

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROPOSTA DE PROJETO DE GRADUAÇÃO**



VICTOR MANUEL RIVA DE OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR NPC COM
CONTROLE VETORIAL PARA ACIONAMENTO DE UMA
CORREIA TRANSPORTADORA**

VITÓRIA – ES
DEZEMBRO/2017

VICTOR MANUEL RIVA DE OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR NPC COM
CONTROLE VETORIAL PARA ACIONAMENTO DE UMA
CORREIA TRANSPORTADORA**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno Victor Manuel Riva de Oliveira, apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Orientador

Prof. MSc. Patrick Trivilin Rodrigues
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Co-orientador

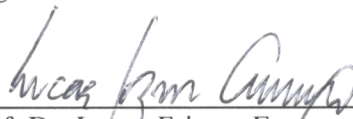
Prof.^a. Dr.^a. Jussara Farias Fardin
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Examinadora

Prof. MSc. Renner Sartório Camargo
Instituto Federal do Espírito Santo - IFES
Examinador

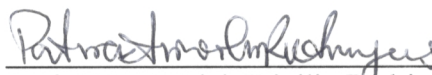
VICTOR MANUEL RIVA DE OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR NPC COM
CONTROLE VETORIAL PARA ACIONAMENTO DE UMA
CORREIA TRANSPORTADORA**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno Victor Manuel Riva de Oliveira, apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.



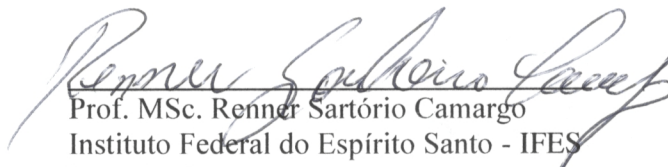
Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Orientador



Prof. MSc. Patrick Trivilin Rodrigues
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Co-orientador



Prof.ª Dr.ª Jussara Farias Fardin
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Examinadora



Prof. MSc. Renner Sartório Camargo
Instituto Federal do Espírito Santo - IFES
Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que me apoiaram de alguma forma nessa jornada, em especial:

Aos meus pais, Brígida e José Manoel, por todo apoio prestado durante esse trabalho;

À Carolina, por todo carinho e apoio emocional;

Aos meus amigos, sem os quais eu não chegaria a lugar nenhum;

Aos meus orientadores, Lucas Frizera e Patrick Trivilin, pela disponibilidade, atenção e suporte;

Aos professores Jussara Farias Fardin e Renner Sartório Camargo, por aceitarem participar da banca de defesa e pelo apoio técnico;

Aos meus colegas de LEPAC que de alguma forma me prestaram ajuda neste trabalho:

Dayane Broedel, Edmilson Bermudes, prof. Walbermark dos Santos, Luiz Guilherme Tonini, Tatiana Saviato e Weder Tótola;

E aos demais familiares, por todo afeto.

RESUMO

Neste trabalho é estudada a implementação de um conversor com ponto neutro grampeado (NPC) utilizando o controle vetorial para modernizar o controle de velocidade, torque, tensão e corrente de uma correia transportadora genérica, substituindo a partida direta de seus motores. O acionamento de partida direta causa uma série de problemas, dentre eles, os mais expressivos são a baixa eficiência energética e altas correntes de partida, que ocasionam diminuição da vida útil dos motores, alto custo com manutenções que poderiam ser evitadas, e a falta de controle de velocidade do processo. Com o acionamento por meio de um inversor NPC e do controle vetorial, é possível obter diversas vantagens, tais como: a partida suave dos motores sem provocar afundamento de tensão na rede nem picos de corrente na máquina; controle de velocidade das correias transportadoras, e consequentemente, da vazão do processo de transporte; controle do fluxo do rotor na máquina de indução; e melhor eficiência energética.

ABSTRACT

In this project, it is studied the implementation of a neutral point clamped converter (NPC) using the vector control to modernize the control of speed, torque, voltage and current of a generic conveyor belt, replacing the direct online starting of their motors. The direct online starting drive causes a series of problems, among them, the most expressive are the low energy efficiency and high starting currents, that decreases the useful life of the motors, high cost with avoidable maintenances, and lack of control of speed of the process. With the drive via an NPC inverter and the vector control, several advantages can be obtained, such as: smooth startup of the motors without causing voltage sag in the power network or power surges in the machine; speed control of the conveyor belts, and consequently of the flow of the transport process; control of the rotor flow in the induction machine; and better energy efficiency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura de um transportador de correia	17
Figura 2 - Aspecto construtivo de motores de indução trifásicos do tipo gaiola de esquilo ..	18
Figura 3 - Perdas no motor de indução	19
Figura 4 - Circuito equivalente monofásico de um motor de indução	19
Figura 5 - Partida direta de MIT	21
Figura 6 - Chave Estrela-Triângulo	21
Figura 7 - Diagrama do <i>soft-starter</i> e a tensão obtida em uma das fases	22
Figura 8 - Comparação de corrente e torque entre os métodos de partida	22
Figura 9 – Perfil do torque em função da velocidade para diferentes frequências.....	24
Figura 10 - Controle escalar em malha aberta	24
Figura 11 - Controle escalar em malha fechada	25
Figura 12 - Representação esquemática das transformadas dq0 direta (a) e inversa (b)	27
Figura 13 - Malha de controle com orientação indireta pelo campo	28
Figura 14 - Malha de controle com orientação direta pelo campo	29
Figura 15 - Circuito básico de um inversor de frequência.....	31
Figura 16 - Lógica de comutação PWM no inversor de dois níveis.....	31
Figura 17 - Forma de onda da tensão de saída para conversores de a) dois níveis, b) três níveis e c) nove níveis	33
Figura 18 - Conversor NPC de três níveis	34
Figura 19 - Sequência de condução das chaves semicondutoras e suas respectivas tensões de saída	35
Figura 20 - Tipos de modulação PWM: a) PD, b) POD e c) APOD	36
Figura 21 - Estrutura do bloco "NPC 3"	38
Figura 22 - Interior do sub-bloco "NPC Ideal"	38
Figura 23 – Diagrama de blocos do “NPC 3” com carga RL	39
Figura 24 - Tensões de referência e de saída no NPC de 5 níveis.....	40
Figura 25 - Tensão de saída nos NPCs de 3 e 5 níveis	40
Figura 26 – Corrente de carga nos NPCs de 3 e 5 níveis	41
Figura 27 - Gráfico do valor de pico da componente fundamental da tensão de fase em função do índice de modulação de amplitude	43
Figura 28 – Diagrama de blocos do controle escalar em malha fechada.....	44
Figura 29 - Sinais de entrada do sistema	46

Figura 30 - Torque eletromagnético	47
Figura 31 - Velocidade do rotor.....	47
Figura 32 - Tensão e corrente na fase A	48
Figura 33 - Tensão e corrente na fase A em regime permanente	48
Figura 34 - Diagrama de blocos do controle vetorial com malha de corrente.....	50
Figura 35 - Interior do bloco "Controlador de Corrente"	51
Figura 36 - Correntes de entrada do sistema	52
Figura 37 – Velocidade mecânica do rotor.....	52
Figura 38- Torque, fluxo e correntes	53
Figura 39 - Tensão e corrente na fase A	54
Figura 40 - Tensão e corrente na fase A em regime permanente	54
Figura 41 - Diagrama de blocos do controle vetorial com malhas de corrente e velocidade	55
Figura 42 - Sinais de entrada do sistema	56
Figura 43 – Torque mecânico no rotor	57
Figura 44 - Torque, fluxo e correntes	58
Figura 45 - Fluxo no rotor	58
Figura 46 – Velocidades de referência, do rotor e síncrona	59
Figura 47 - Tensão e corrente na fase A	60
Figura 48 - Tensão e corrente na fase A em regime permanente	60
Figura 49 - Tensão e corrente na partida direta	61
Figura 50 - Torque e velocidade na partida direta.....	62
Figura 51 - Diagrama de blocos do acionamento direto.....	62

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Parâmetros para a simulação com carga RL	39
Quadro 2 - Parâmetros do teste do índice de modulação de amplitude.....	42
Quadro 3 - Parâmetros do MIT.....	45
Quadro 4 - Parâmetros do conversor NPC e do controlador PI.....	46
Quadro 5 - Parâmetros do conversor NPC, do controlador PI e do filtro LC.....	51
Quadro 6 - Ganhos do controlador PI de velocidade.....	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Sequência de disparo das chaves	35
Tabela 2 - Valor de pico da componente fundamental da tensão de fase em função do índice de modulação de amplitude	43

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APOD	<i>Alternate Phase Opposite Disposition</i> (Disposição de Fase Oposta Alternada)
CC	Corrente Contínua
IGBT	<i>Insulate Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
LC	Indutivo-Capacitivo
MIT	Motor de Indução Trifásico
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> ([Conversor de] Ponto Neutro Grampeado)
PD	<i>Phase Disposition</i> (Disposição de Fase)
PI	Proporcional-Integral
POD	<i>Phase Opposite Disposition</i> (Disposição de Fase Oposta)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor com Fonte de Tensão)

LISTA DE SÍMBOLOS

I_a, I_b, I_c	Correntes trifásicas do estator no eixo abc
I_d, I_{ds}	Corrente do estator no eixo direto
I_q, I_{qs}	Corrente do estator no eixo em quadratura
I_r	Corrente total do rotor
I_s	Corrente total do estator
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor referenciada ao estator
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator
L_m	Indutância de magnetização
m_a	Índice de modulação de amplitude
n	Número de níveis do conversor
R_r, r_r	Resistência do rotor referenciada ao estator
R_s, r_s	Resistência do estator
p	Número de polos
s	Escorregamento
t	Tempo
$s\omega_e$	Velocidade de escorregamento
T_e	Torque eletromagnético
T_m	Torque mecânico ou de carga
V_1, V_2, V_k	Tensão em cada capacitor do barramento CC
$\hat{V}_{an1}$	Valor de pico da componente fundamental da tensão de fase
V_{CC}	Tensão total no barramento CC
V_{nom}	Tensão de linha nominal da carga
$V_{s,max}$	Tensão máxima em cada chave semicondutora
λ_r	Fluxo do rotor
ω	Velocidade angular
ω_e, ω_s	Velocidade síncrona
ω_r	Velocidade do rotor
θ_{rf}	Posição angular do fluxo do rotor
θ_{rm}	Posição angular do rotor
θ_s	Ângulo de escorregamento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Motivação	13
1.2	Objetivos	14
1.2.1	Objetivo geral	14
1.2.2	Objetivos específicos	14
1.3	Estrutura do trabalho	15
2	REVISÃO TEÓRICA	16
2.1	Correias transportadoras na indústria	16
2.2	Motores de indução	17
2.2.1	Funcionamento	18
2.2.2	Partida	20
2.3	Controle de velocidade em MITs	23
2.3.1	Controle escalar	23
2.3.2	Controle vetorial	26
2.4	Inversores de frequência	30
2.4.1	Conversores de dois níveis	30
2.4.2	Conversores multiníveis NPC	32
3	SIMULAÇÃO E RESULTADOS	37
3.1	NPC de 3 e 5 níveis	37
3.1.1	Cálculo do índice de modulação de amplitude	41
3.2	Controle escalar em malha fechada com NPC de 5 níveis	44
3.3	Controle vetorial indireto com NPC de 5 níveis	49
3.3.1	Malha de corrente	49
3.3.2	Malha de velocidade	55
3.4	Resultados finais	61
4	CONCLUSÕES	64
	REFERÊNCIAS	66

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

O uso racional e eficiente da energia elétrica vem se tornando cada vez mais discutido e necessário nos dias atuais, não só pela economia financeira, mas também como um recurso de extrema importância quando se trata de questões ambientais e de sustentabilidade (MARQUES, HADDAD e MARTINS, 2006). De fato, com a matriz energética brasileira em desfalque, devido à crise hídrica dos últimos anos, o melhor aproveitamento da energia se torna indispensável, principalmente por parte das indústrias, visto que este setor representa mais de um terço do consumo de energia elétrica no Brasil (SOARES, TOSTES e SOARES, 2014).

Ainda no setor industrial, vários equipamentos são utilizados para realizar o transporte de materiais, tais como pontes rolantes e correias transportadoras, o que pode representar uma parcela considerável do consumo de energia elétrica de uma empresa. Estes equipamentos usualmente utilizam motores de indução para o seu acionamento (BROEDEL, 2016).

Por ser bem robusto e relativamente simples, o motor de indução trifásico (MIT) é largamente utilizado na indústria (SEN, 2007). Suas vantagens em comparação a uma máquina de corrente contínua (CC) são inúmeras. Os motores de indução do tipo gaiola de esquilo, por exemplo, não possuem comutadores e escovas, componentes mecânicos presentes nas máquinas CC que limitam seu funcionamento em altas tensões e altas velocidades, além de requererem manutenção periódica. (NOVOTNY e LIPO, 1996).

Em regime permanente, o MIT é essencialmente um motor cuja velocidade decresce com o aumento do torque quando está conectado diretamente a uma fonte de tensão com amplitude e frequência constantes. Esse tipo de conexão chama-se acionamento direto e possui uma gama de problemas que serão citados ao longo do trabalho. Além disso, para várias aplicações industriais, é interessante ter a velocidade como uma variável que possa ser controlável (SEN, 2007). Dentre os vários tipos de acionamento, destacam-se os inversores de frequência, que convertem tensão contínua em alternada (NOVOTNY e LIPO, 1996). O inversor mais simples é o de dois níveis, o qual aplica tensões discretas de $+V_{CC}/2$ e $-V_{CC}/2$ no estator da máquina, onde V_{CC} é a tensão total no barramento CC.

Em contrapartida ao inversor de dois níveis, existem também os inversores multiníveis, que presumidamente trabalham com mais de dois níveis de tensão. Suas vantagens são várias, tais como aumento da tensão limite de operação, tensões com conteúdo harmônico reduzido e correntes quase senoidais (RODRIGUEZ *et al*, 2009). Dentre os conversores multiníveis de alta potência, o de ponto neutro grampeado (NPC, *Neutral Point Clamped*) é o mais utilizado em aplicações industriais (RODRIGUEZ *et al*, 2010).

Para controle desses conversores, são comumente utilizadas as técnicas do controle escalar ou controle vetorial. O controle escalar é relativamente simples e baseia-se em manter a proporção V/f constante, para que o fluxo não varie (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002). O controle vetorial por sua vez é mais elaborado, e tem como base o controle do torque e do fluxo do motor independente da velocidade (NOVOTNY e LIPO, 1996)

Visto isso, o presente trabalho desenvolverá um projeto pautado na eficiência energética, a fim de substituir o acionamento direto de um motor de uma planta genérica de transportadores de correias por um mais moderno, baseado em conversores NPC incorporando o controle vetorial.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

O objetivo geral deste trabalho é projetar e simular um conversor NPC, utilizando a técnica do controle vetorial, para substituir o acionamento direto do MIT de um transportador de correia genérico, podendo dessa forma otimizar o processo produtivo e melhorar a eficiência energética do sistema de transporte em questão.

1.2.2 Objetivos específicos

- Avaliar as vantagens e desvantagens da escolha de um conversor NPC em relação aos demais conversores, para a aplicação em questão;
- Estudar e avaliar os diferentes níveis de NPCs, com foco especial para os de 3 e 5 níveis;
- Estudar e avaliar os tipos de controle de motores de indução disponíveis na literatura acadêmica, dando um destaque maior para o controle vetorial;

- Simular em ambiente computacional o funcionamento do motor com os níveis de NPC's descritos anteriormente, utilizando o controle vetorial;
- Comparar o acionamento proposto com a partida direta do motor e com o controle escalar, e comprovar a melhora no desempenho da máquina de indução.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho está dividido em 4 capítulos.

No Capítulo 1 é feita uma breve introdução ao objeto de estudo, contextualizando o problema, apresentando as justificativas e motivações para a realização do projeto, detalhando os seus objetivos.

No Capítulo 2 é apresentada toda a revisão teórica necessária para dar embasamento ao trabalho. Aborda-se primeiramente as correias transportadoras, e em seguida são tratados os princípios de funcionamento de um motor de indução, bem como seus métodos de acionamento mais simples. Na sequência, são apresentadas as técnicas de acionamento mais elaboradas, como o controle escalar e o controle vetorial, e por fim, são analisados os conversores multiníveis do tipo NPC.

O Capítulo 3 detalha passo-a-passo as simulações feitas em ambiente computacional, desde a elaboração do conversor NPC até a implementação do controle vetorial, explicitando os diagramas de blocos e os resultados obtidos, e no final, comprovando qualitativamente a eficácia do modelo proposto em relação ao acionamento direto.

Finalmente, o Capítulo 4 resume as conclusões mais importantes tiradas a partir deste trabalho.

2 REVISÃO TEÓRICA

Nesta sessão são abordados os tópicos mais pertinentes para dar o devido embasamento teórico ao trabalho. É feita uma breve explicação sobre as correias transportadoras no ambiente industrial e assuntos como motores de indução e seus tipos de acionamento. A partir disso, o conversor multinível NPC e o controle vetorial são tratados detalhadamente.

2.1 Correias transportadoras na indústria

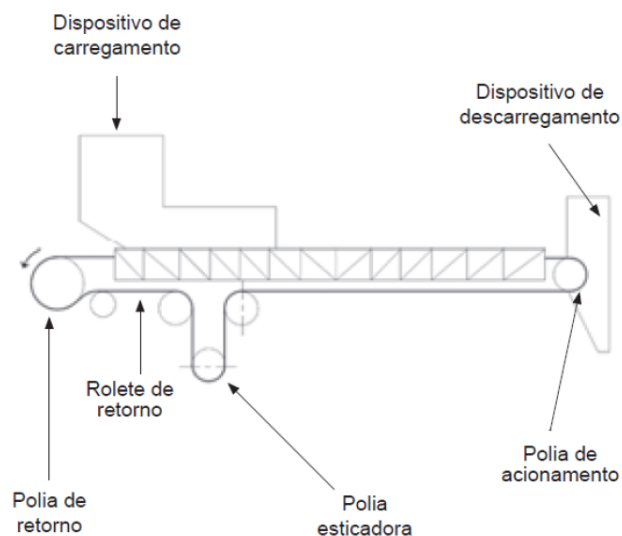
De acordo com Broedel (2016, p. 15):

No setor industrial, são utilizados vários tipos de máquinas de transporte, tais como pontes rolantes e correias transportadoras. Segundo Eletrobrás entre outros (2009), a escolha do equipamento mais adequado para uma determinada aplicação é uma decisão técnica, por envolver características operacionais, capacidades e velocidades, mas também uma decisão econômica, por envolver tempos, custos operacionais e de manutenção.

Ainda segundo Eletrobrás entre outros (2009), as correias transportadoras são máquinas de manipulação industrial largamente utilizadas no transporte de materiais dentro da indústria, tanto de minas quanto de portos, com o objetivo de assegurar um fluxo contínuo de materiais. Algumas de suas vantagens são economia e segurança de operação, confiabilidade e uma ampla faixa de capacidade de transporte.

A Figura 1 ilustra a estrutura fundamental de um transportador de correia.

Figura 1 – Estrutura de um transportador de correia



Fonte: ELETROBRÁS *et al*, (2009).

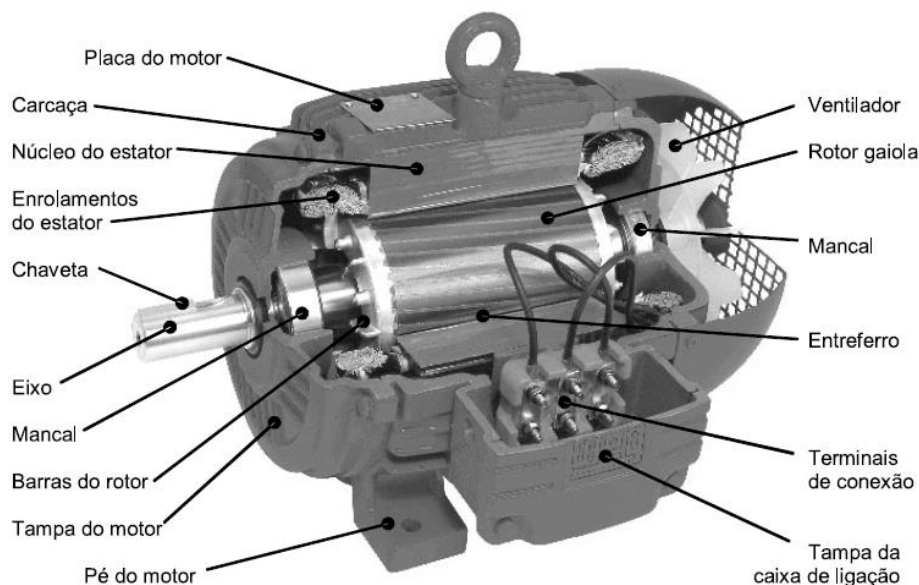
O acionamento de correias transportadoras em ambiente industrial geralmente é feito com motores de indução trifásico (BROEDEL, 2016). Portanto, faz-se necessário o entendimento adequado do funcionamento de motores de indução para o desenvolvimento do tema abordado.

Para fins de simplificação, neste trabalho, as correias transportadoras serão modeladas como equipamentos cuja curva de torque é exatamente igual à dos motores de indução.

2.2 Motores de indução

Popularmente conhecido como o motor “chão de fábrica”, o motor de indução é o mais robusto e mais presente nas indústrias. Com o propósito de converter energia elétrica em mecânica, ele é composto por um rotor e um estator, onde circulam correntes alternadas em ambos, porém, a corrente no estator é suprida por uma fonte e a do rotor é induzida, o que dá origem ao seu nome (SEN, 2007). Um exemplo de motor de indução trifásico de pequeno porte pode ser observado na Figura 2.

Figura 2 - Aspecto construtivo de motores de indução trifásicos do tipo gaiola de esquilo



Fonte: MARQUES, HADDAD e MARTINS, (2006).

O fato de o motor de indução ser o mais utilizado na indústria está relacionado com a sua simplicidade quando comparado aos demais motores.

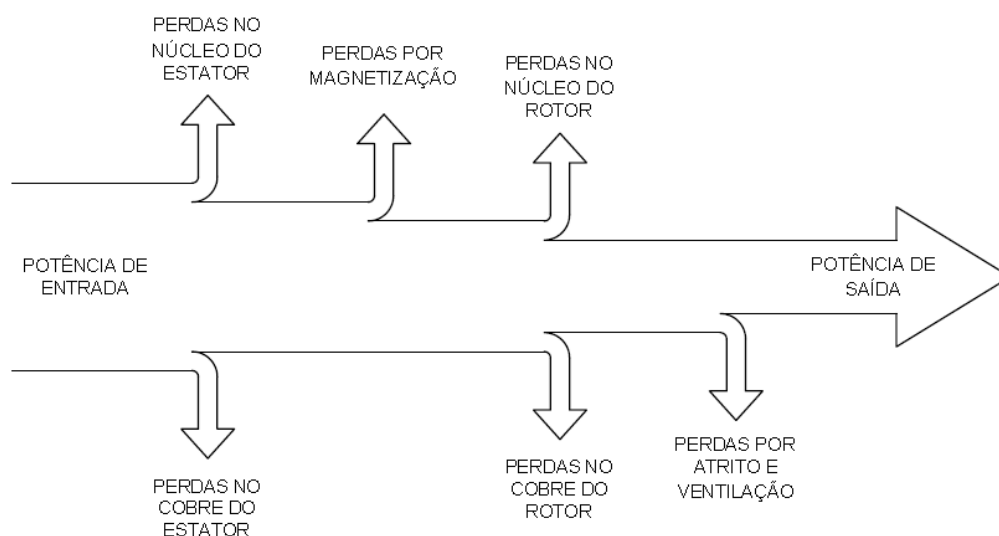
Em relação às máquinas síncronas e de corrente contínua, por exemplo, o motor de indução do tipo gaiola de esquilo (ou simplesmente “gaiola”) se difere no fato de que este não possui escovas, que já representa uma grande vantagem em termos de manutenção (NOVOTNY e LIPO, 1996).

Porém, apesar de ser intrinsecamente eficiente, o motor de indução é por vezes utilizado de forma ineficiente na indústria, consequência do sobredimensionamento dos mesmos, ou seja, a operação com cargas inferiores à nominal, o que gera também baixo fator de potência (MARQUES, HADDAD e MARTINS, 2006).

2.2.1 Funcionamento

Devido a fatores construtivos, as máquinas de indução apresentam perdas de potência, majoritariamente representadas por perdas ôhmicas e magnéticas, tanto no circuito do rotor quanto do estator, além de ventilação e atrito (MARQUES, HADDAD e MARTINS, 2006). Estas perdas estão representadas na Figura 3.

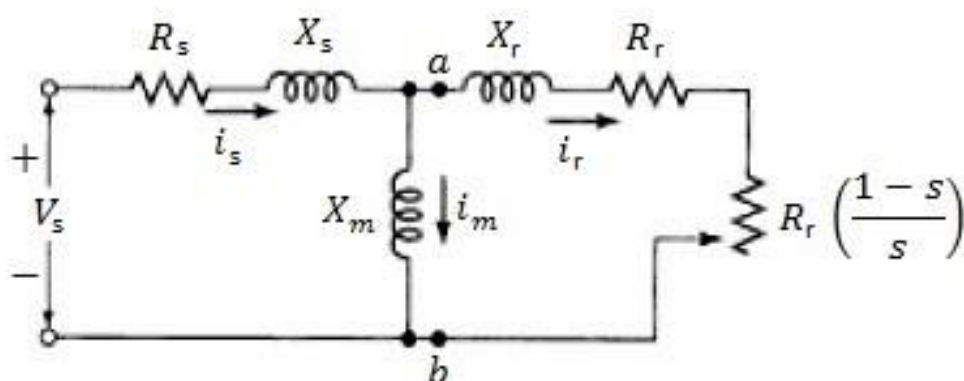
Figura 3 - Perdas no motor de indução



Fonte: Produção do próprio autor.

Para simplificar a análise do motor de indução, este pode ser representado como um circuito equivalente monofásico, indicando as perdas e o fluxo de potência, como mostra a Figura 4.

Figura 4 - Circuito equivalente monofásico de um motor de indução



Fonte: FITZGERALD, KINGSLEY Jr. e UMANS, (2006), adaptado pelo autor.

Na Figura 4, que apresenta uma das várias maneiras de representar o circuito equivalente de um motor de indução, R_s representa a resistência do enrolamento do estator e X_s o fluxo disperso do estator, respectivamente. Analogamente ao estator, R_r e X_r são respectivamente a resistência do enrolamento e o fluxo disperso do rotor. As perdas durante a magnetização da máquina (histerese e correntes de Foucault) são representadas por X_m , e as potências de cada perda são

o produto das impedâncias com o quadrado das suas respectivas correntes. A potência mecânica (sem decréscimo das perdas por ventilação e atrito) é representada pela parcela resistiva $R_r \left(\frac{1-s}{s} \right)$, onde s é o escorregamento da máquina.

Então, observa-se que um motor que opera com escorregamento elevado (a uma velocidade inferior à nominal), possui um rendimento baixo, visto que a potência mecânica decresce com o aumento do escorregamento (FITZGERALD, KINGSLEY Jr. e UMANS, 2006).

Segundo Novotny e Lipo (1996), o torque eletromagnético (T_e) produzido por um MIT é uma variável que depende do número de polos da máquina (p) da potência dissipada no entreferro ($R_r I_r^2 / s$) e da frequência elétrica (ω_e), como apresentado na Equação (1).

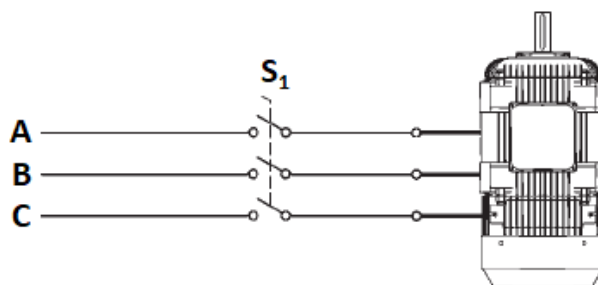
$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{R_r I_r^2}{s \omega_e} \quad (2.1)$$

2.2.2 Partida

O método mais simples e barato para partir um MIT é a partida direta, ou acionamento direto, no qual o motor é ligado diretamente à rede por meio de um contator, como ilustrado na Figura 5. Entretanto, é um método incapaz de controlar a velocidade, além de ser precário e potencialmente capaz de causar vários problemas como (WEG, 2004):

- a) Altas correntes de partida, podendo ocasionar também afundamentos de tensão na rede elétrica, prejudicando inclusive outras áreas da organização;
- b) Ausência de controle de velocidade, consequentemente não havendo controle do fluxo de produção (no caso de uma aplicação industrial);
- c) Baixa eficiência energética, visto que não há controle de velocidade;
- d) Baixo número de partidas dos motores, já que estes são projetados para terem um número limitado de partidas/hora, prejudicando o pleno aproveitamento do sistema;
- e) Redução da vida útil dos motores, sabendo que as altas correntes de partida podem danificar o isolamento dos condutores dos motores.

Figura 5 - Partida direta de MIT

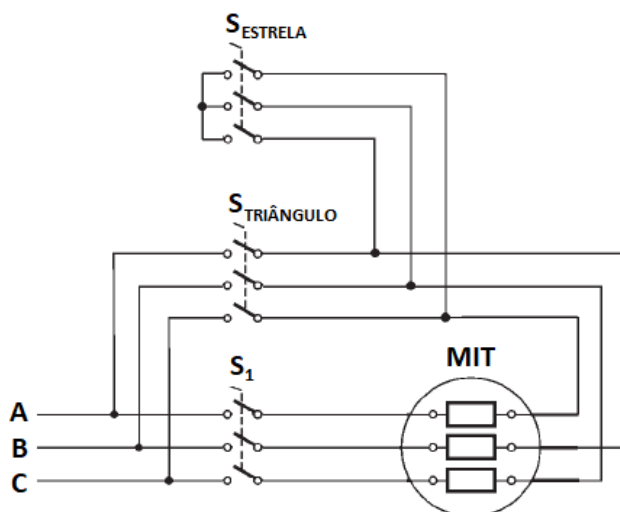


Fonte: WEG, (2004), adaptado pelo autor.

Uma alternativa simples para o acionamento direto é a partida estrela-triângulo, ou Y- Δ . Este método pode ser apenas utilizado em motores que possuam ligação em dupla tensão, e cuja tensão nominal de operação seja a maior das duas (SEN, 2007). Consiste em um jogo de contadores que alternam o tipo de ligação, e consequentemente a tensão nos terminais do estator, promovendo uma partida mais suave, como mostra a Figura 6.

Primeiramente, liga-se o motor com a tensão de fase da rede (ligação Y) e logo em seguida aumenta-se a tensão em $\sqrt{3}$ vezes (ligação Δ), ou seja, é aplicada tensão de linha no estator da máquina. Isso possibilita uma redução de 1/3 da corrente de partida em comparação com a partida direta (WEG, 2004). As desvantagens, porém, são que necessita de um motor com ligação dupla e o torque de partida é reduzido.

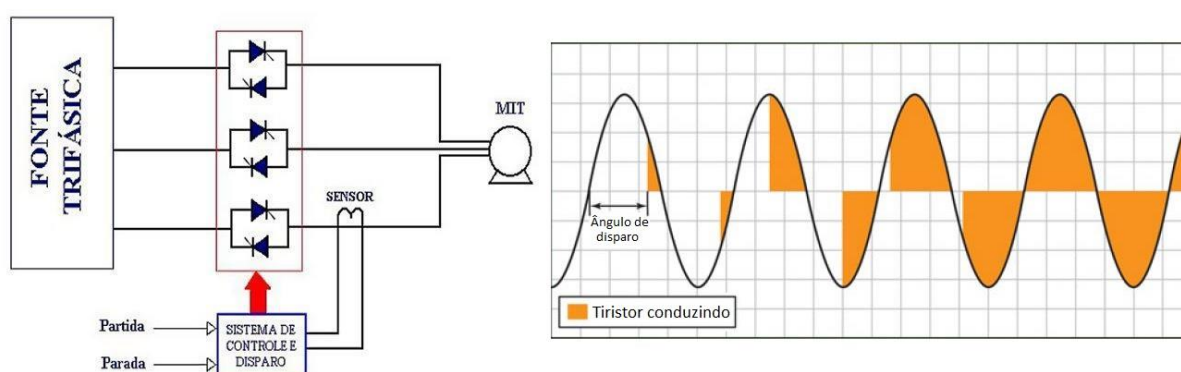
Figura 6 - Chave Estrela-Triângulo



Fonte: WEG, (2004), adaptado pelo autor.

Incorporando eletrônica de potência aos sistemas de acionamento de MITs, os *soft-starters* apresentam-se como uma alternativa mais confiável que os contatores eletromecânicos. Formado por um conjunto de chaves de estado sólido (geralmente tiristores), os *soft-starters* permitem controlar a forma de onda da tensão no estator da máquina a partir do ajuste do ângulo de disparo dos semicondutores (WEG, 2004), como mostra a Figura 7. Isso possibilita que a partida do motor tenha uma tensão que aumenta gradativamente e consequentemente com uma corrente de partida suave, porém, reduz o torque de partida (SEN, 2007).

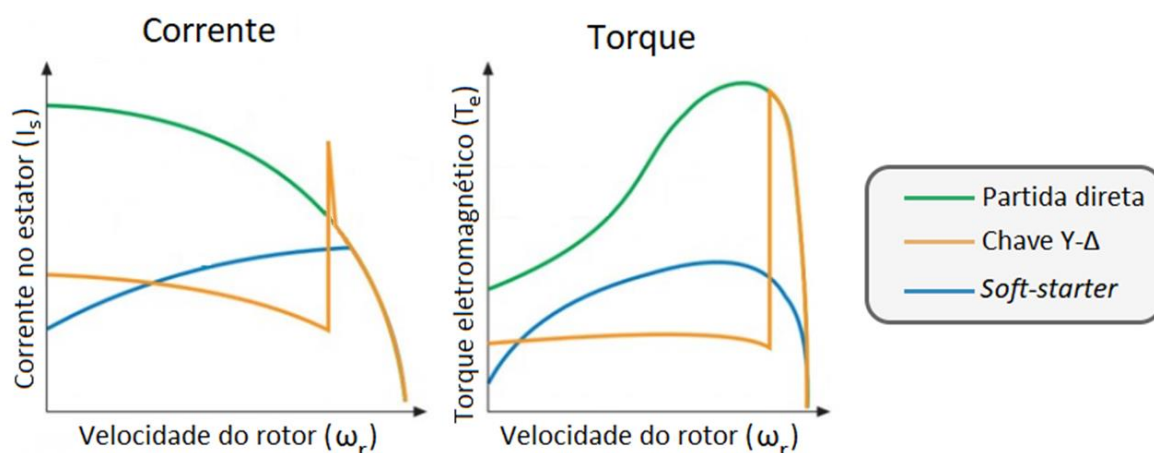
Figura 7 - Diagrama do *soft-starter* e a tensão obtida em uma das fases



Fonte: MUNDO DA ELÉTRICA, (2017) e MACHINEDESIGN, (2017), adaptados pelo autor.

A Figura 8 ilustra de forma qualitativa a comparação entre os três tipos de partida apresentados, usando a corrente e o torque de partida em função da velocidade do rotor como parâmetros de comparação.

Figura 8 - Comparação de corrente e torque entre os métodos de partida



Fonte: EBLOGDB (2017), adaptado pelo autor.

2.3 Controle de velocidade em MITs

O motor de indução é um motor de velocidade praticamente constante quando conectado a uma fonte de tensão e frequência invariantes. Sua velocidade de operação é muito próxima da velocidade síncrona; e se o torque de carga aumenta, a sua velocidade diminui proporcionalmente, caso a máquina esteja operando em sua região linear (SEN, 2007).

Como muitas atividades industriais exigem que a velocidade seja controlada, fez-se necessário o desenvolvimento de técnicas para poder controlar a velocidade da máquina. Dois dos controles mais difundidos e utilizados para este fim são conhecidos como controle escalar, baseado na manutenção da tensão e frequência, e o controle vetorial, baseado no desacoplamento dos eixos abc, estático, em uma referência girante, denominada referência dq.

2.3.1 Controle escalar

O controle escalar (também conhecido como V/f constante, fluxo constante ou Volts/Hertz) é provavelmente a estratégia de controle mais simples e barata para motores de indução (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002).

Uma de suas principais características baseia-se no fato de que sua curva Torque pela Velocidade garante que a máquina trabalhe com velocidade mecânica próxima da velocidade síncrona, consequentemente com escorregamento baixo e operando na região linear. Outra característica é o fato da proporcionalidade entre a tensão (V_s) e a velocidade síncrona (ω_e) garantir um fluxo no estator (λ_s) aproximadamente constante em regime permanente (Equações 2.2 e 2.3), evitando saturações e mantendo o torque constante para qualquer velocidade do motor (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002).

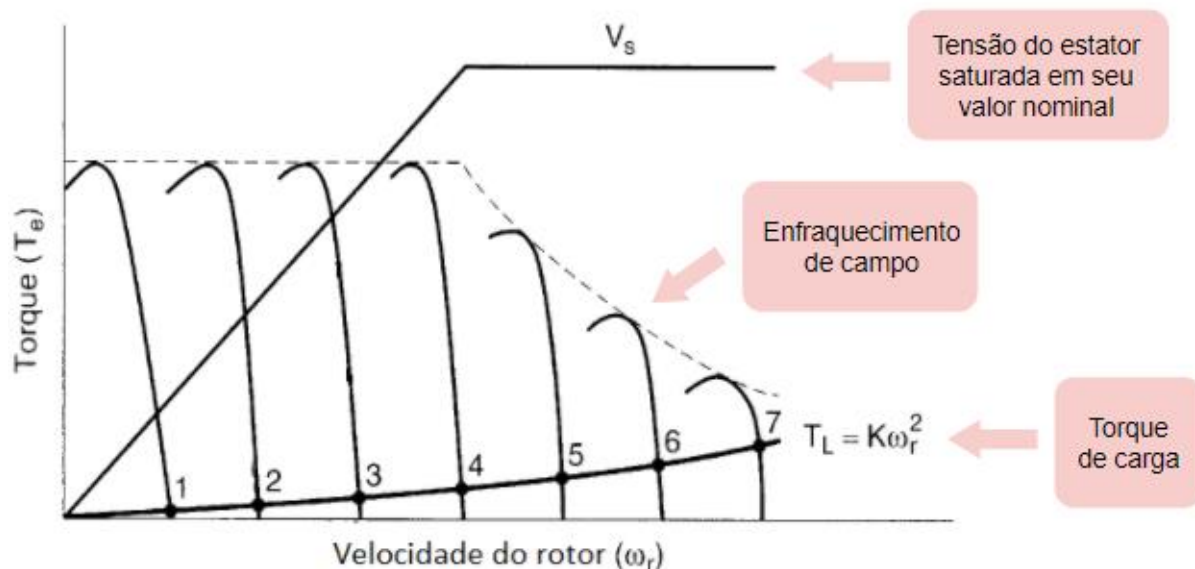
$$V_s = \omega_e \lambda_s \quad (2.2)$$

$$\lambda_s = \frac{V_s}{\omega_e} \quad (2.3)$$

Para evitar que possíveis sobretensões danifiquem a máquina, a tensão é saturada em seu valor nominal, fazendo com que o fluxo decresça na região de operação acima da frequência nominal.

Essa região é chamada de enfraquecimento de campo. A Figura 9 mostra as curvas de torque para diferentes frequências de operação, considerando a região de enfraquecimento de campo.

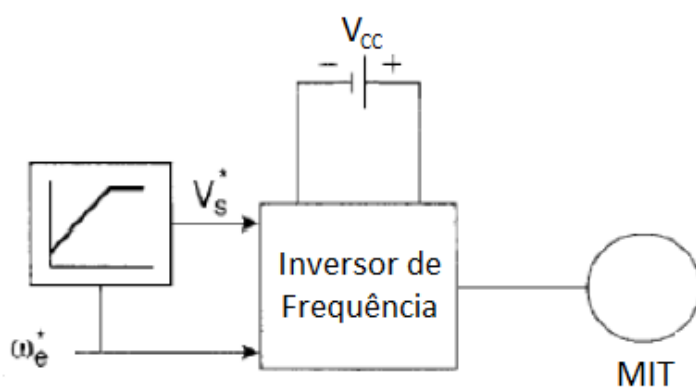
Figura 9 – Perfil do torque em função da velocidade para diferentes frequências



Fonte: BOSE (2002), adaptado pelo autor.

Em malha aberta, o controle escalar trabalha com a velocidade rotórica de referência (ω_r^*) sendo a própria velocidade síncrona de referência (ω_e^*), ou seja, desprezando o efeito do escorregamento. Já o comando de velocidade é obtido multiplicando o próprio comando de velocidade por uma constante (KRAUSE, WASYNCHUK e SUDHOFF, 2002). A Figura 10 representa o diagrama do controle escalar em malha aberta.

Figura 10 - Controle escalar em malha aberta

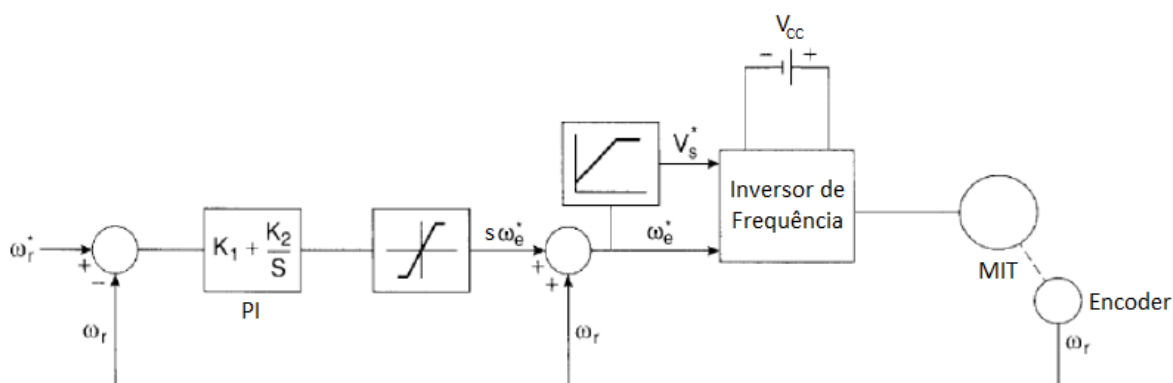


Fonte: BOSE (2002), adaptado pelo autor.

O inconveniente do controle escalar em malha aberta está no fato de que este negligencia a velocidade de escorregamento ($s\omega_e$), admitindo que a velocidade do rotor (ω_r) é igual à velocidade síncrona (ω_e). Portanto, apresenta alto escorregamento a medida que o torque de carga aumenta, causando assim uma diferença significativa entre a velocidade de referência e a velocidade do rotor. Vale lembrar também que a velocidade de referência nunca será alcançada em malha aberta.

Todavia, o desempenho do sistema pode ser melhorado caso seja implementada uma malha de velocidade. Neste caso, o erro da velocidade ($\omega_r^* - \omega_r$) gera uma referência de velocidade de escorregamento ($s\omega_e^*$), e a frequência de referência (ω_e^*) é de fato gerada pela soma da velocidade do rotor com a velocidade de escorregamento ($\omega_r + s\omega_e^*$). A Figura 11 ilustra a malha de velocidade do controle escalar.

Figura 11 - Controle escalar em malha fechada



Fonte: BOSE (2002), adaptado pelo autor.

O controle escalar é mais utilizado em aplicações que não requerem elevada dinâmica, como acelerações e frenagens bruscas, nem elevada precisão ou controle de torque. Ou seja, este é um controle mais utilizado em sistemas que dispõem alto desempenho, mas em compensação apresenta um custo menor comparado a outros tipos de controladores, como por exemplo, inversores com controle vetorial (WEG, 2004).

2.3.2 Controle vetorial

Para aplicações onde é necessário um alto desempenho dinâmico, respostas rápidas e precisão elevada na regulação de velocidade, o motor deve fornecer um controle de torque preciso para uma ampla faixa de operação. Os motores de corrente contínua são uma solução ideal para esse tipo de aplicação, pois a proporcionalidade da corrente com o fluxo, e consequentemente com o torque, proporciona um meio de controle direto (WEG, 2004).

Contudo, é possível utilizar essa estratégia em motores de corrente alternada, utilizando o controle vetorial. Essa técnica consiste no controle da amplitude, frequência e fase, para corrente e tensão, da fonte de corrente alternada. Isso implica no controle da orientação espacial do campo eletromagnético na máquina, e deu origem ao termo “orientação pelo campo” (NOVOTNY e LIPO, 1996).

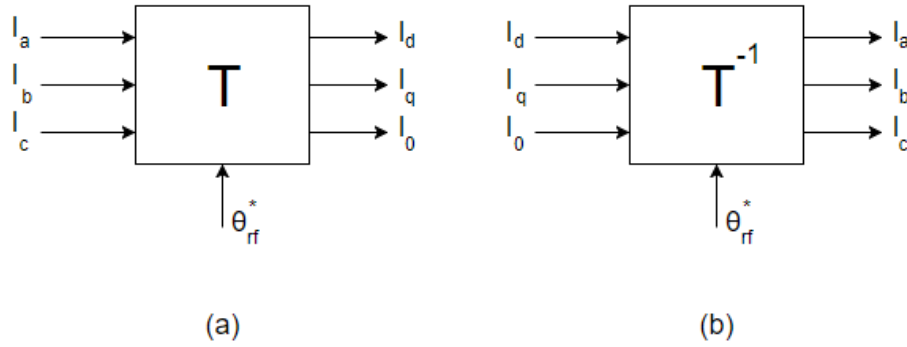
A maior vantagem da orientação pelo campo em relação ao controle escalar é o controle do torque independente da velocidade. Além disso, também garante alta precisão de regulação de velocidade, alto desempenho dinâmico e operação suave em baixa velocidade sem oscilação de torque, mesmo com variação de carga (WEG, 2004).

No motor de indução, a corrente de armadura é composta por uma parcela magnetizante e uma parcela de torque, não permitindo assim obter um controle direto do torque. O princípio básico do controle vetorial é, portanto, transformar as correntes no referencial trifásico “abc” estático para um referencial ortogonal “dq0” girante através da transformada dq0 (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002).

Deste modo, obtém-se as correntes relativas ao torque (I_q , corrente em quadratura) e à magnetização da máquina (I_d , corrente direta), e assim é possível controlar cada variável independentemente. Neste processo, é necessário resolver em tempo real a equação que define matematicamente o motor de indução, devendo usualmente ser conhecido *a priori* os parâmetros da máquina, quando esses não são estimados em tempo real (WEG, 2004).

A Figura 12 e as Equações 2.4 e 2.5 mostram as transformadas dq0 direta e inversa, respectivamente, para as correntes. A variável θ_{rf}^* é a referência da posição angular do fluxo do rotor.

Figura 12 - Representação esquemática das transformadas dq0 direta (a) e inversa (b)



Fonte: Produção do próprio autor.

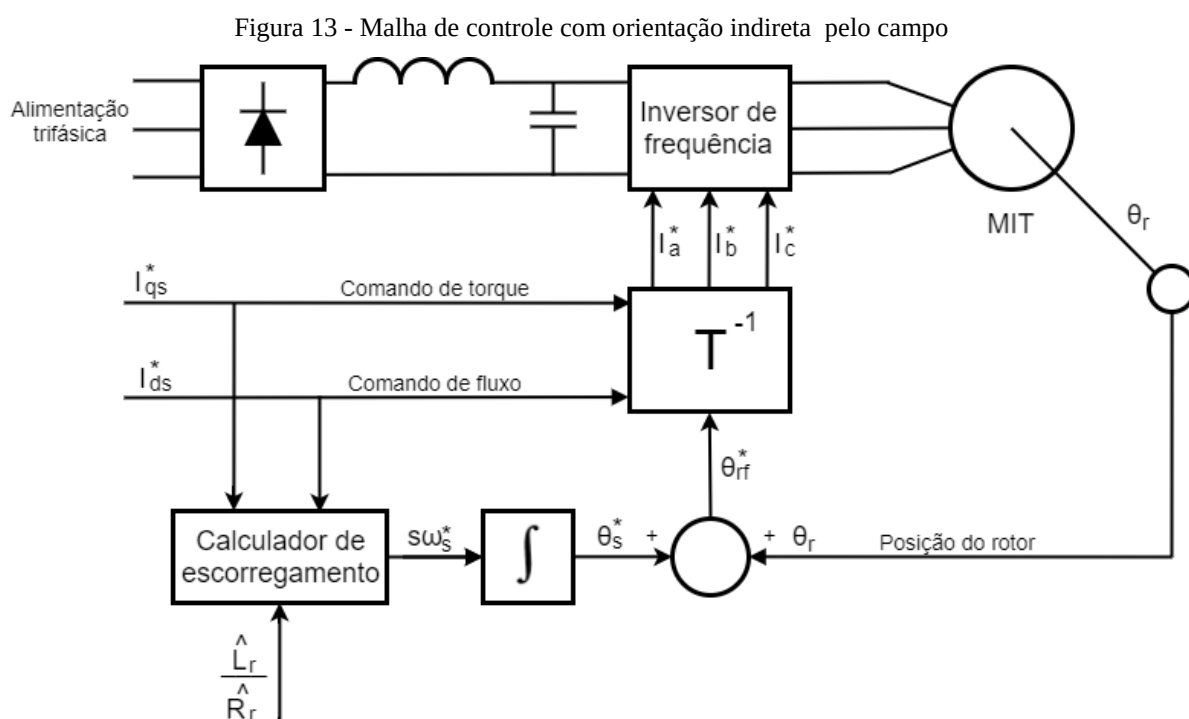
$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{rf}^*) & \cos\left(\theta_{rf}^* - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{rf}^* + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{rf}^*) & -\sin\left(\theta_{rf}^* - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{rf}^* + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{rf}^*) & -\sin(\theta_{rf}^*) & 1 \\ \cos\left(\theta_{rf}^* - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{rf}^* - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_{rf}^* + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{rf}^* + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Segundo Novotny e Lipo (1996), existem dois tipos essenciais de orientação pelo campo para motores de indução: o direto e o indireto. Como medições diretas da posição espacial do fluxo do rotor em motores de indução são relativamente caras e de difícil implementação, são feitas aproximações para determinar essa posição, no qual a orientação indireta (Figura 13) mede a posição do rotor a partir de um encoder rotacional em seu eixo e utiliza a relação de escorregamento para estimar o ângulo do fluxo do rotor, e a direta (Figura 14) determina

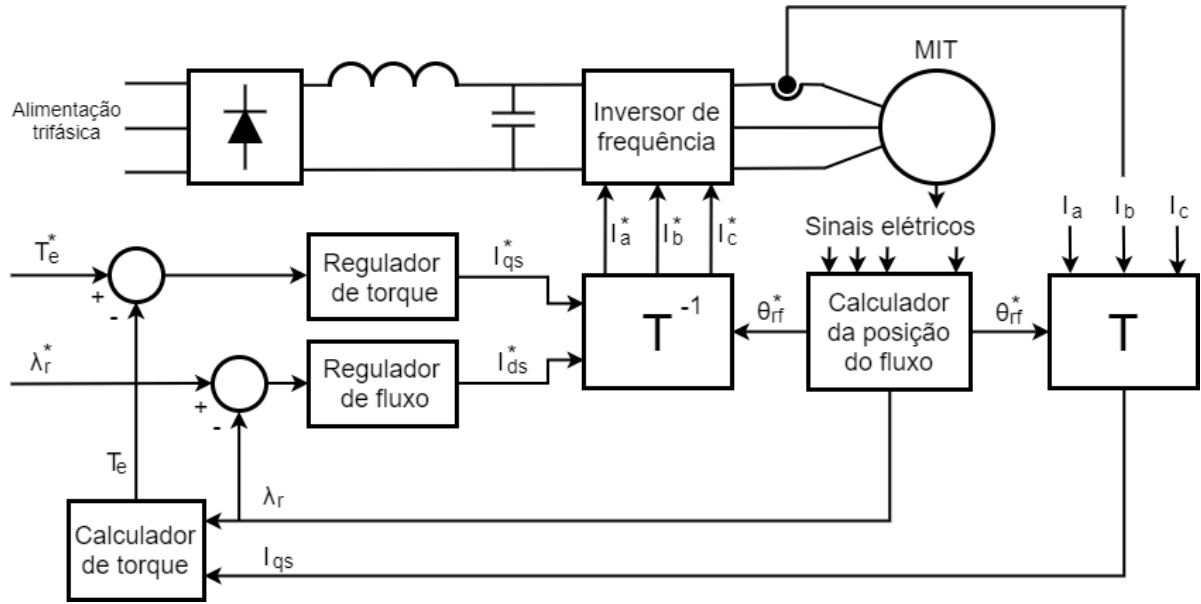
eletricamente o ângulo através de medições do próprio fluxo do rotor, usando por exemplo, sensores de efeito Hall.

Por dependerem de menos parâmetros estimados, o controle vetorial indireto é mais utilizado na indústria que o direto. Este controlador utiliza as correntes de referência no eixo dq0 mais alguns parâmetros do motor para estimar a velocidade de escorregamento ($s\omega_e^*$), que ao ser integrada, caracteriza-se como o “ângulo do escorregamento” (diferença entre a posição do rotor e a posição espacial do fluxo). Este ângulo somado com a posição do rotor estima a posição espacial do fluxo, que é utilizado na transformada dq0 juntamente com os comandos de corrente, para se obter as correntes trifásicas de referência, como mostra a Figura 13.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 14 - Malha de controle com orientação direta pelo campo



Fonte: Produção do próprio autor.

Como já foi citado, a vantagem de representar as correntes em um referencial ortogonal é a possibilidade de controlar o torque e o fluxo da máquina independentemente. Segundo Novotny e Lipo (1996), o torque e o fluxo em função das correntes no referencial dq0 são definidos pelas Equações 2.6 e 2.7, respectivamente

$$T_e = \frac{3p}{4} \frac{L_m^2}{L_r} I_{ds} I_{qs} \quad (2.6)$$

$$\lambda_r = \frac{L_m}{\sqrt{2}} I_{ds} \quad (2.7)$$

A velocidade de escorregamento também é estimada a partir das correntes de entrada. Na orientação indireta pelo campo, a operação que o controlador realiza para fazer a estimação desse valor baseia-se na Equação 2.8, e é chamada de relação de escorregamento. Em regime permanente, a Equação 2.9 também é válida. Parâmetros como resistência e indutância podem sofrer alterações durante a operação, devido a fatores como temperatura e saturação da magnetização, respectivamente, por isso também são estimados e estão grafados com o índice “^” nas Equações a seguir.

$$s\omega_e^* = \frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} \frac{I_{qs}^*}{\left(\frac{\lambda_r^*}{\hat{L}_m}\right)} \quad (2.8)$$

$$s\omega_e^* = \frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \quad (2.9)$$

2.4 Inversores de frequência

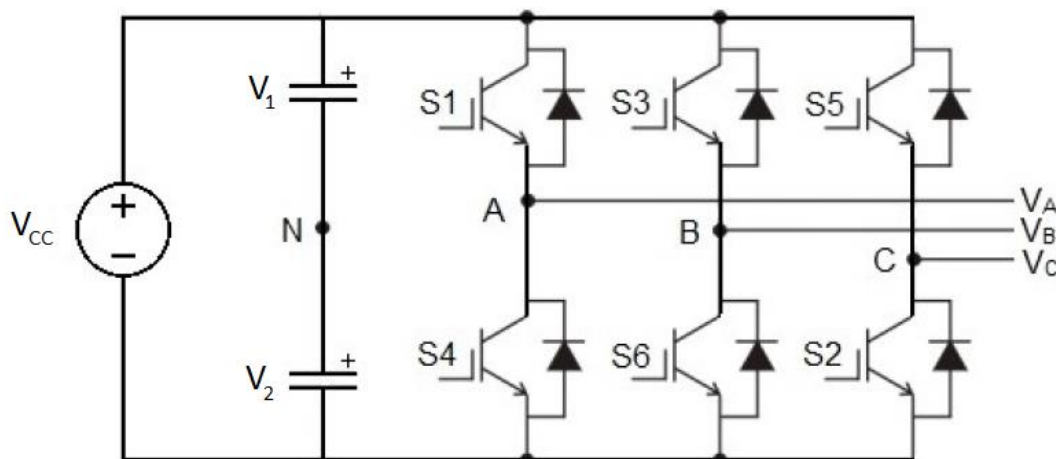
Os métodos de controle descritos anteriormente, a medida que foram se desenvolvendo, tornaram-se mais complexos e necessitavam também de uma eletrônica de potência mais complexa para seu funcionamento. Nesse aspecto, as chaves mecânicas e contadores deram espaço aos inversores de frequência, que são equipamentos mais eficazes que utilizam chaves semicondutoras, resoluções de equações e operações lógicas para o seu funcionamento. Para isso, a utilização de microcontroladores e microprocessadores tornou-se indispensável.

Os inversores de frequência são, idealmente, amplificadores que reproduzem os sinais de controle (sejam tensão ou corrente) em sinais de alta potência para o acionamento da máquina. Atualmente, a maioria dos inversores usados em aplicações de alto desempenho são do tipo VSI (Inversores com Fonte de Tensão, do inglês, *Voltage Source Inverters*) que utilizam tensão em um barramento CC como fonte de potência (NOVOTNY e LIPO, 1996).

2.4.1 Conversores de dois níveis

O circuito mais elementar de um conversor VSI é composto por uma fonte de tensão contínua, no qual a sua tensão é dividida igualmente entre dois capacitores, e duas chaves semicondutoras para cada fase, totalizando seis chaves. A Figura 15 exemplifica esse conversor, que é conhecido como conversor de dois níveis ou convencional.

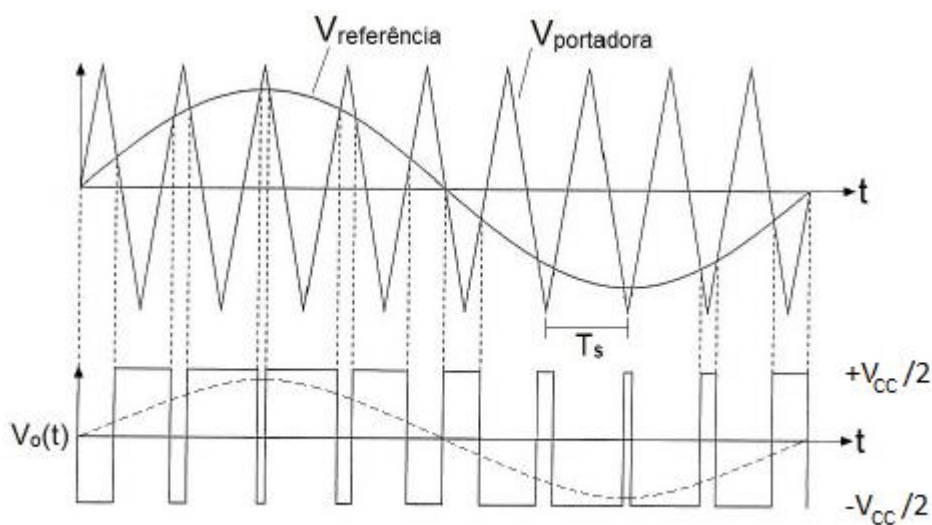
Figura 15 - Circuito básico de um inversor de frequência



Fonte: RODRIGUES (2017), adaptado pelo autor.

Este conversor tem a função semelhante ao comutador do motor de corrente contínua, uma vez que ambos convertem tensão contínua em tensão alternada de frequência variável (NOVOTNY e LIPO, 1996). A lógica de comutação mais comum para este conversor baseia-se na modulação PWM (Modulação por Largura de Pulso, do inglês, *Pulse Width Modulation*), no qual obtém-se o sinal desejado (de baixa frequência) modulado em alta frequência a partir de sua comparação com um sinal triangular de alta frequência, chamado de portadora, como mostra a Figura 16 (NOVOTNY e LIPO, 1996).

Figura 16 - Lógica de comutação PWM no inversor de dois níveis



Fonte: RODRIGUES (2017), adaptado pelo autor.

A frequência da portadora deve ser no mínimo 20 vezes superior à máxima frequência da onda de referência para se obter uma boa reprodução da forma de onda na carga após a devida filtragem (RODRIGUES, 2017). Existe também a relação entre a amplitude do sinal de referência e a amplitude da portadora (Equação 2.10). Esta relação, conhecida como índice de modulação de amplitude (m_a), é definida em termos da tensão total no barramento CC (V_{CC}) e a tensão de pico da componente fundamental da tensão de saída ($\hat{V}_{an1}$), e por vezes usada para dimensionar a tensão do barramento CC, como feito no Capítulo 3.2 deste trabalho.

$$\hat{V}_{an1} = \frac{V_{CC} \cdot m_a}{2} \quad (2.10)$$

2.4.2 Conversores multiníveis NPC

À medida que a potência das máquinas industriais aumenta, os níveis de tensão e corrente aumentam na mesma proporção, e por consequência, também aumenta a tensão e corrente no qual as chaves semicondutoras dos inversores estão submetidas.

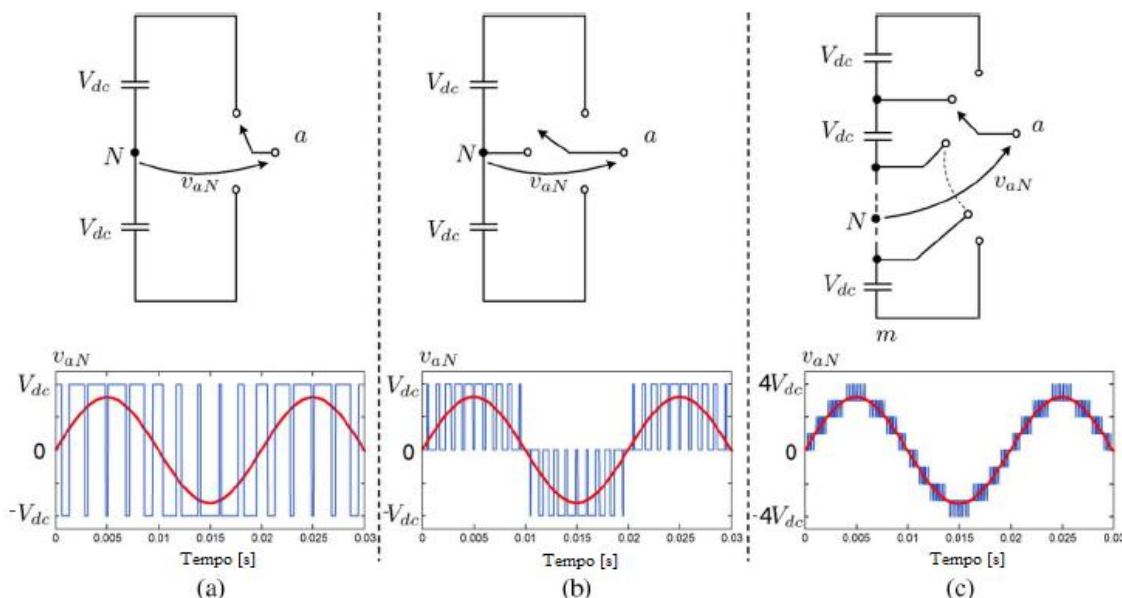
A comunidade científica resolveu esse impasse com duas soluções: desenvolvendo semicondutores que suportam tensão e corrente elevadas, mantendo a topologia convencional (conversor de dois níveis); e desenvolvendo novas topologias de inversores conhecidos como conversores multiníveis, que utilizam os semicondutores tradicionais e, além disso, proporcionam uma diminuição significativa no THD (Distorção Harmônica Total, do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (RODRÍGUEZ *et al*, 2009).

A segunda solução apresenta-se mais viável economicamente e em termos de qualidade de energia, uma vez que semicondutores de maiores potências são mais caros e aplicações de maiores potências requerem uma boa qualidade de energia (RODRÍGUEZ *et al*, 2009). Em algumas aplicações, os conversores multiníveis até dispensam a presença de filtros passivos.

O conceito de conversores multiníveis, segundo Rodríguez entre outros (2009), é um sistema de conversão de energia, composto por uma matriz de semicondutores de potência e fontes capacitivas, que podem gerar uma onda de tensão composta por degraus, com frequência, fase e amplitude variáveis e controláveis.

A sequência e o tempo de comutação das chaves semicondutoras são definidos pela estratégia de modulação empregadas. Essas estratégias objetivam fundamentalmente produzir um sinal com vários níveis de tensão na saída (VEIGA, 2013). A Figura 17 ilustra de forma simplificada a comutação das chaves e a forma de onda da tensão de saída para conversores de diferentes níveis de complexidade.

Figura 17 - Forma de onda da tensão de saída para conversores de a) dois níveis, b) três níveis e c) nove níveis

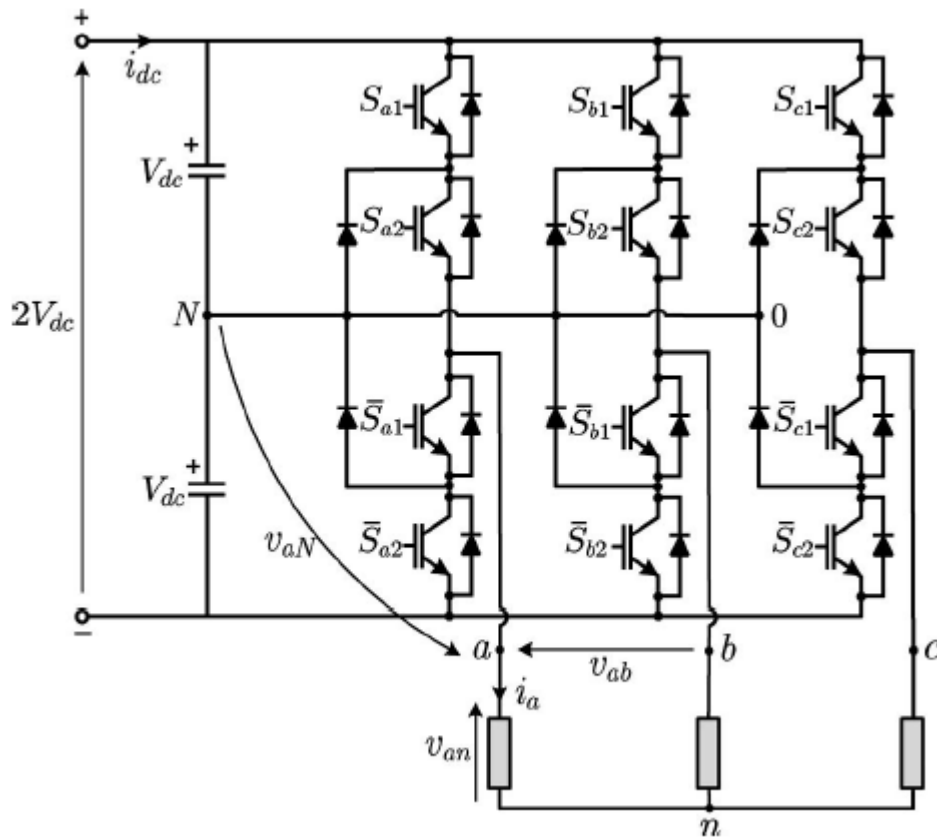


Fonte: RODRÍGUEZ *et al*, (2009), adaptado pelo autor.

Dentre os tipos de conversores multiníveis o mais utilizado atualmente é o NPC, que é basicamente composto por um braço de chaves semicondutoras para cada fase, ligados a uma fonte de corrente contínua, mais um diodo no neutro para “grampear” a tensão na chave (RODRÍGUEZ *et al*, 2009). A Figura 18 exemplifica um conversor NPC de três níveis trifásico, que segundo dos Santos (2011, p. 14):

[...] é composto por três grupos de diodos ligados ao neutro, e três braços - cada um com quatro Transistores Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT) associado com um diodo em antiparalelo. Os semicondutores comandam o fluxo de energia trocada entre um sistema trifásico alternado e um sistema de tensões contínuas no lado CC. O conversor é designado por conversor de 3 níveis, pois cada braço pode disponibilizar três valores de tensão de acordo com as combinações possíveis dos estados dos dispositivos de comutação.

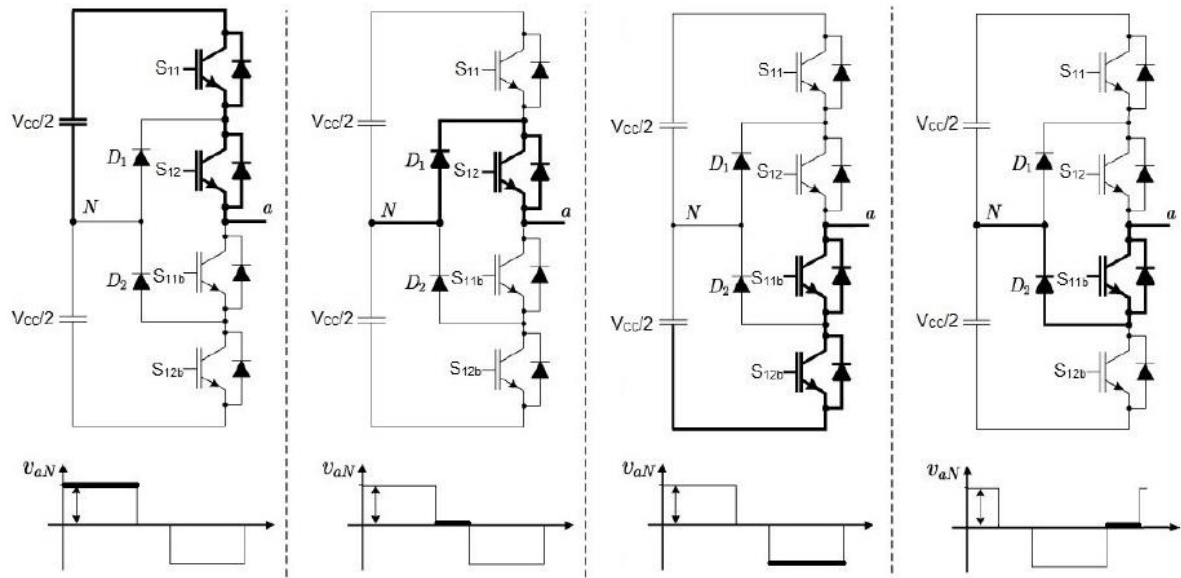
Figura 18 - Conversor NPC de três níveis



Fonte: RODRÍGUEZ *et al*, (2009).

Para conversores NPC de mais níveis (5, 7, 9, 11, 13...) a topologia é análoga, com o número de capacitores no barramento CC igual a $(n - 1)$, onde n é o número de níveis do inversor, e com o número de chaves aumentando exponencialmente com o número de níveis. A sequência de condução das chaves e sentido de corrente para uma fase do conversor NPC de 3 níveis é representada na Figura 19, e a lógica de disparo das chaves é representada na Tabela 1. É possível notar que as chaves são fechadas aos pares, e que o sinal de comando das chaves inferiores e superiores são negados (opostos) entre si.

Figura 19 - Sequência de condução das chaves semicondutoras e suas respectivas tensões de saída



Fonte: RODRÍGUEZ *et al*, (2009), adaptado por RODRIGUES (2017).

Tabela 1 - Sequência de disparo das chaves

Tensão na carga	Comando de disparo das chaves			
	S_{11}	S_{12}	S_{11b}	S_{12b}
$+V_{CC}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-V_{CC}/2$	0	0	1	1

Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão máxima em cada chave é uma função do número de níveis e da tensão no barramento CC, expressa pela Equação 2.11.

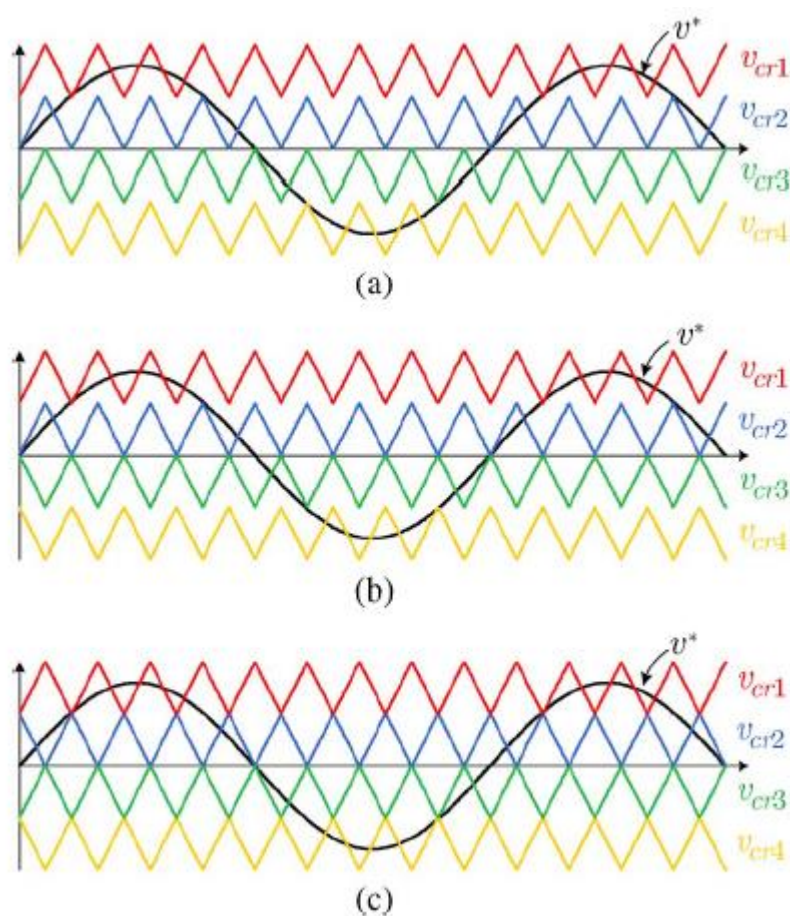
$$V_{S,max} = \frac{V_{CC}}{(n - 1)} \quad (2.11)$$

As portadoras triangulares são comparadas com as senóides de referência e geram os sinais lógicos para o disparo das chaves. Para os conversores NPC, existem 3 alternativas de modulação PWM em relação à disposição das portadoras: PD (Disposição de Fase, do inglês, *Phase Disposition*), com todas as portadoras em fase; POD (Disposição de Fase Oposta, do inglês, *Phase Opposite Disposition*), com todas as portadoras positivas em fase entre si e as

negativas em fase oposta; e APOD (Disposição de Fase Oposta Alternada, do inglês, *Alternate Phase Opposite Disposition*), com todas as portadoras alternadas uma a uma (RODRÍGUEZ *et al*, 2009).

Segundo Holmes e Lipo (2003), a modulação PD é a que apresenta um melhor desempenho harmônico e, portanto, é utilizada no capítulo referente às simulações. A Figura 20 exemplifica os três tipos de modulação PWM citados para um NPC de 5 níveis.

Figura 20 - Tipos de modulação PWM: a) PD, b) POD e c) APOD



Fonte: RODRÍGUEZ *et al*, (2009).

3 SIMULAÇÃO E RESULTADOS

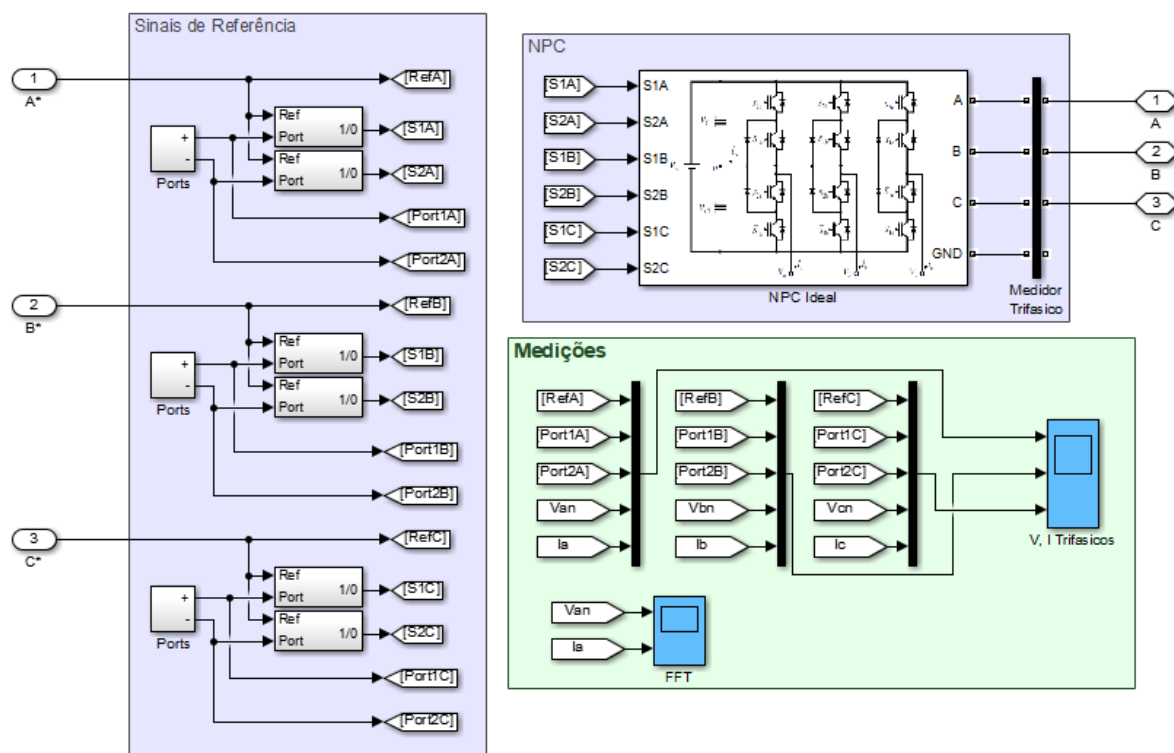
Apresentada toda a revisão teórica necessária para alicerçar o projeto em si, o presente capítulo tem como propósito descrever passo-a-passo o procedimento feito em ambiente computacional até o objetivo final. Com o auxílio do *software* Matlab® e de sua poderosa ferramenta computacional Simulink®, foi possível desenvolver em diagrama de blocos toda a estrutura de um sistema de controle de velocidade de MIT, desde a construção do conversor NPC até a malha do controle vetorial indireto.

3.1 NPC de 3 e 5 níveis

Nesta seção, foram simulados NPCs de 3 e de 5 níveis alimentando uma carga RL, a fim de simplesmente validar o modelo de conversor implementado no Simulink® e comparar o desempenho para os diferentes níveis de NPC. Primeiramente, foram montados os NPCs usando chaves semicondutoras ideais, ligados a um barramento de tensão contínua também ideal.

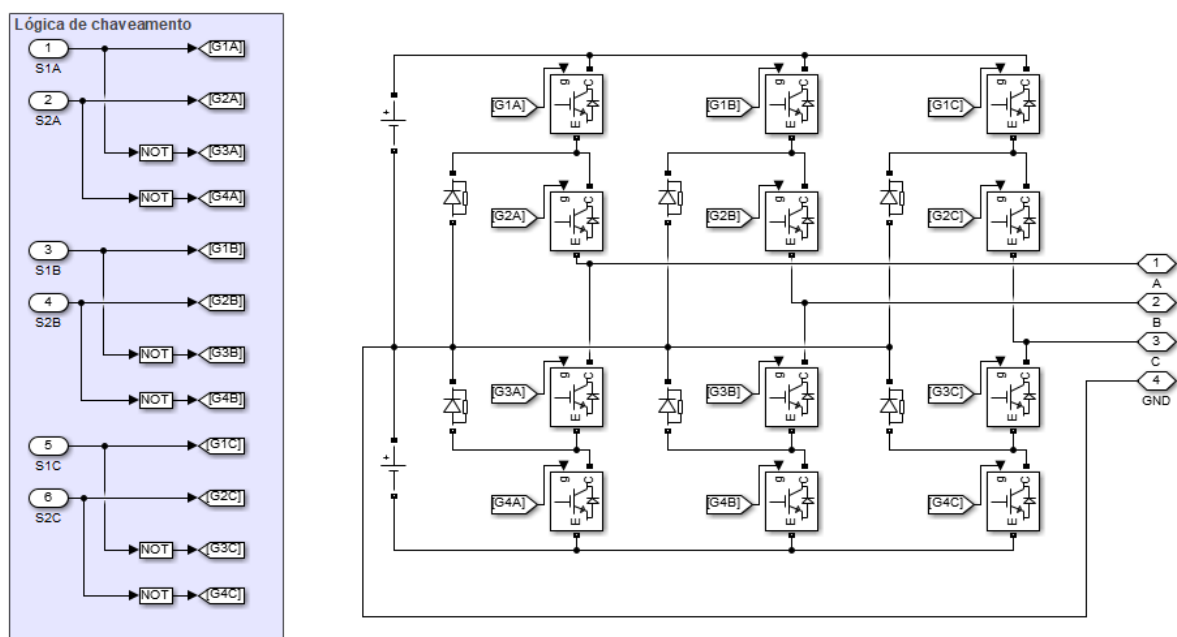
Em seguida estas unidades foram compactadas em blocos chamados de “NPC 3” e “NPC 5”, para 3 e 5 níveis respectivamente, e a partir daí foram usados para as demais simulações. A arquitetura do bloco “NPC 3” é apresentada nas Figuras 21 e 22, e para o conversor de 5 níveis, a estrutura que foi construída é análoga.

Figura 21 - Estrutura do bloco "NPC 3"



Fonte: Produção do próprio autor.

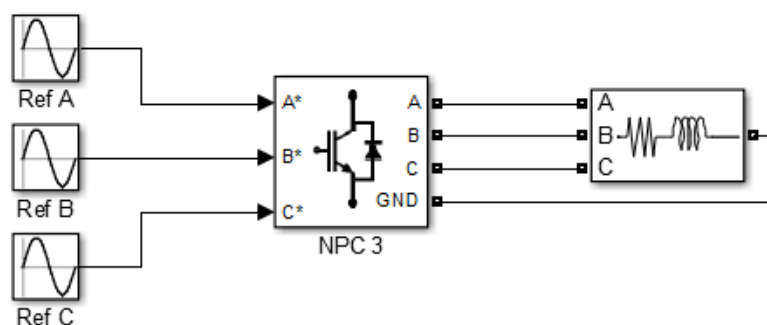
Figura 22 - Interior do sub-bloco "NPC Ideal"



Fonte: Produção do próprio autor.

Com o conversor pronto, foi feito um teste de validação com uma carga RL para verificar o funcionamento dos inversores e compará-los quanto THD, forma de onda de tensão e corrente de saída. A seguir, a Figura 23 mostra o circuito com o NPC de 3 níveis com tensões de referência equilibradas (que é exatamente igual ao de 5 níveis, mudando apenas o conversor), e o Quadro 1 mostra os valores de cada parâmetro do circuito.

Figura 23 – Diagrama de blocos do “NPC 3” com carga RL



Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 1 - Parâmetros para a simulação com carga RL

Parâmetro	Valor
Tensão total do barramento CC	400 V
Frequência da tensão de referência	60 Hz
Frequência das portadoras	10 kHz
Índice de modulação de amplitude	0,7
Estratégia de comutação	PD-PWM
Corrente RMS nominal da carga	50 A
Fator de potência	0,8 indutivo

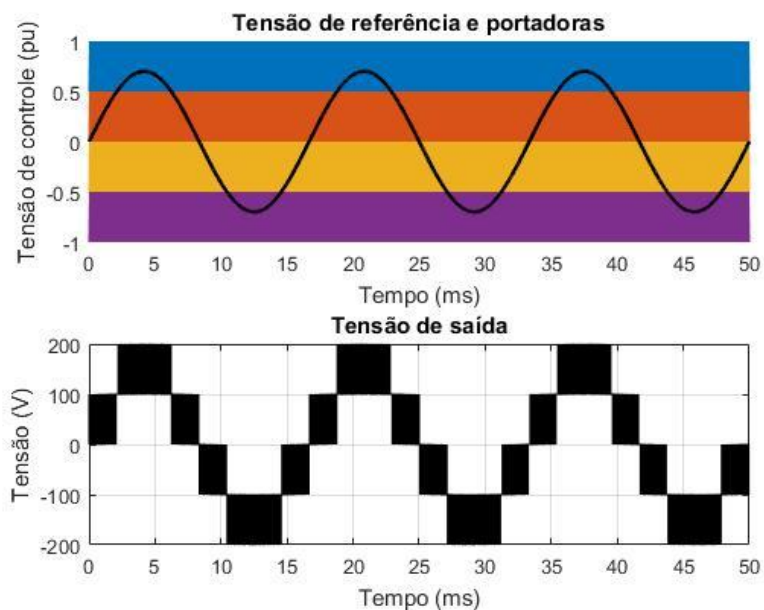
Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão de linha nominal da carga foi definida de modo que esta fosse igual à tensão entregue pelo conversor trabalhando com o índice de modulação de amplitude igual a 0,7, como mostra a Equação 3.1. Para casos reais, deve-se projetar um conversor com tensão do barramento CC fixa e índice de modulação variável para atender à tensão requerida pela carga, e essa relação é definida posteriormente no tópico 3.1.1.

$$V_{nom} = \frac{V_{CC} \cdot m_a}{2\sqrt{2/3}} \quad (3.1)$$

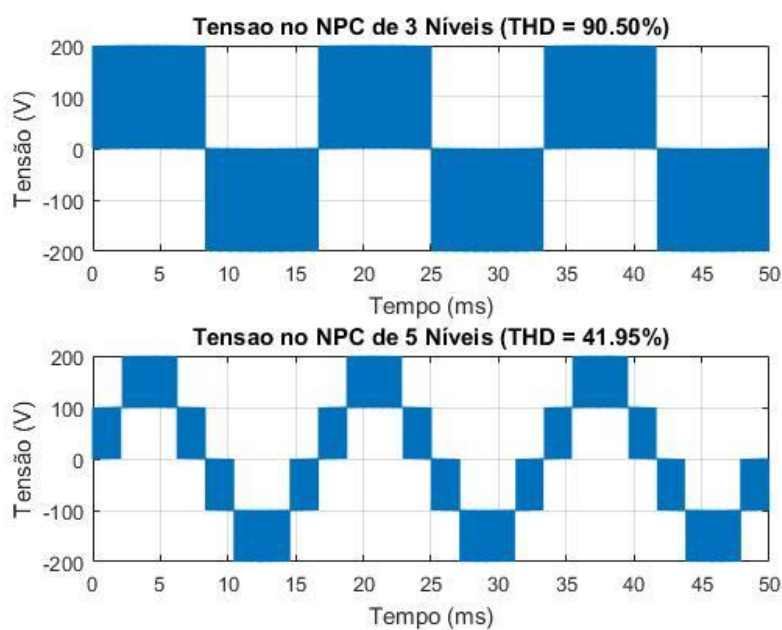
A seguir, estão apresentados os resultados obtidos dessa simulação, no qual a Figura 24, para fins de validação do modelo, destaca a tensão de referência em contraste com as portadoras do NPC de 5 níveis, bem como a sua tensão de saída; e as Figuras 25 e 26 comparam respectivamente tensão de saída e corrente de cada inversor, com seus respectivos THDs.

Figura 24 - Tensões de referência e de saída no NPC de 5 níveis



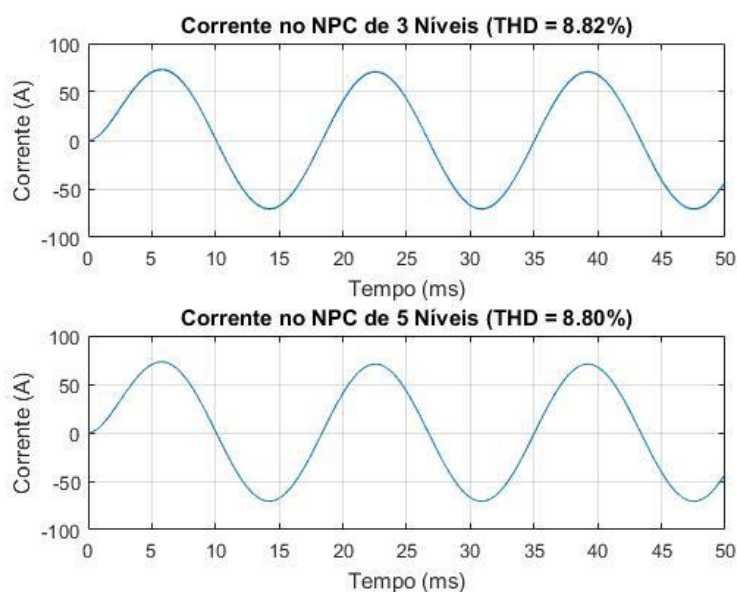
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 25 - Tensão de saída nos NPCs de 3 e 5 níveis



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 26 – Corrente de carga nos NPCs de 3 e 5 níveis



Fonte: Produção do próprio autor.

Fazendo uma análise crítica das Figuras 25 e 26, observa-se que a forma de onda de corrente apresenta um THD relativamente pequeno para ambas, e inclusive são bem semelhantes entre si, devido ao fato da frequência de comutação das chaves ser muito superior que a frequência da tensão de referência e da carga ter um fator de potência não-unitário, atuando como uma espécie de filtro de primeira ordem.

Entretanto, a forma de onda da tensão gerada pelo NPC de 5 níveis se assemelha mais a uma senoide, e os números comprovam a sua superioridade, visto que seu THD é bem inferior em relação ao conversor de 3 níveis. Por esse motivo, nas simulações seguintes é utilizado apenas o NPC de 5 níveis.

3.1.1 Cálculo do índice de modulação de amplitude

Como foi discutido no tópico 3.1, a tensão no barramento CC de um NPC tem um valor fixo pré-dimensionado, e o índice de modulação de amplitude deve variar de acordo com a necessidade da carga. Segundo Maheshwari entre outros (2013), para um NPC de 3 níveis, a fórmula que relaciona a tensão em cada capacitor (V_k) com o índice de modulação de amplitude

(m_a) e o valor de pico da componente fundamental da tensão de fase ($\hat{V}_{an1}$) é dada pela seguinte expressão:

$$V_k = \frac{\hat{V}_{an1}}{m_a} \quad (3.2)$$

Sendo a relação entre a tensão nos capacitores (V_k) e a tensão total no barramento CC (V_{CC}), para um NPC de n níveis, dada por:

$$V_k = (n - 1)V_{CC} \quad (3.3)$$

Desenvolvendo a Equação 3.1, e também segundo Rodrigues (2017):

$$\hat{V}_{an1} = \frac{V_{CC} \cdot m_a}{2} \quad (3.4)$$

A partir das Equações 3.3 e 3.4, obtém-se a relação entre o valor de pico da componente fundamental da tensão de fase e a tensão em cada capacitor para o caso geral, conforme apresentado na Equação 3.5:

$$\hat{V}_{an1} = \frac{(n - 1)m_a \cdot V_k}{2} \quad (3.5)$$

Para comprovar a Equação 3.5 e observar o efeito do m_a no valor da tensão fundamental de saída, foi feita uma simulação usando um NPC de 5 níveis com um valor de tensão de 500 V em cada capacitor (2000V no barramento CC) e operando sem carga, cujos dados estão mostrados no Quadro 2.

Quadro 2 - Parâmetros do teste do índice de modulação de amplitude

Parâmetro	Valor
Número de níveis do NPC	5
Tensão em cada capacitor	500 V
Frequência da tensão de referência	60 Hz
Frequência das portadoras	10 kHz
Estratégia de comutação	PD-PWM

Fonte: Produção do próprio autor.

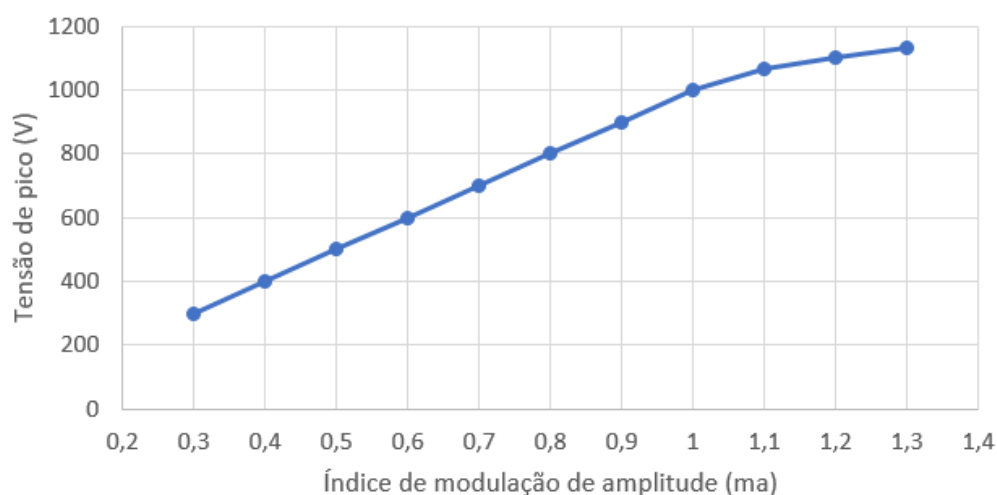
A Tabela 2 e a Figura 27 exibem os resultados obtidos nesse teste, ao variar o índice de modulação de amplitude de 0,3 até 1,3.

Tabela 2 - Valor de pico da componente fundamental da tensão de fase em função do índice de modulação de amplitude

m_a	$\hat{V}_{an1}$ calculado	$\hat{V}_{an1}$
0,3	300	300
0,4	400	399,71
0,5	500	500,32
0,6	600	599,65
0,7	700	700,23
0,8	800	799,7
0,9	900	899,77
1	1000	1001,17
1,1	1100	1066,37
1,2	1200	1102,34
1,3	1300	1133,11

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 27 - Gráfico do valor de pico da componente fundamental da tensão de fase em função do índice de modulação de amplitude



Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando os resultados obtidos com esse teste, é possível confirmar a fórmula deduzida na Equação 3.5 para $n = 5$, contudo, a linearidade não é válida para valores de m_a superiores a 1. Nesta região, ocorre saturação na tensão de saída, onde diz-se que o conversor trabalha com sobremodulação de tensão (MAHESHWARI *et al*, 2013). Vale salientar também que índices

de modulação de amplitude muito baixos têm como consequência a redução do número de níveis da tensão de saída.

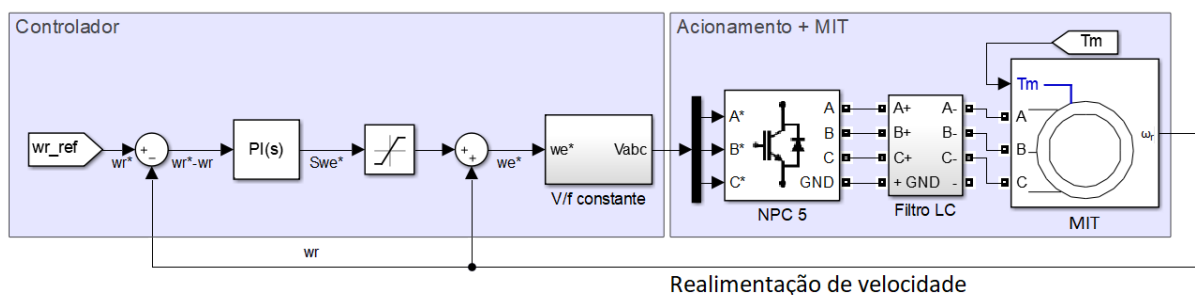
3.2 Controle escalar em malha fechada com NPC de 5 níveis

Concluídos os testes de validação do modelo, foram iniciadas as simulações em um MIT genérico, e com uma estratégia de controle relativamente simples, o controle escalar. Neste modelo, a tensão e a frequência aplicadas no estator da máquina são proporcionais (V/f constante) a fim de trabalhar com escorregamento baixo e manter o fluxo constante, como demonstrado na Equação 2.3.

A retroalimentação da velocidade do rotor (ω_r) tem como objetivo superar o efeito do escorregamento. O erro de velocidade ($\omega_r^* - \omega_r$) gera um sinal de controle igual à referência de velocidade de escorregamento ($s\omega_e^*$), que ao ser somado com a velocidade do rotor, gera a frequência síncrona de referência (ω_e^*). A Figura 28 mostra o diagrama de blocos implementado no Simulink®, e ilustra a malha de controle.

Com a finalidade de proteger a máquina das variações bruscas de tensão em alta frequência geradas pelo NPC, foi incluído um filtro LC trifásico entre o conversor e a máquina, e como consequência, a tensão e a corrente entregues à máquina apresentam forma de onda mais suave.

Figura 28 – Diagrama de blocos do controle escalar em malha fechada



Fonte: Produção do próprio autor.

O motor utilizado nesta simulação (e também nas próximas), foi modelado de modo a se assemelhar a um motor de uma correia transportadora. O Quadro 3 mostra os parâmetros

arbitrados para modelar o MIT, no qual o número de polos e valores nominais de tensão, corrente e frequência foram baseados em dados de um motor de uma planta real.

Quadro 3 - Parâmetros do MIT

Parâmetro	Valor
Tensão de linha nominal	4160 V
Corrente nominal	78 A
Frequência nominal	60 Hz
Número de polos	8
Resistência do estator (R_s)	0,10 pu
Indutância de dispersão do estator (L_{ls})	0,10 pu
Resistência do rotor' (R_r)	0,15 pu
Indutância de dispersão do rotor' (L_{lr})	0,10 pu
Indutância de magnetização (L_m)	3,00 pu

Fonte: Produção do próprio autor.

Dados os valores nominais do motor, a tensão no barramento CC foi calculada de acordo com a Equação 3.1. Primeiramente, é estimado o valor do índice de modulação de amplitude no qual o conversor irá trabalhar quando operar sob plena carga, e com o valor de pico da tensão de fase do motor, dimensiona-se a tensão no barramento.

$$V_{nom} = \frac{V_{CC} \cdot m_a}{2\sqrt{2/3}} \quad (3.1)$$

Sendo o valor do índice de modulação estimado $m_a^* = 0,7$, e $V_{nom} = 4160$ V, tem-se:

$$V_{CC} = 9.704,65 \text{ V} \quad (3.6)$$

Calculada a tensão no barramento CC, foi dimensionado o conversor NPC, como mostra o Quadro 4. Os ganhos do controlador PI foram obtidos empiricamente, e os parâmetro do filtro LC foram dimensionados de modo a filtrar o máximo de conteúdo harmônico possível, com frequência de corte pouco acima da frequência nominal, de forma a não atenuar as componentes fundamentais de tensão e corrente.

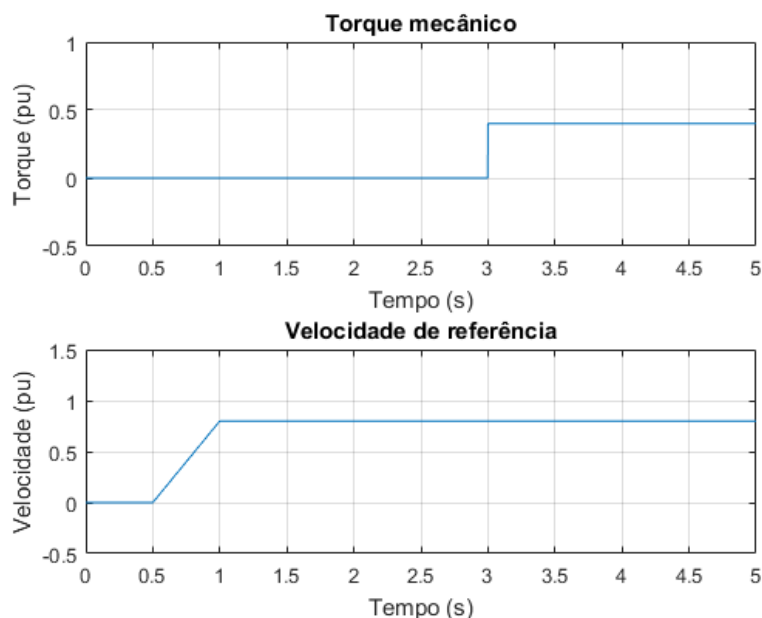
Quadro 4 - Parâmetros do conversor NPC e do controlador PI

Parâmetro	Valor
Número de níveis	5
Tensão do barramento CC	9.704,65 V
Tensão máxima em cada semicondutor	2.426,16 V
Frequência das portadoras	10 kHz
Estratégia de comutação	PD-PWM
Ganho proporcional do PI (Kp)	5
Ganho integral do PI (Ki)	0,8
Indutância do filtro LC	42,5 mH
Capacitância do filtro LC	10 μ F
Frequência de corte do filtro LC	244,13 Hz

Fonte: Produção do próprio autor.

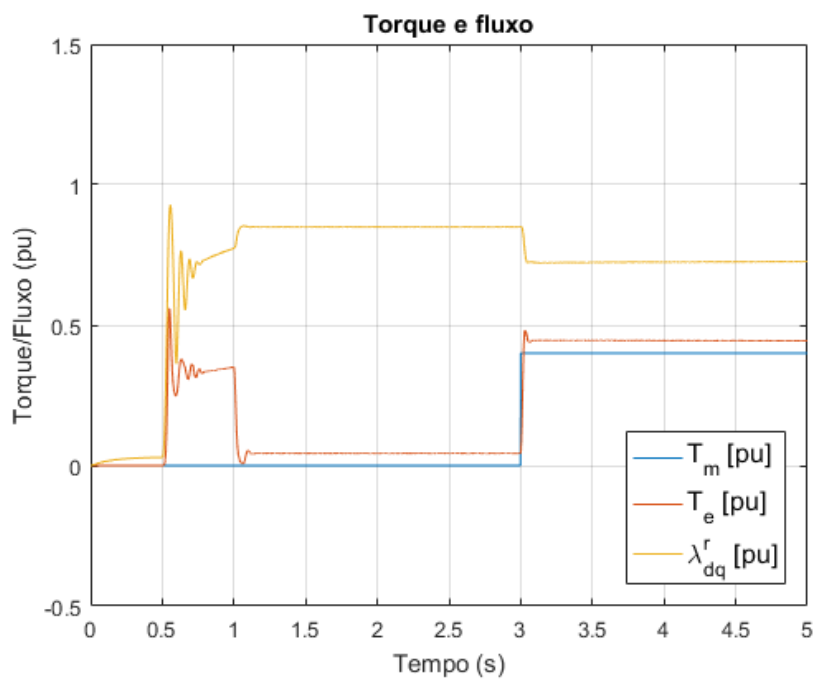
Foi feita então a simulação com a máquina inicialmente parada, em seguida há um comando em rampa de velocidade até $\omega_r^* = 0,8$ pu, de 0,5 s até 1 s, e por fim o torque varia bruscamente de 0 pu até 0,4 pu, no instante $t = 3$ s. Esses sinais de entrada são visualizados na Figura 29, e os resultados dessa simulação estão nas Figuras 30, 31, 32 e 33.

Figura 29 - Sinais de entrada do sistema



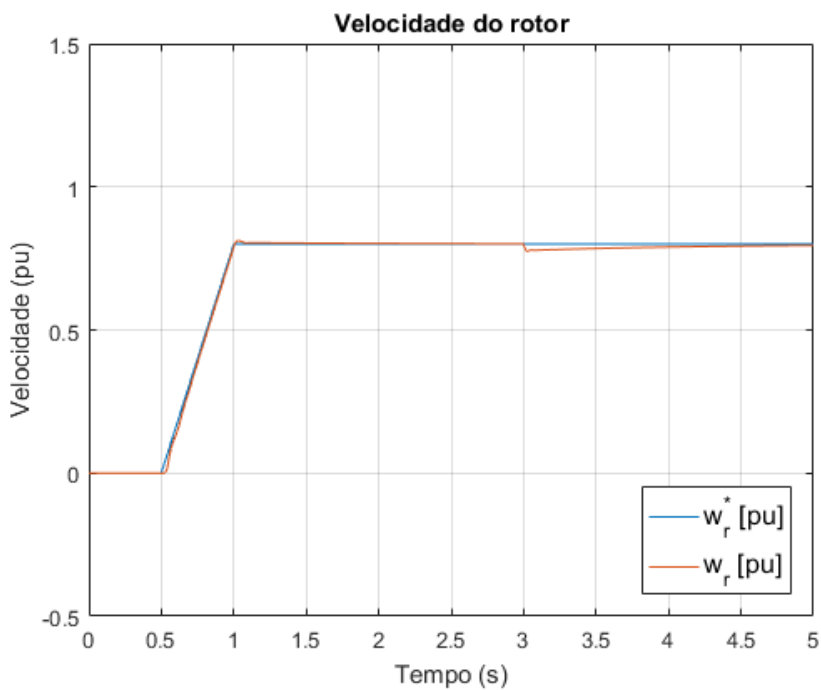
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 30 - Torque eletromagnético



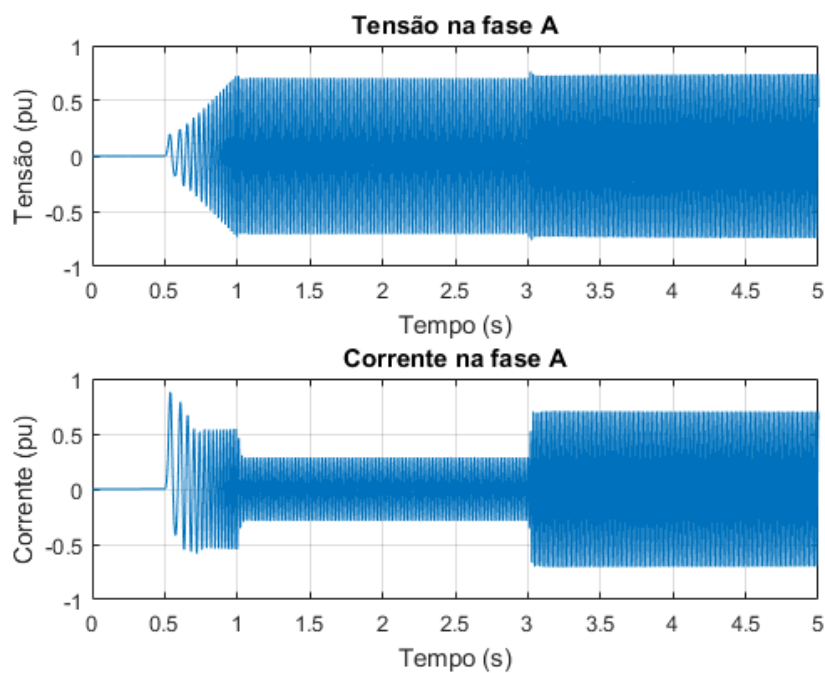
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 31 - Velocidade do rotor



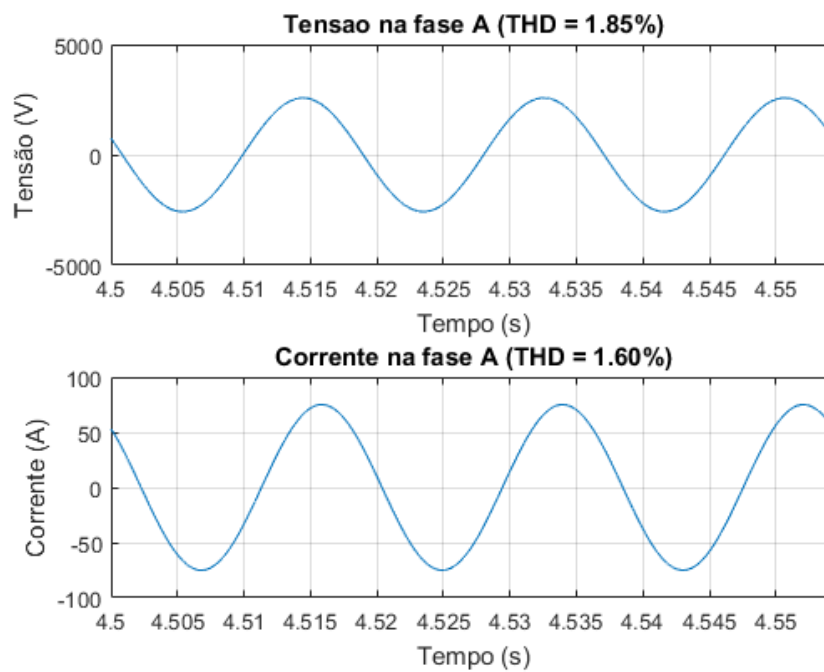
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 32 - Tensão e corrente na fase A



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 33 - Tensão e corrente na fase A em regime permanente



Fonte: Produção do próprio autor.

Analisando os resultados obtidos, percebe-se primeiramente que o torque eletromagnético aumenta bastante durante a aceleração da máquina, depois se estabiliza num valor perto de zero pu (não é exatamente zero devido às perdas da máquina) e por fim responde adequadamente à variação brusca do torque mecânico. A velocidade do rotor por sua vez seguiu a rampa e apresentou um desvio bem pequeno no acréscimo do torque, mas aos poucos volta à sua velocidade de referência em seguida (efeito da malha de controle). Observa-se também que não há controle sobre o fluxo do rotor; no acréscimo de torque, o fluxo diminui.

Nota-se que a tensão e a corrente de partida estão dentro dos limites de operação da máquina. Finalmente os níveis de THD de tensão e corrente estão aceitáveis para a aplicação e o controle escalar se apresentou uma alternativa aplicável, principalmente por conseguir manter a velocidade controlável, que é o que prioritariamente se busca em um controle de uma correia transportadora.

3.3 Controle vetorial indireto com NPC de 5 níveis

Como simulação final, este trabalho propõe utilizar um conversor de ponto neutro grampeado de 5 níveis, com a técnica da orientação pelo campo indireta, para acionar um motor industrial de um transportador de correia genérico. O resultado final é comparado ao desempenho de um acionamento direto, como forma de propor uma melhoria energética em uma indústria qualquer que utiliza partida direta dos motores de suas correias transportadoras.

3.3.1 Malha de corrente

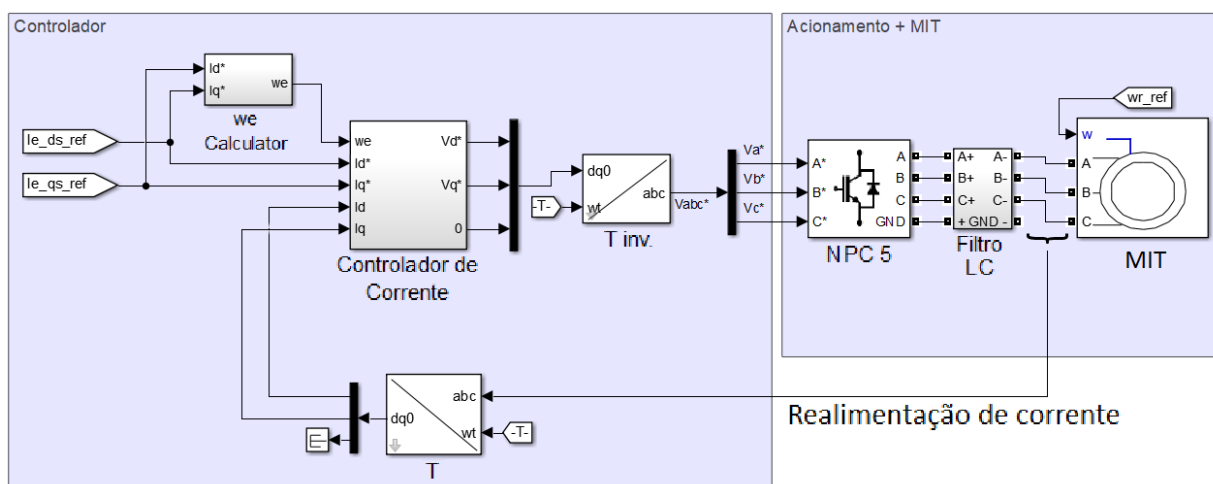
A princípio, foi montado um sistema cujas entradas são as correntes em quadratura (ou no referencial dq0) para validar o modelo de orientação pelo campo. O princípio de validação é o cerne do controle vetorial: o controle de torque deve ser independente da velocidade.

Para isso, é avaliada a resposta da máquina ao comando de I_q (com a máquina já magnetizada), e o torque deve variar instantaneamente na mesma proporção, para qualquer que seja a velocidade do rotor.

A Figura 34 mostra o diagrama de blocos montado para esta simulação. Nela, percebe-se que a realimentação de corrente trifásica passa por uma Transformada dq0. As correntes medidas no referencial dq0 e as correntes de referência passam por um controlador de corrente, juntamente com a velocidade síncrona de referência (detalhada no Capítulo 2.3.2).

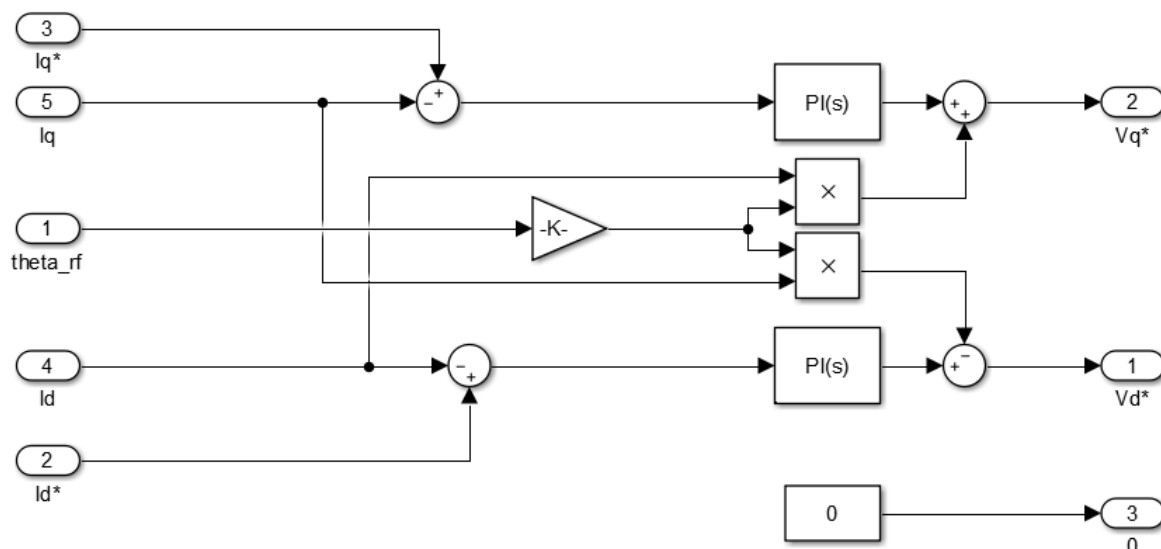
O bloco “Controlador de Corrente” é baseado em dois controladores PIs cruzados (Figura 35), como sugerem Novotny e Lipo (1996), e tem como saída as tensões de referência no eixo dq0. Por fim, essas tensões passam por uma Transformada dq0 inversa para serem aplicadas como tensões de referência no eixo abc no conversor NPC.

Figura 34 - Diagrama de blocos do controle vetorial com malha de corrente



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 35 - Interior do bloco "Controlador de Corrente"



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro 5 mostra os parâmetros do conversor e ganhos dos PIs. Os parâmetros da máquina e os valores dos componentes do filtro LC são exatamente os mesmos da simulação anterior.

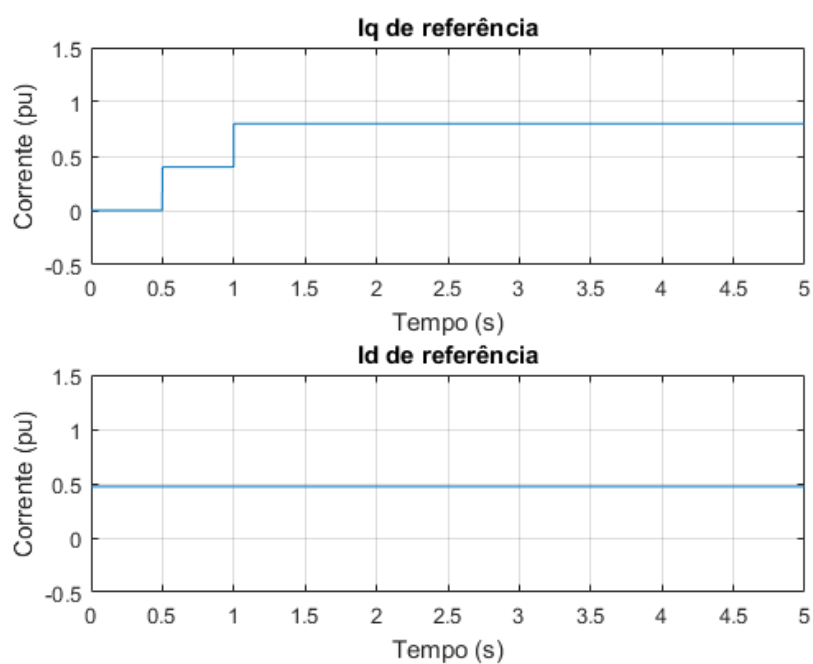
Quadro 5 - Parâmetros do conversor NPC, dos controladores PI e do filtro LC

Parâmetro	Valor
Número de níveis	5
Tensão do barramento CC	9.704,65 V
Tensão máxima em cada semicondutor	2.426,16 V
Frequência das portadoras	10 kHz
Estratégia de comutação	PD-PWM
Ganho proporcional dos PIs (K_p)	0,1
Ganho integral dos PIs (K_i)	100
Indutância do filtro LC	42,5 mH
Capacitância do filtro LC	10 μ F
Frequência de corte do filtro LC	244,13 Hz

Fonte: Produção do próprio autor.

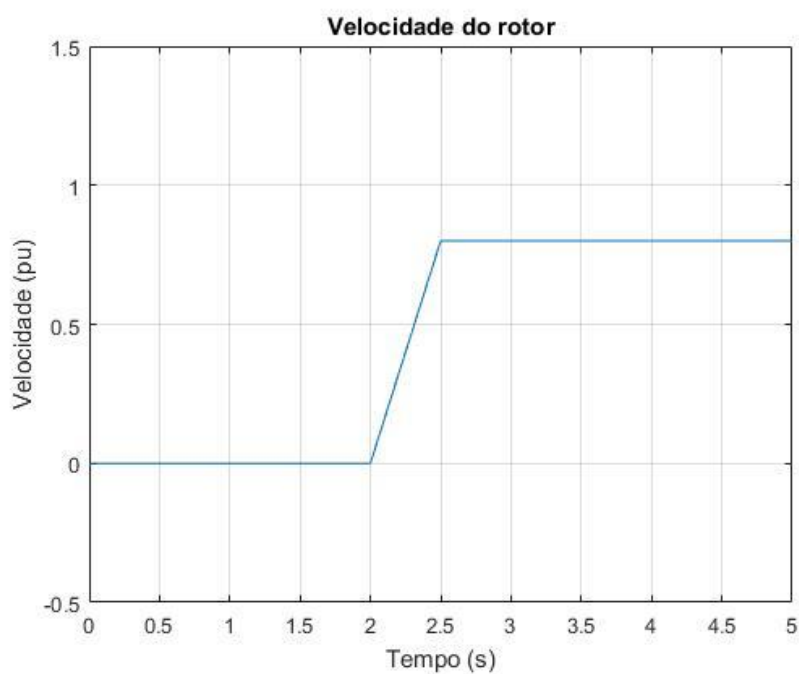
Como sinais de entrada, I_d foi mantido constante durante toda a simulação num valor tal qual o fluxo no rotor fosse igual a 1 pu, de acordo com a Equação 2.7, sendo esse igual a 0,4714 pu. Para I_q , foram aplicados dois degraus: um de 0 a 0,4 pu em 0,5 s, e outro de 0,4 a 0,8 pu em 1 s, como mostra a Figura 36. Esta simulação foi feita com a velocidade no eixo do rotor como parâmetro de entrada também, iniciando com rotor bloqueado e partindo em rampa aos 2 s, até atingir 0,8 pu no instante 2,5 s, como mostrado na Figura 37.

Figura 36 - Correntes de entrada do sistema



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 37 – Velocidade mecânica do rotor

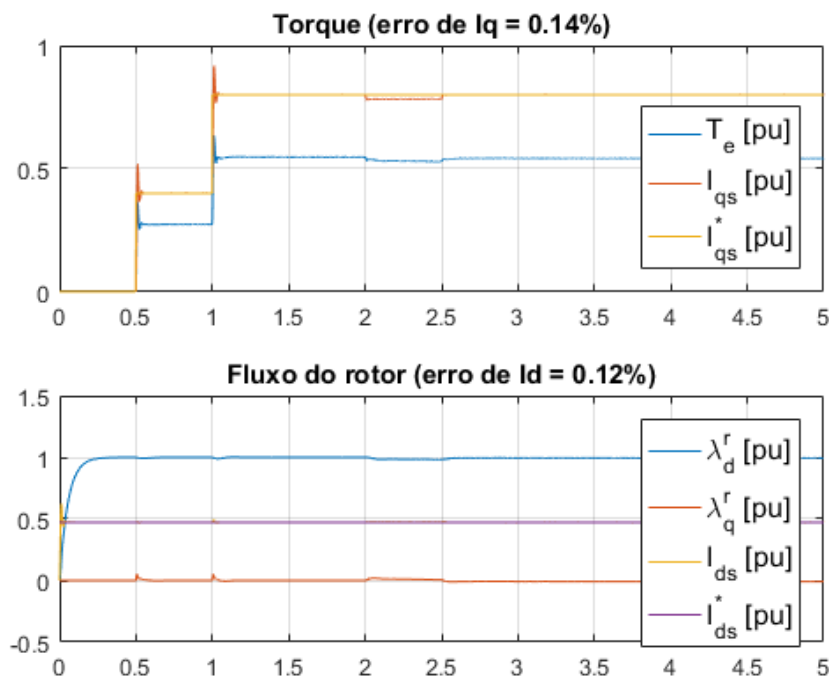


Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 38, é possível observar que o controle vetorial foi validado, uma vez que o torque varia instantaneamente com os degraus de I_q . A rampa de velocidade também pouco afeta a curva do torque. Idealmente, não deveria afetar, porém, está sendo utilizado o modelo de regime permanente para estimar a velocidade de escorregamento (Equação 2.9) pela sua vantagem de utilizar apenas medições elétricas, que por conseguinte, gera pequenas variações no torque durante os transientes. Nota-se que I_q seguiu bem a sua referência.

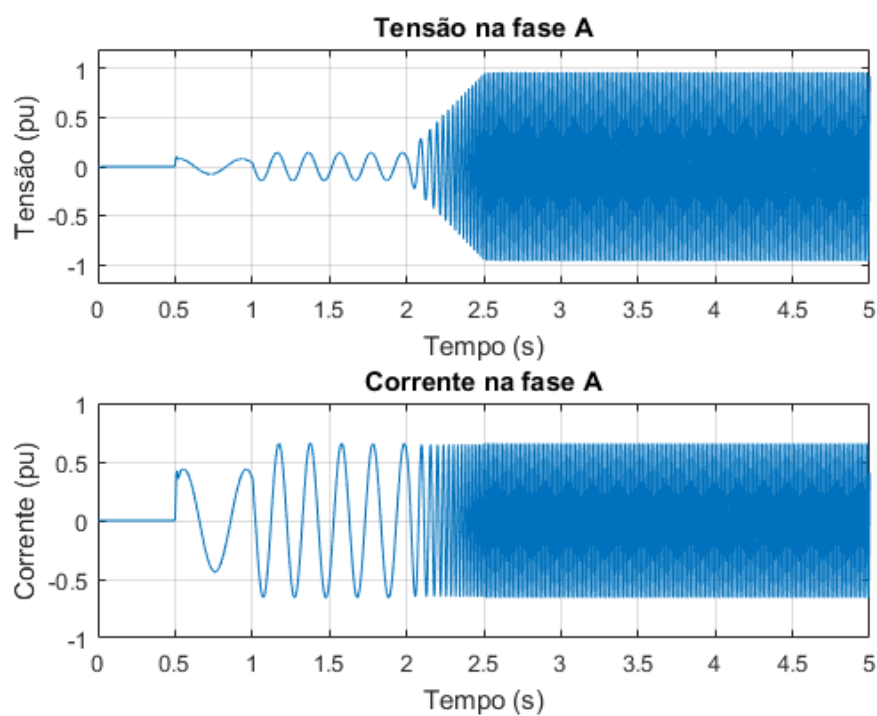
Também é possível notar que o fluxo se mantém quase constante em 1 pu, como projetado, variando um pouco durante a rampa de velocidade pelo mesmo motivo descrito anteriormente. Para as correntes, o erro absoluto foi calculado pela diferença proporcional ponto-a-ponto entre as correntes de referência e as correntes medidas, apresentando um erro desprezível. A Figura 39 mostra que os valores máximos de tensão e corrente estão dentro dos limites da máquina, e por fim, a Figura 40 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente em regime permanente, com resultados semelhantes à simulação anterior.

Figura 38- Torque, fluxo e correntes



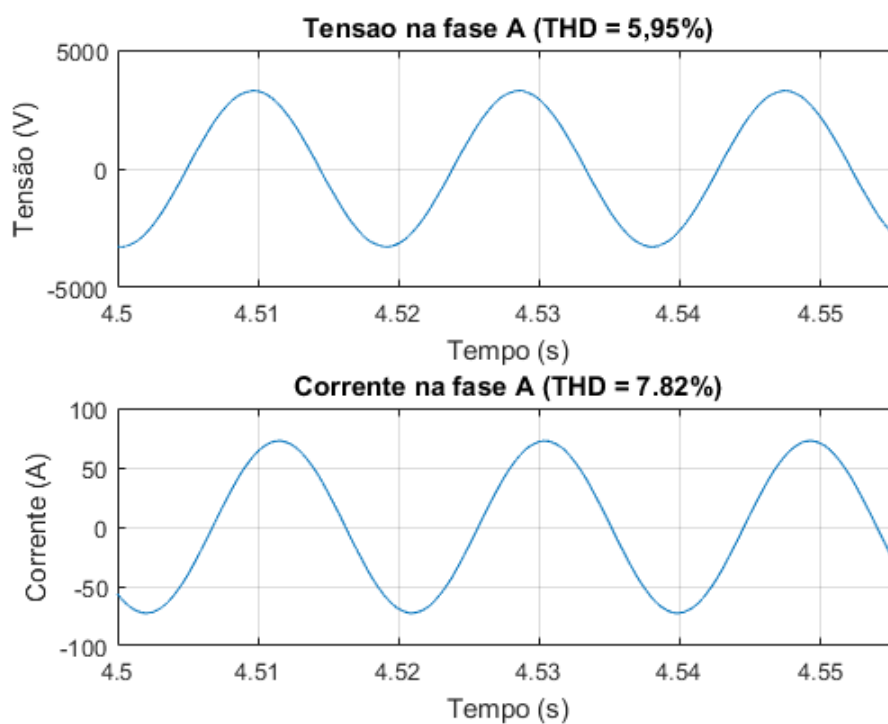
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 39 - Tensão e corrente na fase A



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 40 - Tensão e corrente na fase A em regime permanente



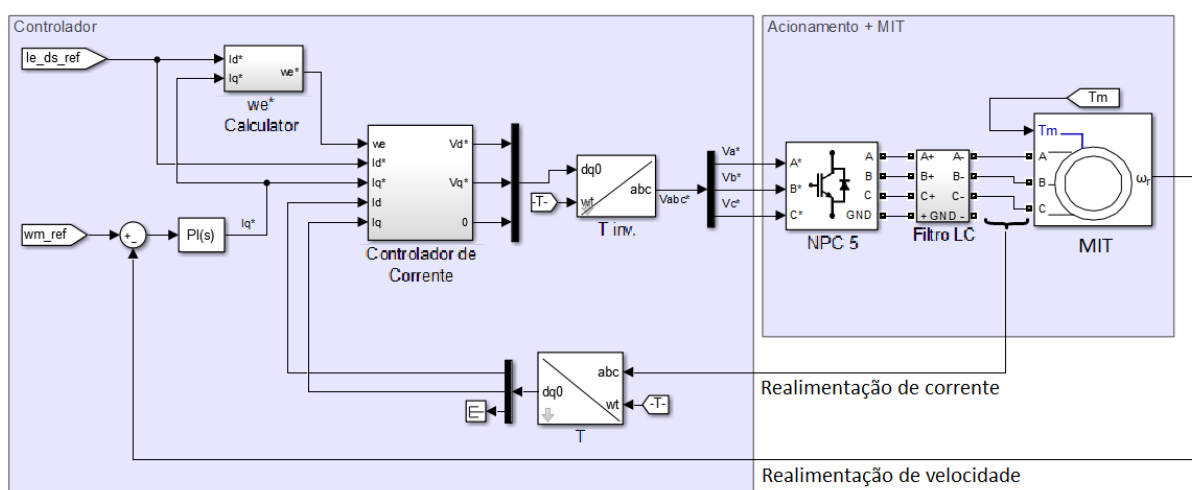
Fonte: Produção do próprio autor.

3.3.2 Malha de velocidade

Nesta última simulação, o diagrama de blocos do sistema é muito parecido com o anterior. A única diferença é que agora é fechada uma malha de velocidade, mais externa à malha de corrente. Deste modo, é possível atribuir a velocidade como um parâmetro de entrada, uma vez que, em aplicações reais, os controladores almejam obter controle de velocidade sem que haja interferência do torque mecânico.

A malha de velocidade opera gerando um sinal de torque (I_q^*). A velocidade de referência é subtraída da velocidade do rotor, gerando um sinal de erro, que passa por um controlador PI e então é obtido o sinal de torque (já que a diferença da velocidade implica na necessidade de aceleração/desaceleração da máquina). A corrente de magnetização também é um parâmetro de entrada, e neste caso, também foi definida de modo a gerar um campo no rotor de 1 pu constantemente. A Figura 41 mostra o diagrama de blocos da simulação.

Figura 41 - Diagrama de blocos do controle vetorial com malhas de corrente e velocidade



Fonte: Produção do próprio autor.

Os parâmetros da máquina, do conversor e de todo o circuito de controle são exatamente os mesmos da simulação anterior. A única diferença é a presença de um novo controlador PI, cujos ganhos estão apresentados no Quadro 6.

Quadro 6 - Ganhos do controlador PI de velocidade

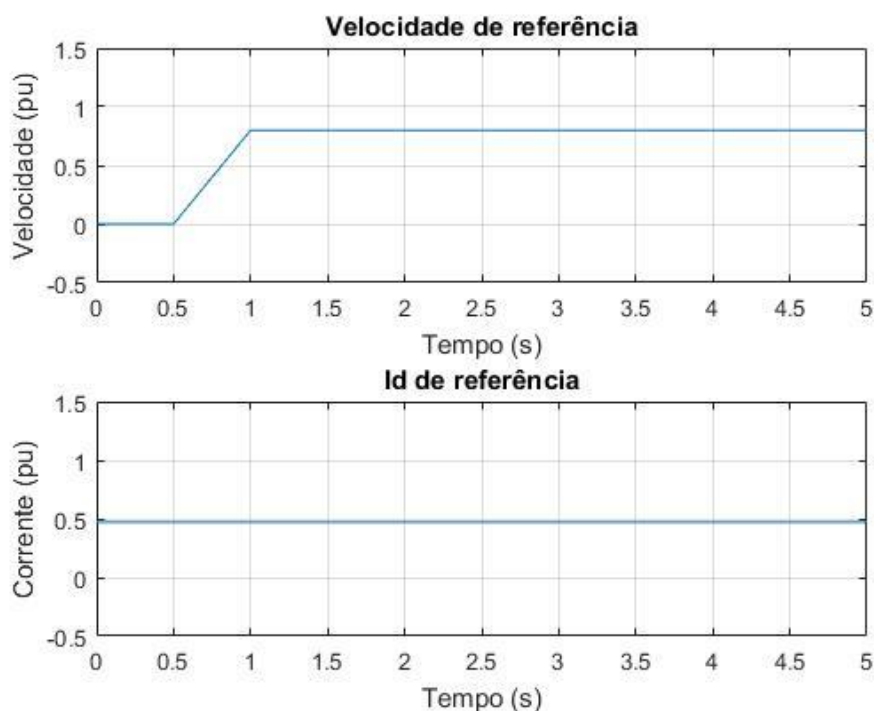
Parâmetro	Valor
Ganho proporcional (K_p)	10
Ganho integral (K_i)	500

Fonte: Produção do próprio autor.

A partida foi dada em rampa com o motor a vazio em 0,5 s até atingir 0,8 pu no instante 1 s. A corrente de magnetização I_d , como já mencionado, foi mantida constante de modo a gerar 1 pu de fluxo no rotor, ou seja, $I_d = 0,4714$ pu.

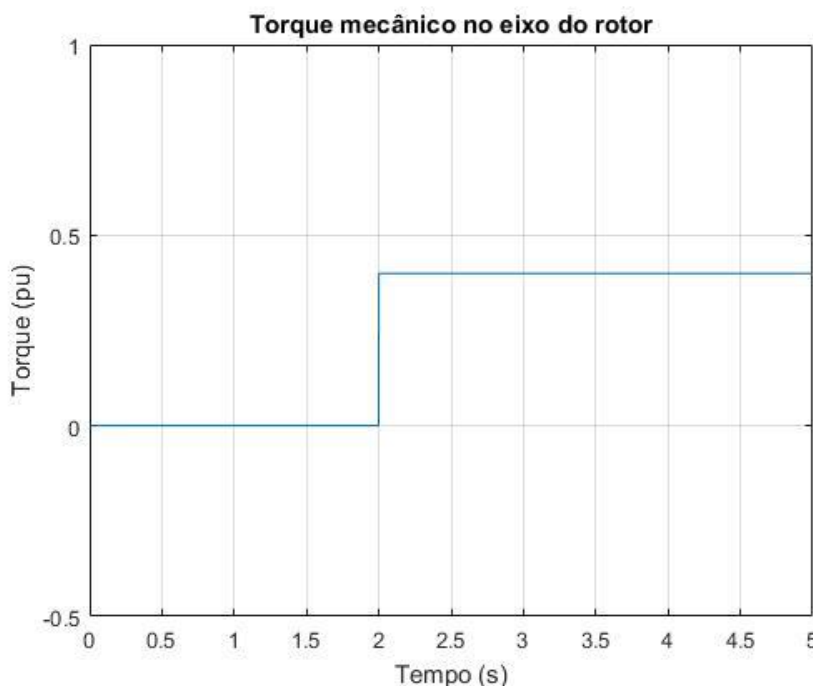
Já o torque mecânico foi simulado como uma carga abrupta caindo na correia transportadora. Inicialmente, o motor encontra-se a vazio, e no instante 2 s, há um degrau de torque de 0 a 0,4 pu. Esses parâmetros de entrada estão representados nas Figuras 42 e 43.

Figura 42 - Sinais de entrada do sistema



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 43 – Torque mecânico no rotor



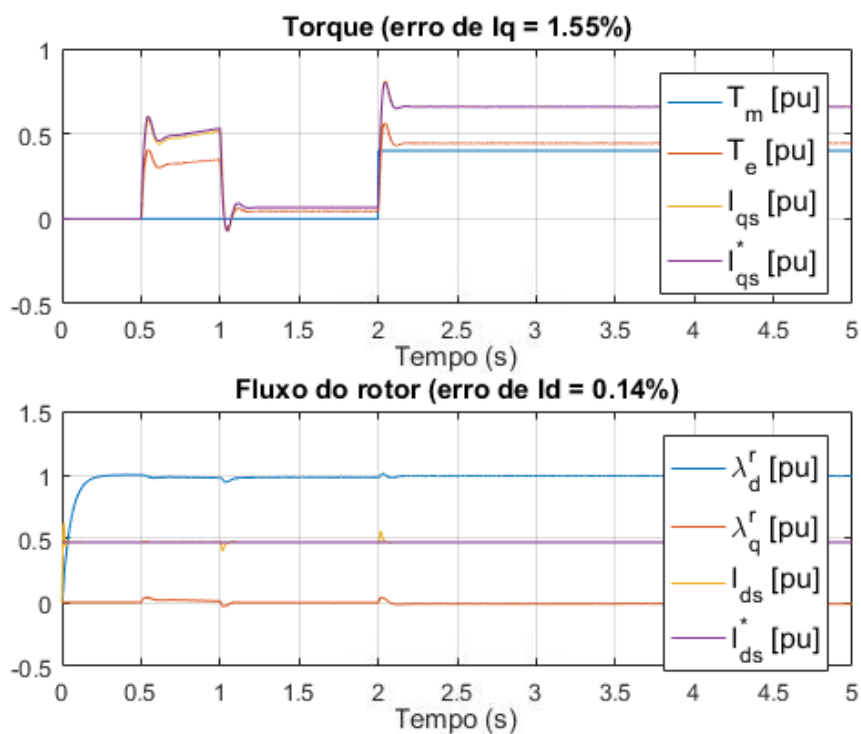
Fonte: Produção do próprio autor.

Como saída do sistema, foram observados o torque eletromagnético e o fluxo do rotor (bem como suas correntes I_q e I_d), as velocidades mecânica e elétrica, e o THD para a tensão e corrente na máquina.

Na Figura 44, nota-se claramente que o torque eletromagnético aumenta durante o instante em que a máquina é acelerada, de 0,5 a 1 s (efeito da malha de velocidade). Para o degrau de torque mecânico, o torque eletromagnético responde quase instantaneamente, porém com um leve sobressinal, e em seguida estabiliza-se num valor maior que o torque mecânico, devido às perdas da máquina. Percebe-se claramente a proporcionalidade entre a corrente I_q e o torque eletromagnético (para I_d constante).

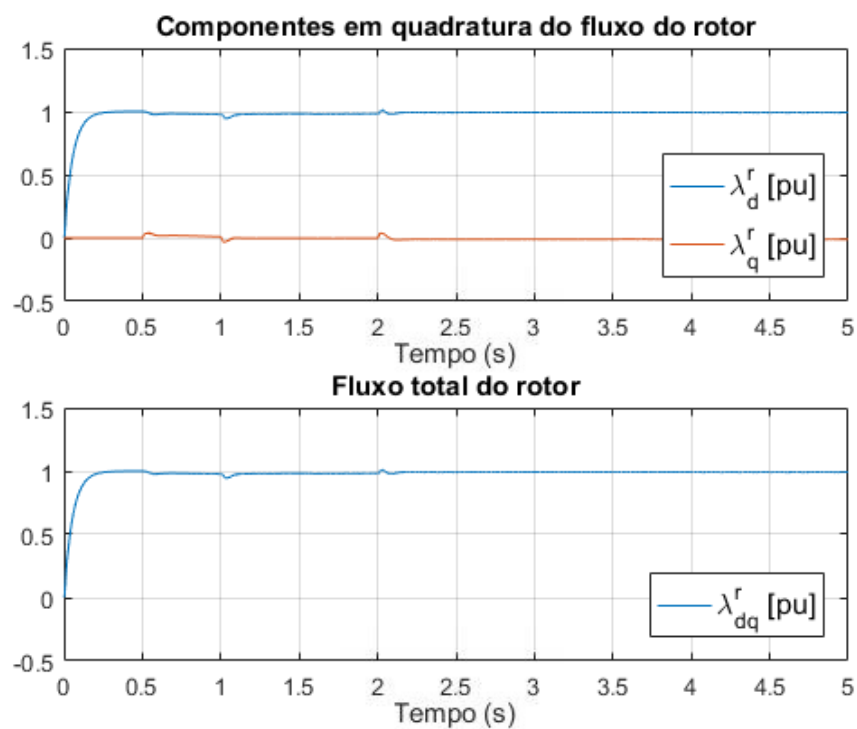
O fluxo no rotor comportou-se de maneira muito similar à simulação anterior, não havendo assim muitos comentários a acrescentar, pois este em tese depende apenas de I_d . Um detalhe importante é o fato de que o fluxo total no rotor λ_{dq} é uma soma quadrática de λ_d e λ_q (Figura 45), sendo este praticamente igual a λ_d durante a simulação, pois λ_q se manteve próximo de zero. Logo, manter o fluxo λ_{dq} controlável e próximo de 1 pu é um ponto positivo em relação ao controle escalar.

Figura 44 - Torque, fluxo e correntes



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 45 - Fluxo no rotor

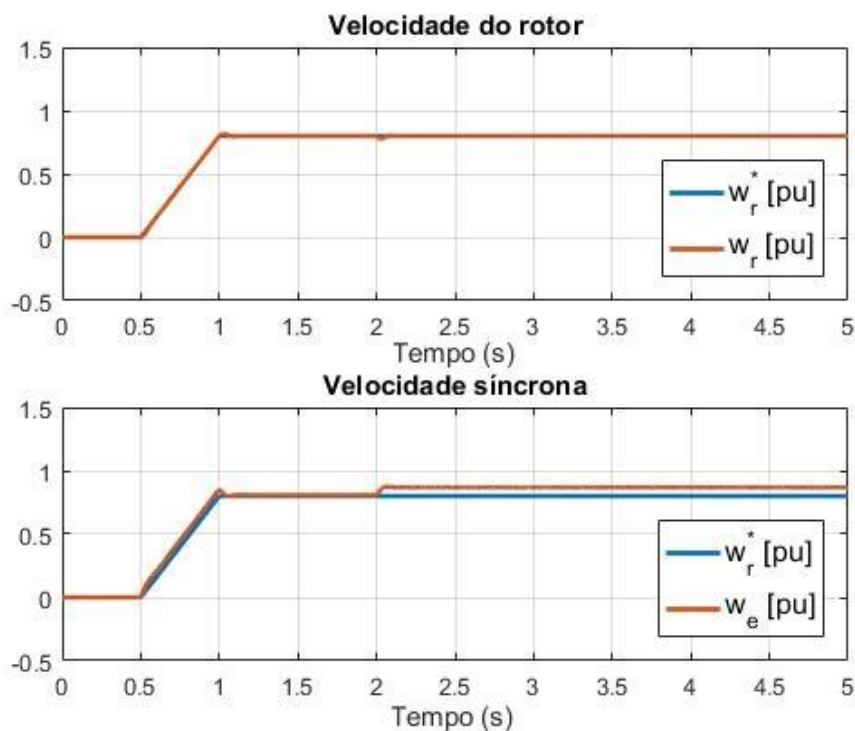


Fonte: Produção do próprio autor.

A velocidade do rotor seguiu a referência com precisão, como visto na Figura 46, apresentando variações completamente desprezíveis na rampa de velocidade e no degrau de torque. Nesse aspecto, a orientação pelo campo se mostrou satisfatória em relação ao controle de velocidade.

Observa-se também que a velocidade síncrona aumenta em relação à velocidade mecânica de referência durante a aceleração e enquanto há carga no eixo do rotor. Isso já era esperado, visto que aceleração e torque aumentam o escorregamento, e o aumento da velocidade síncrona tem como objetivo “compensar” o escorregamento.

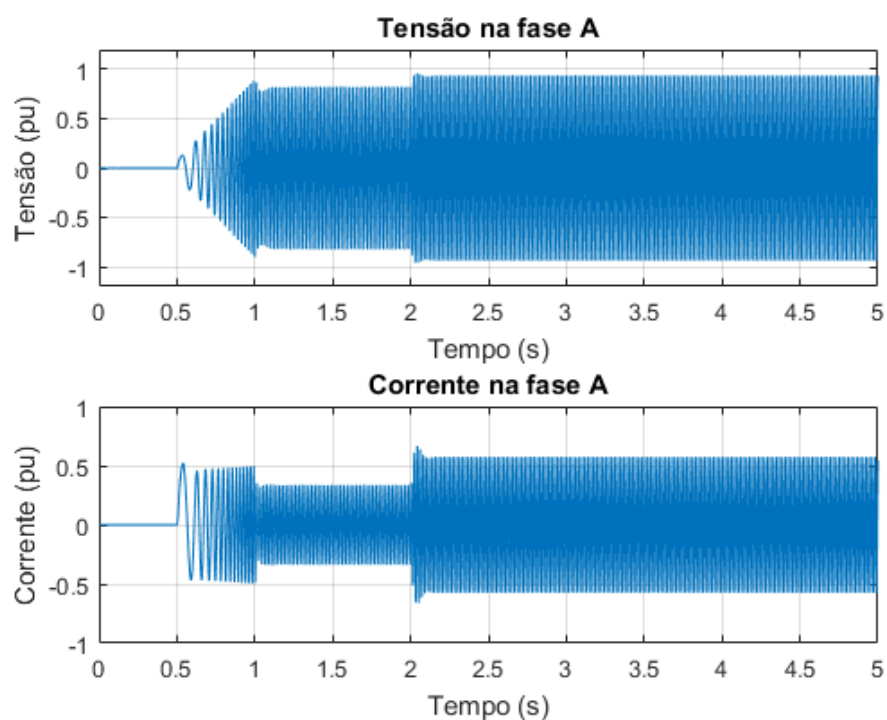
Figura 46 – Velocidades de referência, do rotor e síncrona



Fonte: Produção do próprio autor.

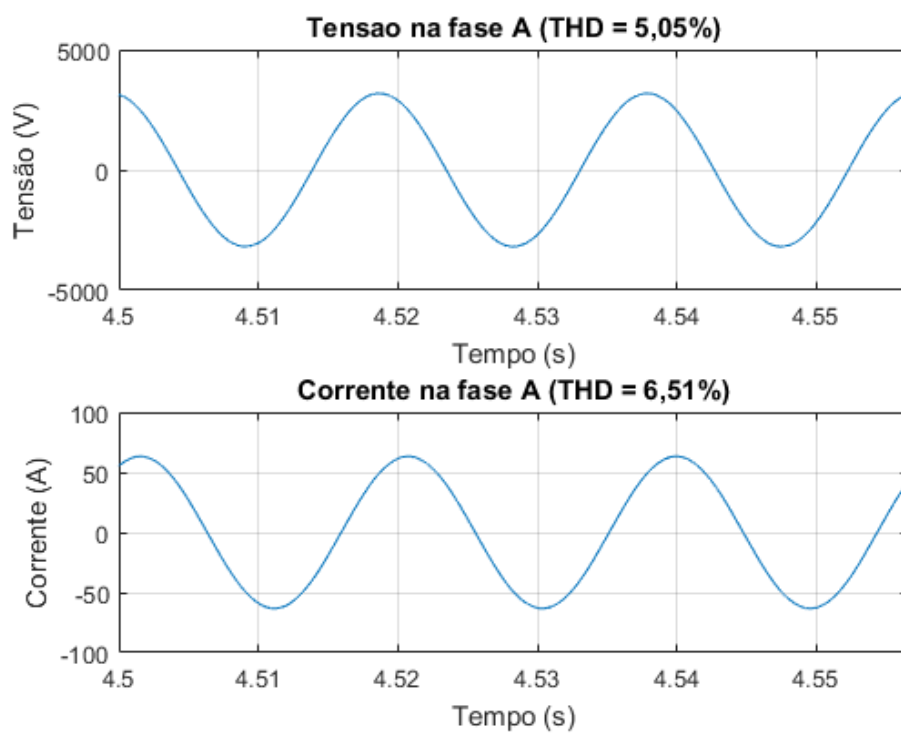
Por fim, a tensão e a corrente na máquina, bem como suas formas de onda em regime permanente, estão apresentadas nas Figuras 47 e 48, respectivamente. Nota-se que a tensão e corrente na partida não ultrapassam os limites da máquina, e o filtro foi capaz de deixar as formas de onda com aspecto sinusoidal e com conteúdo harmônico aceitável. Vale ressaltar que a corrente está atrasada em relação à tensão devido ao fato de o MIT ser uma carga com fator de potência atrasado, e também por influência do filtro LC.

Figura 47 - Tensão e corrente na fase A



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 48 - Tensão e corrente na fase A em regime permanente



Fonte: Produção do próprio autor.

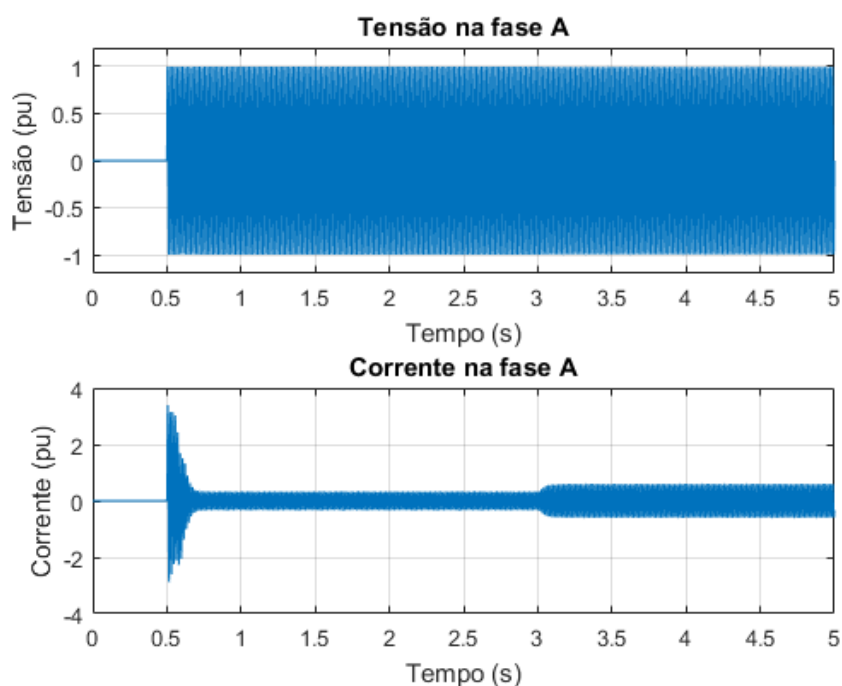
3.4 Resultados finais

Como resultado proposto, o acionamento utilizando conversor NPC de 5 níveis e a estratégia da orientação pelo campo é comparado ao acionamento direto de uma correia transportadora genérica, com o objetivo de propor uma melhoria para a mesma.

Como já foi abordado em capítulos anteriores, a partida direta traz uma série de desvantagens. Dentre elas, destacam-se a alta corrente de partida, possíveis afundamentos de tensão, baixo número de partidas por intervalo de tempo, redução da vida útil dos motores, e principalmente, a falta do controle de velocidade da planta. Para este último, uma possível solução é a utilização de um sistema de embreagem hidráulica, mas isso aumenta o custo com manutenções.

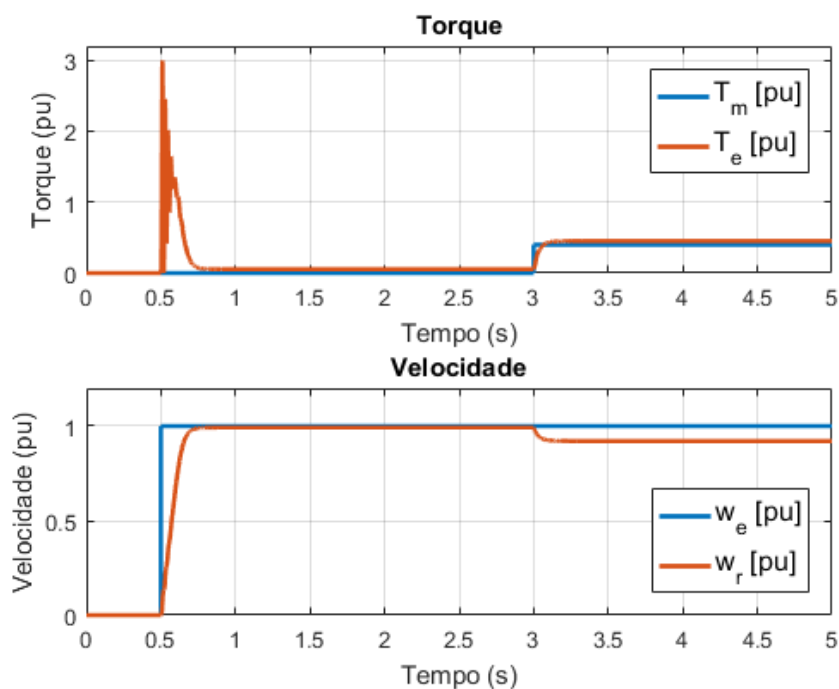
Foi feita uma simulação do acionamento direto no Simulink® a fim de analisar qualitativamente tais pontos críticos. Nesta simulação, a máquina utilizada é a mesma dos capítulos anteriores, e a tensão do barramento é a sua própria tensão nominal. A máquina inicia parada e sem carga, quando no instante $t = 0,5$ s o contator trifásico é fechado e dá a partida na máquina. No instante $t = 3$ s, um degrau de torque igual a 0,4 pu é aplicado no eixo (idêntico à simulação anterior). Os resultados estão representados nas Figuras 49 e 50, e o diagrama de blocos na Figura 51.

Figura 49 - Tensão e corrente na partida direta



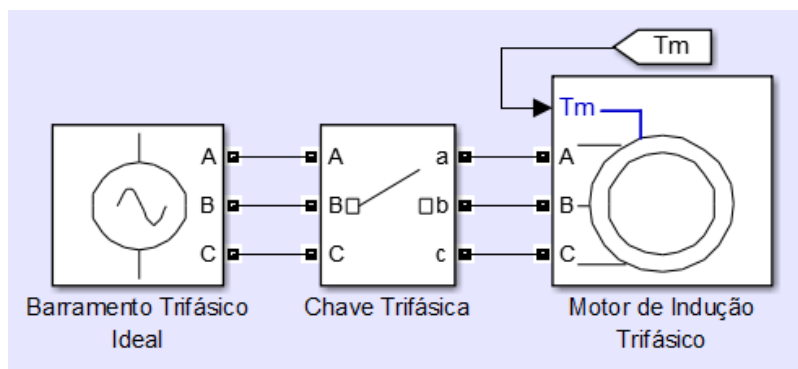
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 50 - Torque e velocidade na partida direta



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 51 - Diagrama de blocos do acionamento direto



Fonte: Produção do próprio autor.

O que mais chama atenção nestes resultados são os altos níveis de torque e corrente durante a partida, atingindo valores próximos de 3 pu. Isso é extremamente prejudicial para a máquina, podendo sobreaquecê-la e danificar a sua isolação (SEN, 2007). Também pode ocorrer afundamento de tensão na linha, prejudicando outros equipamentos, porém, na simulação isso não ocorre, pois, o barramento utilizado é uma fonte ideal de tensão trifásica senoidal.

Outro fator importante a se destacar é a falta de controle de velocidade, visto que o acréscimo de torque mecânico no eixo do rotor causa uma queda na velocidade mecânica, consequência do aumento do escorregamento e da ausência de malha de controle para compensar essa perda com incremento da velocidade síncrona.

Usando a tecnologia dos inversores de frequência, a questão do controle da velocidade é solucionada, visto que eles são capazes de fornecer uma tensão alternada com amplitude e frequência variáveis com simples técnicas de controle. Além disso, são compostos por chaves semicondutoras, que eliminam os problemas mecânicos dos contadores.

A orientação pelo campo também tem um papel fundamental nesse projeto, que é dar a liberdade de controlar o torque eletromagnético e o fluxo da máquina independentemente. Desse modo, variações de carga pouquíssimo influenciam na velocidade da máquina (vide Figura 44).

4 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou algumas técnicas de acionamento de motores de indução industriais e fez um breve comparativo entre eles, dando um foco maior entre a comparação do modelo final sugerido e um possível acionamento por partida direta de uma planta industrial genérica, propondo uma substituição deste, devido às várias vantagens que o inversor de frequência pode proporcionar.

De modo geral, as chaves mecânicas (partida direta e chave Y- Δ) apresentam-se como alternativas simples e baratas, porém nada convenientes em termos de controle de velocidade. Na sequência, os *soft-starters* introduzem os dispositivos de estado sólido no acionamento de máquinas de indução, eliminando os contadores eletromecânicos, mas também não são apropriados para o controle de velocidade, sendo útil apenas para partidas suaves.

Dando continuidade aos dispositivos de estado sólido, os inversores de frequência são uma alternativa mais adequada para aplicações que exigem alto desempenho. São capazes de controlar amplitude e frequência da tensão ou da corrente, possuem inúmeras topologias e diferentes estratégias de comutação das chaves, e é largamente empregado na indústria. Para potências mais elevadas, torna-se mais conveniente a aplicação de conversores multiníveis.

O conversor multinível mais popular na indústria é o NPC. A versatilidade desses inversores consiste no fato de que estes podem comutar diversos níveis de tensão na carga, assemelhando a forma de onda da tensão a uma senoide, quanto maior for o número de níveis do conversor. Para aplicações que exigem alta potência e/ou boa qualidade de energia, NPCs de mais níveis são recomendados, porém, isso aumenta o número de chaves do conversor, e consequentemente, o custo de aquisição do equipamento.

Fazendo um comparativo entre as técnicas de controle abordadas, o controle escalar se apresentou suficiente, porém falho em alguns aspectos. Por exemplo, ocorreram perdas de fluxo ao acrescentar torque no eixo, fato que não ocorre com o controle vetorial, e a velocidade apresenta uma inércia maior para retornar à sua referência.

Em resumo, o modelo proposto, o qual aplica a orientação pelo campo em um conversor de ponto neutro grampeado, mostrou resultados bem satisfatórios. A dinâmica da velocidade mostrada nas simulações prova que a interferência do torque de carga é mínima. Além disso, o controle independente do fluxo e do torque e o erro insignificante apresentado pelas correntes na simulação foram fundamentais para o pleno controle da velocidade. O filtro LC também contribuiu para diminuir a distorção harmônica da tensão.

REFERÊNCIAS

- BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- BROEDEL, D. C. **Elaboração de Algoritmo para Otimização de Acionamento de Transportadores de Correia de uma Empresa Mineradora**. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2016.
- ELEBLOG. **Soft starter of squirrel cage rotor Induction motor**. Disponível em: <<http://eblogbd.com/soft-starter-squirrel-cage-rotor-induction-motor/>> Acesso em 15 dez. 2017
- ELETROBRÁS CENTRAIS ELÉTRICAS BRASILEIRAS *et al.* **Correias transportadoras: guia básico**. Brasília: IEL/NC, 2009.
- ELETROBRÁS CENTRAIS ELÉTRICAS BRASILEIRAS *et al.* **Correias transportadoras: guia básico**. Brasília: IEL/NC, 2009 *apud* BROEDEL, D. C. **Elaboração de Algoritmo para Otimização de Acionamento de Transportadores de Correia de uma Empresa Mineradora**. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2016.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY Jr., C.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6. ed. Bookman, 2006.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Powers Converters: Principles and Practice**. United States of America, Wiley InterScience, 2003.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCHUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 2nd ed. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. **Vector Control and Dynamics of AC Drives**. 1st ed. Oxford: Clarendon Press, 1996.
- MACHINEDESIGN. Engineering Essentials: **Soft Starters**. Disponível em: <<http://www.machinedesign.com/engineering-essentials/soft-starters>> Acesso em 08 dez. 2017
- MAHESHWARY, R. *et al.* Design of Neutral-Point Voltage Controller of a Three-Level NPC Inverter With Small DC-Link Capacitors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 1861-1871, mai. 2013.
- MARQUES, M. C. S.; HADDAD, J.; MARTINS, A. R. S. **Conservação de Energia: Eficiência Energética de Equipamentos e Instalações**. 3. ed. Itajubá: FUPAI, 2006.
- MUNDO DA ELÉTRICA, **O que é um soft-starter?** Disponível em: <<https://www.mundodaeletrica.com.br/o-que-e-um-soft-starter/>> Acesso em: 08 dez. 2017;

RODRIGUES, P. T. **Estudo da contribuição de um gerador síncrono virtual de grande porte para a estabilidade estática e dinâmica de um sistema de transmissão**. 2017. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2017.

RODRÍGUEZ, J. *et al.* Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786-1816, nov. 2010.

RODRÍGUEZ, J. *et al.* A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2219-2230, jul. 2009.

dos SANTOS, C. A., **Análise e Projeto de um Conversor NPC para Interligação de Sistemas de Conversão de Energia à Rede Elétrica**. 2011. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

SEN, P. C. **Principles of electric machines and power electronics**. 2nd ed. Delhi: Wiley India Private Limited, 2007.

SOARES, G.; TOSTES, M.E.; SOARES, T. Melhor aproveitamento da energia elétrica na indústria. **Revista O Setor Elétrico**, [S.l.], ano 9, ed. 104, p. 130-138, set. 2015.

VEIGA, H. W. **Programação VHDL de Dispositivo FPGA para Aplicação em Modulação PWM Senoidal de Conversores Multiníveis**. 2013. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2013.

WEG AUTOMAÇÃO. **Guia de Aplicação de Inversores de Frequência**. 2. ed. [S.l.:s.n.], 2009.