriormente *MPCC*.

Sendo assim, nas duas estratégias implementadas serão apresentados os resultados com o mesmos parâmetros e com as mesmas condições de operação da máquina IPMSM, como pode ser observado na Tabela 3 (CATTANI ROCHA LUCAS ROSSATO, ).

Tabela 3 – Parâmetros da Máquina

<b>Parâmetros</b>	<b>Unidade</b>
Potência Nominal	11 KW
Torque Nominal	58.4 N.m
Corrente Nominal	19.2 A
Pares de Polos	3
Resistência do Estator	500 mΩ
$L_d$	20.1 mH
$L_q$	40.9 mH
Constante de Fluxo Magnético	0.5126 V.s/rad
Velocidade Nominal	1800 rpm

### 5.0.3 Resultados com MPDTC

Os resultados apresentados nesta seção utilizando a estratégia *MPDTC* são apresentados na Figura 10, onde foi utilizado um degrau de  $20N.m$  no torque de referência do

sistema, para assim simular o comportamento do sistema sobre mudança da variável que está sendo controlada.

Assim pode-se observar na Figura 10 (a), o comportamento do torque onde o sistema inicia com um torque de referência de  $20N.m$  e após  $0.5s$  ocorre um degrau de  $20N.m$  aumentando para um torque de referência de  $40N.m$ . Com isso, pode-se observar o rápido seguimento da referência torque, mesmo com um aumento de  $20N.m$  e com baixo ripple.

Já na Figura 10 (b), são mostradas as correntes  $i_d$  e  $i_q$ , onde percebe-se um grande ripple na forma das correntes. E na Figura 10 (c), observa-se as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , onde se percebe uma grande deformação nas formas de onda das correntes, trazendo uma perda de qualidade nas correntes.

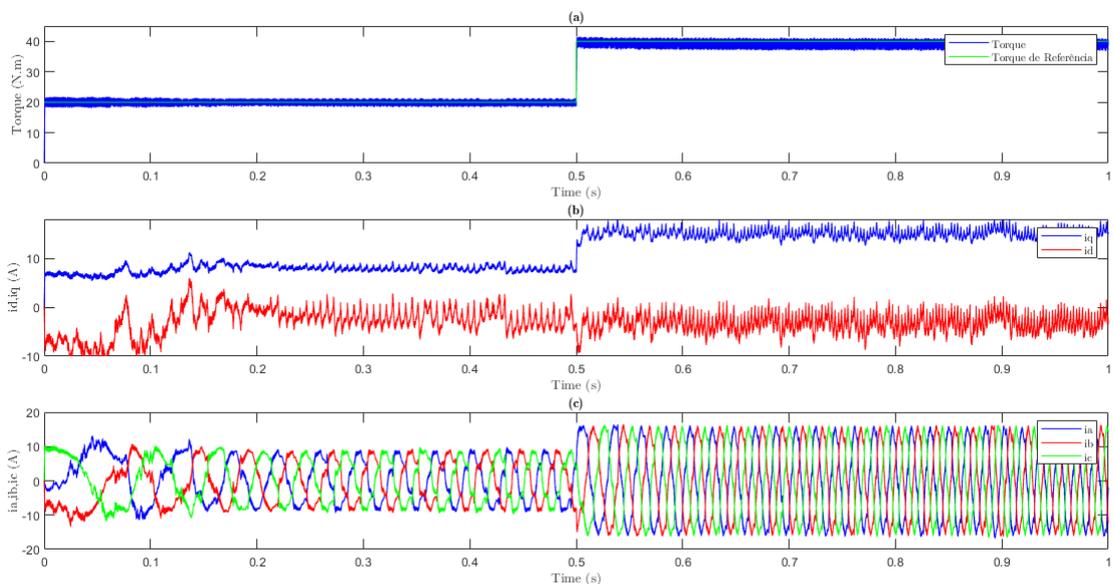


Figura 10 – Resultados MPCDT

Fonte: Autor

Na Figura 11, pode-se observar que a corrente ficou estabilizada em regime permanente, onde foi utilizado um degrau de torque de  $20N.m$  em um tempo de 1 segundo. Onde é possível observar que com um torque de  $20N.m$ , a velocidade permaneceu em  $600rpm$  e com  $40N.m$  a velocidade permaneceu com  $1200rpm$ .

Embora esta estratégia tenha seguido a referência, as correntes com formas de onda distorcidas, pode ser um grande problema pois pode causar perda na eficiência do sistema, podendo resultar em perdas adicionais de energia devido a presença de harmônicas indesejadas e aquecimento nos componentes do sistema utilizado. Além de problemas de compatibilidade eletromagnética *EMC*, pois formas de onda de corrente suaves ajudam a reduzir a emissão de interferências eletromagnéticas, o que é crucial para cumprir as normas de *EMC*. Outros problemas podem estar presentes, como picos de corrente e de tensão, além da injeção de harmônicas indesejadas no sistema.

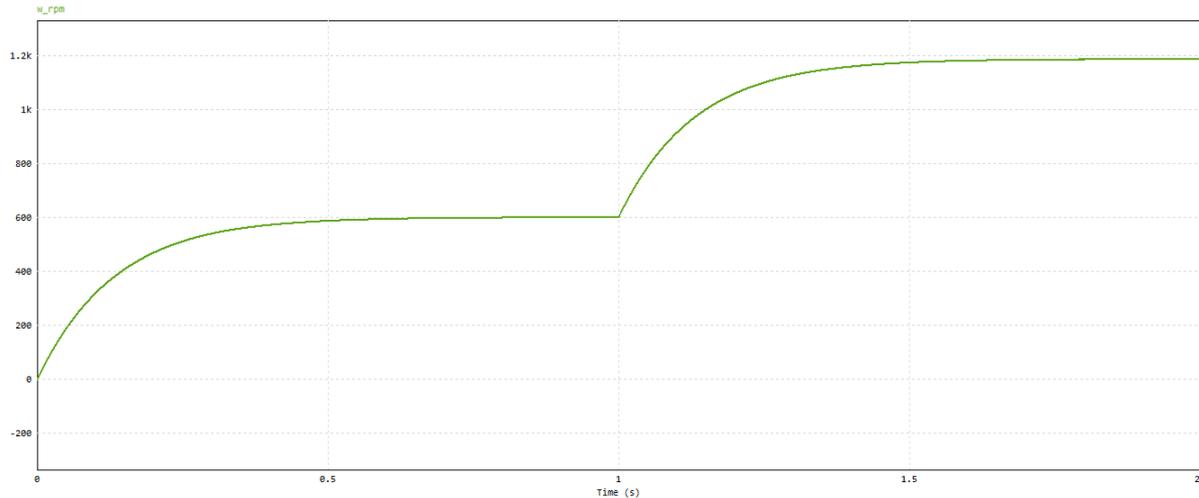


Figura 11 – Velocidade em rpm utilizando a estratégia MPCDT

Fonte: Autor

#### 5.0.4 Resultados com MPCC

Nesta seção serão apresentados os resultados utilizando o *MPCC*. Para exemplificar melhor a proposta do uso das estratégias no sistema simulado, é apresentado um diagrama do sistema de controle como pode ser observado na Figura 12, onde observa-se a fonte de tensão *CC* da bateria, o barramento *CC* gerado pelo conversor Half-Bridge, o inversor trifásico de dois níveis e a *IPMSM*. Também é mostrado o sistema de controle, onde foi utilizado o controle preditivo por modelo *MPC* e as estratégias *MTPA* e enfraquecimento de fluxo, também pode ser visualizado a mudança de coordenadas das tensões de *a, b, c* para *d, q*, além do uso de observadores para calcular o ângulo elétrico das tensões.

Com isso, através do estudo realizado na seção 3.0.5, com o uso de ferramentas matemáticas podemos observar as regiões de operação do *IPMSM* simulado, Tabela 3, com o sistema de controle implementado, como mostrado na Figura 13. Essa visualização nos permite entender o comportamento do sistema para diferentes valores de torque. A estratégia de controle é representada pelo círculo azul, que determina o valor máximo da soma quadrática das correntes  $\hat{i}_d, \hat{i}_q$ . A curva vermelha representa o *MTPA* da *IPMSM*, e as elipses cinzas são definidas para diferentes velocidades variando de 0,9 a 2 vezes a velocidade nominal da máquina, definindo a região de operação para evitar o enfraquecimento do fluxo. Além disso, as curvas verdes representam valores constantes de torque variando de  $-50N.m$  a  $50N.m$  com uma variação de  $10N.m$ .

Sendo assim, o sistema simulado pode ser visualizado com um degrau de torque de  $20N.m$  na Figura 14, onde podemos observar a rápida resposta à mudança de torque medido na máquina *IPMSM* ( $T_{em} - PMSM31$ ) e um bom acompanhamento da referência (*Torque - de - Referencia*) e baixa sobrelevação Fig.14(a). Na Fig.14(b), pode-se observar as correntes em eixos direto e de quadratura  $i_d$  e  $i_q$  do motor e em Fig.14(c) as

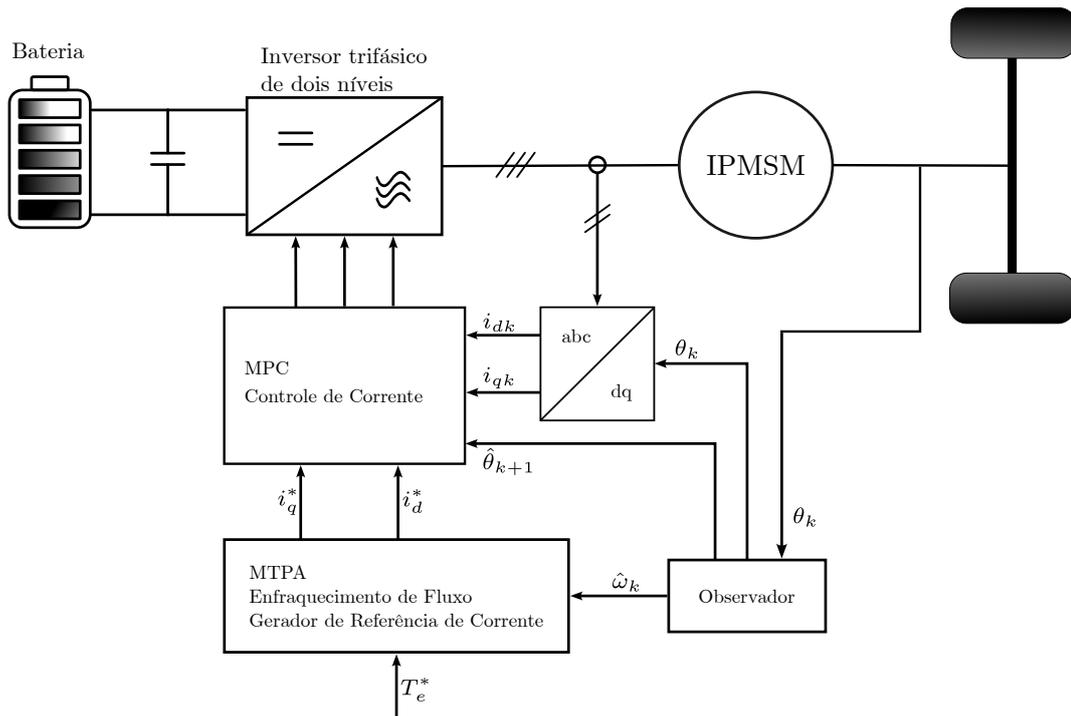


Figura 12 – Diagrama do Sistema de Controle

Fonte: Autor

correntes de saída do inversor em coordenadas a, b e c.

Também percebe-se que houve um bom seguimento do torque com a mudança de degrau nas correntes, outro ponto que deve ser mencionado está relacionado às correntes de saída do inversor, onde se nota que não tem a presença de distorções nas formas de onda e nem ruídos nas mesmas, isso se deve ao fato de ter sido usada a estratégia MTPA, que permitiu desenvolver um controle de torque através do rastreamento das correntes de referência  $i_d^*$  e  $i_q^*$  por meio de uma look-up-table. Tudo isso demonstra o bom funcionamento destas estratégias, tendo como resultado o controle de torque.

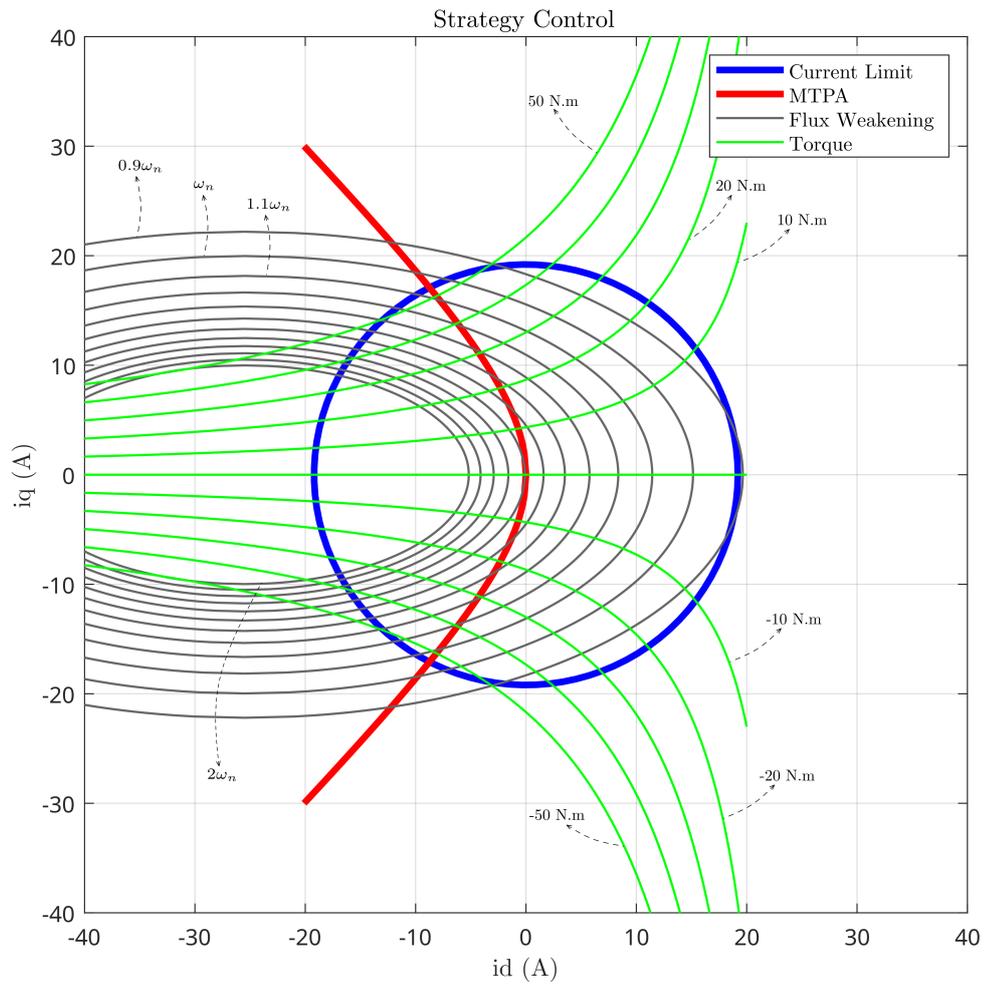


Figura 13 – Regiões de operação da IPMSM

Fonte: Autor

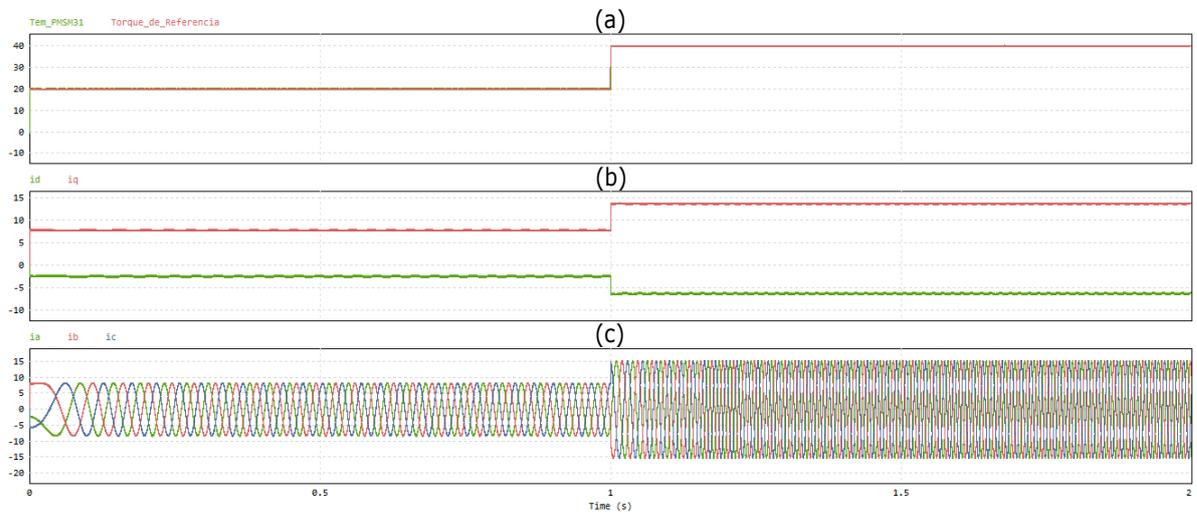


Figura 14 – Resultados com MTPA

Fonte: Autor

Na Figura 15, pode-se observar a mudança da velocidade da máquina em rpm ( $v - rpm$ ), onde também pode-se concluir que ela se manteve constante após entrar em regime permanente, primeiramente em  $600rpm$  com um torque de  $20N.m$  e posteriormente  $1200rpm$  com um torque de  $40 N.m$ .

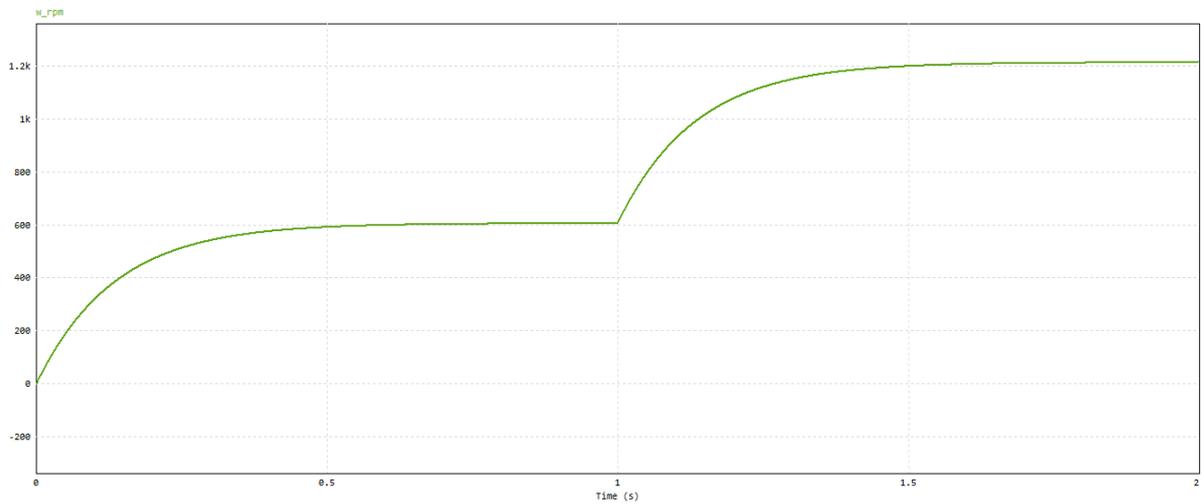


Figura 15 – Velocidade da simulação em rpm

Fonte: Autor

## 6 CONCLUSÃO

Pode-se concluir que o desenvolvimento deste trabalho trouxe contribuições, como o desenvolvimento de estratégias de controle e a validação do funcionamento do sistema implementado, em torno das discussões da viabilidade da transição para a mobilidade elétrica em massa *VEs*, assunto muito discutido neste momento devido às grandes ambientais e políticas nos últimos anos. O sistema simulado neste trabalho trouxe consigo um estudo em torno dos inversores de tração, que é um dispositivo responsável por acionar e controlar a máquina elétrica que realizará movimento.

Este trabalho também focou em discutir novos recursos tecnológicos que estão alinhados até o momento com os dispositivos utilizados em veículos elétricos, trazendo assim muitas informações sobre o assunto. Além disso, o sistema simulado e as estratégias de controle utilizadas estão alinhadas com o que está sendo utilizado na indústria e discutido em trabalhos acadêmicos.

Os resultados apresentados neste trabalho confirmam a funcionalidade do sistema de controle implementado em um IPMSM, utilizando as estratégias MPC, MTPA e enfraquecimento de fluxo. O controle desenvolvido permitiu controlar o torque, respeitando a limitação de corrente do motor e demais parâmetros da máquina testada na simulação, além do desenvolvimento de um método que possibilita controlar qualquer IPMSM e realizar a análise do seu comportamento perante as estratégias desenvolvidas neste trabalho.

Outro ponto importante, é que a estratégia *MPCC* permitiu manter a qualidade das correntes de saída do inversor, diferentemente do controle *MPDTC*, onde não foi possível controlar o torque mantendo a qualidade das formas de onda das correntes de saída ao mesmo tempo, tendo em mente que este trabalho visa contribuir para o avanço de tecnologias para veículos elétricos a bateria com sistema de carregamento on-board.

Por fim, este trabalho trouxe muitos aprendizados em torno das técnicas de controle de máquinas síncronas com ímãs permanentes e buscou trazer o estudo e os resultados de forma objetiva e didática. Além de ser um estudo que contribuiu para duas publicações acadêmicas, uma delas no Seminário de Eletrônica de Potência 2023 organizado pela Universidade Federal de Santa Maria *SEPOC 2023 - UFSM* (SCHLEMMER THIAGO RAFAEL, b) e a outra no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência *COBEP 2023* (SCHLEMMER THIAGO RAFAEL, a).

## REFERÊNCIAS

CARASTRO, F. et al. **DCM1000X Automotive Power Module Technology Platform Optimized for SiC Traction Inverters**. 2021. 2364-2368 p.

CATTANI ROCHA LUCAS ROSSATO, V. R. P. S. E. Estratégia mtpa para a máquina ipmsm de baixo custo computacional baseada em polinômios de lagrange. In: . [s.n.]. Disponível em: <<https://repositorio.ufsm.br/handle/1/21777>>.

CHAU, K. T. **Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2015.

DEMIR, Y.; OCAK, O.; AYDIN, M. Design, optimization and manufacturing of a spoke type interior permanent magnet synchronous motor for low voltage-high current servo applications. In: **2013 International Electric Machines Drives Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 9–14.

GUARNIERI, M. When cars went electric, part 2 [historical]. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 2, p. 46–53, 2011.

GURPINAR, E.; OZPINECI, B. Loss analysis and mapping of a sic mosfet based segmented two-level three-phase inverter for ev traction systems. In: **2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1046–1053.

IEA. Trends in electric light-duty vehicles. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 2023.

IEA, I. E. A. Trends in electric light-duty vehicles. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 2023.

KOURO, S. et al. Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 4, p. 8–21, 2015.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. Synchronous machines. In: \_\_\_\_\_. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [S.l.: s.n.], 2002. p. 191–259.

KUHN, A. W. T. H. W. Nonlinear programming. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 1951.

LAZZARI, T. **Desenvolvimento de Sistemas de Controle para Motores de Ímãs Permanentes para Tração de Veículos Elétricos**. 2020. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2020.

LEUER, M.; BÖCKER, J. Fast online model predictive control of ipmsm using parallel computing on fpga. In: **2013 International Electric Machines Drives Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1017–1022.

\_\_\_\_\_. Self-optimizing model predictive direct torque control for electrical drives. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1046–1051.

LEUER, M.; RÜTING, A.; BÖCKER, J. Efficiency-optimized model predictive torque control for ipmsm. In: **2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 9–13.

LIU, X. et al. Research on flux-weakening control strategy for interior permanent magnet synchronous motor based on fcs-mpc. In: **2022 IEEE 9th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.

MORANDIN, M. et al. Mild-hybrid traction system based on a bidirectional half-bridge interleaved converter and a three-level active npc inverter-fed pmsm. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1644–1651.

MORENO, T. Adeus, gasolina: estas marcas vão parar de investir nos motores a combustão. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 2021.

MORIMOTO, S.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 4, p. 920–926, 1994.

MUAZZAM, H. et al. Vector control of ipmsm used in electric vehicles. In: **2022 13th Asian Control Conference (ASCC)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1317–1321.

MUN, J.-M. et al. Design characteristics of ipmsm with wide constant power speed range for ev traction. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 53, n. 6, p. 1–4, 2017.

NASR, A. et al. Torque ripple suppression for ipmsm using fea- based model predictive direct torque control. In: **2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 204–209.

REBEIRO, R. S.; UDDIN, M. N. Performance analysis of an flc-based online adaptation of both hysteresis and pi controllers for ipmsm drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 1, p. 12–19, 2012.

SARIGIANNIDIS, A. G.; KARAMOUNTZOU, F. A.; KLADAS, A. G. Model predictive torque control with low torque ripple for interior pm motor variable speed drives. In: **2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1604–9.

SCHLEMMER THIAGO RAFAEL, C. R. B. F. C. F. d. M. V. R. P. P. H. Implementation of a model predictive control for ipmsm using mtpa and flux-weakening strategies in ev traction drive. In: . [S.l.: s.n.].

SCHLEMMER THIAGO RAFAEL, C. R. C. F. d. M. P. H. Implementação de um modelo de controle preditivo utilizando as estratégias mtpa e enfraquecimento de fluxo em inversores de tração para veículos elétricos. In: . [s.n.]. Disponível em: <<https://repositorio.ufsm.br/handle/1/30593>>.

STASIAK, M.; MORADEWICZ, A. J.; KAMIERKOWSKI, M. P. Development and investigation of inverter-fed ipmsm drive for electric vehicles. In: **2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 541–546.

WANG, Y. et al. Comparative analysis of 2-level and 3-level voltage source inverters in traction applications. In: **2021 IEEE Transportation Electrification Conference Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 614–619.

WEG. Motor de Ímãs permanentes e inversor de frequência weg. In: . [s.n.]. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hce/h39/WEG-motor-de-imas-permanentes-e-inversor-de-frequencia-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>.

WON, I.-K. et al. Improved foc of ipmsm using model predictive current control decreasing switching loss for ev. In: **2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

Lizhi Zhu Xingyi Xu. **Integrated traction inverter module and DC/DC converter**. 2003. US7012822B2. <https://patents.google.com/patent/US7012822B2/en?q=US7012822B2>.

YADAV, U. et al. Experimental comparison of half-bridge dc-dc converter using silicon and silicon carbide mosfets. In: **2021 National Power Electronics Conference (NPEC)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 01–06.

ZHU, J. et al. High efficiency sic traction inverter for electric vehicle applications. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1428–1433.

ZHU, Y.; YIN, J.; XU, G. A comparative study of mpcc and mptc in pmsm drive system. In: **2018 IEEE 2nd International Conference on Circuits, System and Simulation (ICCS)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 36–40.