

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA  
ESPECIALIZAÇÃO EM AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

VITOR ALEXANDRE SANTOS

**CASO DE ESTUDO DA UTILIZAÇÃO DE MODELOS MATEMÁTICOS  
EM APLICAÇÕES DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

MONOGRAFIA – ESPECIALIZAÇÃO

CURITIBA  
2013

VITOR ALEXANDRE SANTOS

**CASO DE ESTUDO DA UTILIZAÇÃO DE MODELOS MATEMÁTICOS  
EM APLICAÇÕES DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

Monografia de conclusão do curso de Especialização em Automação Industrial do Departamento Acadêmico de Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Especialista em Automação Industrial.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Raimundo Erig Lima

CURITIBA  
2013

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus, pela minha vida e por tudo que me foi proporcionado.

À minha esposa Gabriela, pelo constante incentivo em todos os momentos, que nunca me deixou desistir de nada e esteve ao meu lado nas principais conquistas.

À minha filha Sofia, por ser sempre fonte inspiração em tudo aquilo que faço, e proporcionar os momentos mais felizes da minha vida.

Ao meu pai Dirceu, pelo apoio e incentivo, o qual foi fundamental para realização desse trabalho.

À minha mãe Vilma, que sempre esteve ao meu lado e muito próxima, apesar da distância.

Em especial ao meu orientador Professor Dr. Carlos Raimundo Erig Lima, pela dedicação e toda atenção demandada para a concretização desse trabalho.

## RESUMO

SANTOS, Vitor Alexandre. **Caso de estudo da utilização de modelos matemáticos em aplicações de inversores de frequência.** 2013. 77 p. Monografia (Especialização em Automação Industrial) – Programa de Pós-Graduação em Automação Industrial, UTFPR. Curitiba, 2013.

Este trabalho consiste em um caso de estudo da utilização de modelos matemáticos para soluções de problemas em aplicações com inversores de frequência. Apresenta inicialmente a teoria referente aos motores de indução trifásicos e a forma de controle de velocidade de saída dos mesmos. Demonstra o princípio de funcionamento dos equipamentos inversores de frequência e analisa aplicações com um sistema envolvendo acionamento eletrônico, motor de indução trifásico e carga mecânica. Em seguida apresenta os conceitos teóricos de algumas topologias de circuitos eletrônicos dos inversores de frequência. O estudo é complementado com exemplo de sistema de controle desenvolvido no programa de computador MATLAB/SIMULINK com a intenção de simulação e análise. Utiliza-se de pesquisa bibliográfica no que diz respeito às teorias de circuitos eletrônicos e fundamenta a parte de simulação com exemplos de sistemas disponibilizados pela ferramenta computacional citada. Traz como resultado do estudo informações sobre o equacionamento matemático em sistemas de controle de velocidade de motor de indução.

**Palavras-Chaves:** Inversores de frequência, modelo matemático, controle.

## ABSTRACT

SANTOS, Vitor Alexandre. **Case study of using mathematical models for application of frequency inverters.** 2013. 77 p. Monografia (Especialização em Automação Industrial) – Programa de Pós Graduação em Automação Industrial, UTFPR. Curitiba, 2013.

This research is a study of using mathematical models to solve problems in frequency inverter application. Initially is presented the theory related to induction motors and its output control method for speed. Is demonstrated principle of operation for equipment with frequency inverter technology and also analyzed application with an electronic drive system, induction motor and mechanical load. After that, is presented theoretical concepts of some electronic circuit topologies for frequency inverter. The study is complemented with an example of control system developed in the software MATLAB/SIMULINK, that is able to perform simulations and analysis. Bibliographic review of electronic circuits is used and supports the simulation activity with examples of systems that are available by this computational resource. The result of this study is a range of information among mathematical equation in velocity control system for induction motors.

**Keywords:** Frequency inverters, mathematical models, control.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Inversor de frequência Industrial.....	15
Figura 2 - Motor de indução trifásico.....	17
Figura 3 - Topologia básica de um equipamento inversor de frequência.....	21
Figura 4 - Circuito básico de um inversor em meia ponte.....	29
Figura 5 - Inversor de fonte de tensão em meia ponte.....	31
Figura 6 - Inversor de fonte de tensão em ponte completa.....	33
Figura 7 - Inversor VSI trifásico.....	36
Figura 8 - Diagrama do conversor CC-CA regulado em corrente.....	42
Figura 9 - Diagrama do conversor digital-analógico (D/A).....	44
Figura 10 - Diagrama do conversor digital-analógico (D/A) por rede R/2R.....	45
Figura 11 - Diagrama do conversor analógico-digital (A/D).....	46
Figura 12 - Circuito de amostragem e retenção.....	48
Figura 13 - Modelo de um conversor de frequência com carga resistiva.....	53
Figura 14 - Modelo do circuito eletrônico do bloco retificador.....	53
Figura 15 - Parametrização do bloco retificador.....	54
Figura 16 - Modelo do circuito eletrônico do bloco retificador.....	54
Figura 17 - Parametrização do bloco inversor.....	55
Figura 18 - Filtro de saída do inversor de frequência.....	55
Figura 19 - Regulador da tensão de saída do inversor de frequência.....	56
Figura 20 - Parametrização da frequência da tensão de saída.....	56
Figura 21 - Modelo de um conversor de frequência com carga indutiva.....	59
Figura 22 - Seleção dos possíveis tipos de motor.....	60
Figura 23 - Parametrização dos dados do motor elétrico.....	60
Figura 24 - Erro de ligação do motor.....	68

## LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 - Relação V/F para torque ou conjugado .....	19
Gráfico 2 - Curva de enfraquecimento de campo.....	20
Gráfico 3 - Relação entre potência e frequência .....	20
Gráfico 4 - Relação entre torque e potência de cargas com torque constante.....	24
Gráfico 5 - Relação entre torque e potência de cargas com torque linear .....	25
Gráfico 6 - Relação entre torque e potência de cargas com torque quadrático .....	26
Gráfico 7 - Sequência de chaveamento para saída em onda quadrada .....	30
Gráfico 8 - Sequência de chaveamento para saída em degrau .....	30
Gráfico 9 - Tensão de saída para inversor em meia ponte .....	32
Gráfico 10 - Tensão de saída em degrau para inversor em ponte completa.....	33
Gráfico 11 - Tensão de saída para o circuito em condução de 120° .....	38
Gráfico 12 - Tensão de saída para o circuito em condução de 180° .....	40
Gráfico 13 - Forma de onda no <i>link</i> DC.....	57
Gráfico 14 - Forma de onda senoidal na carga .....	57
Gráfico 15 - Forma de onda do índice de modulação .....	58
Gráfico 16 - Forma de onda da saída do bloco inversor .....	58
Gráfico 17 - Tensão de saída do inversor de frequência.....	61
Gráfico 18 - Correntes de saída do inversor de frequência.....	62
Gráfico 19 - Velocidade de saída do motor acoplado ao inversor .....	62
Gráfico 20 - Velocidade de saída para motor de dois pólos.....	64
Gráfico 21 - Velocidade de saída para motor de quatro pólos. ....	64
Gráfico 22 - Velocidade de saída para motor de seis pólos. ....	65
Gráfico 23 - Velocidade de saída para motor de oito pólos.....	65
Gráfico 24 - Corrente rotórica e estatórica no motor com carga nominal .....	66
Gráfico 25 - Velocidade de saída do motor com carga nominal.....	67
Gráfico 26 - Velocidade de saída para motor com fase invertida.....	69
Gráfico 27 - Corrente rotórica e estatórica no motor com carga acima da nominal...	70
Gráfico 28 - Velocidade de saída para motor com carga acima da nominal .....	71

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Combinação das chaves para inversor em meia ponte.....	30
Tabela 2 - Combinação das chaves para o inversor em ponte completa.....	34
Tabela 3 - Sequência de chaveamento para condução em 120°.....	37
Tabela 4 - Sequência de chaveamento para condução em 180°.....	39
Tabela 5 - Tensões de fase e linha para os intervalos de condução.....	41
Tabela 6 - Velocidades de saída em função do número de pólos.....	63

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>10</b>
1.1 TEMA	10
1.2 DELIMITAÇÃO DO TEMA	11
1.3 PROBLEMAS E PREMISSAS	11
1.4 OBJETIVOS	12
1.4.1 Objetivo Geral	12
1.4.2 Objetivos Específicos	12
1.5 JUSTIFICATIVA	13
1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	13
1.7 REFERENCIAL TEÓRICO	14
1.8 ESTRUTURA DO TRABALHO	14
<b>2 CONVERSORES DE FREQUÊNCIA</b>	<b>15</b>
2.1 MOTORES DE CORRENTE ALTERNADA	16
2.1.1 Velocidade de Saída em Motores de Indução	17
2.1.2 Torque ou Conjugado de Saída em Motores de Indução	18
2.2 TOPOLOGIA BÁSICA DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA	21
2.3 MÉTODOS DE CONTROLE	21
2.3.1 Controle Escalar	22
2.3.2 Controle Vetorial	23
2.4 RELAÇÃO ENTRE MOTOR E CARGA MECÂNICA	24
2.4.1 Cargas de Torque Constante	24
2.4.2 Cargas de Torque com Variação Linear	25
2.4.3 Cargas de Torque com Variação Quadrática	25
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	26
<b>3 CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA</b>	<b>27</b>
3.1 DISPOSITIVOS DE CHAVEAMENTO DE POTÊNCIA	27
3.1.1 Transistor BJT	27
3.1.2 Transistor MOSFET	28
3.1.3 Transistor IGBT	29
3.2 INVERSOR BÁSICO	29
3.3 INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO (VSI)	31
3.3.1 Inversor VSI Meia Ponte	31
3.3.2 Inversor VSI Ponte Completa Com Carga Resistiva	32
3.3.3 Inversor VSI Com Carga Indutiva	34
3.4 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO	34
3.5 INVERSOR TRIFÁSICO VSI EM PONTE	36
3.5.1 Tipo de Condução Por 120°	37
3.5.2 Tipo de Condução Por 180°	39
3.6 CONVERSORES CC-CA REGULADOS EM CORRENTE	42
3.6.1 Conversor CC-CA Regulado em Corrente com Controle por Histerese	42
3.6.2 Conversor CC-CA Regulado em Corrente com Controle PWM	43
3.7 INTERFACES E CONDICIONAMENTO DE SINAIS	43
3.7.1 Conversores D/A	43
3.7.2 Conversores A/D	46
3.7.3 Circuito de Aquisição de Sinais	48
3.7.3 Filtros Diversos	49
3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	51

<b>4 MODELOS MATEMÁTICOS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA.....</b>	<b>52</b>
4.1 MODELO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA COM CARGA RESISTIVA.....	52
4.2 MODELO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA COM CARGA INDUTIVA.....	58
4.3 ALTERAÇÕES DE PARÂMETROS DA FORMA CONSTRUTIVA.....	63
4.4 SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM CARGA MECÂNICA .....	66
4.5 ANÁLISE DE DISTÚRBIOS INSERIDOS.....	67
4.5.1 Inversão de Fase de Alimentação do Motor .....	68
4.5.2 Carga Mecânica com Valor Superior ao Nominal.....	69
4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....	71
<b>5 CONCLUSÃO .....</b>	<b>72</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>74</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nesta seção inicial apresenta-se a introdução do tema seguido dos problemas e premissas, objetivo geral e específico, justificativa, procedimento metodológico, embasamento teórico e estrutura do trabalho.

### 1.1 TEMA

O controle de velocidade de um motor elétrico em um sistema de automação é essencial dentro de uma planta industrial devido às necessidades dos processos de fabricação. Essa forma de controle teve início com a utilização de motores CC<sup>1</sup> devido à facilidade imposta pelos mesmos no gerenciamento da velocidade de saída (ARAÚJO et al., 2001).

Atualmente, ao traçar um comparativo entre aplicações que envolvem um motor de corrente contínua e um motor de corrente alternada, o primeiro apresenta desvantagens consideráveis em relação ao outro, retificação da tensão de alimentação, custo elevado, dimensões físicas e manutenção frequente são alguns exemplos nessa comparação (FRANCHI, 2007).

Com o avanço do conhecimento na área da eletrônica de potência, circuitos eletrônicos denominados inversores de frequência foram desenvolvidos permitindo o controle de velocidade em motores de corrente alternada. Com isso a utilização do motor de indução trifásico se tornou comum dentro do contexto industrial (ARAÚJO et al., 2001).

Além do acionamento de máquinas CA<sup>2</sup> em velocidade variável, como descrito anteriormente, os inversores de frequência também são utilizados em aplicações como aquecimento indutivo, fontes auxiliares, sistema de energia ininterrupta entre outras (RASHID, 1999).

Tendo em vista diversas topologias de circuitos eletrônicos capazes de adequar uma tensão de alimentação monofásica ou trifásica para uma tensão com amplitude e frequência variáveis para o controle da velocidade de saída de motores de indução trifásicos, é ressaltada a importância de um estudo do tema em questão (FRANCHI, 2007).

---

<sup>1</sup> Abreviatura para o termo corrente contínua.

<sup>2</sup> Abreviatura para o termo corrente alternada.

Uma forma para desenvolver esse estudo com resultados significativos é a utilização do modelo matemático do sistema, e assim conferir um diagnóstico das situações de controle onde o mesmo está inserido.

Através da análise dos modelos matemáticos das topologias de circuitos eletrônicos, é possível chegar a resultados satisfatórios para uma determinada situação de controle para inversores de frequência. Com a modelagem matemática do sistema físico, é possível a utilização de ferramentas de computador, e assim trabalhar de forma otimizada as entradas do sistema em função de sua saída (OGATA, 2000).

Complementando a teoria de Ogata, Bishop diz que:

Para compreender e controlar sistemas complexos, deve-se obter modelos matemáticos quantitativos destes sistemas. Torna-se necessário, por conseguinte, analisar as relações entre as variáveis do sistema e obter um modelo matemático (2001, p. 25).

A proposta do estudo desenvolvido é apresentar a teoria referente aos circuitos inversores de frequência para controle de velocidade em motores de indução trifásico e analisar a importância do levantamento de modelos matemáticos para desenvolvimento de técnicas de controle.

## 1.2 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Este trabalho se limita a uma apresentação das teorias que envolvem circuitos inversores de frequência para controle de motores de indução.

Também faz parte do tema uma análise dos motores de indução e de algumas topologias de circuitos, assim como um estudo de alguns dos modelos matemáticos disponibilizados pelo *software* MATLAB/SIMULINK para demonstração da importância do estudo das modelagens dos sistemas propostos, fazendo com que as mesmas se apresentem como ferramentas interessantes e capazes de auxiliar no projeto de um sistema de controle, envolvendo acionamento de motor elétrico.

## 1.3 PROBLEMAS E PREMISSAS

Diversas formas de aplicações envolvendo controle de velocidade de motores podem apresentar problemas durante o funcionamento, e muitas vezes a chegada a

um ponto satisfatório para solução do mesmo, pode não ser uma tarefa simples. Em um sistema físico composto por motor elétrico, carga mecânica e acionamento eletrônico, muitas são as situações onde um elevado desempenho do sistema é necessário, seja pela necessidade de operação do mesmo em seu limite, comprometimento com a demanda correta da energia elétrica ou complexidade do produto final dentro de um processo industrial qualquer.

Uma forma de analisar um sistema e conceber métodos para simulação do mesmo através de programas de computador é a utilização de modelos matemáticos dos mesmos, e assim levantar um estudo da aplicação em questão podendo conferir resultados interessantes à frente dos problemas aparentes.

No entanto, a análise de equacionamentos matemáticos de um sistema possui um nível de complexidade elevado, o que muitas vezes torna o estudo uma tarefa difícil.

Como comprovar que a utilização de métodos matemáticos complexos pode simplificar um estudo e trazer resultados significativos para uma aplicação?

Pressupõe-se que as ferramentas matemáticas auxiliem na obtenção desses resultados, tornando-se o problema em questão para o estudo proposto.

## 1.4 OBJETIVOS

### 1.4.1 Objetivo Geral

Analisar a utilização de modelos matemáticos de circuitos inversores de frequência para desenvolvimentos de técnicas de controle através de modelos disponibilizados pelo *software* MATLAB/SIMULINK.

### 1.4.2 Objetivos Específicos

- Levantar as técnicas de controle de velocidade de motores de indução trifásicos através de inversores de frequência.
- Analisar as principais topologias de circuitos eletrônicos de inversores de frequência.
- Apresentar um estudo de modelo matemático de sistema envolvendo os inversores de frequência.

## 1.5 JUSTIFICATIVA

No desenvolvimento de técnicas ou estratégias de controle, independente de qual seja o sistema, o levantamento do modelo matemático do mesmo se mostra como uma solução eficaz em uma determinada aplicação.

Tendo como objetivo um estudo de alguns circuitos eletrônicos de inversores de frequência, justifica-se o desenvolvimento desse trabalho para demonstrar como a utilização de tais métodos implementam de forma positiva a solução de um problema.

Ogata (2000) diz que os avanços na área de controle propiciam meios para chegada a pontos ótimos de desempenho de um sistema, assim como a melhoria da produtividade, diminuição de trabalho repetitivo entre outros.

Ainda tratando-se da contribuição social que os métodos aplicados às teorias de controle, Bishop (2001, p. 1), afirma que o conhecimento relacionado à engenharia de controle tem “por finalidade dotar a sociedade de produtos úteis e econômicos”.

## 1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Para o desenvolvimento desse trabalho foi realizada uma pesquisa científica descritiva dos circuitos inversores de frequência para acionamentos de motores de indução.

Andrade (2010) classifica a pesquisa científica descritiva de forma que os fatos observados são analisados e interpretados sem a interferência do pesquisador.

Dessa forma foi desenvolvido um estudo do princípio de funcionamento de um inversor de frequência e algumas topologias de circuitos eletrônicos.

Também foi realizada uma análise de algumas formas de circuitos disponibilizadas pelo *software* MATLAB/SIMULINK, assim como a implementação de exemplos para simulação.

Esta pesquisa foi dividida em três partes: pesquisa baseada em referenciais teóricos, análise de simulações e apresentação de resultados.

## 1.7 REFERENCIAL TEÓRICO

Este trabalho está fundamentado em teorias de circuitos citados por Muhammad H. Rashid (1999) em seu livro “Eletrônica de Potência – Circuitos, Dispositivos e Aplicações”; Ashfaq Ahmed (2000), “Eletrônica de Potência” e Denizar Cruz Martins e Ivo Barbi, “Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA”. Também foram utilizados como fundamentação os artigos técnicos disponibilizados pelos fabricantes dos equipamentos em questão como Siemens, Weg e Schneider, assim como a biblioteca de componentes do MATLAB/SIMULINK.

## 1.8 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está composto de cinco partes e dividido em cinco capítulos, descritos a seguir:

- Parte 1 – Introdução: Capítulo 1.

Apresentação do tema, problema, objetivos, justificativa, procedimentos metodológicos e embasamento teórico.

- Parte 2 – Fundamentação teórica: Capítulos 2 e 3.

No capítulo 2 será apresentado a forma de controle de velocidade em motores de indução trifásicos e a topologia do circuito inversor de frequência.

No capítulo 3 serão apresentados os principais circuitos inversores de frequência, assim como as técnicas de comutação dos transistores de potência.

- Parte 3 – Procedimentos Metodológicos: Capítulo 4.

No capítulo 4 serão mostradas algumas simulações de circuitos inversores de frequência através da utilização do *software* MATLAB/SIMULINK, assim como a apresentação dos resultados.

- Parte 4 – Considerações finais: Capítulo 5.
- Parte 5 – Referências Bibliográficas.

## 2 CONVERSORES DE FREQUÊNCIA

Os dispositivos utilizados para controle de velocidade de motores de indução denominados conversores de frequência ou inversores de frequência, como são chamados dentro da indústria, trabalham convertendo uma tensão CA em CC e depois novamente em CA, permitindo o controle da frequência de saída dos motores (FRANCHI, 2007).

A Figura 1 mostra os inversores de frequência comerciais retirados do *site* da WEG.



Figura 1 - Inversor de frequência Industrial  
Fonte: *Site* da WEG.

Atualmente, os inversores de frequência são considerados como, o método mais eficiente para o controle de velocidade em motores de indução. (FRANCHI, 2007).

Ainda segundo o autor, é interessante salientar que:

O método mais eficiente para controle de velocidade de motores de indução trifásicos, com menores perdas no dispositivo responsável pela variação da velocidade, consiste na variação da frequência  $f_1$  da fonte alimentadora através de conversores de frequência, em que o motor pode ser controlado de modo a prover um ajuste contínuo de velocidade e conjugado com relação à carga mecânica. (2007, p. 196).

Diversas são as necessidades do meio industrial em torno das aplicações de tais equipamentos em relação às cargas acionadas, sendo que para cada tipo de sistema de automação existe um inversor de frequência específico para atendê-lo. Sistema de bombeamento de água, ventilação, aquecimento, esteira transportadora, compressores, entre outras, caracterizam cargas diferentes e assim exigem um equipamento específico.

Segundo o documento de instalações industriais e infraestrutura da empresa Schneider Electric (2009), as cargas mecânicas possuem comportamentos

diferentes quanto ao conjugado oferecido pelo motor elétrico. Segundo o documento as cargas podem ser classificadas em cinco grupos:

- Cargas de conjugado resistente constante.
- Cargas de conjugado resistente crescente com a velocidade.
- Cargas de conjugado resistente crescente com o quadrado da velocidade.
- Cargas de conjugado resistente inversamente proporcional à velocidade.
- Cargas com forte variação de conjugado em relação à velocidade.

Dessa forma, quanto maior o conhecimento da aplicação, mais eficiente será o dimensionamento do motor e seu respectivo acionamento.

Outra característica relevante do controle de velocidade através de inversores de frequência são as proteções disponibilizadas, tanto para o motor quanto para o próprio inversor. Segundo o catálogo de produto da empresa Schneider Electric (2007), o inversor pode possuir as proteções térmicas de motor e inversor, sobrecarga e sobrecorrentes em regime permanente, proteção mecânica da carga através das frequências ocultas entre outras.

## 2.1 MOTORES DE CORRENTE ALTERNADA

Entre as várias formas construtivas de um motor de corrente alternada o mais aplicado em soluções industriais é o motor de indução trifásico. Seu princípio de funcionamento está baseado no princípio da indução eletromagnética entre o estator e rotor. Segundo Franchi (2007) o estator é a parte estática do motor onde são encontrados a carcaça, o núcleo de chapas e o enrolamento trifásico. Ainda no estator, o enrolamento trifásico é constituído de bobinas defasadas por um ângulo de 120 graus entre si, as quais são responsáveis pelo campo magnético girante. (CARVALHO, 2007).

O rotor é o elemento responsável pelo giro do motor e está inserido no interior no estator e é acomodado junto ao eixo do motor, o qual será responsável pelo acionamento da carga mecânica. A Figura 2 mostra um motor de indução trifásico em corte retirado do catálogo de motores disponível do *site* da Siemens. Ainda na figura é possível verificar a presença do estator e do rotor.



Figura 2 - Motor de indução trifásico  
Fonte: *Site da Siemens.*

### 2.1.1 Velocidade de Saída em Motores de Indução

O motor de corrente alternada pode ser do tipo síncrono ou assíncrono. Não é foco desse trabalho o detalhamento do primeiro tipo de motor, ficando apenas com os motores assíncronos, onde a velocidade de saída do eixo é menor do que a velocidade do campo magnético girante.

Segundo o guia de especificação de motores elétricos disponível no *site* da WEG, a velocidade do campo magnético girante ou velocidade síncrona de um motor elétrico de indução é dado pela equação (1).

$$N_s = 60 \cdot \frac{f}{p} \quad (1)$$

$N_s$  é a velocidade do campo magnético girante da máquina elétrica (rpm),  $f$  é a frequência da tensão alternada de alimentação (Hz) e  $p$  o número total de polos<sup>3</sup> do motor.

A velocidade do campo magnético girante não é a mesma do rotor do motor, sendo que a primeira é maior que a segunda. Essa diferença entre as duas velocidades citadas é chamada de escorregamento do motor. A equação (2) a seguir, retirada do guia de especificação técnica de motores elétricos da WEG, mostra o cálculo do escorregamento de um motor elétrico de indução.

<sup>3</sup> Os enrolamentos do estator são construídos por pares de pólos (norte e sul) e se distribuem alternadamente ao longo da periferia do núcleo magnético (WEG, 2003).

$$S(\%) = \frac{N_s - N_r}{N_s} \cdot 100 \quad (2)$$

$S$  é o escorregamento,  $N_s$  é a velocidade do campo magnético (rpm) e  $N_r$  a velocidade do rotor (rpm).

Caso não houvesse escorregamento, o rotor ficaria de forma estacionária em relação ao campo magnético, não permitindo a indução de corrente no enrolamento do mesmo. Em outras palavras, o campo magnético gerado pelo estator não induziria corrente no rotor e a interação entre eles não produziria o movimento de rotação.

Com a diferença entre as duas velocidades citadas, o enrolamento do rotor corta as linhas de força magnética desenvolvida pelo estator, provocando a indução de corrente elétrica no rotor. Com o aumento da carga mecânica, a diferença entre as velocidades do rotor e campo magnético girante aumenta, fazendo com que um número maior de linhas de força do campo magnético do estator atravesse o enrolamento do rotor induzindo correntes mais elevadas, e com isso influenciando no torque de saída do motor.

### 2.1.2 Torque ou Conjugado de Saída em Motores de Indução

O torque ou conjugado do motor aumenta com a elevação dos valores da corrente elétrica permitindo que a força gerada pela inércia da carga mecânica seja vencida e assim colocando o motor em funcionamento.

A equação (3), retirada do guia técnico da WEG, motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM<sup>4</sup>, mostra a relação do torque de saída do eixo do motor em relação à corrente elétrica e fluxo magnético.

$$T = K_1 \cdot \phi_m \cdot I \quad (3)$$

$T$  é o torque ou conjugado disponível na ponta do eixo (N.m),  $k_1$  é uma constante do material e do projeto do motor,  $\Phi_m$  é o fluxo de magnetização (Wb) e  $I$  a corrente rotórica (A).

---

<sup>4</sup> PWM quer dizer modulação por largura de pulso do inglês *pulse width modulation*, o qual será tratado em assuntos posteriores.

Para o fluxo de magnetização dado pela equação (4), retirada do guia técnico da WEG citado anteriormente, tem-se a seguinte relação com a tensão de alimentação e frequência.

$$\phi_m = K_2 \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (4)$$

Onde  $\Phi_m$  é o fluxo de magnetização (Wb),  $k_2$  é uma constante do material e do projeto do motor,  $V_1$  é a tensão estatórica e  $f_1$  a frequência da tensão de alimentação do estator.

Através das equações mostradas, é possível verificar que o torque é diretamente proporcional ao fluxo magnético, e que esse por sua vez é diretamente proporcional à tensão de alimentação e inversamente proporcional a frequência da tensão de alimentação.

Com o aumento da tensão de alimentação tem-se um aumento no torque de saída, já que o fluxo de magnetização aumenta. No entanto, com o aumento da frequência de saída tem-se uma redução do torque, pois o fluxo de magnetização diminui, já que esse é inversamente proporcional à frequência.

O Gráfico 1, retirado do Guia Técnico da WEG, mostra a relação de tensão e frequência chamada de relação V/F do conjugado de saída, onde, para sua manutenção constante, o aumento da velocidade do motor deve ser feito proporcionalmente com o aumento da tensão.

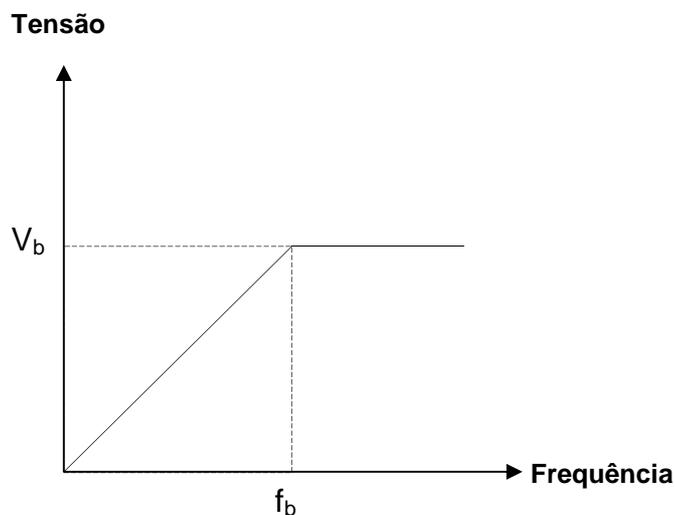


Gráfico 1 - Relação V/F para torque ou conjugado  
Fonte: WEG (2010, p. 6).

A variação da relação  $V/F$  é feita até a frequência base do motor. Acima desse valor, a tensão de alimentação já está no seu valor máximo, o qual é igual ao valor nominal da rede de energia.

Caso a frequência do inversor continue sendo aumentada, o valor de tensão já não pode mais acompanhá-la, para manter a relação  $V/F$ , nesse momento o torque entra em uma região de declive chamada de região de enfraquecimento de campo, a qual é mostrada pelo Gráfico 2.

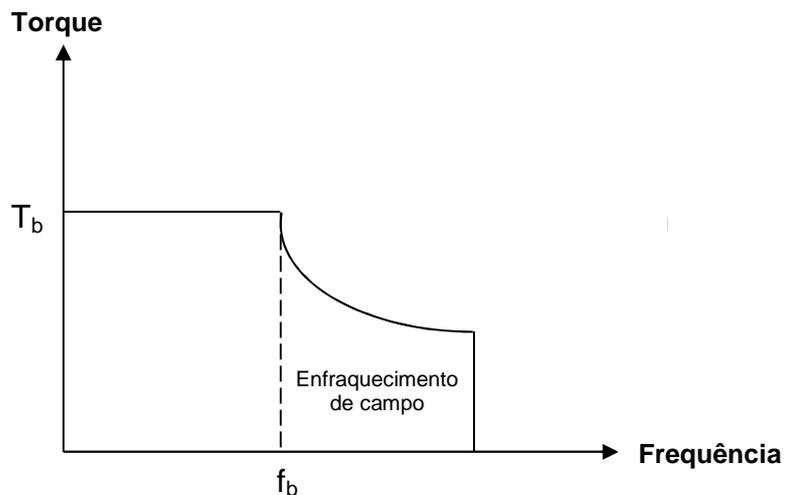


Gráfico 2 - Curva de enfraquecimento de campo  
Fonte: WEG (2010, p. 6).

Já a potência útil do motor cresce linearmente com o aumento de torque e a frequência de saída, mas chegando à região de enfraquecimento de campo a mesma torna-se constante, sendo visualizada através do Gráfico 3.

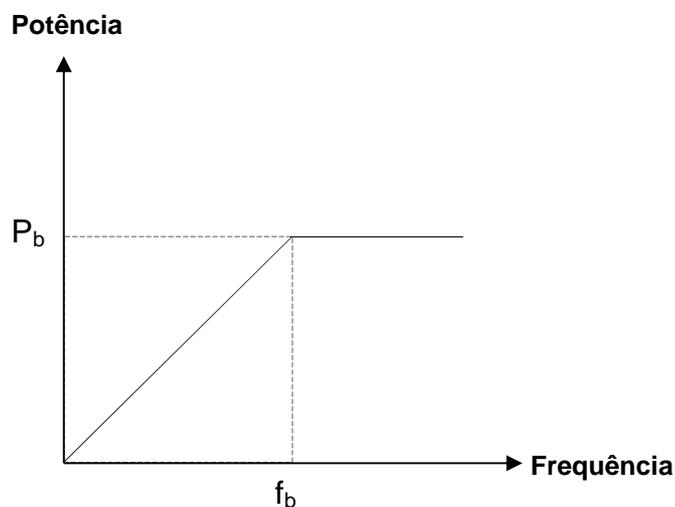


Gráfico 3 - Relação entre potência e frequência  
Fonte: WEG (2010, p. 6).

## 2.2 TOPOLOGIA BÁSICA DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Os equipamentos denominados inversores de frequência são aplicados para controle de velocidade de motores de indução. A topologia interna consiste em três blocos de circuitos que são os seguintes: o retificador de entrada, o *link* DC e o circuito inversor (FRANCHI, 2007).

Uma tensão monofásica ou trifásica aplicada na entrada do equipamento, através do retificador e filtro, é convertida em tensão contínua, essa etapa é denominada de barramento CC ou *link* DC (WEG, 2010). Em seguida, através do terceiro bloco do inversor, a tensão contínua é convertida em tensão alternada, porém com a possibilidade de controle de tensão e frequência, necessários para o controle de velocidade de saída do motor de indução. A Figura 3 mostra a topologia interna simplificada de um equipamento inversor de frequência.

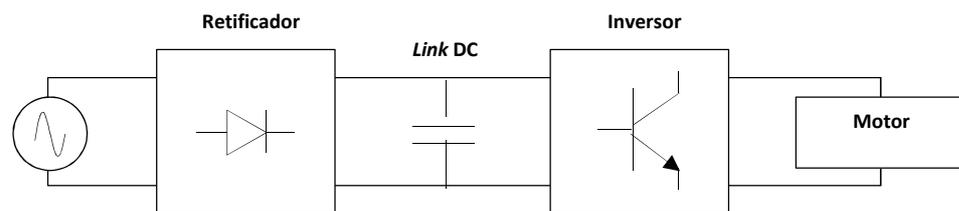


Figura 3 - Topologia básica de um equipamento inversor de frequência  
Fonte: Adaptado da WEG (2010, p. 7).

Para a etapa inversora, existem diversas formas de circuitos eletrônicos capazes de realizar tal operação, os quais serão tratados em capítulo oportunos, assim como a comutação das chaves eletrônicas de potência, responsável pelo controle de tensão e frequência de saída que conduz o controle de velocidade de saída do motor.

## 2.3 MÉTODOS DE CONTROLE

Tratando-se de inversores de frequência comerciais utilizados na indústria, duas formas básicas de controle de velocidade são utilizadas, as quais serão analisadas, o controle escalar e o controle vetorial.

### 2.3.1 Controle Escalar

Para o controle escalar é utilizada a técnica de manutenção da relação V/F constante, mostrada anteriormente, ou seja, para trabalhar a velocidade de saída do motor é realizado o controle da frequência de saída do inversor. Para não haver comprometimento do torque de saída, uma compensação da tensão de alimentação é realizada, conforme foi analisado. Contudo, a resposta dinâmica do inversor varia de acordo com o valor de frequência de saída (WEG, 2010).

De forma simplificada, a corrente que circula através das bobinas do estator do motor é proporcional à resistência e a indutância do mesmo, conforme pode ser verificado pela equação (5).

$$I = \frac{V}{(R^2 + X_L^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (5)$$

$I$  é a corrente estatórica,  $R$  a resistência e  $X_L$  a reatância indutiva do estator.

Outra fórmula matemática importante para verificação da baixa dinâmica de controle de velocidade de saída de inversores de controle escalar é mostrada abaixo pela equação (6).

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (6)$$

$X_L$  é a reatância indutiva do estator,  $f$  a frequência da tensão de alimentação e  $L$  a indutância das bobinas.

Para situações onde a frequência de saída do inversor é superior a 30 Hz, o valor de  $X_L$  também se torna elevado, o que pode ser verificado com a equação (6), com isso a resistência das bobinas pode ser considerada desprezível, e a corrente de saída se torna proporcional à relação V/F citada anteriormente (WEG, 2010).

Para valores baixos de frequências, normalmente inferiores a 30 Hz, a resistência já deve ser considerada, pois  $X_L$  é baixo, e isso faz com que a proporcionalidade da corrente em relação à tensão e frequência seja alterada, conforme pode ser verificado com a equação (5) (WEG, 2010).

Na prática, essa situação pode ser verificada com a dificuldade de controle para baixas velocidades, o que torna esse método de controle ineficiente em relação ao controle vetorial (WEG, 2010).

Como principais desvantagens para o método de controle escalar, tem-se a dificuldade de controle de torque, assim como a queda do mesmo para região de enfraquecimento de campo e o controle de velocidade de saída para baixas frequências.

### 2.3.2 Controle Vetorial

Para o controle vetorial de fluxo, o inversor de frequência divide a corrente elétrica em dois vetores, a corrente de magnetização e a corrente responsável por desenvolvimento do torque (FRANCHI, 2007).

A corrente total é a soma vetorial dessas duas parcelas, e o torque produzido pelo motor é proporcional ao produto das mesmas, sendo que, de acordo com a qualidade com que essas correntes são monitoradas e controladas, é definido o nível de desempenho do inversor de frequência (WEG, 2010).

Através de um sistema microprocessado, o inversor de frequência calcula em um intervalo de tempo muito baixo os valores de correntes necessários para controle do motor. Para o cálculo dessas variáveis, o inversor dispõe de um modelo matemático do motor, e com isso consegue prever os níveis de correntes necessários para a aplicação corrente (FRANCHI, 2007).

Segundo o guia técnico da WEG, motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM, algumas das variáveis mais importantes para resolução da equação do inversor são:

- Resistência do estator.
- Resistência do indutor
- Indutância do estator
- Indutância do rotor
- Indutância de magnetização
- Curva de saturação

Com isso, o inversor de frequência de controle vetorial dispõe de uma elevada eficiência para controle de velocidade, o que faz com o mesmo possa ser aplicado em situações que requerem um elevado desempenho e precisão.

## 2.4 RELAÇÃO ENTRE MOTOR E CARGA MECÂNICA

Em torno de uma determinada aplicação envolvendo inversores de frequência, a análise da carga mecânica acoplada ao eixo do motor se faz necessária para um correto comissionamento do equipamento de acionamento.

A relação de torque dos diversos tipos de cargas segue, de forma resumida, o seguinte escopo: cargas de torque constante, cargas de torque com variação linear e cargas de torque com variação quadrática.

### 2.4.1 Cargas de Torque Constante

Para as cargas de torque constante, é possível verificar através do Gráfico 4 que o torque não sofre mudança com a variação da velocidade de saída. No entanto a potência dissipada varia de forma linear. Para esse tipo de carga, têm-se como exemplo alguns tipos de compressores, extrusoras, elevadores, bombas de deslocamento positivo, esteiras transportadoras entre outras (WEG, 2010).

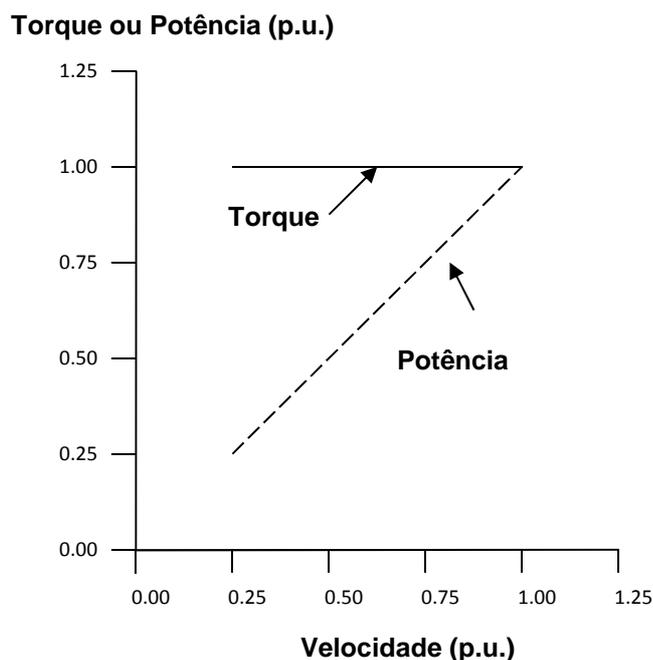


Gráfico 4 - Relação entre torque e potência de cargas com torque constante  
Fonte: WEG (2010, p. 25).

### 2.4.2 Cargas de Torque com Variação Linear

Para as cargas de torque com variação linear, com o aumento do mesmo, a elevação da potência se desenvolve de forma quadrática. Como exemplo desse tipo de comportamento de cargas tem-se as prensas (WEG, 2010). O Gráfico 5 mostra o desempenho de cargas de torque linear.

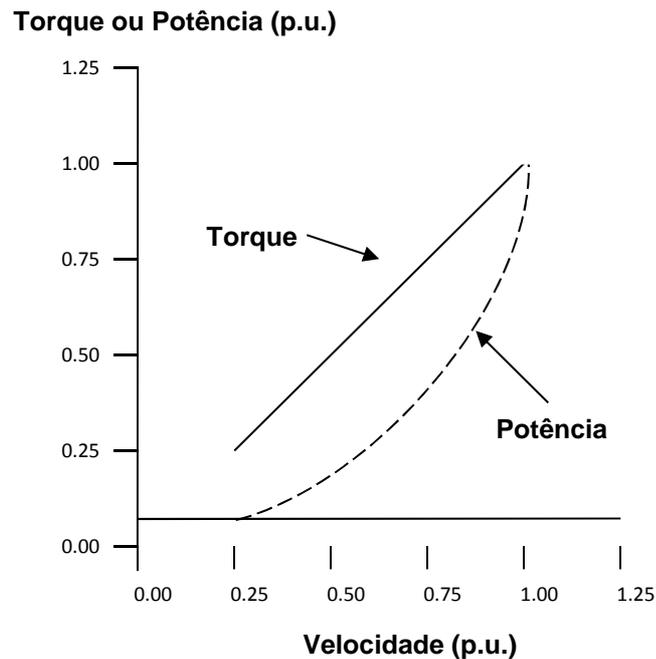


Gráfico 5 - Relação entre torque e potência de cargas com torque linear  
Fonte: WEG (2010, p. 25).

### 2.4.3 Cargas de Torque com Variação Quadrática

Cargas com torque quadrático possuem a variação de potência de forma cúbica. Segundo a apostila técnica de eficiência energética e acionamento de motores, disponível no *site* da Schneider-Electric, esse comportamento de carga propicia aplicações onde o inversor de frequência pode ser utilizado para economia de energia, devido à dissipação de potência em relação ao torque.

Exemplo desse tipo de carga são as máquinas de deslocamento de fluidos (líquidos ou gases) por processos dinâmicos, como as bombas centrífugas, ventiladores, exaustores e agitadores centrífugos (WEG, 2010). O Gráfico 6 mostra o torque e a potência para esse tipo de carga.

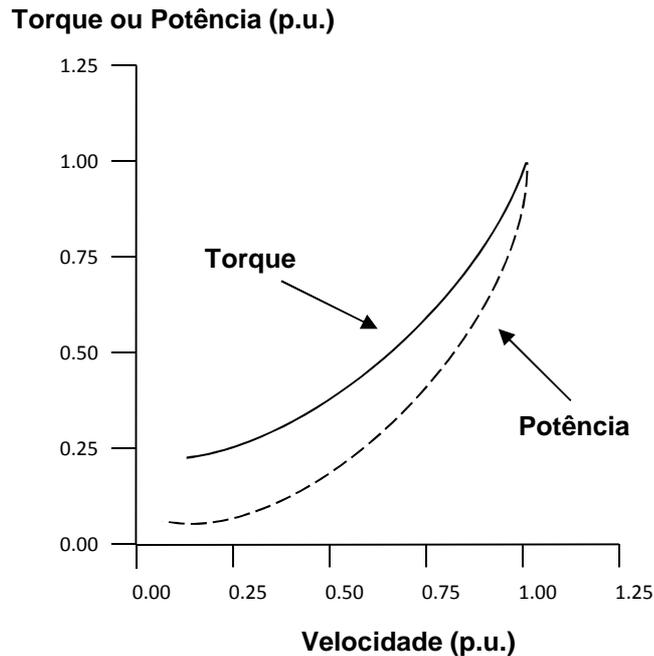


Gráfico 6 - Relação entre torque e potência de cargas com torque quadrático  
 Fonte: WEG (2010, p. 25).

## 2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

O capítulo exposto apresentou de forma resumida o motor de indução trifásico e o inversor de frequência comercial, aplicados nas indústrias atualmente. Teve como objetivo inserir conceitos introdutórios sobre a arquitetura interna do inversor de frequência e aplicações. Algumas questões não foram relacionadas devido à extensão do assunto. Sobre os levantamentos matemáticos dos mesmos, serão analisados de forma detalhada no capítulo 4.

Com respeito ao *hardware* dos inversores de frequência, não foram citados assuntos relacionados à interface com usuário, entradas e saídas digitais e analógicas, assim como as comunicações com redes industriais. Sobre aplicação, técnicas relacionadas à partida de diversos motores com apenas um acionamento, comprimentos de cabos de ligação entre inversor de frequência e motor, filtros de entradas e saídas entre outros, não foram expostos, pois os mesmos não influenciam de forma significativa o objetivo final do trabalho.

No geral, o capítulo prepara de forma simplificada o tema para poder tratá-lo de forma um pouco mais detalhada nos capítulos seguintes.

### 3 CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA

As topologias de circuitos eletrônicos utilizados em inversores de frequência apresentam uma elevada importância em relação ao tema central desse trabalho. Primeiramente será feita uma breve revisão bibliográfica dos dispositivos de chaveamento de potência como introdução do assunto referente aos circuitos inversores, explorados em seguida.

#### 3.1 DISPOSITIVOS DE CHAVEAMENTO DE POTÊNCIA

Os transistores de potência são caracterizados pela capacidade de aplicação com valores nominais elevados de corrente e tensão. Possuem basicamente duas formas de atuação, como chaves e amplificadores. Em eletrônica de potência são utilizados principalmente como dispositivo de chaveamento, ficando em evidência em choppers<sup>5</sup> e inversores (AHMED, 2000).

Serão revisados de forma simplificada os seguintes dispositivos: o transistor bipolar de tensão (*bipolar junction transistor* - BJT), o transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor* - MOSFET) e o transistor bipolar de porta isolada (*insulated-gate bipolar transistor* - IGBT), pela maior frequência em projetos.

##### 3.1.1 Transistor BJT

O transistor bipolar de tensão - BJT, ou simplesmente transistor, como é normalmente chamado pode ser de dois tipos: NPN e PNP e possui três terminais denominados de base, coletor e emissor. O transistor NPN normalmente é mais detalhado na literatura por possuir valores nominais de tensão e corrente mais elevados (AHMED, 2000).

Quando utilizado como chave em um circuito, os terminais do coletor e emissor são ligados em série com o circuito da fonte de tensão, sendo a base e o emissor conectados ao circuito acionador (AHMED, 2000).

---

<sup>5</sup> O conversor DC - DC, ou chopper é a denominação de circuito utilizado para obtenção de uma tensão DC variável a partir de outra fonte DC constante (AHMED, 2000).

Para a polarização do transistor BJT é utilizada uma corrente na base fornecida pelo circuito de controle. A corrente de base determina se o transistor está no estado ligado ou desligado.

O transistor BJT possui quatro fontes de perdas de potência: perdas na condução, perdas por fuga, perdas por passagem para o estado ligado e perdas por passagem para o estado desligado.

As perdas de potência durante as passagens de estado são baixas, mas durante o chaveamento em frequências elevadas são consideráveis e não podem ser desprezadas.

O transistor BJT teve larga utilização durante certo período, mas algumas características fizeram com ele fosse substituído por outro tipo de transistor. A velocidade de chaveamento do BJT, comparado com outros tipos de transistores é baixa, e para a polarização do mesmo é necessário um valor elevado de corrente. Com isso, a complexidade dos circuitos acionadores aumenta, e as perdas de potência nas passagens de estados da chave são maximizadas, o que inviabilizou o mesmo (AHMED, 2000).

### 3.1.2 Transistor MOSFET

O MOSFET está disponível em dois tipos: o canal N e o canal P, sendo que o de canal N possui valores nominais, de tensão e corrente, mais elevados, e por essa razão é mais explorado (AHMED, 2000).

Ele possui três terminais: a porta, a fonte e o dreno. Em sua configuração, a fonte está sempre em um potencial próximo à porta e o dreno é ligado à carga. Quando uma pequena tensão positiva é aplicada na porta, ele passa para o estado ligado, retirando a tensão, ele passa para o estado desligado (AHMED, 2000).

Por ser um componente controlado por tensão e necessitar de uma pequena corrente no terminal da porta, o MOSFET pode ser operado em alta frequência, na ordem de nanossegundos. Por essa razão eles são amplamente utilizados em conversores de alta frequência (RASHID, 1999).

Tanto para o estado ligado, quanto o desligado, a resistência de entrada é alta, e a corrente de porta é próxima de zero, propiciando circuitos de acionamentos simplificados e eficientes.

Quando aplicado em alta frequência, a perda ocasionada pelo chaveamento é baixa, podendo ser desconsiderada quando comparado ao transistor BJT. Entretanto, no estado ligado ele possui uma queda de tensão elevada, resultando em perdas também altas (AHMED, 2000).

### 3.1.3 Transistor IGBT

O transistor bipolar de porta isolada (IGBT) reúne a característica de baixa queda de tensão em condução apresentada pelo transistor BJT com a capacidade de operação em alta frequência do MOSFET (AHMED, 2000).

O IGBT possui três terminais: a porta, o coletor e o emissor. Sua operação é semelhante ao MOSFET, polarizando positivamente o terminal coletor em relação ao emissor, e aplicando uma tensão positiva na porta, ele passa do estado desligado para o ligado.

Em aplicações em alta tensão o IGBT está substituindo o MOSFET, onde as perdas por condução devem ser baixas. Embora sua velocidade de chaveamento, seja maior do que a do transistor BJT, ela é inferior ao MOSFET, o que não confere uma característica negativa (AHMED, 2000).

## 3.2 INVERSOR BÁSICO

O circuito básico de um inversor de frequência utilizado para geração de uma tensão alternada monofásica a partir de uma tensão contínua é apresentado pela Figura 4. Esse circuito é conhecido como inversor em ponte H (meia ponte), por utilizar duas chaves semicondutoras.

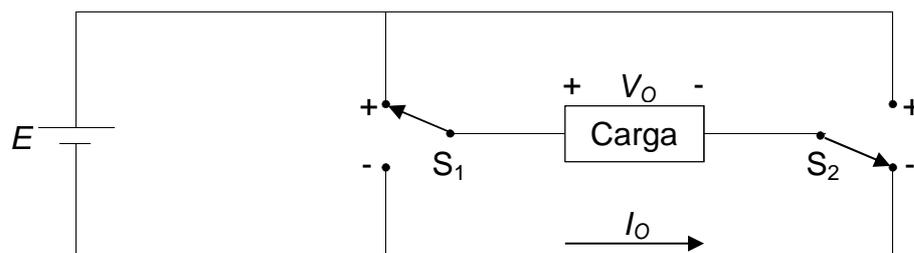


Figura 4 - Circuito básico de um inversor em meia ponte  
Fonte: AHMED (2000, p. 350).

Com o chaveamento de  $S_1$  e  $S_2$  tem-se nos terminais da carga uma tensão alternada. A Tabela 1 a seguir mostra as combinações das chaves  $S_1$  e  $S_2$ , e as tensões de saídas do inversor.

Tabela 1 - Combinação das chaves para inversor em meia ponte

Estado	S1	S2	Tensão de Saída
1	+	-	+E
2	-	-	0
3	-	+	-E
4	+	+	0

Fonte: AHMED (2000, p. 351).

O Gráfico 7 mostra a saída do inversor com forma de onda quadrada, utilizando os estados 1 e 3 da Tabela 1. Com a utilização dos estados 2 e 4, a tensão de saída passa pelo zero, obtendo dessa forma uma onda de saída em degrau, mostrada pelo Gráfico 8.

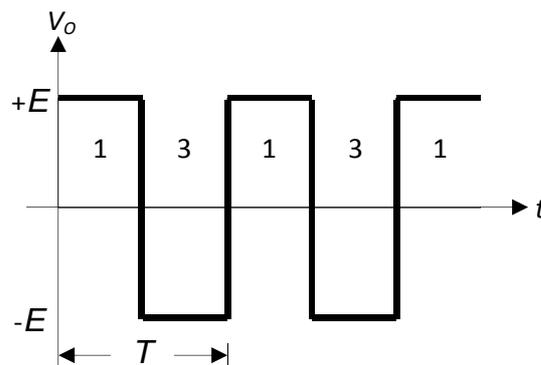


Gráfico 7 - Sequência de chaveamento para saída em onda quadrada

Fonte: AHMED (2000, p. 351).

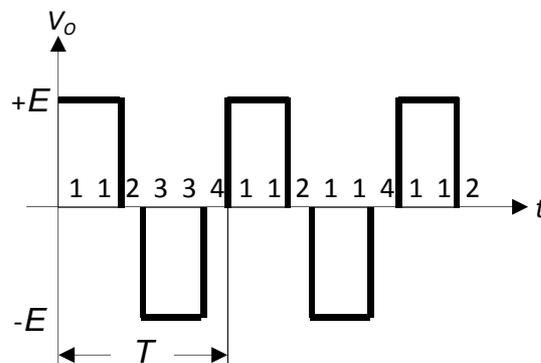


Gráfico 8 - Sequência de chaveamento para saída em degrau

Fonte: AHMED (2000, p. 351).

### 3.3 INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO (VSI)

O inversor de fonte de tensão (VSI), segundo Ahmed (2000) é o mais empregado. A tensão de entrada do conversor é contínua e pode ser de uma bateria ou um circuito retificador. O circuito converte a tensão DC de entrada em uma tensão AC quadrada na saída. Como circuitos VSI básicos, serão analisados os inversores meia ponte e ponte completa.

#### 3.3.1 Inversor VSI Meia Ponte

O inversor em meia ponte pode ser utilizado em aplicações de baixa potência. É caracterizado com o circuito mais básico de inversores de frequência. Através da comutação das chaves  $S_1$  e  $S_2$ , tem-se na saída uma tensão AC quadrada. As chaves podem ser transistores BJT, MOSFET ou IGBT. A Figura 5 abaixo mostra o circuito de um inversor em meia ponte.

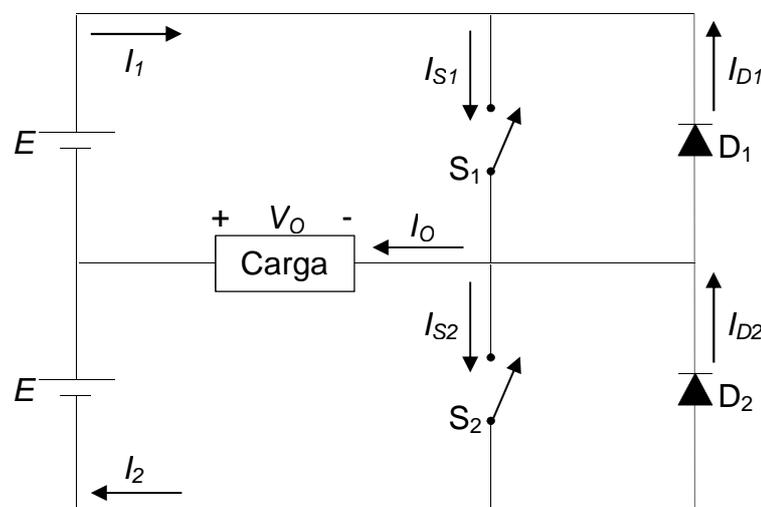


Figura 5 - Inversor de fonte de tensão em meia ponte  
Fonte: AHMED (2000, p. 353).

O Gráfico 9 mostra a forma de onda de saída para o circuito inversor em meia ponte. Conforme a comutação das chaves tem-se na saída do inversor uma tensão AC. No intervalo de  $0$  à  $T/2$ , onde  $S_1$  está conduzindo, tem na saída a tensão de  $+E$ , no intervalo de  $T/2$  à  $T$ , onde  $S_2$  está em condução, a tensão de saída é  $-E$ .

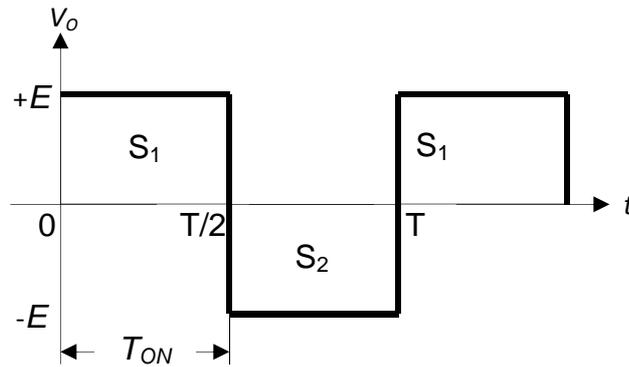


Gráfico 9 - Tensão de saída para inversor em meia ponte  
Fonte: AHMED (2000, p. 353).

Para o circuito analisado, os valores de tensão eficaz e da potência média absorvida pela carga são dados pelas equações (7) e (8) respectivamente.

$$V_{O(RMS)} = \sqrt{2 \cdot d \cdot E} \quad (7)$$

$V_{O(RMS)}$  é a tensão eficaz de saída,  $d$  o ciclo de trabalho e  $E$  o valor de tensão da fonte.

$$P_L = 2 \cdot d \cdot \frac{E^2}{R} \quad (8)$$

$P_L$  é a potência consumida pela carga,  $d$  o ciclo de trabalho,  $E$  a tensão de alimentação e  $R$  a resistência da carga.

### 3.3.2 Inversor VSI Ponte Completa Com Carga Resistiva

O inversor VSI em ponte completa difere do modelo anterior, em meia ponte, pelo fato de possuir somente uma fonte de alimentação DC e quatro chaves de potência. A Figura 6 mostra em detalhes o inversor em fonte de tensão em ponte completa. Para obter uma tensão alternada nos terminais da carga, as chaves são acionadas na diagonal, ou seja,  $S_1$  com  $S_4$  e  $S_2$  com  $S_3$ . Pelo fato da forma de tensão de saída ser igual para os dois circuitos analisados, as equações para o modelo em ponte completa permanece igual ao meia ponte (AHMED, 2000)

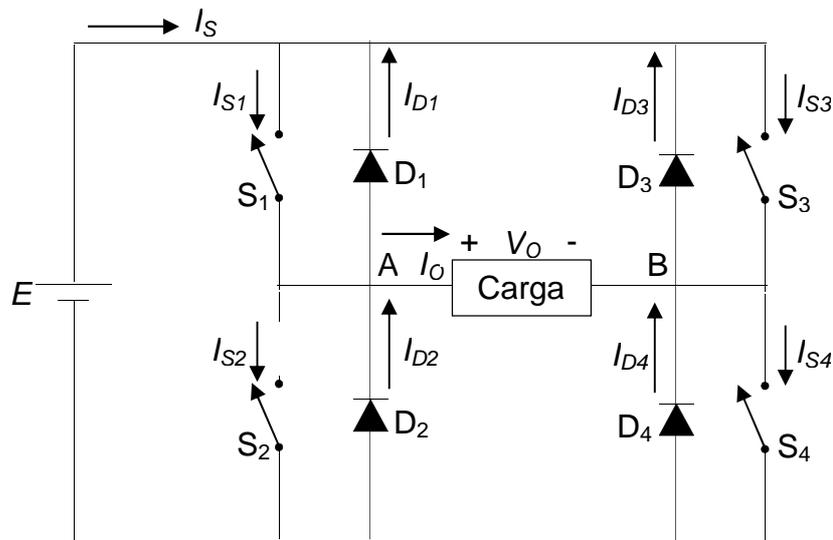


Figura 6 - Inversor de fonte de tensão em ponte completa  
Fonte: AHMED (2000, p. 357).

Para a mudança dos estados de chaveamento, deve existir um período de tempo onde os dois pares de chaves devem estar desligados, para que não ocorra qualquer tipo de curto na fonte DC no estado transitório. Com isso tem-se na saída uma forma de onda conforme mostra o Gráfico 10.

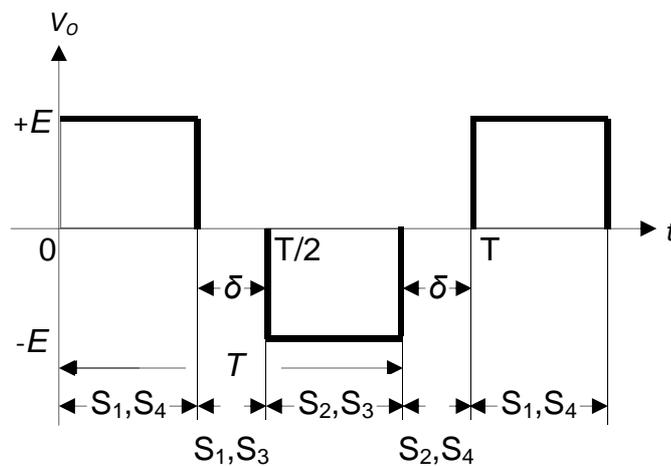


Gráfico 10 - Tensão de saída em degrau para inversor em ponte completa  
Fonte: AHMED (2000, p. 358).

Considerando o tempo  $\delta$  em que a tensão de saída é zero tem-se como tensão eficaz de saída a equação (9).

$$V_{O(RMS)} = E \cdot \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \delta}{T}} \quad (9)$$

$V_{O(RMS)}$  é a tensão eficaz de saída,  $E$  a fonte de alimentação DC,  $\delta$  o tempo em que a tensão de saída é nula e  $T$  o período.

Para a tensão de saída em degrau, a comutação das chaves obedece à sequência descrita Tabela 2.

Tabela 2 - Combinação das chaves para o inversor em ponte completa

Estado	S1	S2	S3	S3	Tensão de Saída
1	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada	+E
2	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada	+E
3	Ligada	Desligada	Ligada	Desligada	0
4	Desligada	Ligada	Ligada	Desligada	-E
5	Desligada	Ligada	Ligada	Desligada	-E
6	Desligada	Ligada	Desligada	Ligada	0
7	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada	+E
8	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada	+E

Fonte: AHMED (2000, p. 359).

### 3.3.3 Inversor VSI Com Carga Indutiva

Para análise do inversor de frequência com carga indutiva, o circuito é o mesmo do inversor VSI em ponte completa, porém considerando a carga indutiva e não resistiva, como na situação anterior. A tensão de saída ainda é uma onda quadrada, porém a corrente tem a forma exponencial. Para uma tensão de saída positiva, a corrente crescerá exponencialmente, e no ciclo seguinte, quando a tensão de saída for negativa a corrente cairá exponencialmente (AHMED, 2000)

Ainda segundo Ahmed (2000), a taxa de tempo para variação da corrente de carga segue a equação (10) dada pela constante de tempo onde  $L$  é a indutância da carga e  $R$  resistência.

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (10)$$

### 3.4 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Para o controle da tensão de saída em inversores de frequência o método de chaveamento aplicado é a modulação por largura de pulso, denominada de PWM.

Essa técnica é amplamente utilizada em diversas situações, tal como fontes ininterruptas de energia (UPS – *Uninterruptible Power System*) e fontes CA para acionamentos de potência (MICHELS; STEFANELLO; GRÜNDLING, 2009).

Para utilização do controle PWM, as técnicas comumente utilizadas são:

a. Modulação por Largura de Pulso Simples

Com o controle de tensão através de modulação por largura de pulso simples existe somente um pulso por semiciclo e a sua largura é variada para controlar o nível da tensão alternada de saída do inversor. Para a geração do sinal de comando é utilizada a comparação de um sinal de forma retangular e amplitude  $A_r$  com uma portadora triangular de amplitude  $A_c$ . A frequência da tensão alternada de saída do inversor é determinada pelo sinal de onda quadrada. Com a variação de  $A_r$ , de 0 até  $A_c$ , a largura de pulso pode ser variada de zero até cento e oitenta graus. A relação de  $A_r$  com  $A_c$  é denominada índice de modulação,  $M$ , e é calculada pela equação (11) (RASHID, 1999).

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (11)$$

b. Modulação por Largura de Pulsos Múltiplos

O conteúdo harmônico gerado pela modulação por largura de pulso simples pode ser reduzido com a utilização de múltiplos pulsos por semiciclo. A geração do sinal de comando, assim como na situação anterior, também é realizada com a comparação de uma portadora triangular com uma onda quadrada. No entanto, a frequência  $f_c$  da triangular é quem determina o número de pulsos por semiciclo, dado por  $p$  (RASHID, 1999).

O cálculo do número de pulsos  $p$  é mostrado pela equação (12), onde a mesma é função de  $f_c$ , frequência da portadora e  $f_o$ , frequência de saída.

$$p = \frac{f_c}{2 \cdot f_o} \quad (12)$$

c. Modulação por Largura de Pulsos Senoidal

Na modulação por largura de pulsos múltiplos a largura dos pulsos é constante, o que não acontece com a modulação por largura de pulsos senoidal. A

largura dos pulsos para esse tipo de modulação é variada conforme a amplitude de uma onda senoidal. Com isso, o fator de distorção e os harmônicos de ordens mais baixas, são reduzidos significativamente (RASHID, 1999).

A geração do sinal de comando é realizada através da comparação de uma portadora triangular com uma onda senoidal. A utilização desse tipo de modulação é comumente encontrada em aplicações industriais.

### 3.5 INVERSOR TRIFÁSICO VSI EM PONTE

O circuito do inversor VSI trifásico recebe uma tensão de entrada, onde para aplicações industriais pode ser monofásica ou trifásica, e converte em uma saída de tensão alternada trifásica. Esse tipo de inversor, mostrado na Figura 7 tem ampla utilização na indústria.

A topologia básica de um inversor VSI trifásico é a combinação de três inversores monofásicos em meia ponte. Para a comutação das chaves, há dois modos fundamentais de sequências que são denominadas por condução em cento e vinte graus e cento e oitenta graus, as quais serão analisadas na sequência.

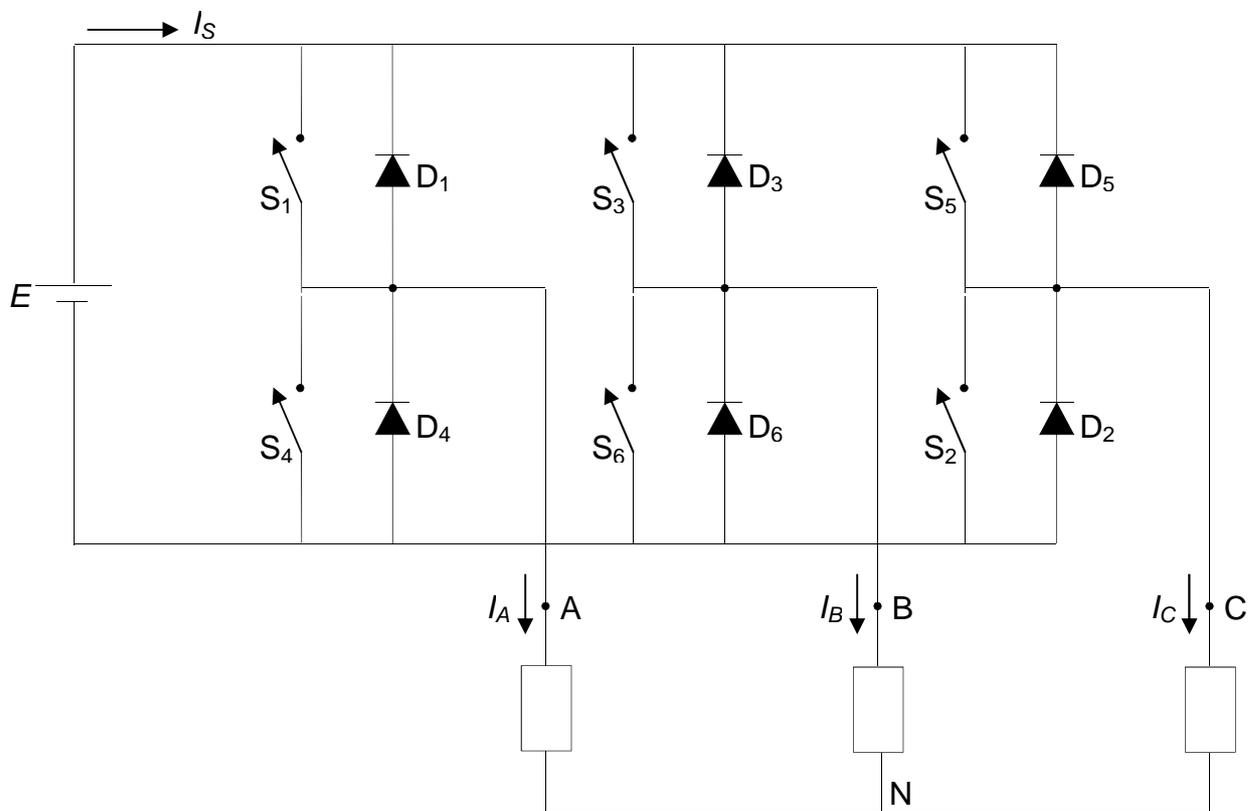


Figura 7 - Inversor VSI trifásico  
Fonte: AHMED (2000, p. 377).

### 3.5.1 Tipo de Condução Por 120°

O inversor de frequência pode ser controlado de forma que cada chave de seu circuito eletrônico conduza por um período de tempo equivalente a 120°. Com isso somente duas chaves estarão em estado de condução ao mesmo tempo, sendo uma do grupo de  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  e a outra do grupo de  $S_2$ ,  $S_4$  e  $S_6$  para a Figura 7.

Com as duas chaves ligadas, são conectados dois terminais da carga na fonte de tensão DC, ficando o terceiro terminal em aberto (MARTINS; BARBI, 2008).

Com a forma de onda da tensão de saída, há seis intervalos de tempos equivalentes a 60°, fazendo com que as chaves sejam comutadas apropriadamente dentro desses intervalos regulares (MARTINS; BARBI, 2008).

Com esses intervalos regulares de chaveamento, é ditada a frequência das tensões de saídas, sendo denotadas por  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  e  $V_{CA}$ .

A Tabela 3 mostra a sequência de chaveamento e o valor das tensões de fase em função da tensão de alimentação DC.

Tabela 3 - Sequência de chaveamento para condução em 120°

Intervalo	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$
0° a 60°	Ligado	Desligado	Desligado	Desligado	Desligado	Ligado	+E/2	-E/2	0
60° a 120°	Ligado	Ligado	Desligado	Desligado	Desligado	Desligado	+E/2	0	-E/2
120° a 180°	Desligado	Ligado	Ligado	Desligado	Desligado	Desligado	0	+E/2	-E/2
180° a 240°	Desligado	Desligado	Ligado	Ligado	Desligado	Desligado	-E/2	+E/2	0
240° a 300°	Desligado	Desligado	Desligado	Ligado	Ligado	Desligado	-E/2	0	+E/2
300° a 360°	Desligado	Desligado	Desligado	Desligado	Ligado	Ligado	0	-E/2	+E/2

Fonte: AHMED (2000, p. 379).

As tensões de linha<sup>6</sup> podem ser determinadas a partir das tensões de fase<sup>7</sup> com uso das equações (13), (14) e (15) (AHMED, 2000).

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \quad (13)$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \quad (14)$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \quad (15)$$

<sup>6</sup> Tensão elétrica entre duas fases (OLIVEIRA et al., 2000).

<sup>7</sup> Tensão elétrica entre fase e neutro (OLIVEIRA et al., 2000).

O Gráfico 11 mostra as tensões de fase  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  e  $V_{CN}$  e as tensões de linha  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  e  $V_{CA}$ , assim como os estados das chaves.

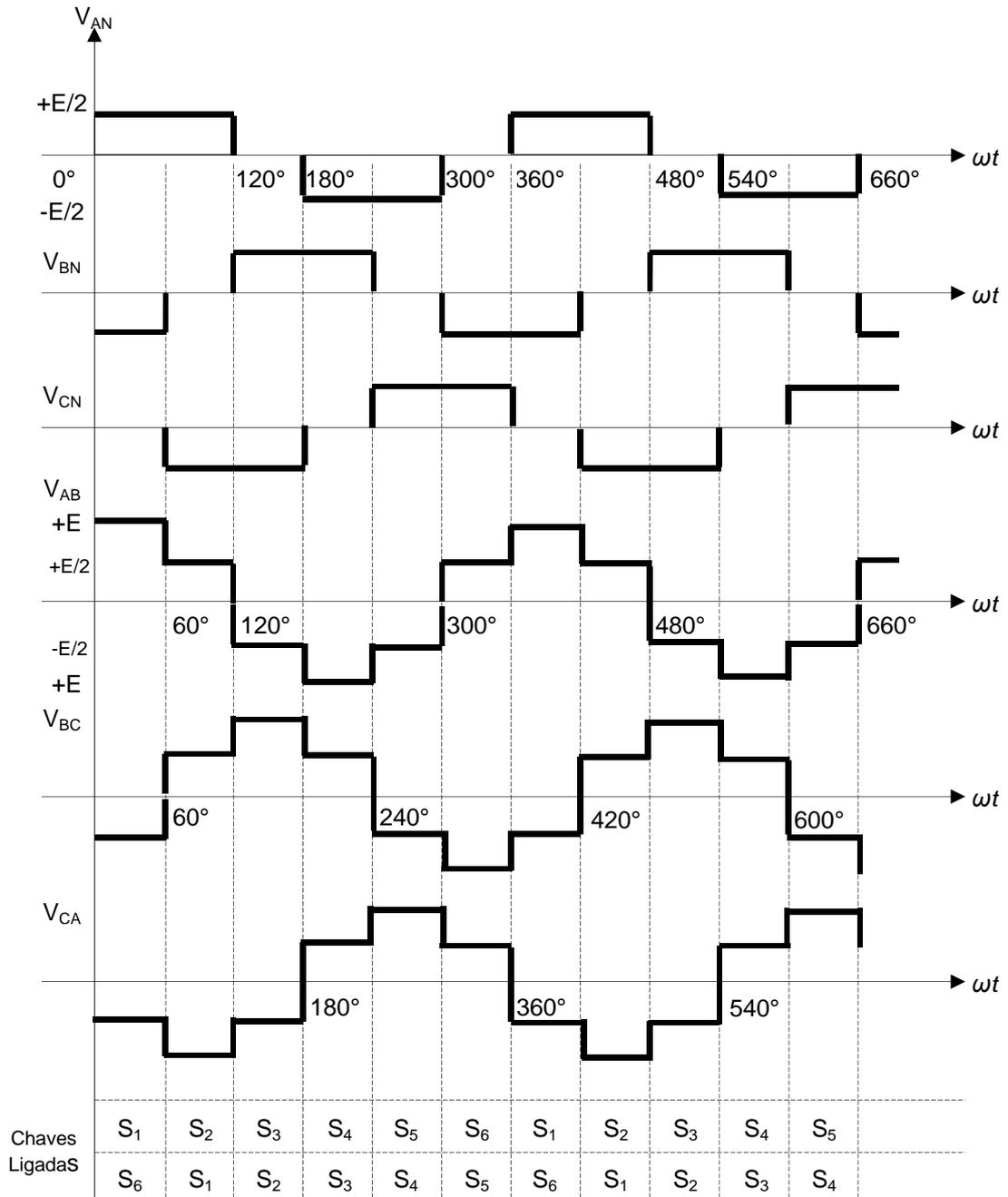


Gráfico 11 - Tensão de saída para o circuito em condução de 120°  
Fonte: AHMED (2000, p. 380).

Para carga resistiva balanceada conectada em estrela<sup>8</sup> nos terminais de saída do inversor, a potência é dada pela equação (16).

<sup>8</sup> Forma de ligação do motor, podendo ser em estrela (Y) ou delta ( $\Delta$ ) (OLIVEIRA et al., 2000).

$$P_o = \frac{E^2}{2 \cdot R} \quad (16)$$

Para obter os valores eficazes das tensões de fase e de linha do circuito apresentado, são utilizadas as equações (17) e (18), respectivamente.

$$V_{F(RMS)} = \frac{E}{\sqrt{6}} \quad (17)$$

$$V_{L(RMS)} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

### 3.5.2 Tipo de Condução Por 180°

Para a condução em 180° as chaves são ligadas em conjuntos de três, fazendo com que não haja terminal sem ligação. Contudo é importante observar que as três chaves não podem ser ligadas no terminal positivo ou negativo simultaneamente (MARTINS; BARBI, 2008).

Para essa forma de comutação, as chaves conduzem em um intervalo de tempo equivalente a 180°. A taxa de sequenciamento de disparo das chaves resulta na frequência da tensão de saída (MARTINS; BARBI, 2008).

A Tabela 4 abaixo demonstra a sequência do chaveamento necessário para essa forma de condução.

Tabela 4 - Sequência de chaveamento para condução em 180°

Intervalo	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>
0° a 60°	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada
60° a 120°	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada
120° a 180°	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada
180° a 240°	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada
240° a 300°	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada
300° a 360°	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada

Fonte: AHMED (2000, p. 384).

O Gráfico 12 mostra as formas de onda das tensões de fase e linha para condução em 180°.

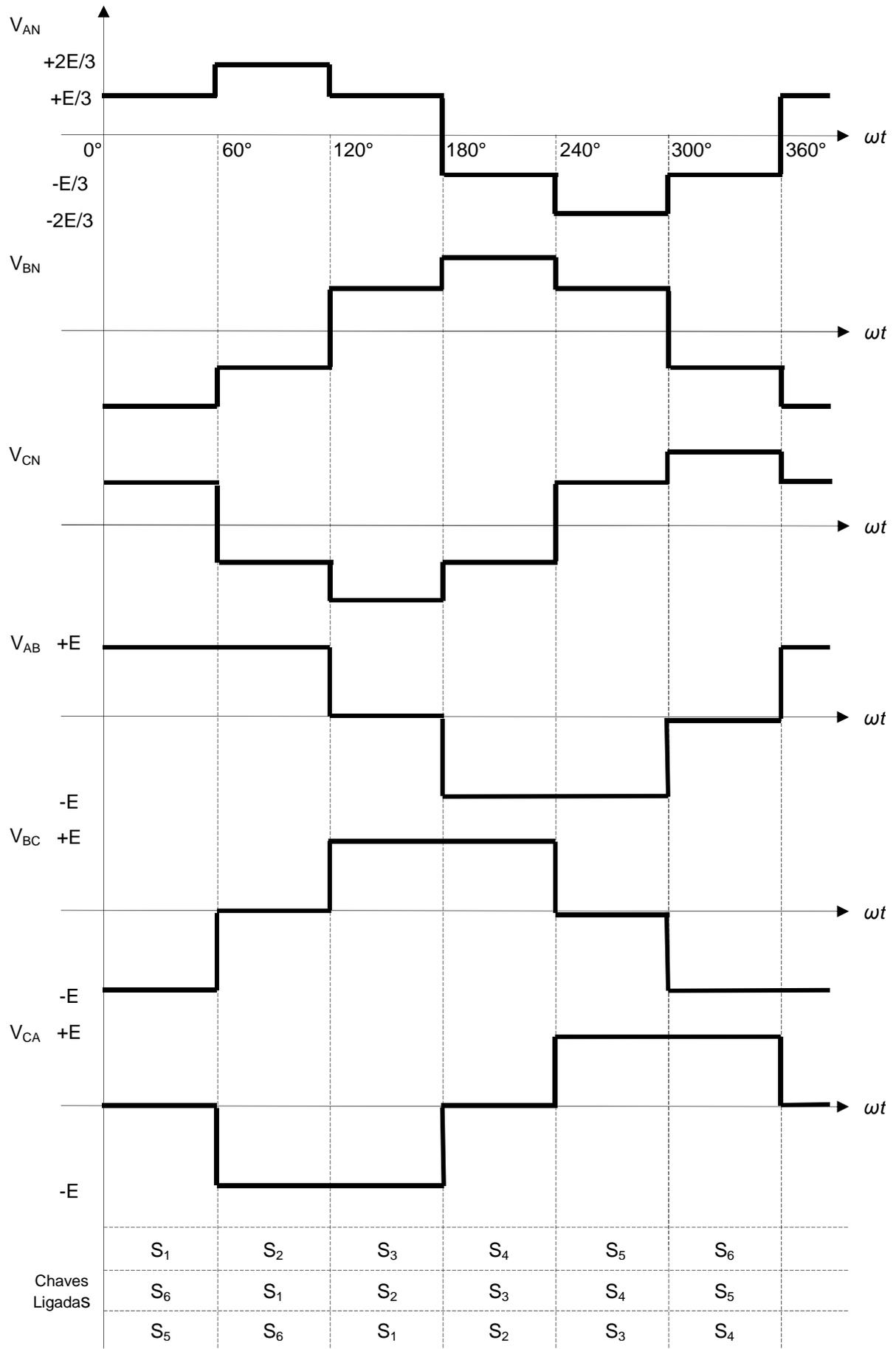


Gráfico 12 - Tensão de saída para o circuito em condução de  $180^\circ$   
 Fonte: AHMED (2000, p. 388).

A partir dos valores das tensões de fase, é possível calcular as tensões de linha através das equações (19), (20) e (21).

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \quad (19)$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \quad (20)$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \quad (21)$$

Os valores das tensões de fase e linha, em função da tensão de alimentação podem ser visualizados através da Tabela 5.

Tabela 5 - Tensões de fase e linha para os intervalos de condução

Intervalo	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
0° a 60°	+E/3	-2E/3	+E/3	+E	-E	0
60° a 120°	+2E/3	-E/3	-E/3	+E	0	-E
120° a 180°	+E/3	+E/3	-2E/3	0	+E	-E
180° a 240°	-E/3	+2E/3	-E/3	-E	+E	0
240° a 300°	-2E/3	+E/3	+E/3	-E	0	+E
300° a 360°	-E/3	-E/3	+2E/3	0	-E	+E

Fonte: AHMED (2000, p. 387).

Para uma carga balanceada ligada em estrela nos terminais de saída, a potência é dada pela equação (22).

$$P_o = \frac{2 \cdot E^2}{3 \cdot R} \quad (22)$$

Para obter os valores eficazes das tensões de fase e de linha do circuito apresentado em condução de 180°, são utilizadas as equações (23) e (24), respectivamente.

$$V_{F(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot E \quad (23)$$

$$V_{L(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot E \quad (24)$$

### 3.6 CONVERSORES CC-CA REGULADOS EM CORRENTE

Em sistemas de controle de velocidade de motores de indução a partir de inversores de frequência, é usual a utilização de conversores CC-CA regulados em corrente (MARTINS; BARBI, 2008).

No desenvolvimento de conversores CC-CA, dois tipos de sistemas de controle são aplicados, onde a diferença básica está na estratégia de controle empregada na malha de realimentação do conversor. Os sistemas podem ser do tipo de controle por histerese ou com controle PWM (MARTINS; BARBI, 2008). A Figura 8 mostra o diagrama para um conversor de frequência CC-CA regulado em corrente.

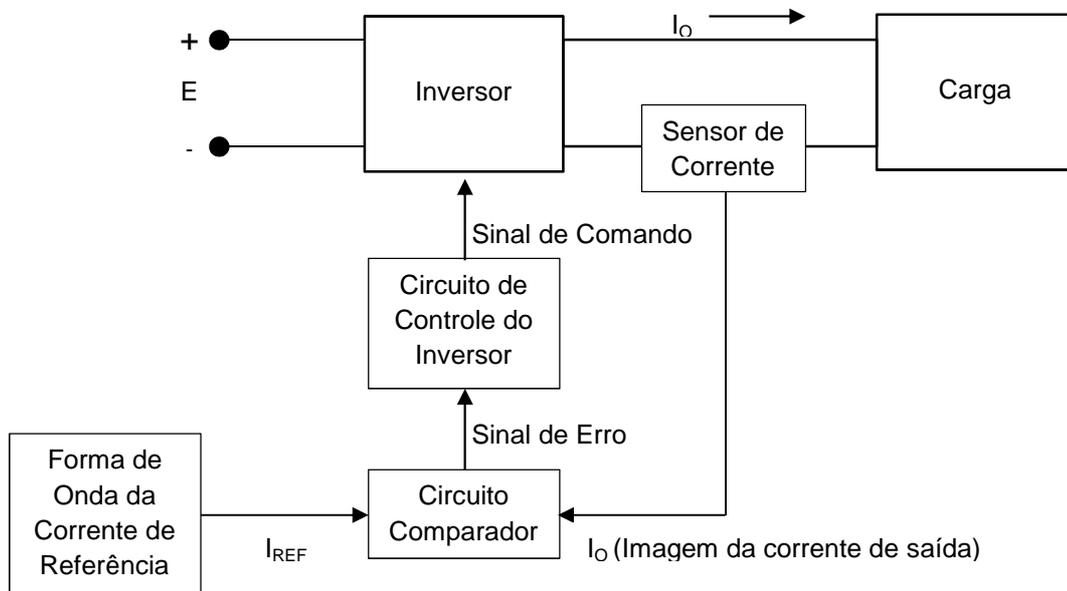


Figura 8 - Diagrama do conversor CC-CA regulado em corrente  
Fonte: MARTINS; BARBI (2008, p.432).

#### 3.6.1 Conversor CC-CA Regulado em Corrente com Controle por Histerese

A técnica de controle por histerese está baseada no controle “liga-desliga”. Esta técnica é de fácil implementação, baixo custo e bom desempenho (MARTINS; BARBI, 2008).

O controle por histerese é desenvolvido da seguinte maneira: Através de um sistema em malha fechada, o valor instantâneo da corrente monitorada por um sensor de corrente, na etapa de saída do conversor, é comparado com uma corrente

senoidal de referência e através de um circuito comparador com histerese, a corrente de saída aumenta ou diminui, dentro dos limites estipulados, máximo e mínimo, do sinal de referência. Com isso, tem-se na saída do conversor uma forma de onda serrilhada para a corrente, porém mantendo a característica senoidal (MARTINS; BARBI, 2008).

### 3.6.2 Conversor CC-CA Regulado em Corrente com Controle PWM

De forma simplificada, o conversor CC-CA regulado em corrente com controle PWM segue a mesma topologia do conversor regulado por histerese. A parte de potência se mantém inalterada e o sistema, de modo geral, é uma malha fechada com a realimentação do sensor de corrente. No entanto, com essa monitoração da corrente, o sistema de controle pode interferir na saída através do chaveamento PWM, ou seja, controlando os tempos  $T_{ON}$  e  $T_{OFF}$  para a corrente necessária (MARTINS; BARBI, 2008).

## 3.7 INTERFACES E CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Algumas topologias de circuitos eletrônicos possuem grande importância para a etapa de controle em malha fechada em um sistema qualquer. Para a monitoração de uma variável de processo, como é o caso da corrente elétrica na etapa de saída de um conversor de frequência, circuitos conversores D/A<sup>9</sup> e A/D<sup>10</sup> e circuitos de condicionamento de sinais são utilizados, a fim de possibilitar ao circuito de controle, microprocessadores e microcontroladores, o controle direto na variável manipulada. Serão revisados nessa seção os conversores D/A, conversores A/D, circuitos de aquisição de sinais e os principais circuitos de filtros.

### 3.7.1 Conversores D/A

Para análise dos circuitos D/A, serão revisados os modelos do conversor D/A básico e modelo do conversor D/A por rede R/2R. Uma característica relevante

---

<sup>9</sup> Conversor D/A é a denominação dada ao circuito eletrônico capaz de converter uma entrada digital em uma tensão ou corrente analógica proporcional (TOCCI, WIDMER, 1998).

<sup>10</sup> Conversor A/D é denominação dada ao circuito eletrônico capaz de converter uma tensão analógica de entrada em um código digital de saída (TOCCI; WIDMER, 2000).

desse tipo de circuito em relação ao tema tratado, é que o mesmo é utilizado nos conversores A/D, os quais são imprescindíveis para um controle digital em malha fechada.

#### a. Conversor D/A Básico

O circuito conversor D/A possui seu funcionamento baseado na aplicação de um amplificador operacional configurado como somador de tensão.

Para esse circuito o amplificador operacional atua como amplificador inversor de tensão. O circuito somador amplifica todos os sinais em suas entradas na razão dada pelas resistências e impõe a soma das mesmas em sua saída (MALVINO, 1997).

A Figura 9 mostra o circuito somador de tensões, o qual também funciona como conversor D/A.

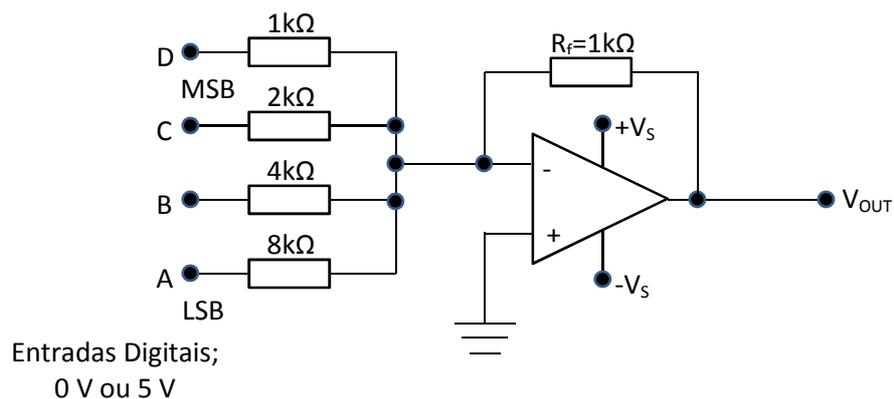


Figura 9 - Diagrama do conversor digital-analógico (D/A)  
Fonte: TOCCI; WIDMER (2000, p.384).

O circuito somador apresentado atua como um somador ponderado de suas entradas, devido ao arranjo dos valores das resistências. Com essa configuração, tem-se na saída desse circuito uma tensão equivalente às combinações das entradas, considerando que as mesmas podem, somente, variar entre 0 ou +5V (TOCCI; WIDMER, 2000).

#### b. Conversor D/A por Rede R/2R

O circuito básico de conversor D/A apresentado possui uma grande limitação prática. A manutenção dos valores das resistências possui uma grande dificuldade, quando tratado de assuntos referentes à produção de circuitos integrados.

Considerando os conversores de resolução mais elevadas, a diferença entre o valor da resistência da entrada MSB<sup>11</sup> possui grande diferença da resistência da entrada LSB<sup>12</sup> o que afeta a precisão de saída do conversor. Para não comprometer a qualidade do sinal de saída é interessante a utilização de valores próximos de resistências (TOCCI; WIDMER, 2000).

Com isso, um modelo de circuito que possui valores de resistências próximos é o conversor D/A por rede R/2R, apresentado na Figura 10.

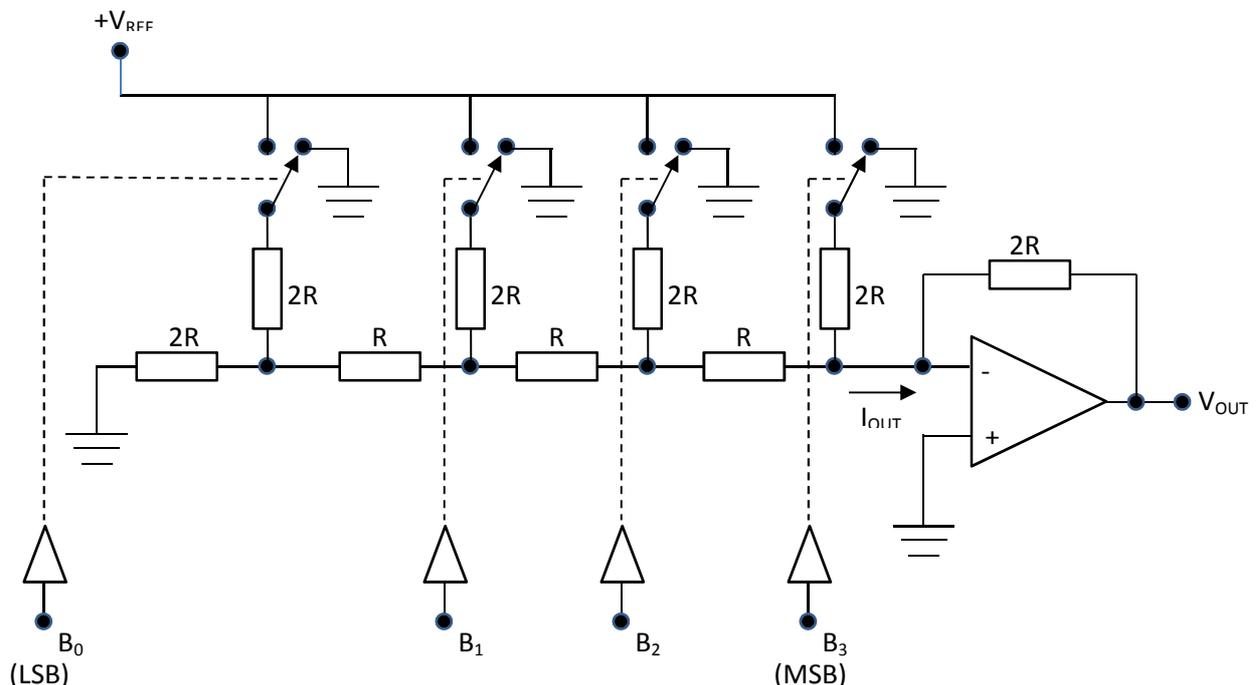


Figura 10 - Diagrama do conversor digital-analógico (D/A) por rede R/2R  
Fonte: TOCCI; WIDMER (2000, p.387).

Para esse circuito, a rede de resistência, na razão R/2R impõe os pesos para as entradas, possibilitando a soma ponderada na saída do mesmo, como no circuito tratado anteriormente.

<sup>11</sup> Bit mais significativo do inglês *most significant bit* (IDOETA, 1998).

<sup>12</sup> Bit menos significativo, do inglês *least significant bit* (IDOETA, 1998).

### 3.7.2 Conversores A/D

Como exemplo de circuitos A/D, serão analisadas, de forma simplificada, as estruturas do conversor A/D básico, do conversor A/D de rampa digital e o conversor A/D de aproximações sucessivas.

Embora os conversores A/D já estejam disponíveis em circuitos integrados dedicados como o ADC0804 e na arquitetura básica de sistemas microcontrolados assim como em um processador DSP<sup>13</sup>, é de interesse ao tema central do trabalho a teoria referente aos circuitos citados.

#### c. Conversor A/D Básico

O circuito conversor A/D básico é composto de uma unidade de controle, de um bloco registrador, de um conversor D/A e um comparador, como mostra a Figura 11.

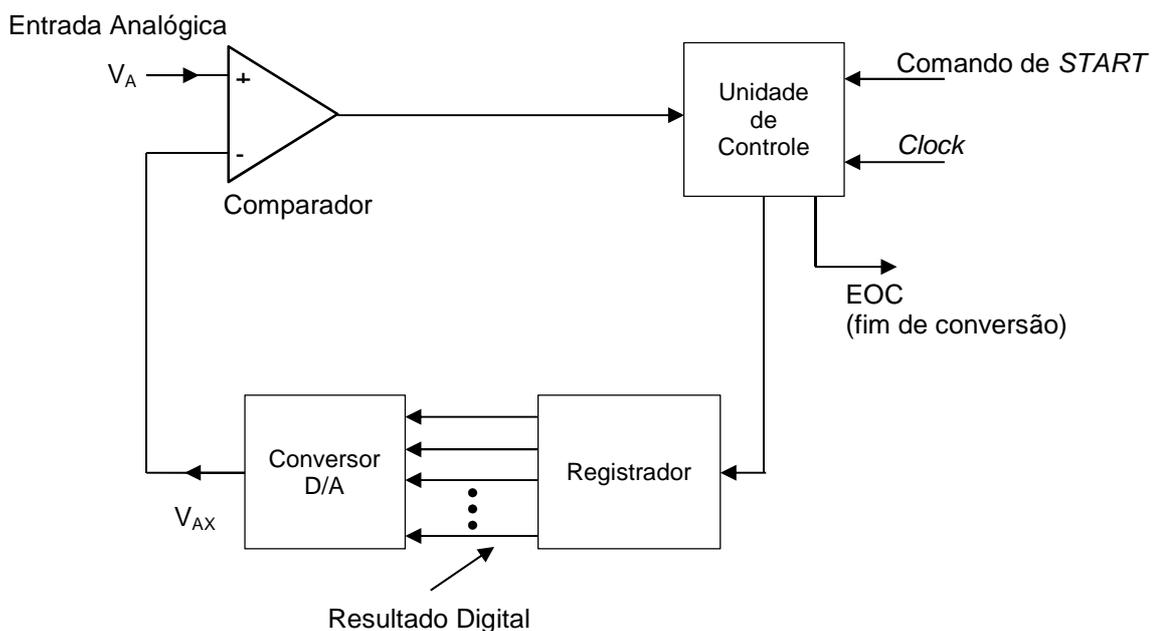


Figura 11 - Diagrama do conversor analógico-digital (A/D)  
Fonte: Adaptado de TOCCI; WIDMER (2000, p.391).

Através de um comando para iniciar o processo de conversão na unidade de controle, e com um sinal de *clock*<sup>14</sup>, o valor binário armazenado no registrador será modificado continuamente. O número binário imposto pela saída do registrador será

<sup>13</sup> Abreviatura do termo processamento digital de sinais, do inglês *digital signal processing* (TOCCI; WIDMER, 2000).

<sup>14</sup> Sinal de *clock* (relógio) é um trem de pulsos para sincronização de sistemas digitais (TOCCI; WIDMER, 2000).

convertido para uma tensão analógica  $V_{AX}$  através do conversor D/A. O comparador do sistema analisa o sinal  $V_{AX}$  em relação a entrada analógica  $V_A$ . Enquanto a relação  $V_{AX} < V_A$  a saída do comparador fica em nível alto. Quando  $V_{AX}$  excede  $V_A$  a saída do comparador vai para nível baixo e assim finalizando o processo de modificar o valor digital do registrador. Nesse momento, o valor digital do registrador é o equivalente de  $V_{AX}$ , e também é o equivalente aproximado de  $V_A$ , dentro da resolução e precisão do sistema. O fim da conversão é sinalizada com a saída EOC, indicada na Figura 11 (TOCCI; WIDMER, 2000).

#### d. Conversor A/D de Rampa Digital

Dentre as versões simples de conversores A/D, o conversor de rampa digital possui funcionamento semelhante ao mostrado anteriormente. Em sua forma básica, difere do outro modelo citado na questão de que ele possui um contador binário junto do registrador. Com o pulso de *clock*, o contador é incrementado, e desenvolvendo cada passo até  $V_{AX} \geq V_A$ . Por esse motivo é chamado de conversor de rampa digital, pois a forma de onda de  $V_{AX}$  é uma rampa. Para as outras etapas do processo de conversão, eles não possuem diferenças (TOCCI; WIDMER, 2000).

#### e. Conversor A/D de Aproximações Sucessivas

Esse tipo de conversor é o mais utilizado e sua forma de funcionamento se assemelha aos outros dois exemplos descritos. Seu princípio de operação difere do conversor de rampa digital pelo fato de não possuir um contador junto do registrador. Primeiramente a entrada digital do conversor D/A é zerada, e assim os bits de entrada do mesmo são testados um a um, do MSB para o LSB (TOCCI; WIDMER, 2000).

O *bit* MSB é levado para nível alto, assim o sistema faz a seguinte verificação: se  $V_{AX} < V_A$  esse *bit* é mantido em nível lógico alto e o teste passa o próximo *bit*, caso  $V_{AX} > V_A$ , o *bit* em questão retorna para nível baixo e o próximo *bit* é testado, até que todos passem por esse processo, finalizando o ciclo de conversão (TOCCI; WIDMER, 2000).

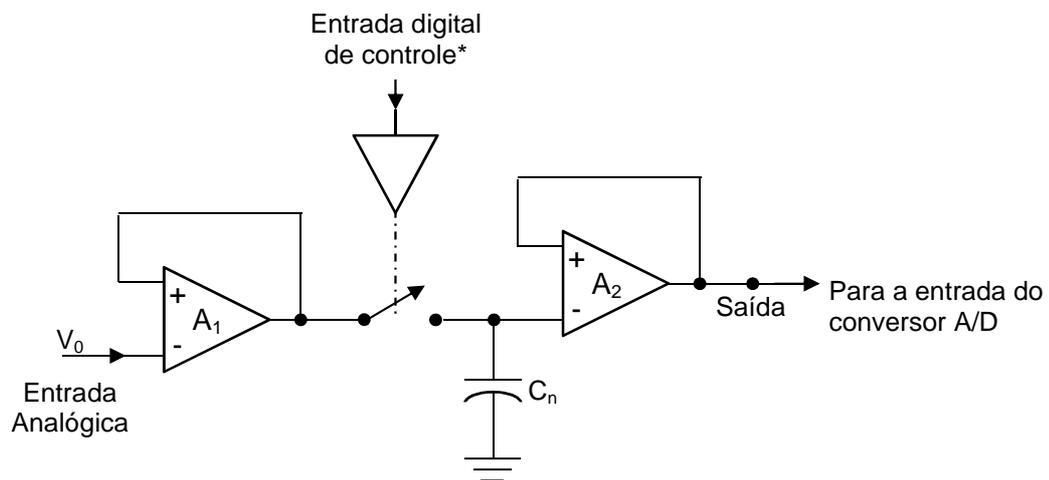
Esse princípio de funcionamento faz com que o tempo de execução do processo de conversão seja fixo e muito menor que nos outros exemplos citados anteriormente (TOCCI; WIDMER, 2000).

### 3.7.3 Circuito de Aquisição de Sinais

Como exemplo de circuito de aquisição de sinais, para uma conversão analógico-digital, o circuito de amostragem e retenção, *sample-and-hold*, é utilizado para a manutenção da tensão analógica constante enquanto a conversão estiver sendo realizada (TOCCI; WIDMER, 2000).

Quando um sinal analógico, normalmente em tensão, é aplicado na entrada de um conversor A/D, o processo de conversão pode ser afetado se essa entrada estiver mudando durante a conversão (TOCCI; WIDMER, 2000).

O circuito de amostragem, mostrado na Figura 12, contém um amplificador de ganho unitário na entrada de sinal denominado *buffer*<sup>15</sup>, proporcionando uma entrada de alta impedância para o sinal analógico e uma baixa impedância para carregar o capacitor de retenção. Quando a chave digital é comutada o capacitor é carregado com o valor atual do valor analógico de entrada. Quando a chave digital é aberta, o sinal se manterá devido à carga no capacitor e é transmitido para a saída do circuito através de um segundo *buffer*, o qual também possui alta impedância de entrada e baixa impedância de saída (TOCCI; WIDMER, 2000).



\*Controle = 1 → chave fechada → modo de amostragem  
 Controle = 0 → chave aberta → modo de retenção

Figura 12 - Circuito de amostragem e retenção  
 Fonte: Adaptado de TOCCI; WIDMER (2000, p.406).

<sup>15</sup> O circuito *buffer* isola o sinal de entrada de uma carga sem inversão de fase ou polarização através de um estágio de ganho unitário com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída (BOYLESTAD, 1998).

### 3.7.3 Filtros Diversos

Diante do assunto exposto e da necessidade de monitoração de uma variável de saída, para a etapa de controle do conversor de frequência, os circuitos de filtros se mostram com grande importância, já que o sinal monitorado deve estar imune a ruídos e interferências.

Em situações industriais, a anulação de ruídos, para efeitos práticos, é impossível, no entanto, a atenuação de sinais indesejados é passível de aplicação, o que torna tais processos de monitoração confiáveis para as tomadas de decisões dos sistemas de controle.

Quando o tema se refere a circuitos de filtros, duas topologias básicas são encontradas, a dos filtros passivos e a dos filtros ativos. Filtros passivos utilizam apenas componentes denominados passivos, como resistores, capacitores e indutores, e o circuito não precisa de alimentação, o que confere ao mesmo, certa simplicidade de implementação. Contudo, dependendo do valor da frequência de corte, os valores dos componentes podem torna-los volumosos e pesados, além de mais caros, dificultado o projeto. Filtros ativos podem ser facilmente implementados com valores pequenos de componentes, porém fazendo uso de componentes que precisam de alimentação, como os transistores e os amplificadores operacionais (LALOND; ROSS, 1999).

Características básicas importantes no desenvolvimento de um circuito de filtro são: frequência de corte, largura de faixa, perda de frequência e seletividade.

A frequência de corte delimita o valor da frequência em que o filtro atuará. Como exemplo, a equação (25) mostra como calcular a frequência de corte para circuitos de filtros básicos com base em valores de resistências e capacitâncias.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (25)$$

A largura de faixa, designada por  $f_1$  e  $f_2$ , é o intervalo de frequências onde o filtro atuará. A equação (26) mostra o cálculo da largura de faixa em função das frequências  $f_1$  e  $f_2$ .

$$LF = f_2 - f_1 \quad (26)$$

Em circuitos de filtros, mesmo na faixa de frequência que deve passar pelo circuito, há perdas de frequências, o que é chamado de perda de inserção. Essa perda caracteriza o desempenho do filtro, e essa medição é chamada de seletividade (LALOND; ROSS, 1999).

Circuitos de filtros possuem outras características importantes como deslocamento de fase, tempo entre outras. Entretanto, devido à extensão do assunto e o foco do trabalho, somente uma revisão superficial já se mostra completa para o desenvolvimento do mesmo.

Os circuitos de filtros, passivos ou ativos, normalmente são classificados como: passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa.

O filtro passa-baixa tem como característica a passagem das frequências abaixo da frequência de corte e a rejeição dos valores superiores. Já o filtro passa-alta funciona de maneira contrária, permite a passagem dos valores de frequências acima da frequência de corte e rejeição dos valores inferiores. Com um filtro passa-faixa, somente as frequências delimitadas por um certo intervalo são aceitas, sendo os extremos rejeitados e finalmente o filtro rejeita-faixa, de forma contrária ao passa-faixa, rejeita um certo intervalo de frequência permitindo que os valores extremos sejam aceitos (LALOND; ROSS, 1999).

Por fim, para o desenvolvimento de circuitos de filtros outra consideração relevante é o tipo do filtro escolhido. Como exemplos básicos, os tipos de filtros de Butterworth, Chebyshev e Bessel são os mais aplicados.

Esses tipos de filtros proporcionam opções quando consideradas as respostas da faixa de passagem, curvas de transição abrupta e tempos de respostas (LALOND; ROSS, 1999).

Como exemplo, o filtro de Butterworth tem maior planicidade na faixa de passagem, o filtro de Chebyshev possui transição mais abrupta entre a faixa de passagem e a faixa de rejeição e o filtro de Bessel fornece melhor resposta quando trabalhado com atraso de tempo (LALOND; ROSS, 1999).

Basicamente, para uma análise rápida de projetos de circuitos de filtros, as características apresentadas cobrem, de forma simplificada, grande parte das topologias de filtros existentes, contribuindo com o tema do trabalho e complementando as análises de recolhimento de sinais e amostragem, para a etapa de controle do sistema em questão.

### 3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

O capítulo apresentou de forma simplificada as características básicas, necessárias ao trabalho presente, dos circuitos inversores de fonte de tensão;

Dando sequência à introdução dos conversores industriais explorados no capítulo anterior, foram analisadas as principais chaves de potência, os circuitos básicos de inversores de frequência, as técnicas de chaveamento por controle de modulação em largura de pulso, as formas de condução das chaves para  $120^\circ$  e  $180^\circ$  e por fim os conversores baseados em corrente assim como as interfaces com sistemas digitais para aquisição de dados por um sistema microprocessado.

Não foi objetivo do capítulo explorar de forma profunda os conteúdos do tema em questão, tanto pela extensão do assunto, quanto adequação com o foco do trabalho. Como exemplo de assuntos não explorados, podem ser citadas as técnicas avançadas de modulação por largura de pulso: trapezoidal, escada, degrau, por injeção de harmônicos e delta, assim como os inversores de fonte de corrente e os conversores de pulso ressonante.

De forma generalizada, o capítulo permite a continuidade do assunto dos inversores de frequência de forma a introduzi-los para o objetivo proposto, análise de modelos matemáticos de circuitos eletrônicos disponibilizados pelo *software* MATLAB/SIMULINK.

## 4 MODELOS MATEMÁTICOS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA

Para simulação e análise dos sistemas propostos, primeiramente será apresentado o modelo matemático de inversor de frequência com carga resistiva, disponibilizado pelo MATLAB/SIMULINK. Uma descrição dos principais blocos será desenvolvida e posteriormente a análise do sistema com carga indutiva, sendo denotado primeiramente por um motor de indução trifásico. Em seguida alterações das formas construtivas do motor serão analisadas e por fim um sistema onde o motor, primeiramente com carga mecânica em seu valor nominal e em seguida com a mesma com valor acima do nominal, também serão mostrados. A análise gráfica será apresentada no decorrer do trabalho conforme as apresentações das topologias citadas.

### 4.1 MODELO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA COM CARGA RESISTIVA

O primeiro sistema está disponível na biblioteca de componentes do *software* citado. A Figura 13 mostra o modelo da arquitetura completa de um inversor de frequência com carga resistiva.

Ainda na mesma figura, é possível verificar a presença dos principais blocos descritos em capítulos anteriores.

O sistema possui uma rede de alimentação de 25kV/60Hz, utilizando o modelo de um transformador para diminuição da tensão para 600V, sendo possível a energização do inversor de frequência.

Para os blocos principais da arquitetura do inversor de frequência, retificador de entrada, circuito inversor de frequência, filtro de saída e regulador de tensão, são mostradas as configurações dos mesmos, já que uma das características positivas da utilização de ferramentas matemáticas computacionais é a parametrização dos componentes utilizados e análise de outras possibilidades de projetos, podendo antecipar dados da aplicação antes de sua implementação prática.

Com o modelo mostrado em seguida, foram verificadas as formas de ondas de tensão nos seguintes pontos: Tensão  $V_{AB}$  diretamente na carga, tensão de saída no bloco de saída do inversor de frequência, tensão contínua no barramento DC do conversor e o índice de modulação, mostrados no decorrer do trabalho.



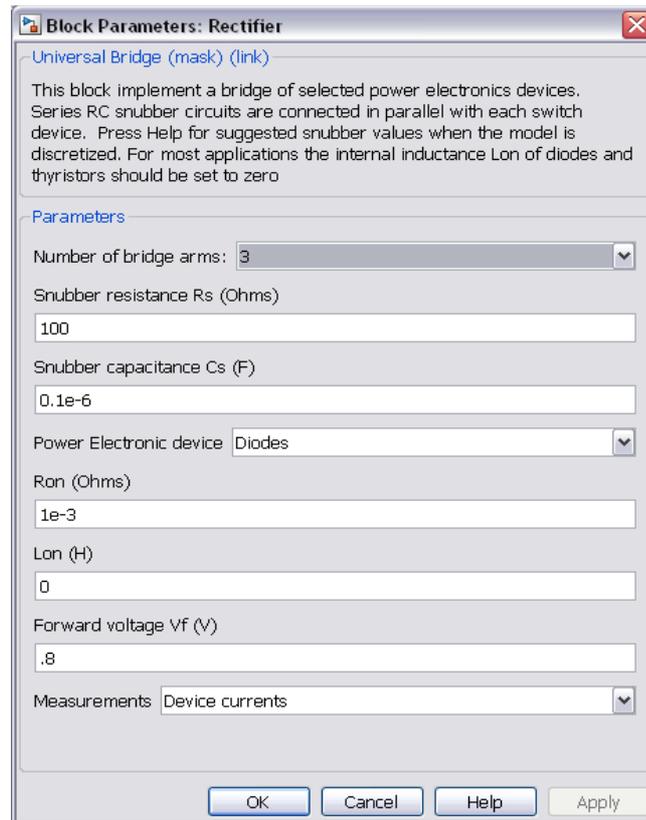


Figura 15 - Parametrização do bloco retificador  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Através da Figura 15 é possível verificar que variáveis como o número de braços da ponte retificadora, o tipo de dispositivo, resistência e capacitância do *snubber*<sup>16</sup> entre outras podem ser editadas conforme a necessidade da aplicação.

Outro bloco relevante em um conversor de frequência é o circuito inversor, o qual também pode ser verificado o modelo de circuito eletrônico e dados de parametrização, mostrados pelas Figuras 16 e 17, respectivamente.

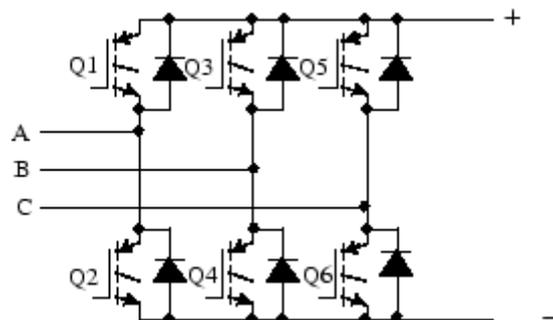


Figura 16 - Modelo do circuito eletrônico do bloco retificador  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

<sup>16</sup> Circuito *snubber* tem a função de amortecer os transientes de alta tensão causados pelo chaveamento de uma carga (BRAGA, 2010).

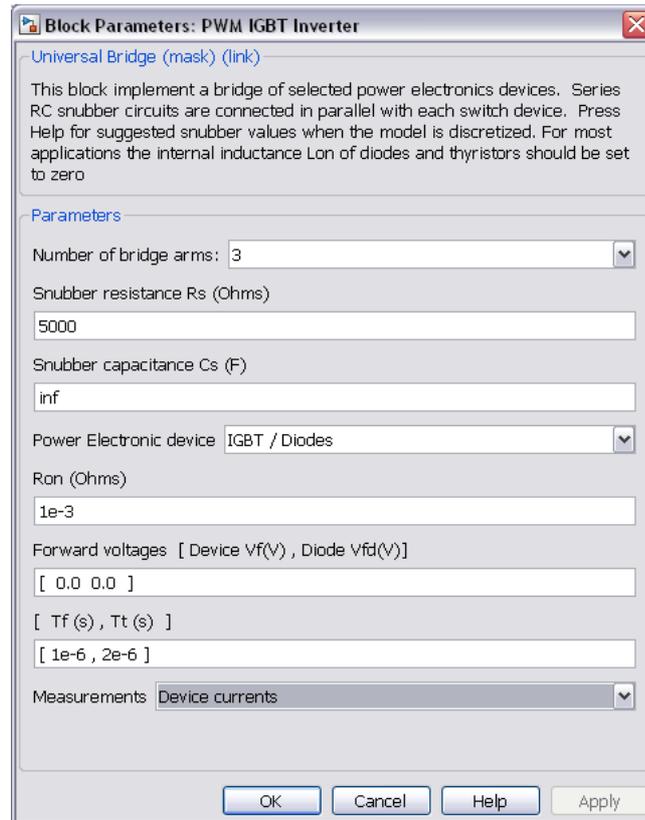


Figura 17 - Parametrização do bloco inversor  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Para o filtro de saída do inversor de frequência, verifica-se a configuração básica de filtro LC. A Figura 18 mostra o modelo do filtro de saída.

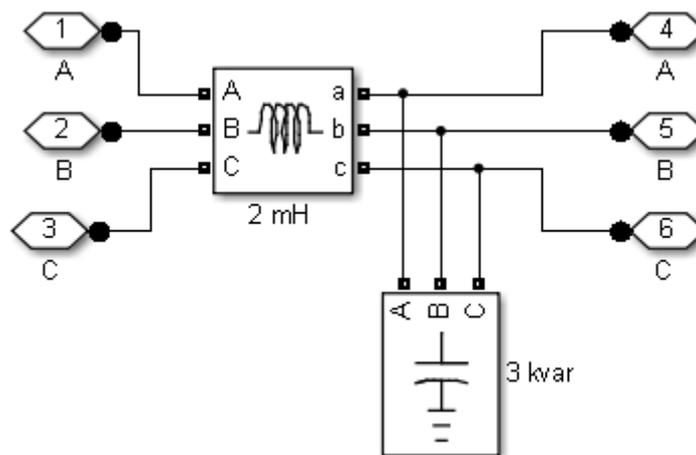


Figura 18 - Filtro de saída do inversor de frequência  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Através do modelo do regulador de tensão, mostrado pela Figura 19, é possível a alteração de parâmetros da tensão de saída do inversor. O parâmetro de frequência de saída foi alterado de 50 Hz para 60 Hz. Caso uma velocidade de saída diferente fosse necessária, através desse bloco seria possível tal mudança.

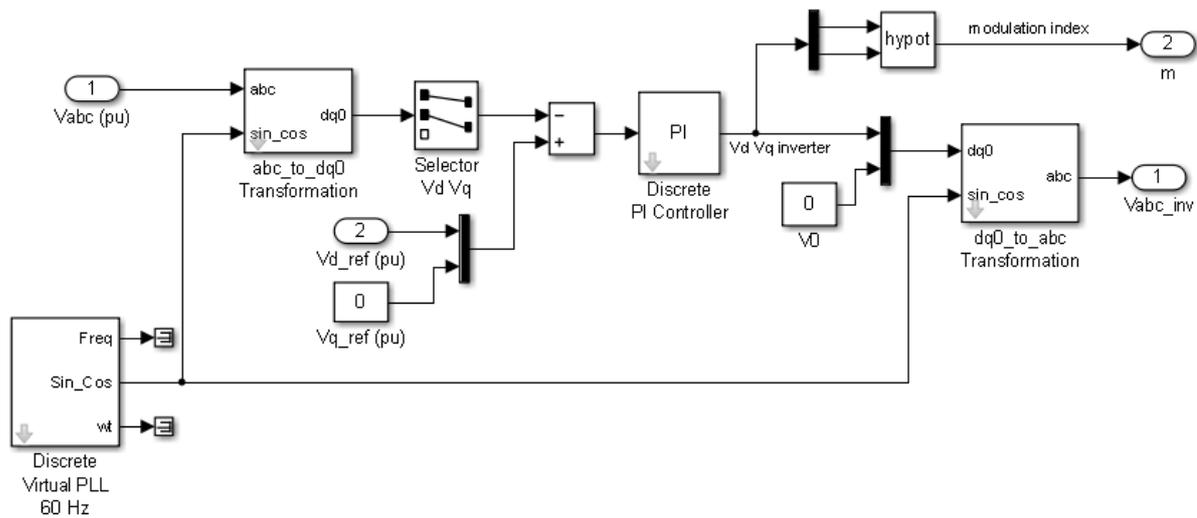


Figura 19 - Regulador da tensão de saída do inversor de frequência  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

A Figura 20 mostra a parametrização da frequência de saída do inversor.

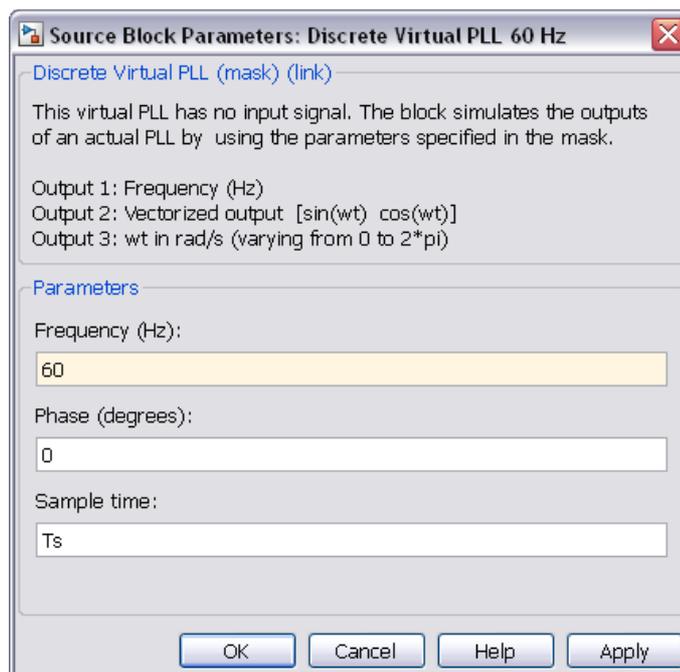


Figura 20 - Parametrização da frequência da tensão de saída  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Através da simulação do modelo apresentado de conversor de frequência com carga resistiva, foi possível chegar às formas de ondas para o *link* DC, tensão entre duas fases (A e B) da carga, índice de modulação e saída pulsada do bloco inversor. O Gráfico 13 mostra a tensão contínua no barramento DC do conversor desde a energização do mesmo até a estabilização da tensão CC.

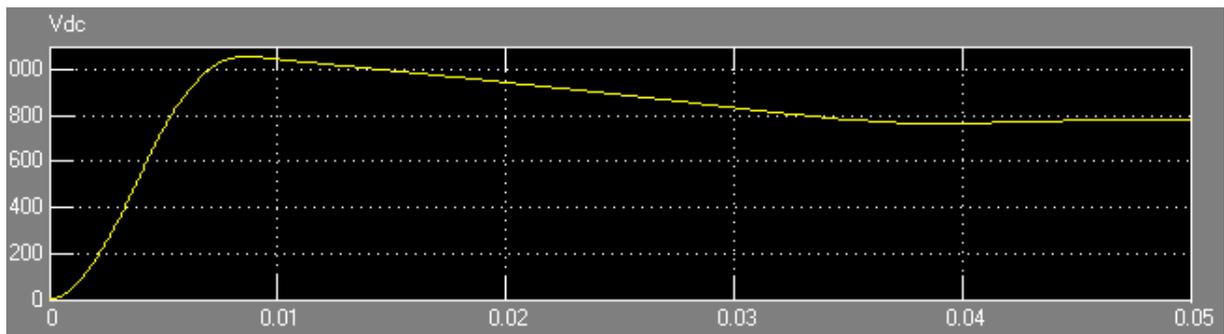


Gráfico 13 - Forma de onda no *link* DC  
Fonte: Autor

Para a estabilização da tensão contínua no barramento DC do conversor o tempo de estabilização da mesma é aproximadamente de 40 ms, mostrado no Gráfico 13 acima.

Como tensão de saída para a carga, é possível verificar a saída senoidal através da forma de onda  $V_{AB}$ , com um valor de pico superior à 500V, o que confere uma tensão eficaz em torno de 380V para alimentação de carga. O Gráfico 14 mostra forma de onda da tensão de saída.

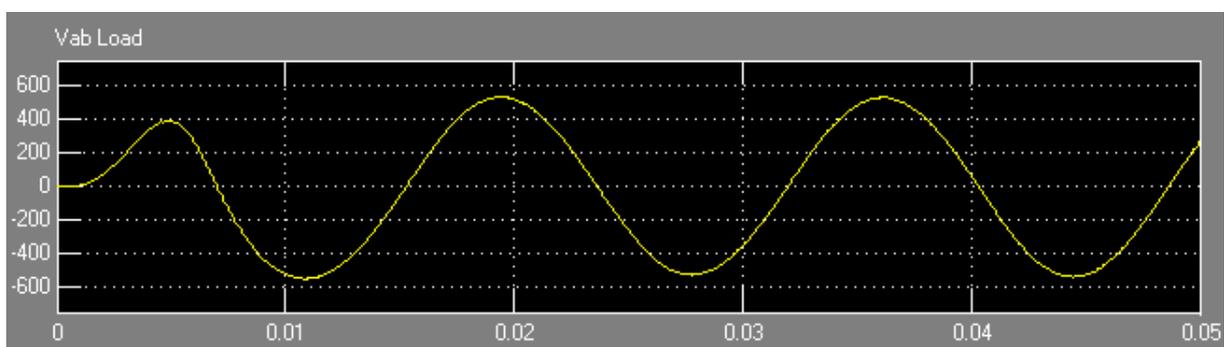


Gráfico 14 - Forma de onda senoidal na carga  
Fonte: Autor

O índice de modulação também é monitorado pelo modelo, e seu valor estacionário se aproxima de 0,8. Com uma tensão no barramento DC próxima de 800V, confere uma tensão senoidal eficaz para a saída da carga em torno de 380V, o que foi verificado com a forma de onda de saída do conversor, mostrado no Gráfico 14.

O Gráfico 15 abaixo mostra a forma de onda do índice de modulação até o momento em que se estabiliza próximo de 0,8.

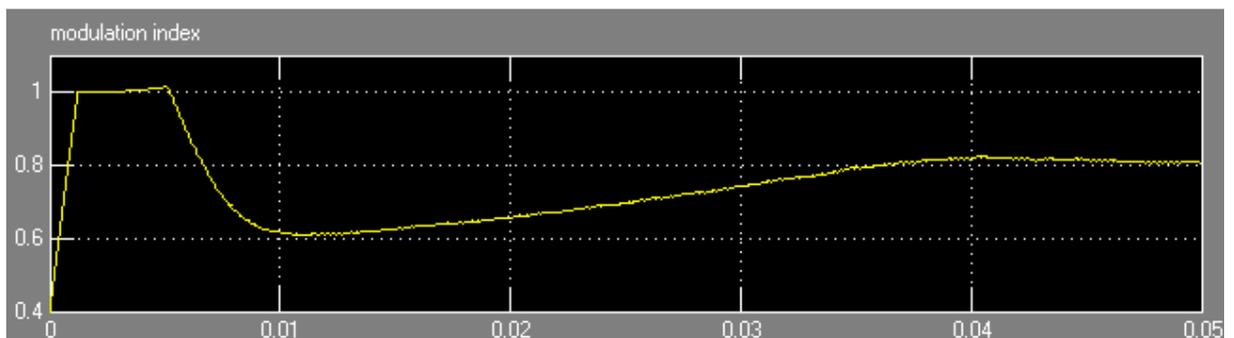


Gráfico 15 - Forma de onda do índice de modulação  
Fonte: Autor

Outra forma de onda interessante para a proposta do trabalho é saída do bloco inversor, que mostra a saída pulsada decorrente da modulação PWM. O Gráfico 16 mostra a forma de onda da saída do inversor.

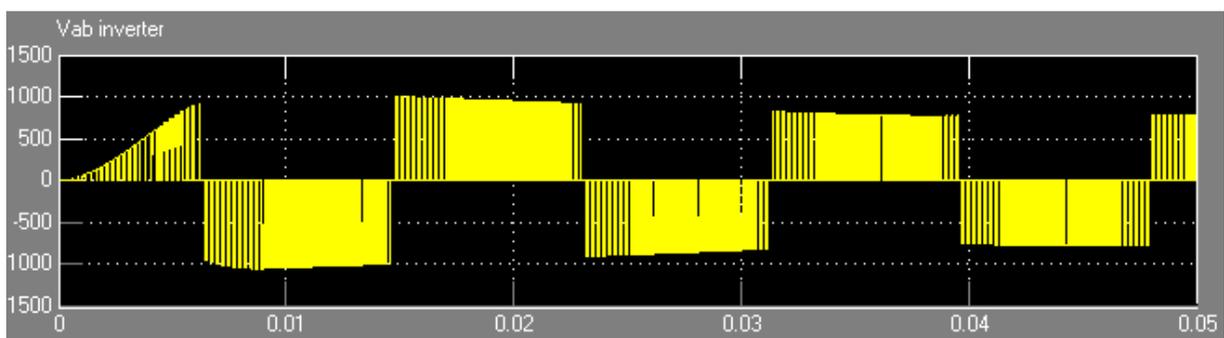


Gráfico 16 - Forma de onda da saída do bloco inversor  
Fonte: Autor

## 4.2 MODELO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA COM CARGA INDUTIVA

Tratando-se novamente das simulações de sistemas, uma topologia composta dos blocos referentes ao inversor de frequência, motor elétrico de indução e carga mecânica é apresentada a fim de análise de comportamento. O modelo é

semelhante ao anterior, contudo a carga aplicada ao inversor de frequência possui o modelo matemático de um motor de indução. Com isso também é possível alterar a carga mecânica no eixo do motor. As monitorações serão realizadas nas três tensões de fase, na corrente rotórica e na corrente estática. A Figura 21 mostra o modelo do conversor com carga indutiva.

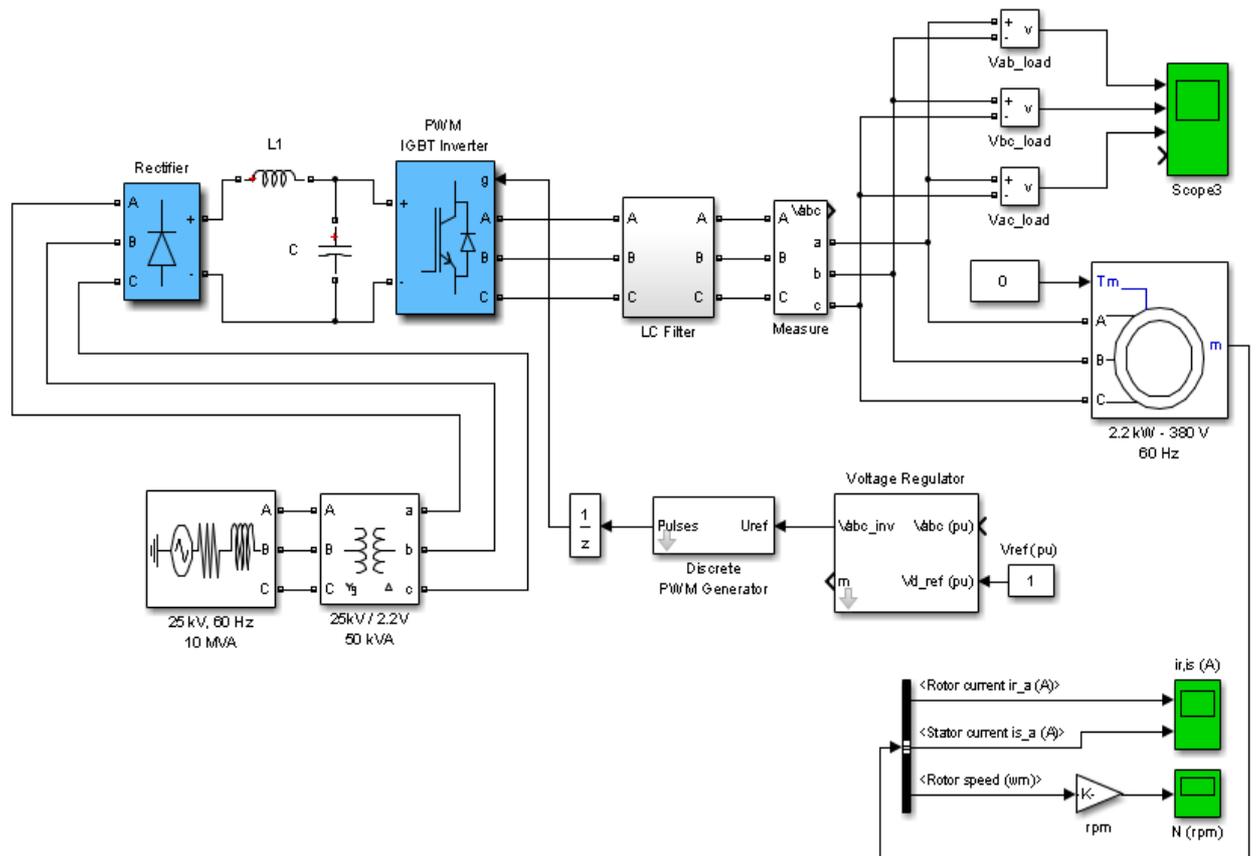


Figura 21 - Modelo de um conversor de frequência com carga indutiva  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Para análise do sistema com carga indutiva foi introduzido um modelo de motor com valor nominal de potência de 2.2 kW com tensão de alimentação de 380V. O modelo de motor disponibilizado pelo MATLAB/SIMULINK pode ser configurado de três formas: rotor bobinado (*wound rotor*), gaiola de esquilo simples e gaiola de esquilo dupla, mostrados pela Figura 22 respectivamente. Para as simulações com carga indutiva foi utilizado o motor de gaiola de esquilo simples pela larga utilização pelas indústrias.

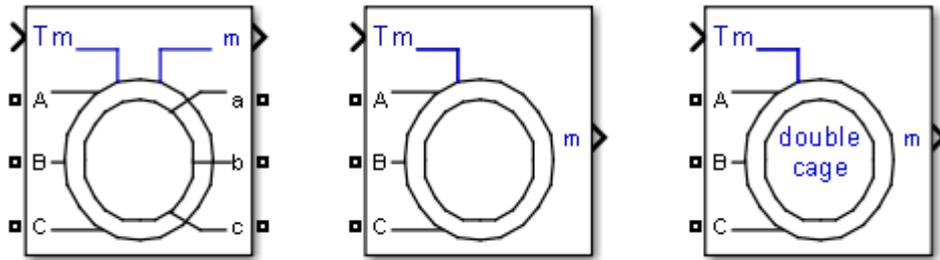


Figura 22 - Seleção dos possíveis tipos de motor  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Para a parametrização do motor de indução, verificado pela Figura 23, é possível a alteração de variáveis como tensão nominal, potência nominal, número de pólos, entre outras.

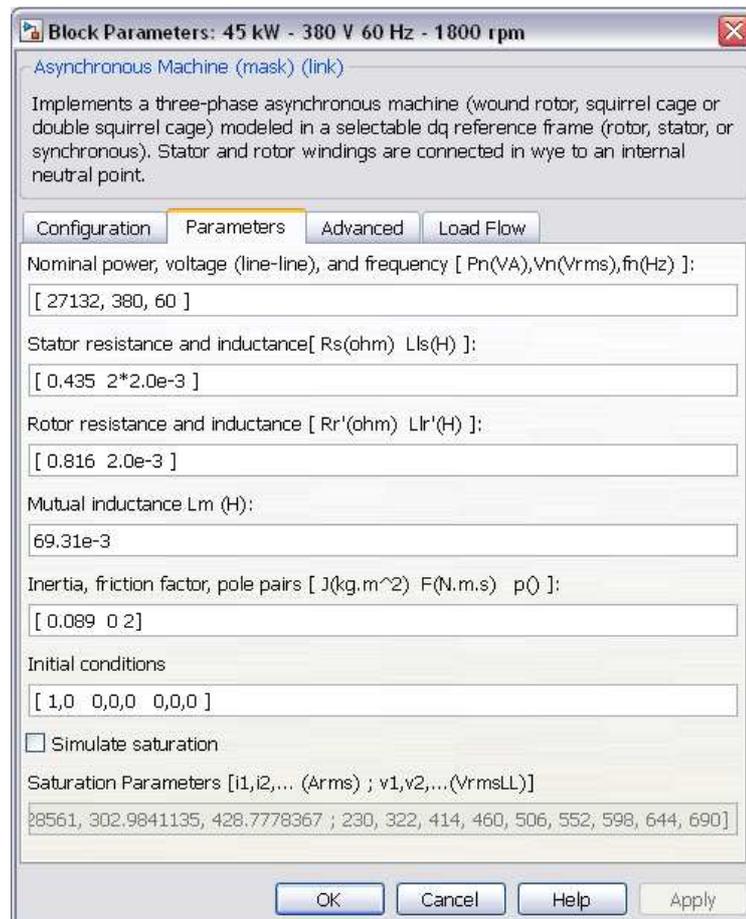


Figura 23 - Parametrização dos dados do motor elétrico  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Para análise do sistema com carga indutiva foi introduzido um modelo de motor com valor nominal de potência de 2.2 kW com tensão de alimentação de 380V.

Como resultado da simulação de tal sistema, têm-se como saída do inversor de frequência as seguintes tensões, verificadas pelo Gráfico 17.

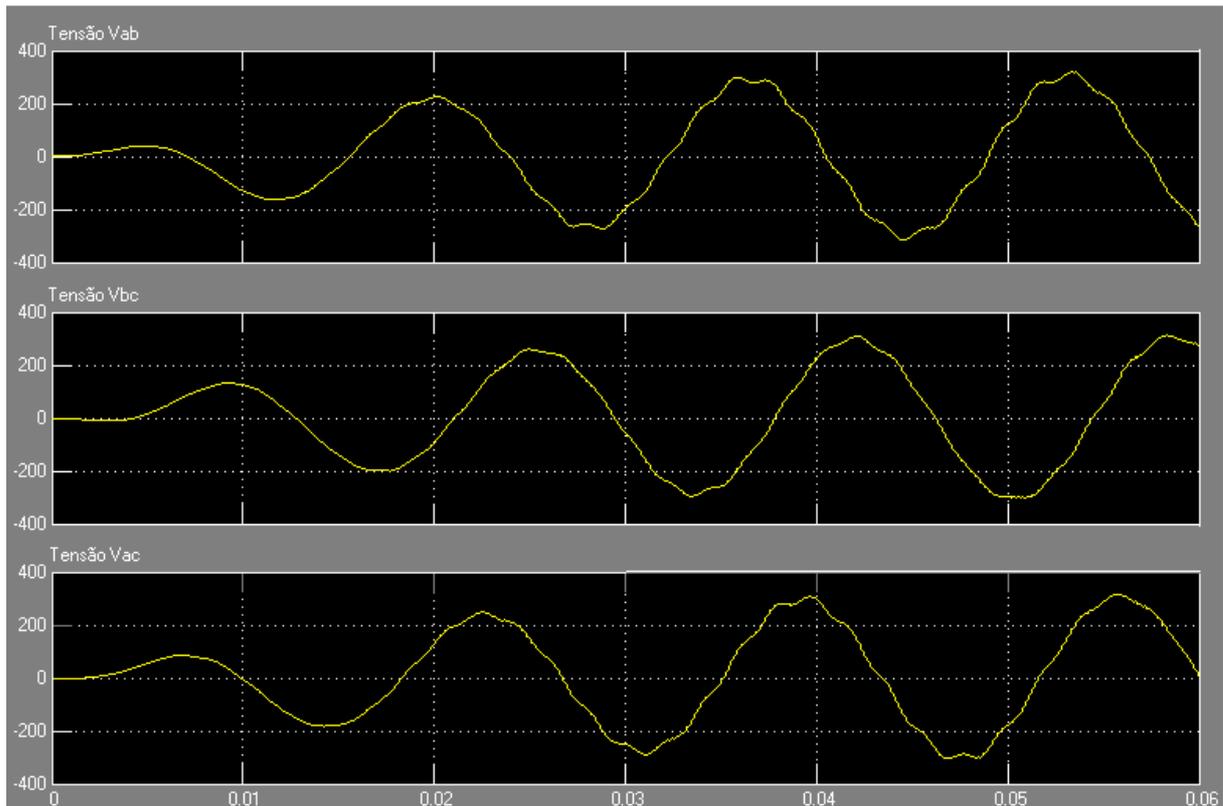


Gráfico 17 - Tensão de saída do inversor de frequência  
Fonte: Autor

Ainda como resultado da simulação do sistema com carga indutiva, têm-se na saída as seguintes formas de ondas para as correntes, rotórica e estatórica, respectivamente mostradas pelo Gráfico 18.

Ainda nesse mesmo gráfico é possível a verificação da diminuição das correntes, já que o motor está em funcionamento sem carga mecânica, exigindo baixo torque de saída e conseqüentemente baixa corrente.

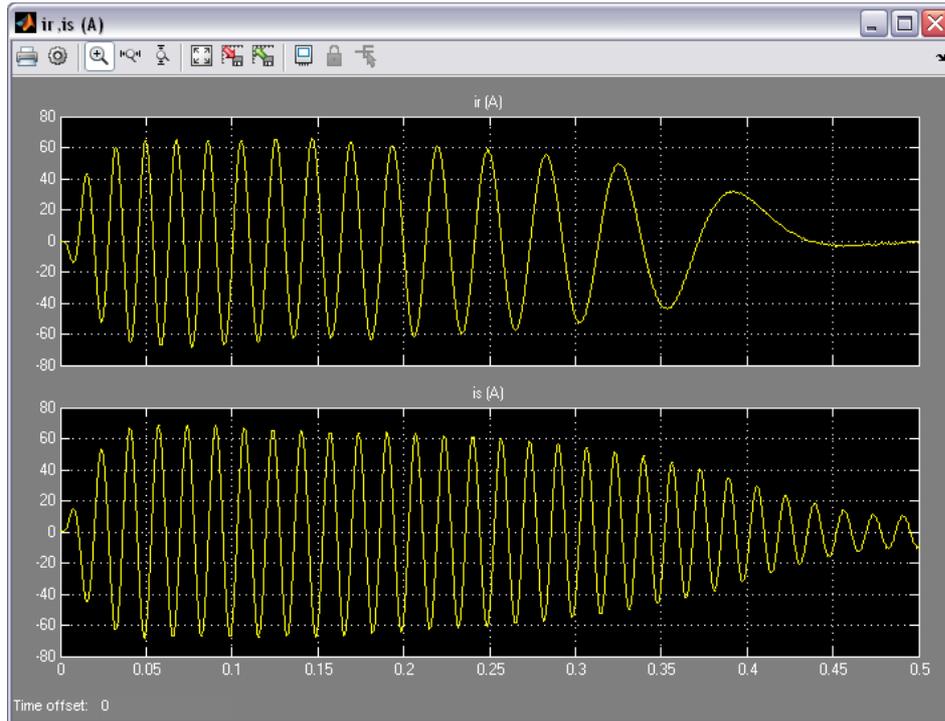


Gráfico 18 - Correntes de saída do inversor de frequência  
Fonte: Autor

A velocidade de saída é verificada através do Gráfico 19.

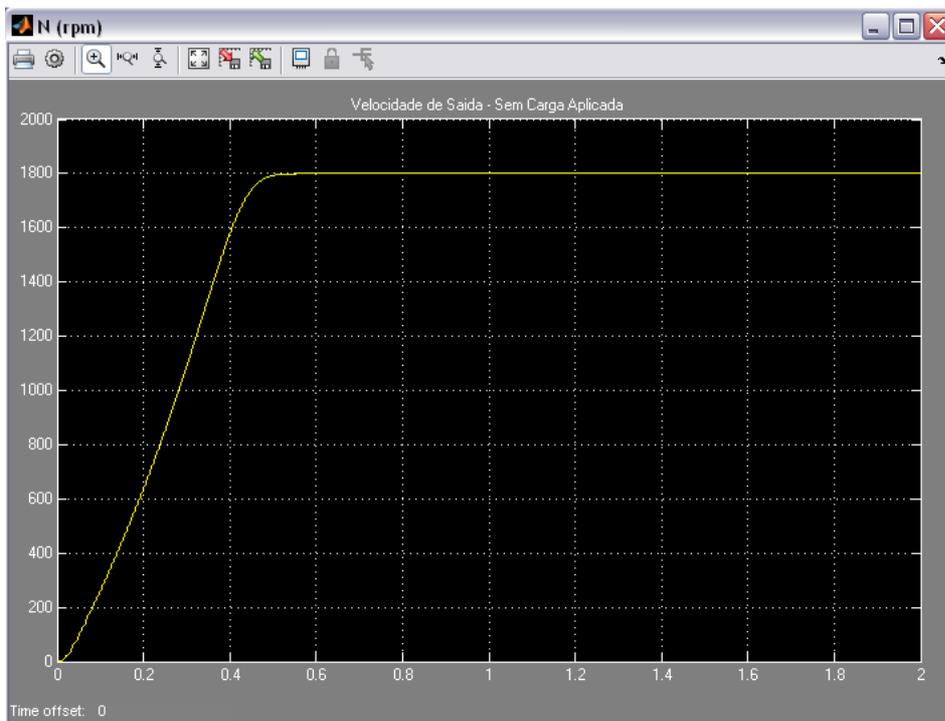


Gráfico 19 - Velocidade de saída do motor acoplado ao inversor  
Fonte: Autor

### 4.3 ALTERAÇÕES DE PARÂMETROS DA FORMA CONSTRUTIVA

Uma característica positiva da utilização de ferramentas de simulação é a possibilidade de alterações de aspectos construtivos do elemento em teste. Como análise e estudo, foram levantadas as formas de ondas de velocidades de saída para quatro tipos de motor de indução, todos com a mesma tensão nominal e potência nominal. O parâmetro alterado dos motores foi o número de pólos, o que influencia diretamente na velocidade nominal de saída.

Foram simulados os motores com 2, 4, 6 e 8 pólos, os quais são os mais comuns em aplicações industriais. As velocidades de saída verificadas nas simulações foram comparadas com dados de catálogo de motores elétricos da Empresa Siemens, a fim de tornar os testes mais interessantes.

Analisando o catálogo técnico de motores trifásicos de baixa tensão da Siemens, foi levantada a seguinte tabela de velocidades nominais de saída.

Tabela 6 - Velocidades de saída em função do número de pólos

<b>Motor</b>	<b>Velocidade Nominal</b>
2 Pólos	3600 rpm a 60 Hz
4 Pólos	1800 rpm a 60 Hz
6 Pólos	1200 rpm a 60 Hz
8 Pólos	900 rpm a 60 Hz

Fonte: (SIEMENS, 2010).

Através dos dados da Tabela 6 é possível fazer a comparação com as formas de saída para os quatro tipos de motores comentados.

É possível verificar através dos gráficos expostos na sequência que a simulação se mostrou muito próxima dos valores reais de velocidades de saída. Ainda sobre uma análise dos gráficos, é possível verificar o tempo, desde a partida do motor até o estado em regime, que para os motores de maior velocidade nominal, o tempo para estabilização da velocidade é maior em relação aos de menores velocidades. Através dos Gráficos 20, 21, 22 e 23 a seguir, é possível desenvolver tal análise.

- a. Velocidade de saída para motor de 2 pólos, 3600 rpm.

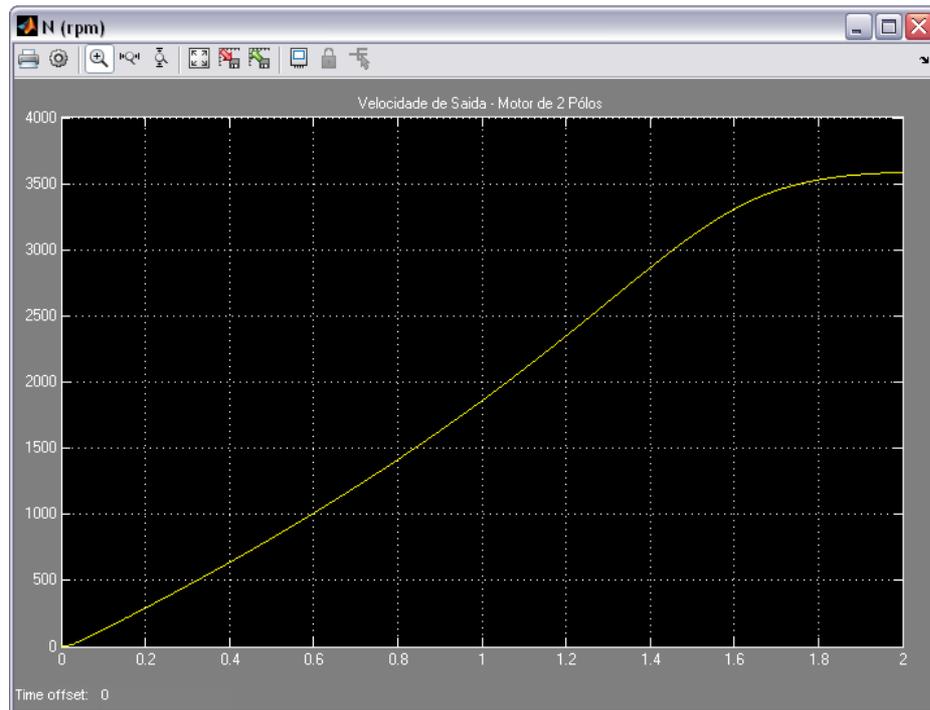


Gráfico 20 - Velocidade de saída para motor de dois pólos.  
Fonte: Autor

- b. Velocidade de saída para motor de 4 pólos, 1800 rpm.

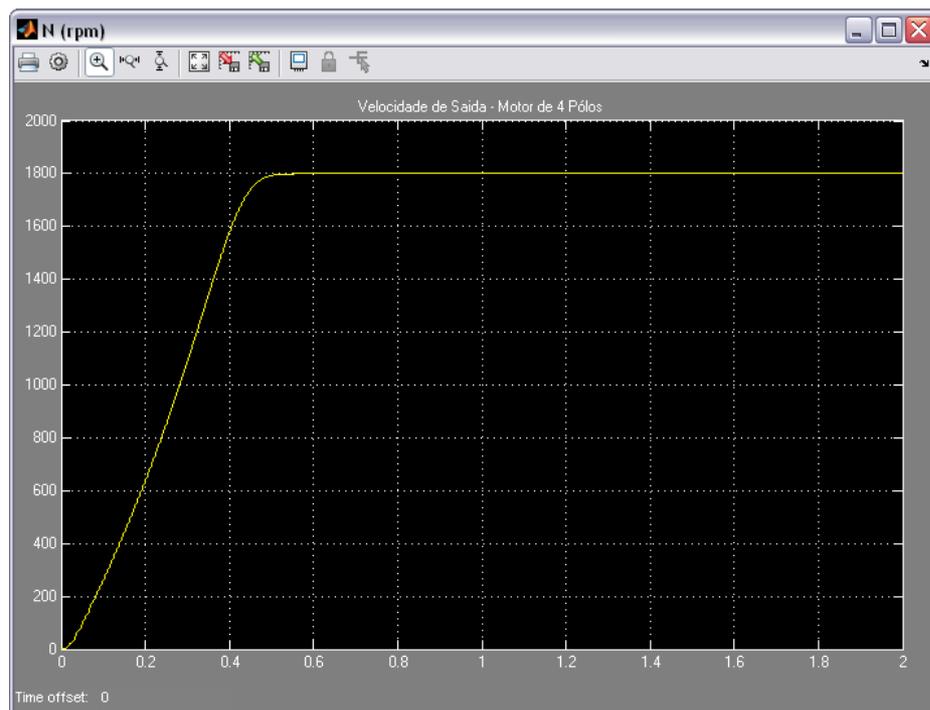


Gráfico 21 - Velocidade de saída para motor de quatro pólos.  
Fonte: Autor

c. Velocidade de saída para motor de 6 pólos, 1200 rpm.

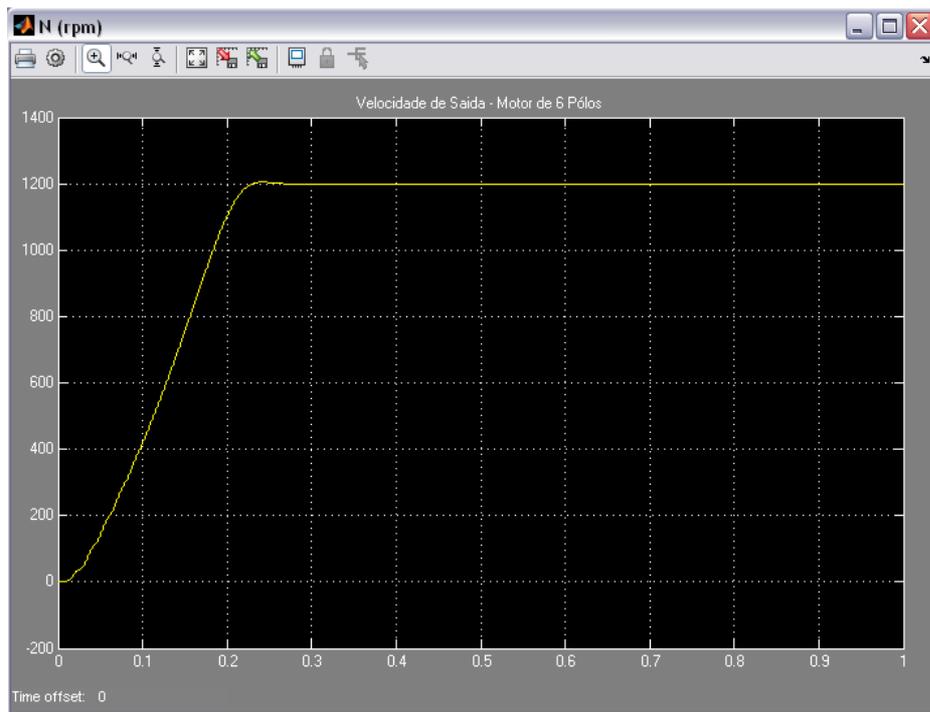


Gráfico 22 - Velocidade de saída para motor de seis pólos.  
Fonte: Autor

d. Velocidade de saída para motor de 8 pólos, 900 rpm.

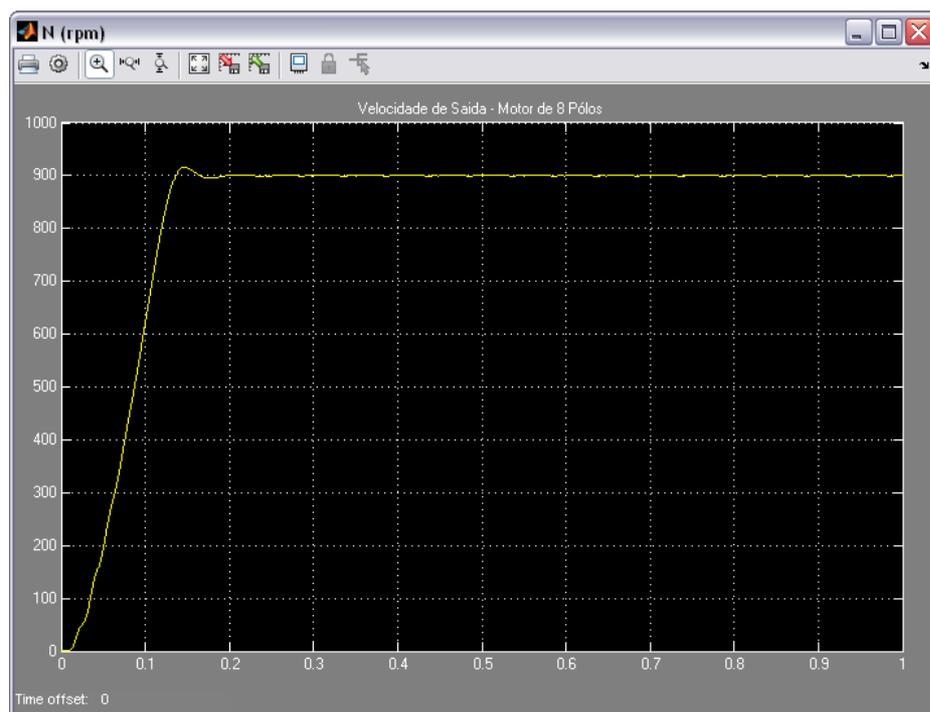


Gráfico 23 - Velocidade de saída para motor de oito pólos.  
Fonte: Autor

#### 4.4 SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM CARGA MECÂNICA

Dando continuidade nas simulações dos sistemas com inversores de frequência associados a motores de indução trifásicos, tem-se como situação importante a partida do motor com carga mecânica.

A simulação utilizou o valor fornecido pelo catálogo técnico de motores trifásicos de baixa tensão da Siemens o qual atesta um torque de saída de 11.96 Nm para um motor de indução de 4 pólos com potência nominal de 2.2 kW ligado em 380V.

Como análise gráfica, têm-se no rotor e estator do motor as seguintes correntes, mostradas pelo Gráfico 24.

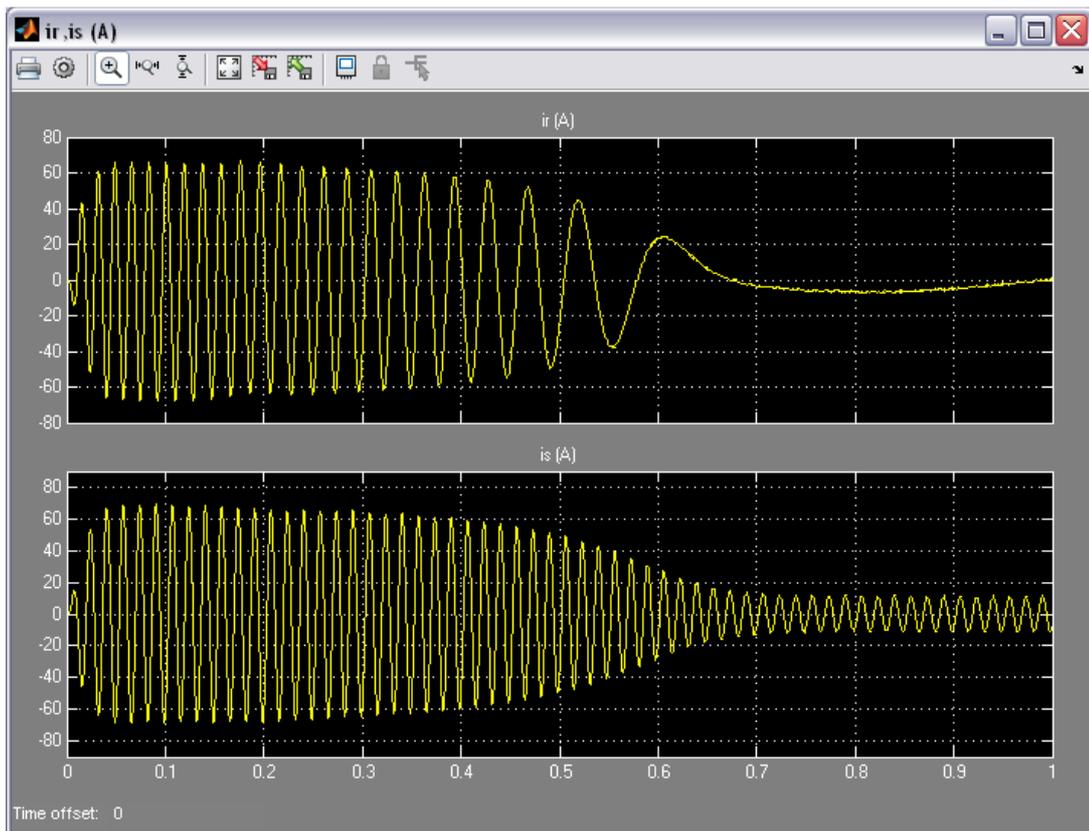


Gráfico 24 - Corrente rotórica e estatórica no motor com carga nominal

Fonte: Autor

A velocidade de saída do motor é verificada através do Gráfico 25. Com esse gráfico é possível ver a diminuição do valor da velocidade de saída.

Conforme analisado, um motor elétrico de quatro pólos e sem carga, permite uma velocidade de 1800 rpm a 60 Hz. No entanto, esse mesmo motor com o valor

de carga mecânica em seu valor nominal, segundo dados de catálogo da Siemens, tem em sua saída uma velocidade nominal de 1730 rpm a 60 Hz.

Essa diferença de velocidades caracteriza o escorregamento do motor, analisado em capítulo anterior. Através dessa simulação, com torque resistente do motor de 11.96 Nm, a resposta do modelo foi satisfatória, permitindo a verificação do escorregamento, conforme mostra o Gráfico 25.



Gráfico 25 - Velocidade de saída do motor com carga nominal.  
Fonte: Autor

#### 4.5 ANÁLISE DE DISTÚRBIOS INSERIDOS

Outra situação de teste de simulação interessante para o estudo é a análise de distúrbios gerados para o sistema. Duas situações errôneas foram implementadas, a fim de testes do modelo e verificação das respostas do mesmo.

Primeiramente foi simulado o mesmo sistema com fase da ligação elétrica do motor invertida, com o propósito de visualização de comportamento do sistema e em

seguida, novamente o mesmo modelo com carga mecânica superior ao valor nominal.

#### 4.5.1 Inversão de Fase de Alimentação do Motor

A situação de erro de ligação do motor ao inversor de frequência pode ser visualizada através da Figura 24.

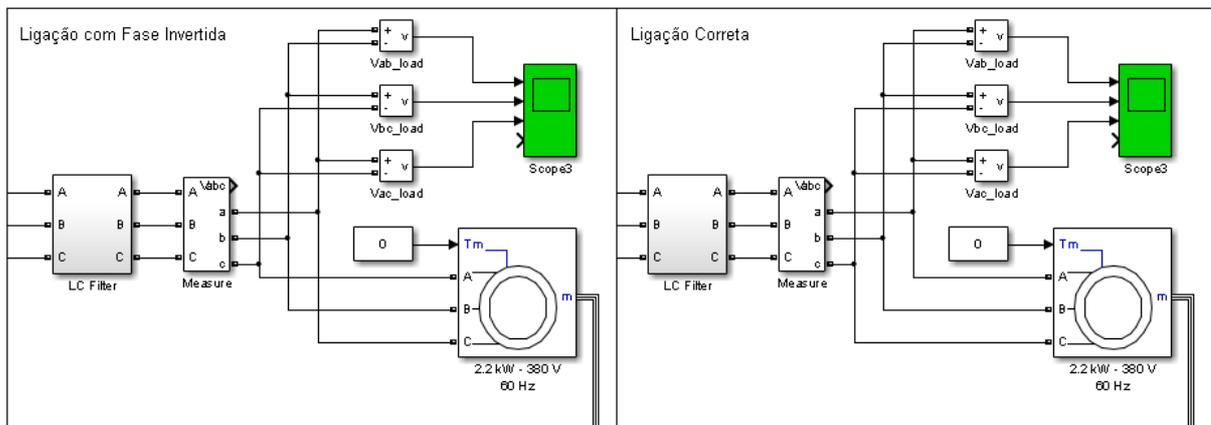


Figura 24 - Erro de ligação do motor.  
Fonte: Adaptado de MATLAB/SIMULINK (2012).

Em uma situação prática de inversão de polaridade da entrada de alimentação de um motor elétrico, e conseqüentemente a saída de tensão do inversor de frequência, se caracterizaria pela rotação invertida do eixo motor.

No exemplo desenvolvido, tal inversão também foi verificada, através do Gráfico 26 de velocidade de saída do motor elétrico. O motor em questão é de quatro pólos, potência nominal de 2.2 kW e alimentado em 380V, conforme outros exemplos citados anteriormente. Para essa análise o mesmo se encontrava sem carga mecânica.

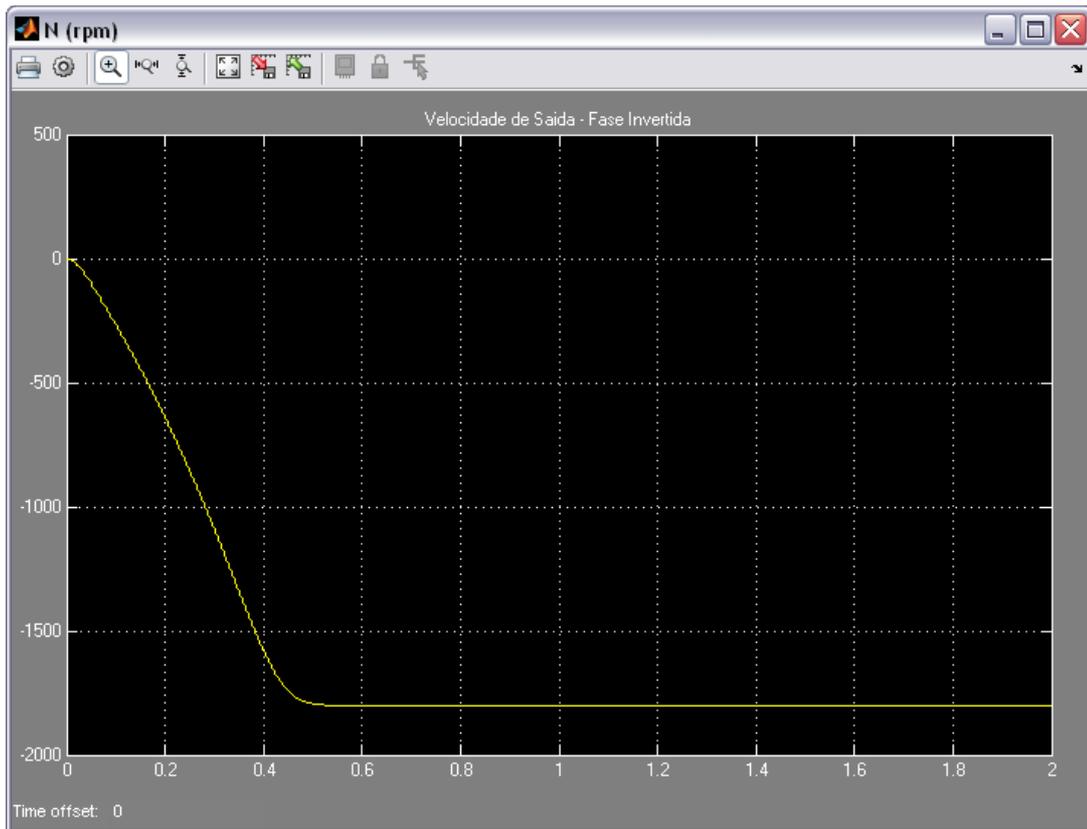


Gráfico 26 - Velocidade de saída para motor com fase invertida.  
Fonte: Autor.

Através do gráfico é possível verificar a rotação em sentido contrário do eixo do motor. O mesmo confirma o valor da velocidade de saída em 1800 rpm em 60 Hz, para um motor de quatro pólos e sem carga mecânica.

#### 4.5.2 Carga Mecânica com Valor Superior ao Nominal

O segundo distúrbio gerado foi a partida do mesmo sistema com carga mecânica muito superior ao valor nominal, o qual, para um motor de quatro pólos, 2.2 kW em 380V a 60 Hz se aproxima de 11.96 Nm.

Vários valores foram testados, e muitos, mesmo que acima do nominal, ainda permitiram a partida do motor.

A partir do valor de 28.62 Nm, a partida do motor já não foi mais possível. Para essa condição é possível verificar os valores de correntes, rotórica e estatórica, elevadas, já que a resistência mecânica impõe um aumento da mesma, através do Gráfico 27.

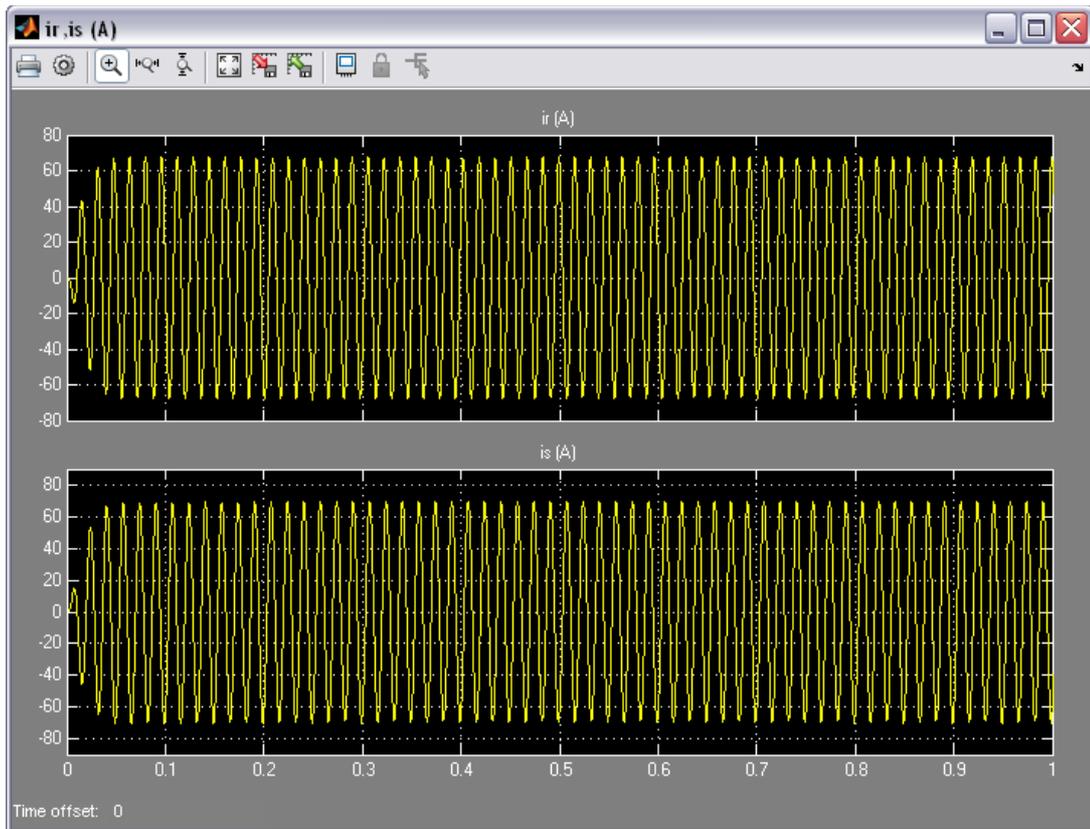


Gráfico 27 - Corrente rotórica e estática no motor com carga acima da nominal.  
Fonte: Autor

Para o tempo de simulação, verificado através do Gráfico 27, é possível verificar que o valor de corrente permanece elevado, insistindo com a retirada do eixo do motor do estado de repouso. Em um inversor de frequência utilizado na indústria, inserido em uma situação como a descrita, acionaria sua proteção contra elevação de corrente e o mesmo entraria em falha, a fim de prevenir o equipamento de queima na etapa de potência dos circuitos eletrônicos.

A forma de onda da velocidade de saída do motor permite a verificação de não partida do sistema. O Gráfico 28 mostra essa condição de erro de aplicação mecânica para o sistema inversor, motor e carga mecânica.

Essa condição pode ser estendida para a situação de motor com eixo bloqueado, o que é comum em sistemas industriais.

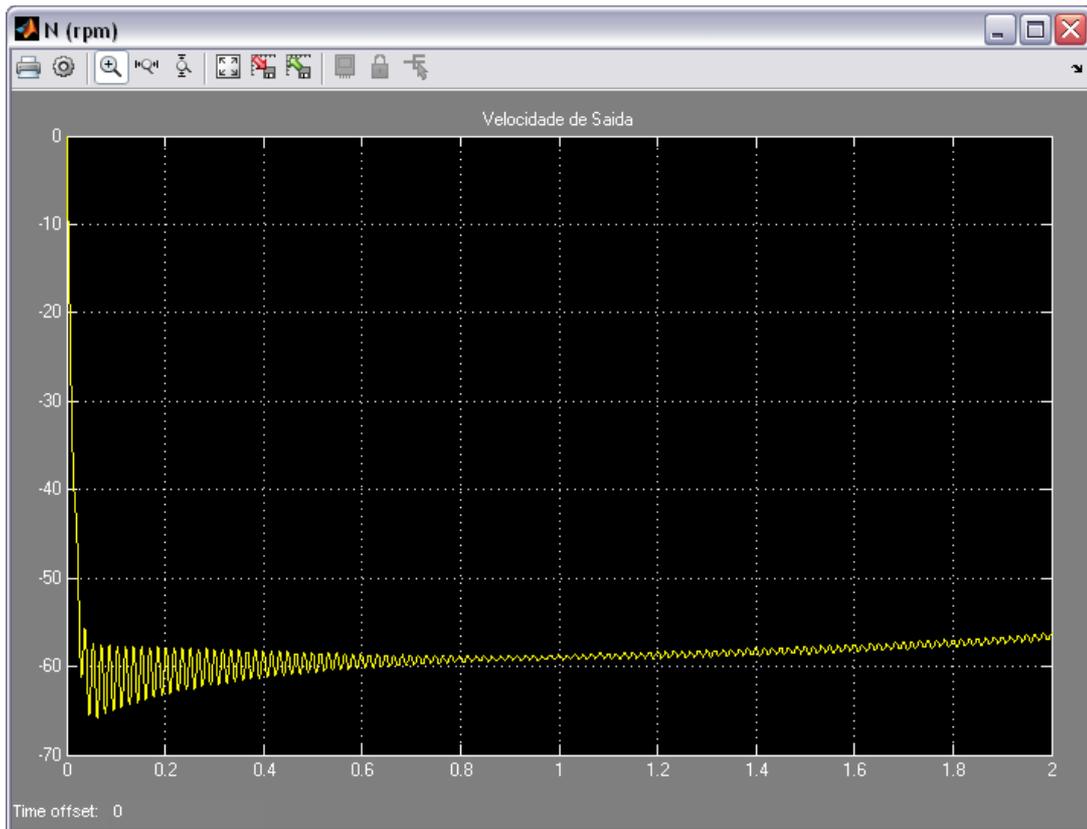


Gráfico 28 - Velocidade de saída para motor com carga acima da nominal  
Fonte: Autor.

#### 4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

O capítulo buscou a apresentação de um modelo pronto disponibilizado pelo MATLAB/SIMULINK, o qual foi o inversor de frequência com carga resistiva.

Dando continuidade nas simulações, os modelos seguintes foram modificações implementadas no modelo inicial. Buscou-se a adequação do sistema para uma frequência de 60 Hz e um potência menor para o motor inserido, já que o banco de resistência se encontrava com 50 kW inicialmente e o novo motor com 2.2 kW, a fim de maiores alterações do sistema.

A comparação com dados encontrados em documentos de fabricantes permitiu uma maior credibilidade às simulações.

Como forma de complementação do sistema, dois distúrbios foram inseridos, simulando falhas de aplicações em ambientes reais, já que os mesmos tem ocorrências frequentes, somando positivamente no tema abordado.

## 5 CONCLUSÃO

O trabalho apresentado mostrou conceitos de um motor de indução trifásico e seu respectivo acionamento através de inversores de frequência. No geral, tanto em questão do princípio de funcionamento, arquitetura interna de um inversor e aplicações com diferentes cargas foram analisadas, assim como várias estruturas de circuitos eletrônicos utilizados para as etapas de potência e interfaces das unidades de controle com variáveis manipuladas na saída do inversor.

De forma resumida e simplificada, o projeto analisa os principais temas referentes ao acionamento elétrico de motores com inversores de frequência, explorando em certos momentos um aprofundamento matemático, como nas relações do motor elétrico assim como as formas de onda de saída nos diversos circuitos eletrônicos apresentados.

Com relação à análise de modelos matemáticos de um sistema de partida com inversor de frequência, é tomado como base um exemplo disponibilizado pelo software MATLAB/SIMULINK, o qual utiliza carga resistiva. Assim primeiramente é levantado um estudo dessa primeira configuração com poucas alterações, somente devido à frequência da tensão de alimentação da rede estar em 50 Hz. Posteriormente são realizadas novas alterações do mesmo para uso com carga indutiva, a qual representa um motor elétrico.

Também são verificados conceitos apresentados pelas teorias de motores elétricos e inversores de frequência, através de análise gráfica da simulação dos sistemas apresentados, os quais são comparados com documentos de fabricantes, o que tornou possível a verificação da grande soma que a modelagem de sistemas pode trazer para o estudo de uma aplicação qualquer, em torno de um tema.

Como exemplo interessante, foram as alterações de características construtivas de um motor e seu desempenho, a verificação do escorregamento presente no acionamento do motor em plena carga e a análise dos distúrbios inseridos, de ligação com fase invertida e partida com carga mecânica muito acima dos valores nominais.

Como estudo das ferramentas computacionais de simulação de modelos matemáticos, o trabalho se mostrou interessante e permitiu visualizar que a utilização de tais ferramentas pode agregar resultados positivos em diversas

aplicações, tentando de certa forma aproximar esse modelo de ferramenta de uma aplicação real.

Diversos assuntos não foram abordados, a extensão do tema não permitiu um aprofundamento maior em torno de muitas situações pertinentes a esse tipo de aplicação.

Muitos conceitos referentes aos inversores de frequência, como acionamento via redes industriais, entradas digitais analógicas via terminais de controle do inversor não foram tratados. Diversas topologias de circuitos eletrônicos, como os conversores em fonte de corrente e os conversores de pulso ressonante também não foram abordados, permitindo grande possibilidade de temas para desenvolvimento de novos trabalhos.

Ainda se tratando de projetos futuros, outra possibilidade é o trabalho sobre o levantamento das equações matemáticas da etapa de saída de potência de um inversor de frequência, o que pode aproximar um equacionamento de um modelo com componentes utilizados em inversores e motores elétricos comercializados, e dessa forma tratar o assunto de forma mais próxima de situações que acontecem nas indústrias.

De forma generalizada, o desenvolvimento do trabalho cumpriu com o propósito de levantar um estudo da utilização de modelos matemáticos para aplicações de inversores de frequência e se mostrou pertinente como assunto para o curso de especialização em automação industrial.

## REFERÊNCIAS

ARAÚJO, Rui. et al. Sistema Electrónico de Condicionamento e Processamento, em Tempo Real, das Tensões e Correntes do Motor de Indução Trifásico Alimentado por Conversores de Frequência. Biblioteca Digital IPB. 2001.

AHMED, Ashfaq. Trad. Bazán Tecnologia e Linguística. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

ANDRADE, Maria Margarida de. **Introdução à Metodologia do Trabalho Científico**. 10ª edição. São Paulo: Atlas, 2010.

BISHOP, Robert H., DORF, Richard C. Trad. Bernardo Severo da Silva Filho. **Sistemas de Controle Modernos**. 8ª edição. Rio de Janeiro: LTC Editora, 2001.

BOYLESTAD, Robert L., NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria dos Circuitos**. 6ª edição. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora, 1998.

BRAGA, Newton C. Disponível em:  
<http://www.newtonbraga.com.br/index.php/duvidas-dos-internautas/6100-duv279.html>. Acesso em: 27 Fev. 2013.

CARVALHO, Geraldo. **Máquinas Elétricas**. São Paulo: Editora Érica, 2007.

FRANCHI, Claiton Moro. **Acionamentos Elétricos**. 2ª edição. São Paulo: Editora Érica, 2007.

IDOETA, Ivan Valeije., CAPUANO, Francisco Gabriel. **Elementos de Eletrônica Digital**. 38ª edição. São Paulo: Editora Érica, 1998.

LALOND, David E., ROSS, John A. Trad. Alex Belo Feres Francisco. **Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos**. São Paulo: Makron Books, 1999. 2 v.

OGATA, Katsuhiko. Trad. Bernardo Severo da Silva Filho. **Engenharia de Controle Moderno**. 3ª edição. Rio de Janeiro: LTC Editora, 2000.

OLIVEIRA, Carlos César Barioni de, et al. **Introdução a Sistemas Elétricos de Potência Componentes Simétricas**. 2ª edição. São Paulo: Editora Edgard Blücher LTDA, 2000.

MARTINS, Denizar Cruz., BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. Florianópolis: Editora dos Autores, 2008.  
MATLAB R2012b. Versão 8.0.0. Estados Unidos: MathWorks. 2013. 1 CD ROOM.

MALVINO, Albert Paul. Trad. José Lucimar do Nascimento. **Eletrônica**. 4ª edição. São Paulo: Makron Books, 1997. 2 v.

MICHELS, Leandro., STEFANELLO, Márcio., GRÜNDLING, Hilton A. Controlador Repetitivo para Inversores PWM com Referência de Frequência Variável. Revista Controle e Automação, 2009.

RASHID, Muhammad H. Trad. Carlos Alberto Favato. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999.

SCHNEIDER ELECTRIC. **Apostilas Técnicas: Eficiência Energética e Acionamento de Motores**. Disponível em: [http://www.schneider-electric.com.br/documents/cadernos-tecnicos/apostila\\_procobre\\_eficienc.pdf](http://www.schneider-electric.com.br/documents/cadernos-tecnicos/apostila_procobre_eficienc.pdf). Acesso em: 27 Fev. 2013.

SCHNEIDER ELECTRIC. **Guia prático para instalações industriais e infraestrutura**. São Paulo, 2009. 768p.

SCHNEIDER ELECTRIC. **Manual de Instalação de Inversores de Frequência Altivar 61**. São Paulo, 2007. 181 p.

SIEMENS. **Motores Trifásicos de Baixa Tensão**. São Paulo, 2010. 19p.

SIEMENS. Disponível em: [http://www.industry.siemens.com.br/drives/br/pt/motores-eletricos/motores-baixa-tensao/motores-abnt-ate-315/Documents/Catalogo\\_de\\_Motores\\_ABNT\\_ind1\\_dt.pdf](http://www.industry.siemens.com.br/drives/br/pt/motores-eletricos/motores-baixa-tensao/motores-abnt-ate-315/Documents/Catalogo_de_Motores_ABNT_ind1_dt.pdf). Acesso em: 26 Fev. 2013.

TOCCI, Ronald J.; WIDMER, Neal S. Trad. José Franco do Amaral e Jorge Luís Machado do Amaral. **Sistemas Digitais: Princípios e Aplicações**. 7ª edição. Rio de Janeiro: Editora LCT, 2000.

WEG. Disponível em: <http://www.weg.net/br/Produtos-e-Servicos/Drives/Inversores-de-Frequencia/CFW10>. Acesso em: 26 Fev. 2013.

WEG. **Guia Técnico:** Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-027-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>. Acesso em: 27 Fev. 2013.

WEG. **Motores Elétricos:** Guia de Especificação. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf>. Acesso em: 26 Fev. 2013

WEG. **Motores Síncronos:** Aplicações, Funcionamento e Características Construtivas. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-sincronos-artigo-tecnico-portugues-br.PDF>. Acesso em: 26 Fev. 2013