

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
CENTRO TECNOLÓGICO
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

GIOVANNI GONELLA

UM ESTUDO COMPARATIVO DOS HARMÔNICOS DE TORQUE GERADOS PELOS
INVERSORES DE TENSÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Niterói
2007

GIOVANNI GONELLA

UM ESTUDO COMPARATIVO DOS HARMÔNICOS DE TORQUE GERADOS PELOS
INVERSORES DE TENSÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação de Engenharia Mecânica da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Automação e Controle.

Orientador: Prof. Dr. JOSÉ ANDRÉS SANTISTEBAN LARREA

Niterói
2007

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

G638 Gonella, Giovanni.

Um estudo comparativo dos harmônimos de torque gerados pelos inversores de tensão de frequência variável / Giovanni Gonella.

– Niterói, RJ : [s.n.], 2007.

53 f.

Orientador: José Andrés Santisteban Larrea.

Dissertação (Mestrado em Engenharia de Mecânica) -
Universidade Federal Fluminense, 2007.

1. Engenharia Mecânica. 2. Motores de indução. 3. Dinâmica de rotores. 4. Correntes de alta frequência. 5. Inversores de frequência. 6. Harmônicos de torque. I. Título.

CDD 620.1

GIOVANNI GONELLA

UM ESTUDO COMPARATIVO DOS HARMÔNICOS DE TORQUE GERADOS PELOS
INVERSORES DE TENSÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação de Engenharia Mecânica da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Automação e Controle.

Aprovada em março de 2007.

BANCA EXAMINADORA

José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc. - Orientador
Universidade Federal Fluminense

Bruno Campos Pedroza, D.Sc.
Universidade Federal Fluminense

Luís Oscar de Araújo Porto Henriques, D.Sc.
Centro Federal de Educação Tecnológica
Celso Suckow da Fonseca

Niterói
2007

“ Dal dire al fare cé in mezzo il mare”.

Ditado popular que meu pai sempre citava.

DEDICATÓRIA

À minha querida mamma Rina pelo incentivo.

Ao meu pai Mario, Eletricista de Profissão, ‘in memoriam’.

À minha esposa Sonia, e às minhas filhas Aline e Flávia.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc. pela paciência, orientação e ajuda nos trabalhos.

Aos Professores da UFF- PGMEC, pelos conhecimentos transmitidos.

Ao Humberto, amigo de sempre, que sem o Notebook seria mais difícil este trabalho.

SUMÁRIO

Dedicatória, p.i

Agradecimentos, p.ii

Lista de Figuras, p.v

Lista de Tabelas, p.vii

Resumo, p.viii

Abstract, p.ix

1 INTRODUÇÃO, p.1

2 O INVERSOR DE TENSÃO, p.3

2.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA, p.3

2.2 O INVERSOR CONVENCIONAL, p.7

2.2.1 Técnicas de Chaveamento, p.7

2.2.2 Métodos de Controle dos Inversores de Frequência no Acionamento de Motores de Indução, p.9

2.2.2.1 Controle Escalar, p.9

2.2.2.2 Controle Vetorial, p.12

2.2.2.3 Acionamentos dos Motores de Indução com Inversores, p.13

2.3 O INVERSOR MULTINÍVEL, p.14

2.3.1 O Inversor de Três Níveis, p.16

2.3.2 Princípio de Operação, p.16

2.3.3 Técnicas de Chaveamento, p.18

2.3.3.1 Eliminação Seletiva de Harmônicos, p.18

2.3.3.2 Senoidal ou Sub-Harmônica, p.19

2.3.3.3 Vetorial, p.21

2.3.3.4 Controle do Ponto Neutro, p.23

3. O MOTOR DE INDUÇÃO, p.24

3.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA, p.24

3.2 MODELAGEM ELÉTRICA DO MOTOR DE INDUÇÃO, p.26

3.3 MODELAGEM DO SISTEMA MECÂNICO, p.28

4. SIMULAÇÕES, p.30

4.1 SIMULAÇÕES INVERSOR – MOTOR, p.30

4.2 MOTOR ACIONADO COM TENSÃO SENOIDAL TRIFÁSICA, p.30

4.3 MOTOR ACIONADO COM INVERSOR CONVENCIONAL, p.34

4.4 MOTOR ACIONADO COM INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS, p.38

4.5 HARMÔNICOS DE TORQUE PRODUZIDOS POR UM INVERSOR
CONVENCIONAL, p.42

4.6 HARMÔNICOS DE TORQUE PRODUZIDOS POR UM INVERSOR DE TRÊS
NÍVEIS, p.44

5 COMPARAÇÃO DE RESULTADOS, p.45

6 CONCLUSÕES, p.47

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS, p.48

ANEXOS, p.50

LISTA DE FIGURAS

- Figura 1: Diagrama de Blocos de um Conversor CA-CA, p.4
- Figura 2: MOSFET (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas, p.4
- Figura 3: IGBT (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas, p.5
- Figura 4: GTO (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas, p.5
- Figura 5: SCR (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas, p.6
- Figura 6: Distribuição dos Componentes Semicondutores, p.6
- Figura 7: Inversor Trifásico Convencional com Seis Chaves, p.7
- Figura 8: Aproximação da Onda Senoidal, p.8
- Figura 9: Padrão de Chaveamento da Tensão e Corrente Resultante, p.9
- Figura 10: Modelo Elétrico do Motor de Indução, p.10
- Figura 11: Gráfico da Tensão x Frequência, p.11
- Figura 12: Gráfico do Torque x Frequência, p.11
- Figura 13: Gráfico da Compensação I_s x R_s , p.11
- Figura 14: Gráficos do Torque x Velocidade, Corrente x Velocidade e Região de Trabalho dos Inversores, p.13
- Figura 15: Gráfico do Torque x Velocidade para Diversas Frequências, p.14
- Figura 16: Inversor Multinível NPC (Sete Níveis), p.15
- Figura 17: Inversor Multinível em Cascata, p.15
- Figura 18: Topologia de um Inversor Híbrido, p.16
- Figura 19: Inversor de Três Níveis NPC, p.16
- Figura 20: Um Ramo do Inversor de Três Níveis, p.17
- Figura 21: Sequência de Chaveamento para Obter Tensão Alternada, p.18
- Figura 22: Tensão E_{u0} , p.19
- Figura 23: Estratégia de Chaveamento Sub-Harmônica para um Inversor de Três Níveis, p.20
- Figura 24: Estratégia de Modulação para um Inversor de Cinco Níveis, p.20

- Figura 25: Motor AC Alimentado por um Inversor NPC de Três Níveis, p.21
- Figura 26: Vetores Instantâneos num Inversor de Três Níveis, p.23
- Figura 27: Representação da Máquina Trifásica com Eixos **d** e **q**, p.25
- Figura 28: Modelagem Elétrica do Motor de Indução no Eixo **d**, p.27
- Figura 29: Modelagem Elétrica do Motor de Indução no Eixo **q**, p.27
- Figura 30: Representação do Motor e da Carga, p.28
- Figura 31: Parâmetros do Motor de Indução no SIMULINK®, p.30
- Figura 32: Simulação do Gerador de Tensão Senoidal Acionando um Motor de Indução, p.31
- Figura 33: Tensões Trifásicas do Gerador Senoidal, p.32
- Figura 34: Torque Eletromagnético, p.32
- Figura 35: Velocidade Angular do Rotor (rpm), p.33
- Figura 36: Torque e Densidade Espectral de Potência (PSD), p.33
- Figura 37: Simulação do Motor de Indução Acionado por um Inversor Convencional, p.34
- Figura 38: Geração das Ondas Triangulares, p.34
- Figura 39: Geração das Ondas Senoidais, p.35
- Figura 40: Geração das Tensões para os Inversores, p.35
- Figura 41: Bloco da Densidade Espectral de Potência (PSD), p.35
- Figura 42: Tensões de Linha Geradas pelo Inversor de Tensão, p.36
- Figura 43: Detalhe da Tensão de Linha Vab, p.36
- Figura 44: Torque Resultante no Motor, p.37
- Figura 45: Velocidade Angular no Rotor do Motor de Indução, p.37
- Figura 46 : Correntes no Rotor e no Estator do Motor de Indução, p.38
- Figura 47: Simulação do Motor de Indução Acionado por um Inversor de Três Níveis, p.39
- Figura 48: Gerador PWM para o Inversor de Três Níveis, p.39
- Figura 49: Circuito de Potência do Inversor de Três Níveis, p.40
- Figura 50: Tensões de Linha Geradas pelo Inversor de Três Níveis, p.40
- Figura 51: Detalhe da Tensão de Linha Vab, p.41
- Figura 52: Torque Resultante no Motor, p.41
- Figura 53: Velocidade Angular no Rotor do Motor de Indução, p.42
- Figura 54: Correntes no Rotor e no Estator do Motor de Indução, p.42
- Figura 55: Torque e PSD Produzidos por um Inversor Convencional, p.43
- Figura 56: Torque e PSD Produzidos por um Inversor de Três Níveis, p.44
- Figura 57: Comparativo dos PSD de Torque Originados pelos Inversores:, p.46

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Combinações de Chaves do Inversor NPC, p.17

Tabela 2: Definições dos Subscritos nos Eixos, p.26

Tabela 3: Parâmetros das Equações que Modelam a Máquina, p.27

Tabela 4: Dados do Motor de Indução, p.30

Tabela 5: Dados comparativos dos PSDs x frequência, p.46

RESUMO

O emprego de inversores de tensão de frequência variável, para alimentar principalmente motores de indução, é uma prática que progressivamente permitiu a substituição dos redutores mecânicos de velocidade. Esta prática, entretanto, levantou novos desafios e incertezas. Desde o ponto de vista elétrico, as pesquisas continuam no sentido de propor novas técnicas de controle dos inversores convencionais, assim como também propor novas configurações com o intuito de reduzir os efeitos negativos dos harmônicos de tensão e corrente na rede elétrica e na própria carga. Com isto em mente, alguns fabricantes de motores de indução oferecem unidades modificadas que visam reduzir os efeitos das correntes de alta frequência que circulam pelos rolamentos assim como também reduzir os efeitos das elevadas variações de tensão que superam os limites de isolamento dos condutores. Este trabalho, diferentemente, pretende contribuir com o objetivo de avaliar o efeito mecânico destes equipamentos sobre o rotor. Para isto foram efetuadas simulações numéricas mantendo a mesma condição de carga, comparando-se os efeitos de um inversor convencional com os produzidos por um inversor multinível de três níveis, promissor para aplicações de media e alta tensão.

ABSTRACT

The use of Variable Frequency Power Inverters, mainly those used with induction motors, is a practice that has progressively allowed the replacement of mechanical speed reducers. However, this practice has led to new challenges and uncertainties. From the electric point of view, research continues to propose new control techniques for conventional inverters and new configurations to reduce the negative effect of voltage and current harmonics over electrical systems and also on its load. For these reasons, some induction motors manufactures offer modified units aiming to reduce the high frequency currents through the bearings and also to reduce the high variation effect of voltage that overcome the isolation limits of conductors. This work intends to contribute to determining the mechanical effects of these equipments over the rotor. For this, for the same load conditions, numerical simulations were performed. The effects of a conventional inverter were compared with the effects of a three-level multilevel inverter, as it is a promissory device for high and medium voltage applications.

1 INTRODUÇÃO

A partir da revolução industrial, a necessidade de contar com diferentes velocidades de rotação a partir de uma única máquina foi solucionada de diferentes formas. Esta necessidade foi evoluindo passando pela solução rudimentar com freios, com a conseqüente perda de energia, até chegar ao emprego de engrenagens uma vez conhecido o princípio de potência constante ($\text{potência} = \text{torque} \times \text{velocidade}$). Em diversos processos industriais esta necessidade é solucionada de forma semi-automática com caixas redutoras. Em outras aplicações a inversão de velocidade também deve ser providenciada. Para isto também existe solução mecânica. Entretanto, as mudanças nas evoluções tecnológicas podem ser demoradas. Com o avanço da eletrônica, os acionamentos de controle de velocidade permitem hoje em dia comandar mudanças de velocidade de forma automática e no menor tempo possível. Apesar de suas vantagens, algumas questões continuam a serem levantadas. As pesquisas dentro do ponto de vista elétrico estão orientadas à redução de harmônicos de tensão e corrente, sendo que para isto, diferentes técnicas de controle dos inversores convencionais continuam sendo propostas, assim como novas configurações de circuitos de potência conhecidas como de multinível. Estas últimas possuem a vantagem de servirem para aplicações de média e alta tensão. Neste trabalho, diferente das pesquisas mencionadas, será apresentado um estudo inicial dos efeitos mecânicos destes equipamentos nos motores de indução, largamente utilizados em aplicações industriais.

Para isto, no capítulo 2 serão apresentados os conceitos básicos dos inversores do tipo convencional e de multinível.

No capítulo 3 serão apresentadas as modelagens elétrica e mecânica do motor de indução.

No capítulo 4 serão apresentados resultados de simulação, empregando o programa Matlab®, considerando um motor de indução alimentado por três tipos de fontes de tensão: um gerador trifásico senoidal, um inversor convencional, e de multinível.

No capítulo 5 serão comparados os harmônicos de torque produzidos no motor por cada uma das fontes de alimentação, e finalmente no capítulo 6 serão apresentadas as principais conclusões.

2 O INVERSOR DE TENSÃO

2.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Inversores são conversores que transformam energia elétrica de corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA) (RASHID, 1999). Quando se trata de inversores de tensão, a amplitude e a frequência podem ser controladas. A variação da tensão CA pode ser obtida de duas formas: (1) pela variação da amplitude de tensão de entrada CC, mantendo o padrão de chaveamento do inversor, ou (2) pela variação do chaveamento do inversor enquanto a tensão de entrada permanecer fixa (CUNHA, 2002).

Na Fig. 1 se mostra, em um diagrama de blocos, a estrutura de um conversor CA-CA, implementado com dispositivos eletrônicos, sendo composto de: um retificador (conversor CA-CC), implementado com diodos e/ou SCRs, um filtro, podendo ser composto de capacitores, indutores e até resistores e por fim, o bloco inversor que será descrito mais adiante. A carga trifásica pode ser um motor de indução e, nesse caso, variando a frequência da tensão de saída, pode-se variar diretamente a velocidade de rotação do motor (MASCHERONI, 2002).

A unidade Microprocessada permite controlar a amplitude e a frequência da tensão fundamental da saída, mudando os comandos de chaveamento tanto do retificador, se implementado com SCRs ou GTOs, como também do bloco inversor implementado com transistores bipolares, GTOs, MOSFETs ou IGBTs..

Na construção de inversores para aplicação em sistemas de potência, busca-se a síntese de tensões CA o mais próximo possível de ondas senoidais. Os inversores reais fornecem, entretanto, tensões CA com formas de ondas não ideais, ou seja, formas de ondas que apresentam distorções. Estas distorções representam componentes harmônicos que devem ser minimizados ou eliminados, pois estes harmônicos podem implicar em perdas. Isto se pode conseguir através de novos dispositivos semicondutores de potência, juntamente com técnicas de chaveamento sofisticadas.

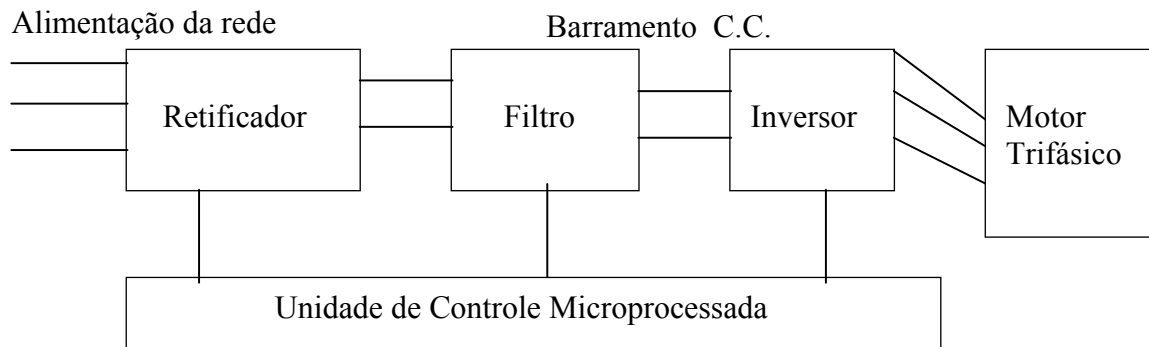


Figura 1: Diagrama de Blocos de um Conversor CA-CA.

Classificados como monofásicos ou trifásicos, os inversores são constituídos, em geral, por dispositivos semicondutores comutados pelo disparo e bloqueio controlados. Os dispositivos mais usados são: MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), GTO (*Gate Turn-off Thyristor*), SCR (*Silicon Controlled Rectifier*). Em seguida, são descritas algumas características relevantes destas chaves (MOHAN et al., 1999).

Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor –MOSFET

O MOSFET é um dispositivo controlado por tensão, isto é, uma fonte de tensão de valor específico deve ser aplicada entre os terminais *gate* (G) e *source* (S), para que ele permaneça no estado *ON* (conduzindo). Praticamente nenhuma corrente flui pelo *gate* nos intervalos de tempo fora da transição entre os estados *ON* e *OFF* e vice-versa. O símbolo para o *n*-MOSFET é mostrado na Figura 2 (a), e o seu funcionamento como uma chave ideal é mostrado na Figura 2 (b).

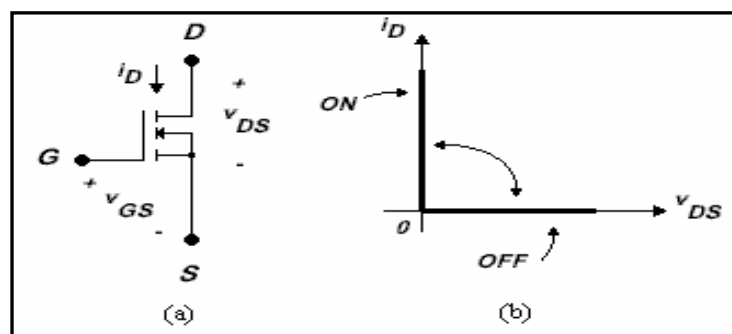


Figura 2: MOSFET (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas de Chaveamento

Insulated Gate Bipolar Transistor –IGBT

O IGBT tem controle similar ao do MOSFET, porém com a característica de alta capacidade de condução de corrente como no transistor bipolar. A Fig. 3 mostra os símbolos mais usuais do IGBT e sua característica de chaveamento. Entretanto, é importante ressaltar que atualmente existem IGBTs fabricados com diodos em antiparalelo, de tal forma que eles não possuem capacidade de bloqueio inverso. Nesse caso, são usados em geral com cargas indutivas.

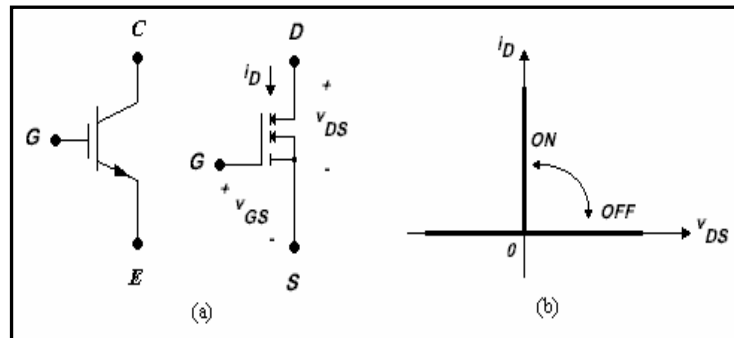


Figura 3: IGBT (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas de Chaveamento

Gate Turn-off Thyristor – GTO

Este dispositivo (Fig. 4), passa ao estado *ON* quando aplicada ao *gate* uma corrente de pequena duração, e permanece neste estado sem que nenhuma corrente mais seja aplicada a esta porta, desde que a corrente de anodo seja maior que zero. A transição ao estado *OFF* ocorrerá uma vez que uma tensão negativa seja aplicada entre o *gate* e o catodo, causando uma corrente negativa suficientemente grande a circular por esta porta.

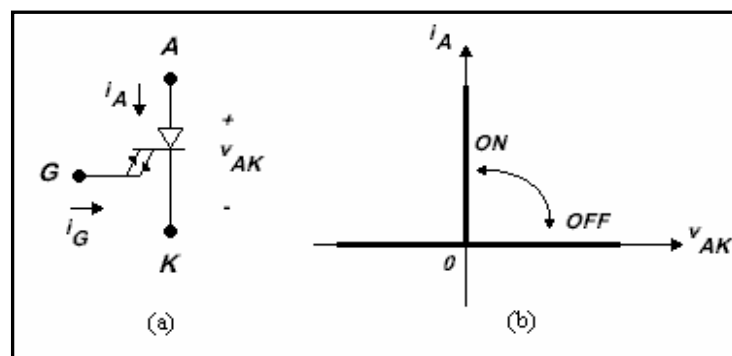


Figura 4: GTO (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas de Chaveamento

Silicon Controlled Rectifier- SCR

É um tipo de tiristor, geralmente operando na frequência da rede e é desligado por comutação natural (Fig. 5). O tempo de desligamento é da ordem de 50 a 100 μ s. Este é o mais adequado para aplicações de chaveamento com baixa velocidade e é também conhecido

como *thyristor conversor* (do inglês *converter thyristor*). Como um tiristor é basicamente um dispositivo controlado, feito de silício, ele também é conhecido como *Retificador Controlado de Silício* (RASHID, 1999).

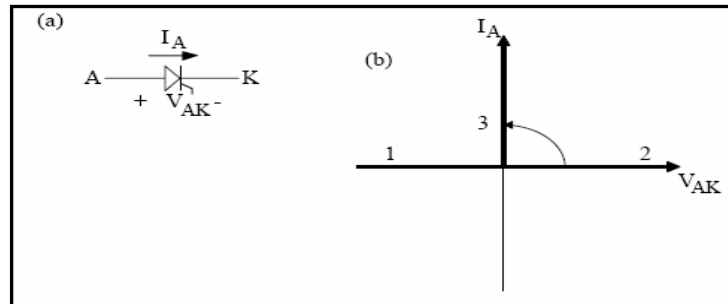


Figura 5: SCR (a) Símbolo, (b) Características Idealizadas de Chaveamento

Outros tipos de SCRs são utilizados em aplicações de chaveamento de alta velocidade com comutação forçada. Eles têm tempo de desligamento rápido, geralmente 5 a 50 μ s, dependendo da faixa de tensão. A queda de tensão direta em estado de condução varia aproximadamente como uma função inversa do tempo de desligamento. Este tipo de tiristor é também conhecido como tiristor inversor (do inglês *inverter thyristor*).

A Fig. 6 mostra uma distribuição dos componentes semicondutores, indicando limites aproximados de valores de tensão de bloqueio, corrente de condução e frequência de comutação. Obviamente estes limites evoluem com o desenvolvimento tecnológico e servem para a verificação, numa primeira aproximação, das faixas de potência em que cada componente pode ser utilizado (POMILIO, 2006).

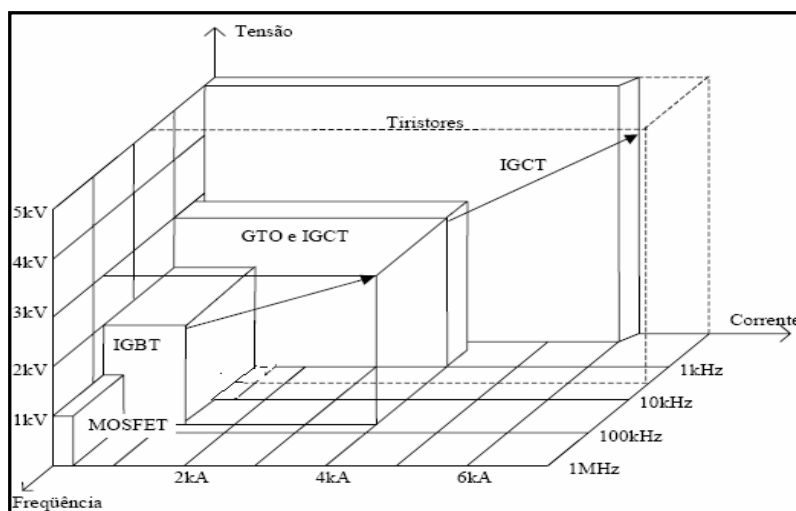


Figura 6: Distribuição dos Componentes Semicondutores

2.2 O INVERSOR CONVENCIONAL

Na Fig. 7 está mostrada a estrutura de um inversor convencional, composta de seis chaves semicondutoras (1,2,3,4,5 e 6).

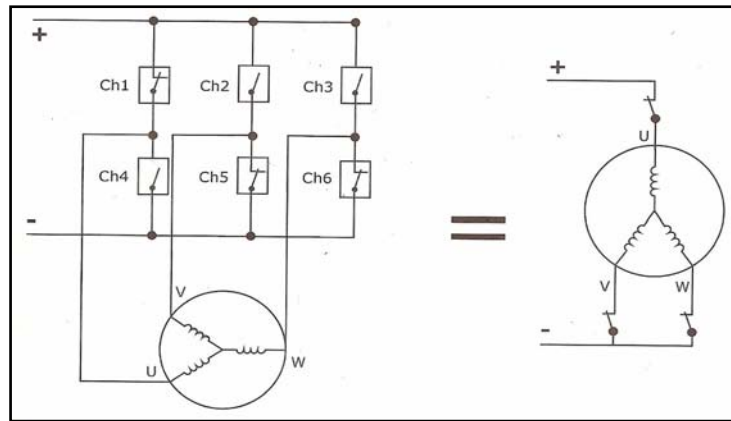


Figura 7: Inversor Trifásico Convencional com Seis Chaves

Para sintetizar uma tensão senoidal, as chaves semicondutoras são abertas ou fechadas seguindo um padrão de disparo que depende da estratégia de controle, podendo ser em malha aberta ou fechada.

2.2.1 Técnicas de Chaveamento

Dependendo da combinação das chaves abertas ou fechadas podem-se obter na saída do inversor, formas de ondas diferentes. Como já comentado, estas chaves são implementadas com diversos tipos de dispositivos semicondutores de potência.

A Fig. 8 mostra um exemplo simples de como pode ser aproximada uma tensão senoidal, utilizando-se um inversor convencional (Fig. 7). A linha cheia representa a onda gerada pela combinação dos seis estados possíveis das chaves. A onda tracejada serve como referência para identificar a aproximação mencionada.

Durante o primeiro estado as chaves 1, 5 e 6 estão fechadas e as chaves 2, 3 e 4 abertas. Assim no motor a tensão entre as fases U e V é positiva, entre as fases V e W é zero e entre as fases U e W é positiva, como representado na forma de onda. Nos cinco seguintes muda a combinação de chaves abertas e fechadas permanecendo o mesmo tipo de análise do primeiro estado. Pode-se deduzir também a partir da Fig. 8, que variando o tempo em que cada combinação de chaves permanece num determinado estado, pode-se variar a frequência da onda de saída.

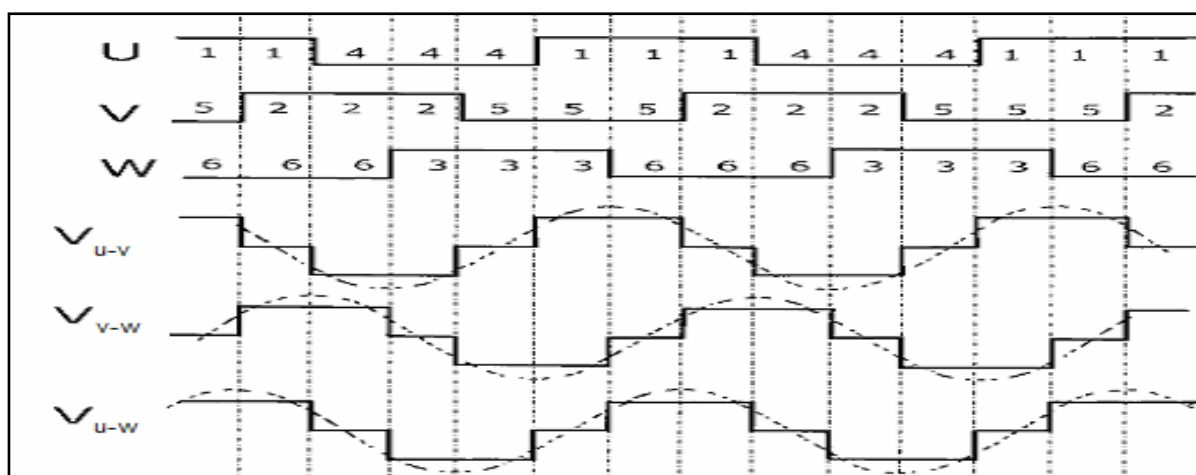


Figura 8: Aproximação da Onda Senoidal

Seguindo esta lógica, os inversores de frequência modernos utilizam para a combinação de abertura e fechamento das chaves uma técnica denominada 'PWM' (Pulse Width Modulation) ou Modulação por Largura de Pulsos (MASCHERONI, 2002). Esta técnica permite a geração de ondas de tensão de frequência variável cuja componente harmônica fundamental pode variar de 0 até 10kHz.

A título de exemplo, na Fig. 9 mostra-se o padrão de chaveamento da tensão e a corrente resultante numa fase do motor, quando se utiliza a técnica PWM.

Em muitas aplicações industriais, é sempre necessário controlar a tensão de saída de inversores (1) para resolver as variações da tensão CC de entrada, (2) para regulação de tensão de inversores e (3) para a manutenção da relação tensão/frequência constante. Existem várias técnicas para alterar o ganho do inversor. O método mais eficiente de controle do ganho e tensão de saída, consiste em incorporar o controle de modulação por largura de pulsos (PWM) dentro do inversor. As técnicas mais utilizadas são (RACHID, 1999):

- Modulação por largura de pulso único;
- Modulação por largura de pulsos múltiplos;
- Modulação por largura de pulsos senoidal;
- Modulação de largura de pulso senoidal modificada;
- Controle por deslocamento de fase.
- Vetorial

No controle através da modulação por largura de pulso único, existe somente um pulso por semiciclo e sua largura é variada para controlar a tensão de saída do inversor.

No controle por largura de pulsos múltiplos, o conteúdo harmônico pode ser reduzido pelo uso de muitos pulsos em cada semiciclo da tensão de saída.

Na modulação por largura de pulsos senoidal, conhecida como SPWM (termo em inglês que significa: Sinusoidal Pulse Width Modulation), em vez de manter a largura dos pulsos sempre a mesma, como no caso da modulação de pulsos múltiplos, a largura de cada pulso é variada em proporção à amplitude de uma onda senoidal, analisada no centro do mesmo pulso. O fator de distorção e os harmônicos de mais baixa ordem são reduzidos significativamente.

Na modulação por largura de pulso senoidal modificada conhecida como MSPWM (do inglês Modified Sinusoidal Pulse Width Modulation), a componente fundamental é aumentada e suas características harmônicas são melhoradas. Reduz-se o número de chaveamento dos dispositivos de potência e também as perdas por chaveamento.

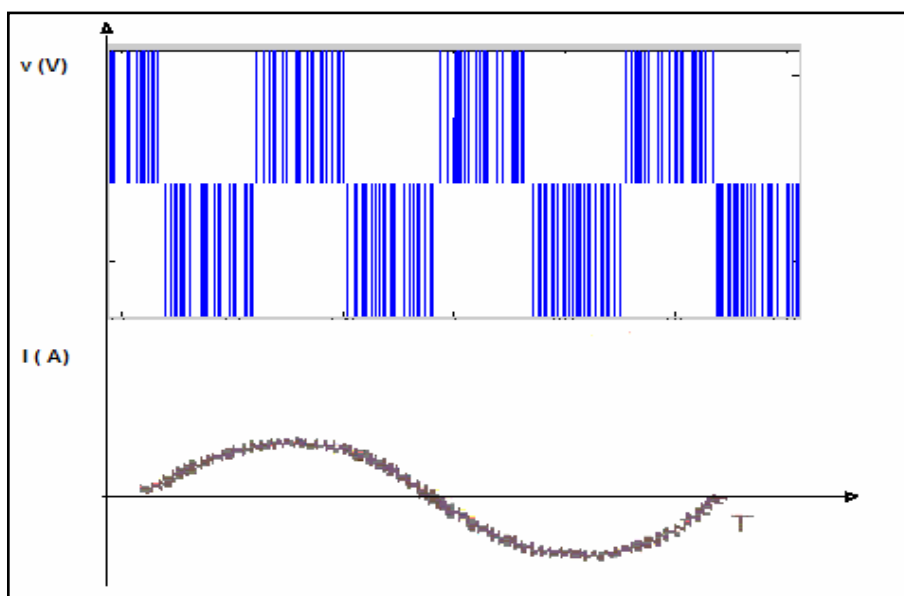


Figura 9: Padrão de Chaveamento da Tensão e Corrente Resultante

2.2.2 Métodos de Controle dos Inversores de Frequência no Acionamento de Motores de Indução

2.2.2.1 Controle Escalar

O funcionamento dos Inversores de Frequência com controle escalar, está baseado numa estratégia de comando denominada “V/f” constante, que mantém o fluxo do entreferro constante, igual ao nominal, para qualquer velocidade de funcionamento do motor.

Para explicar este método, considera-se um motor de indução trifásico. No seu modelo por fase, o bobinado do seu estator apresenta dois parâmetros característicos, um deles é sua resistência e o outro a sua indutância, cuja modelagem elétrica está apresentada na Fig. 10.

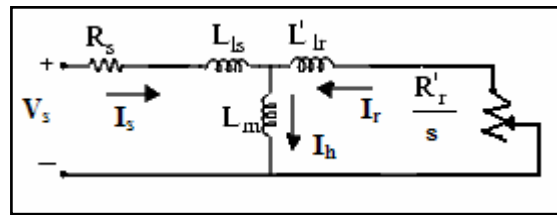


Figura 10: Modelo Elétrico do Motor de Indução em Regime Permanente

A resistência depende do tipo de material (cobre, alumínio) e do comprimento do fio com qual é realizado o bobinado. Já a indutância depende fundamentalmente da geometria (forma) do bobinado e da interação com o rotor. Fazendo uma análise pode-se dizer que a corrente que circulará pelo estator do motor será proporcional aos valores da resistência e da reatância indutiva que é dependente da indutância e da frequência.

Na prática, para valores de frequência acima de 30 Hz o valor da resistência R_s , e da indutância do estator L_{ls} , são muito pequenas quando comparadas com o valor da reatância indutiva no entreferro; desta maneira pode-se, nesta aproximação, desprezá-las e com isto $V_s = V_h$. Assim tem-se que o valor da corrente de magnetização I_h será proporcional à tensão de alimentação V_s , e inversamente proporcional à indutância de magnetização L_m e à frequência f . Considerando-se o valor da indutância L_m constante, na região de operação do motor, a tensão e a frequência são dois parâmetros que podem ser ‘controlados’ pelo Inversor de frequência. Assim, para manter a amplitude da corrente de magnetização constante, e variar a velocidade do motor de indução, tem-se que variar a frequência da tensão de alimentação, mantendo a relação “V/f” constante. Trata-se do Controle Escalar.

Numa situação real, acima da frequência nominal, (60 Hz), a tensão não pode continuar aumentando, pois já teria sido atingida a tensão da rede (Fig. 11). É assim que a partir deste ponto a corrente, e conseqüentemente o torque do motor, diminuirão devido ao incremento da reatância de magnetização X_{Lm} . Esta região é conhecida como região de enfraquecimento de campo. A Fig. 12, mostra o gráfico do torque máximo em função da frequência onde fica em evidência este comportamento (MASCHERONI, 2002).

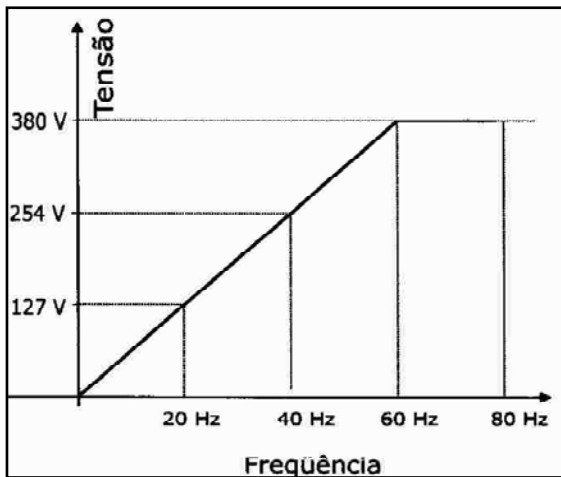


Figura 11: Gráfico da Tensão x Frequência

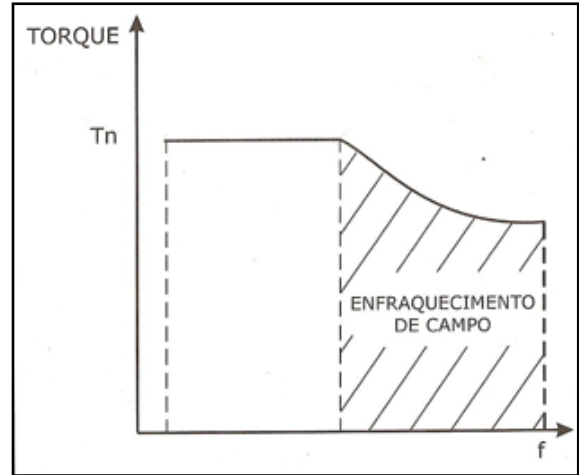


Figura 12: Gráfico do Torque x Frequência

Por outro lado, para valores de frequência abaixo de 30 Hz e considerando que L_s é muito menor que L_m , então têm-se:

$$V_s = V_h + R_s I_s \quad (2.1)$$

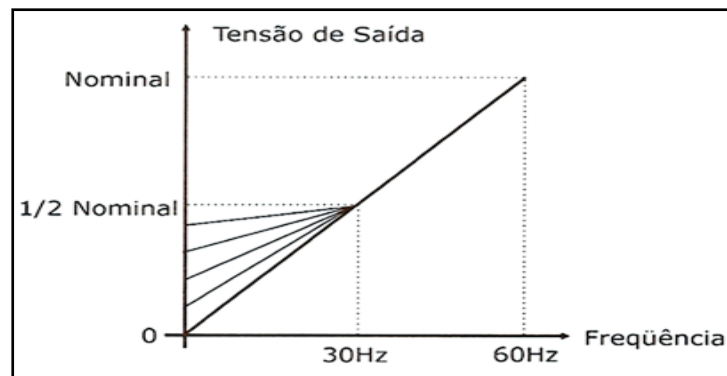
e com a reatância indutiva X_{Lm} dada por:

$$X_{Lm} = 2 \pi f L_m \quad (2.2)$$

a corrente I_h fica como:

$$I_h = V_s / (R_s^2 + X_{Lm}^2)^{1/2} \quad (2.3)$$

Nesse caso, a resistência R_s , que foi desprezado anteriormente, começa a ter influência no cálculo da corrente de magnetização. É assim que, para baixas frequências, mantendo-se a proporcionalidade entre a frequência e a tensão, a corrente de magnetização e conseqüentemente o torque do motor diminuem bastante. Para que isto seja evitado, a tensão do estator deve ser aumentada, através de um método chamado de compensação $I_s \times R_s$, conforme mostrado na Fig. 13, deste modo a tensão de partida é proporcional ao valor de R_s .

Figura 13: Gráfico da Compensação $I_s \times R_s$

Pode-se entender que o controle escalar em inversores de frequência é utilizado em aplicações que não requerem elevada dinâmica, nem elevada precisão no controle de torque. Um inversor com controle escalar pode controlar a velocidade de rotação do motor com uma precisão de até 0,5% da rotação nominal para sistemas sem variação de carga, e de 3% a 5% com variação de carga de 0 a 100% do torque nominal.

2.2.2.2 Controle Vetorial

Usado em aplicações que necessitam de respostas com alta performance dinâmica, precisão e regulação de velocidade, o motor elétrico deverá fornecer controle preciso de torque para uma grande faixa de operação.

Algumas vantagens do Inversor com Controle Vetorial

- Elevada precisão de regulação de velocidade ;
- Alta performance dinâmica;
- Controle de torque para aplicação de posição ou tração;
- Operação suave em baixa velocidade e sem oscilações de torque, mesmo variando a carga.

O circuito de potência do inversor de frequência vetorial não difere do inversor com controle escalar (V/f constante), sendo compostos dos mesmos blocos funcionais mais com estratégias diferentes. No caso escalar a referência de velocidade é usada como sinal para gerar os parâmetros de tensão e frequência apropriados e disparar os semicondutores de potência.

No inversor vetorial diferente do caso escalar, o modelo do motor de indução permite a utilização de técnicas de controle utilizadas com máquinas de corrente contínua. Para isso é feita uma transformação do modelo polifásico para um modelo bifásico cujos componentes ficam solidários com eixos referenciais girantes (**d-q**), como será mostrado no capítulo três. Nesse caso, são calculadas as correntes necessárias para a produção do torque requisitado pela máquina.

Na filosofia do controle vetorial, é possível tornar o fluxo do rotor da máquina dependente apenas da corrente de fase **d**, e apenas a corrente de fase **q** será responsável pela produção de torque. Em outras palavras trata-se de: *tornar a máquina de indução dinamicamente equivalente a uma máquina de corrente contínua com excitação separada* (ARAÚJO, 2006).

No controle vetorial direto, utiliza-se o fluxo do rotor para determinar o alinhamento adequado dos eixos **d** e **q** com desacoplamento entre o torque e fluxo. Para obter o fluxo de uma máquina com rotor em gaiola de esquilo, podem-se introduzir sensores no entreferro da máquina, ou estimá-lo.

O controle vetorial indireto consiste em calcular o escorregamento do fluxo magnético do rotor a ser aplicado na máquina para garantir o desacoplamento entre torque e fluxo. Este cálculo é baseado em parâmetros da máquina (SANTISTEBAN et al., 2001).

2.2.2.3 Acionamentos de Motores de Indução com Inversores

As curvas características de corrente x velocidade e torque x velocidade do motor de indução, na frequência nominal, acusam a partir de um torque equivalente a 150% do nominal (área de trabalho intermitente), que as duas curvas apresentam o mesmo comportamento, o que significa que torque e velocidade têm um comportamento linear com a corrente.

Os inversores de frequência trabalham exclusivamente na região indicada entre as linhas verticais (região de atuação) da Fig. 14 (MASCHERONI, 2000).

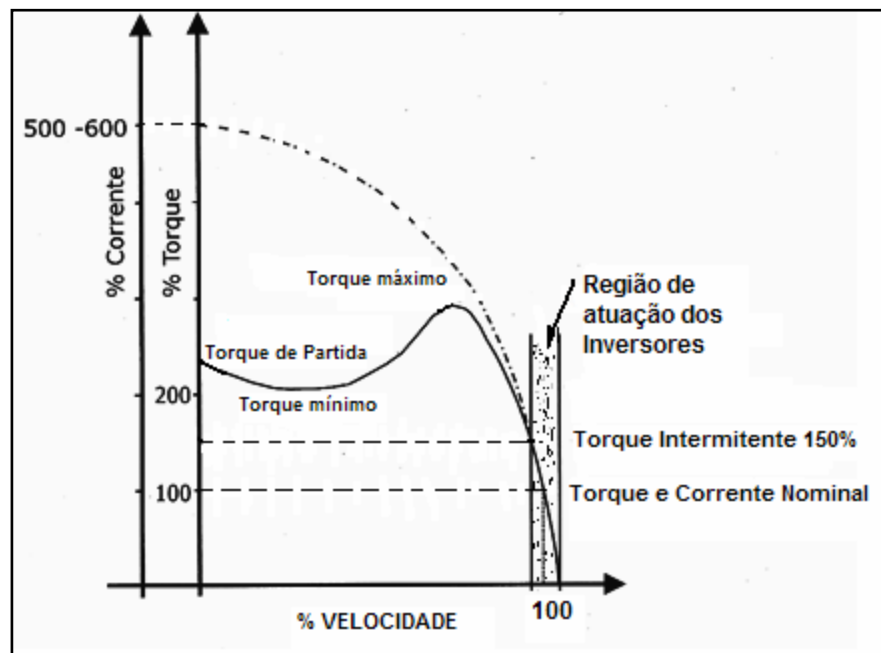


Figura 14 : Gráficos do Torque x Velocidade, Corrente x Velocidade e Região de Trabalho dos Inversores

Na Fig. 15 é mostrado um conjunto de curvas que representam as regiões de operação de um motor de indução acionado por um inversor com a técnica escalar (MASCHERONI, 2000). As frequências de operação variam de 30 Hz a 90 Hz.

Em 60 Hz podemos observar na Fig. 15, que coincide com a resposta de um motor acionado pela rede. O motor observado é um motor de quatro pólos, sendo sua velocidade síncrona de 1800 rpm e a velocidade de eixo 1750 rpm. Observa-se que existe uma diferença de 50 rpm, que vem a ser o escorregamento.

Pode-se verificar que para uma frequência de alimentação de 30 Hz a velocidade síncrona será de 900 rpm, e que para torque nominal o escorregamento será o equivalente a 50 rpm e a velocidade será de 850 rpm.

Observa-se que quando se diminui a frequência pela metade, a velocidade síncrona também cai pela metade, porém o escorregamento sempre será o mesmo.

Uma outra característica importante do acionamento de motores com inversores é que a corrente de partida pode ser controlada, e que alimentando um motor a partir de 4 ou 5 Hz podemos obter um torque de 150% do nominal, o que é suficiente para acionar qualquer carga.

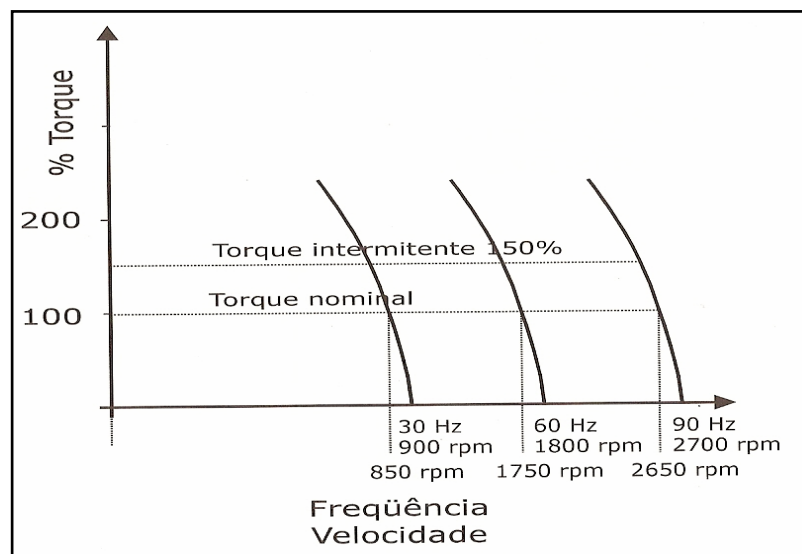


Figura 15: Gráfico do Torque x Velocidade para Diversas Frequências

2.3 O INVERSOR MULTINÍVEL

Os inversores multiníveis são normalmente utilizados em aplicações de altas potências, devido às suas condições de operar em tensões altas produzindo baixos níveis de componentes harmônicos nas saídas chaveadas (MACGRATH et al., 2000)

Duas topologias conhecidas são empregadas. A primeira é a Neutral Point Clamped (NPC), apresentada na Fig. 16, e a segunda é a de Cascata (Cascaded inverters), mostrada na Fig. 17. O inversor NPC usa uma série de capacitores para subdividir as tensões CC, nas diversas tensões requeridas, e cada fase de saída pode ser chaveada para qualquer um desses níveis. Em comparação a topologia de inversores em Cascata usam as conexões séries de um número de inversores de pontes completas para construir cada braço de fase multinível.

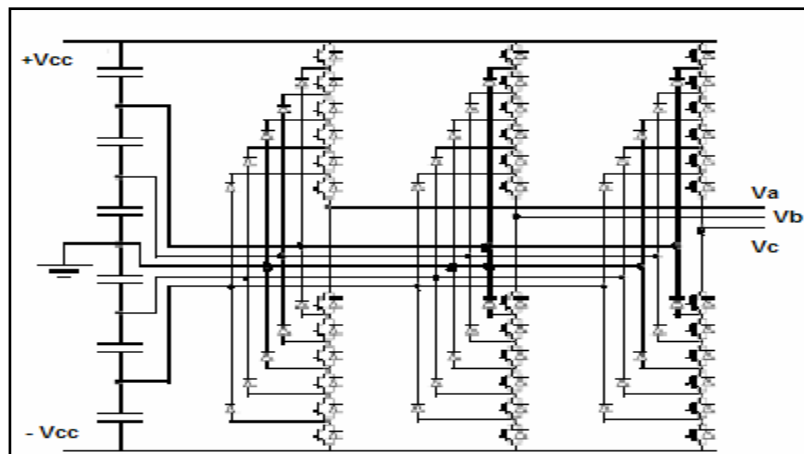


Figura 16 – Inversor Multinível NPC (Sete Níveis)

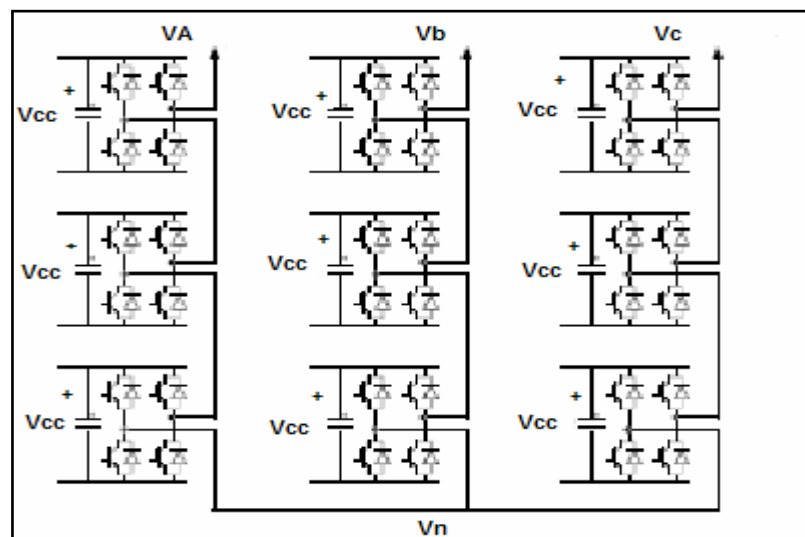


Figura 17: Inversor Multinível em Cascata

A principal desvantagem deste último processo é que cada inversor em ponte completa requer para si uma fonte isolada de CC, que é geralmente completada usando um transformador de muitas divisões de baixa frequência ou conversor de alta frequência CC para CC. A necessidade do uso das fontes CC tem em geral restringido o uso dos inversores em Cascata para operações em altas potências onde muitos níveis de tensão de saída são exigidos.

Recentemente, foi proposta uma nova topologia derivada da estrutura em Cascata, denominada inversores Híbridos, onde os inversores em cascata série possuem diferentes barramentos internos de tensões CC, usando diferentes dispositivos de chaveamentos (IGBT's e GTO's), e são modulados de forma independente.

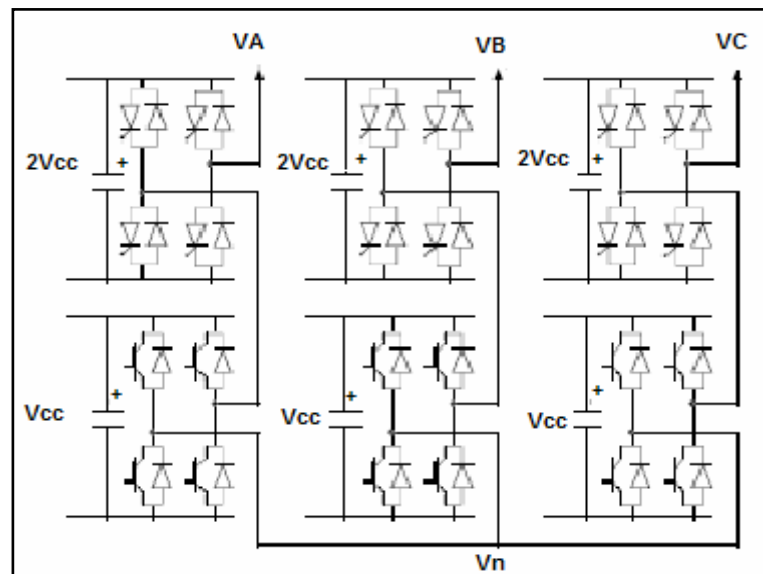


Figura 18: Topologia de um Inversor Híbrido

2.3.1 O Inversor de Três Níveis

O inversor de três níveis proposto baseia-se na topologia NPC, e é basicamente composto conforme a Fig. 19. O inversor possui saída trifásica e cada ramo é constituído por quatro chaves controláveis (IGBT's).

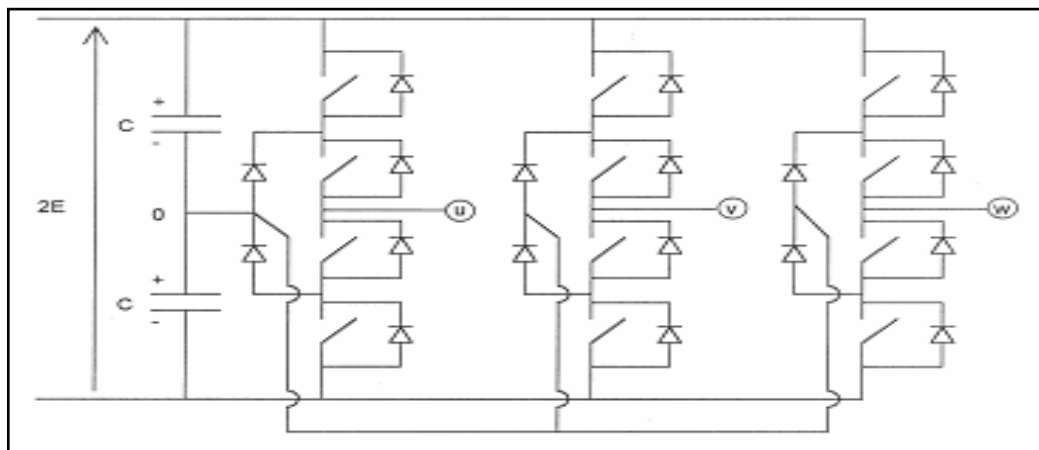


Figura 19: Inversor de Três Níveis NPC

2.3.2 Princípio de Operação

Consideremos um ramo do inversor como mostrado na Fig. 20, assumindo que a tensão nos capacitores é invariável com a carga e considerando a tensão no ponto “u” em relação ao potencial do ponto 0, existirão três níveis de tensão (+E, 0, -E).

Considerando uma carga resistiva trifásica, podemos obter o potencial +E com as chaves SW1 e SW2 fechadas, enquanto SW3 e SW4 permanecem abertas.

O potencial 0 é obtido fechando as chaves SW2 e SW3, enquanto SW1 e SW4 ficam abertas.

Por final, para se obter o potencial $-E$, as chaves SW3 e SW4 ficam fechadas enquanto SW1 e SW2 permanecem abertas.

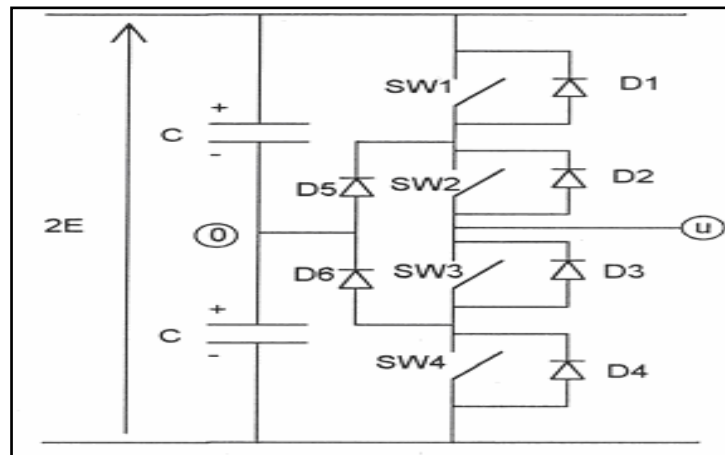


Figura 20: Um Ramo do Inversor de Três Níveis

As combinações citadas ficam resumidas na tabela 1, onde o estado fechado corresponde ao nível lógico 1, e o estado aberto corresponde ao nível 0.

Potencial	SW1	SW2	SW3	SW4
+ E	1	1	0	0
0	0	1	1	0
- E	0	0	1	1

Tabela 1 – Combinações de Chaves no Inversor NPC

Para sintetizar uma tensão senoidal, a estratégia de chaveamento consiste em alternar as tensões 0 e $+E$, quando o valor referencial é positivo, e alternar entre $-E$ e 0 quando o valor for negativo.

Para alternar entre 0 e $+E$, SW2 permanece fechada e SW4 aberta, enquanto SW1 e SW3 comutam complementando como deduzido na tabela 1. De forma análoga, para alternar entre $-E$ e 0, SW3 permanece fechada e SW1 aberta, enquanto SW2 e SW4 comutam em complementação.

Na Fig. 21, podemos observar um exemplo de seqüência de chaveamentos para a obtenção de uma tensão alternada entre os pontos **u** e **0** (**Eu0**). Os quatro primeiros gráficos representam os estados ligado e desligado das chaves SW1, SW2, SW3 e SW4, e o quinto gráfico representa a tensão entre os pontos **u** e **0**.

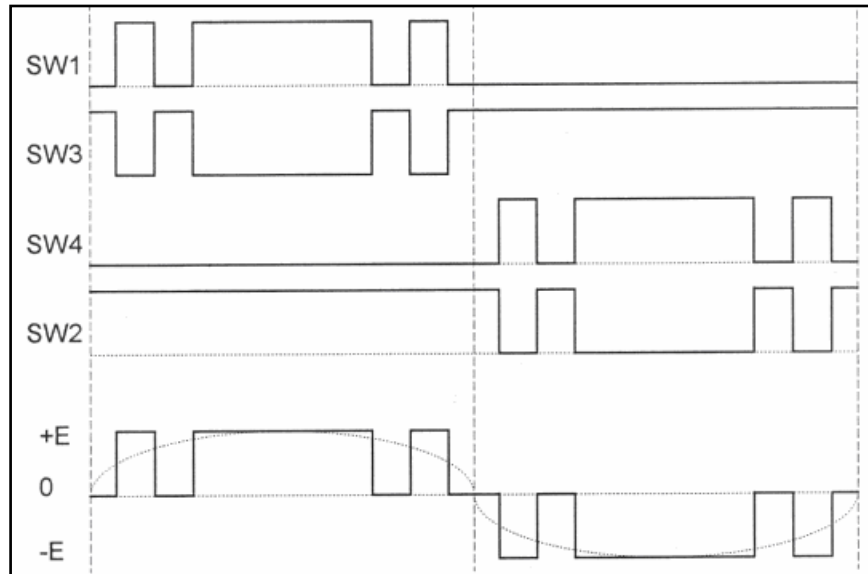


Figura 21: Seqüência de Chaveamento para Obter Tensão Alternada

Numa aplicação real, a carga do inversor possui características indutivas (motor elétrico), então a corrente que circula pelo ponto “u” não decai instantaneamente após uma chave em condução ser aberta. Neste instante, os diodos D1, D2, D3 e D4, derivam a corrente ao potencial positivo ou negativo do inversor dependendo da direção previa da corrente. É preciso notar que a comutação entre uma chave e outra, sempre segue a seqüência de abrir a chave que esteja em condução e só depois fechar a próxima chave. Esta seqüência, que inclui um “tempo morto” é necessária para não provocar um curto circuito entre o ponto 0 e o potencial +E ou -E.

2.3.3 Técnicas de Chaveamento

2.3.3.1 Eliminação Seletiva de Harmônicos

Com esta técnica os instantes de chaveamento que dão origem à tensão E_{u0} , mostrados na Fig. 22, são determinados a partir da análise dos coeficientes de expansão em série de Fourier desta tensão sintetizada. Um conjunto de equações é resolvido de tal maneira que os coeficientes das componentes harmônicas a serem eliminados, sejam nulos. O número de coeficientes é igual ao número de pulsos positivos ou negativos em cada semiciclo da tensão de saída.

Conforme artigo em NABAE et al. (1981), são propostas as eliminações do quinto e sétimo harmônicos, empregando três pulsos e, ainda do décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos, empregando cinco pulsos, e do décimo sétimo e décimo nono harmônicos

empregando onze pulsos, este último para aplicações de driver operando na região de baixas velocidades.

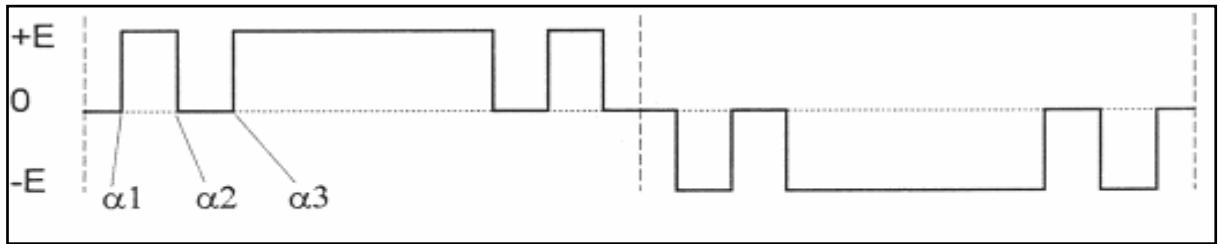


Figura 22: Tensão **E_{u0}**

2.3.3.2 Senoidal ou Sub-harmônica

Esta técnica emprega portadoras triangulares com frequência muito maior à da tensão à sintetizar. Quando as portadoras têm uma frequência igual a um múltiplo inteiro da frequência a sintetizar, então se diz que a modulação é “síncrona”. Neste mesmo instante, existem duas variantes de modulação. A primeira emprega uma única portadora e três referências senoidais defasadas de 120° , denominadas de “modulação monofásica”, e a segunda emprega três portadoras, uma por cada sinal senoidal modulador, denominada de “modulação trifásica”.

Para um inversor de três níveis com modulação síncrona, existem duas alternativas de modulação como apresentado na Fig. 23. A portadora superior comanda o disparo das chaves SW1 e SW3 (Fig. 21), enquanto a portadora inferior comanda os disparos das chaves SW2 e SW4. Na Fig. 23(a) as portadoras triangulares estão em fase, enquanto na Fig. 23(b) as portadoras estão em contrafase.

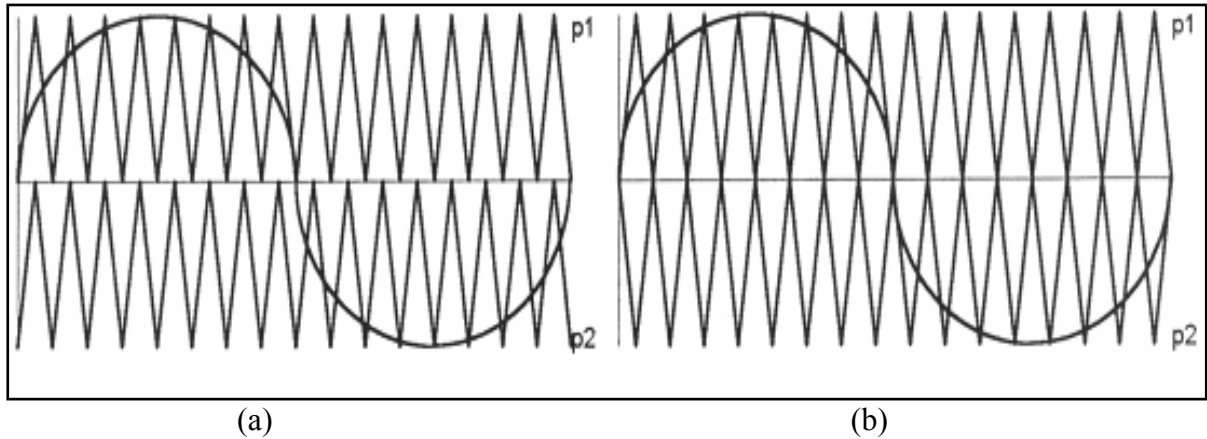


Figura 23: Estratégia de Chaveamento Sub-Harmônica para um Inversor de Três Níveis

Conforme demonstrado no artigo de (MARCHESONI et al., 1990), são comparadas de forma generalizadas, três estratégias de sintetização de uma tensão senoidal para um inversor de “n” níveis ímpares, que empregam “n-1” portadoras triangulares, com o representado na Fig. 24.

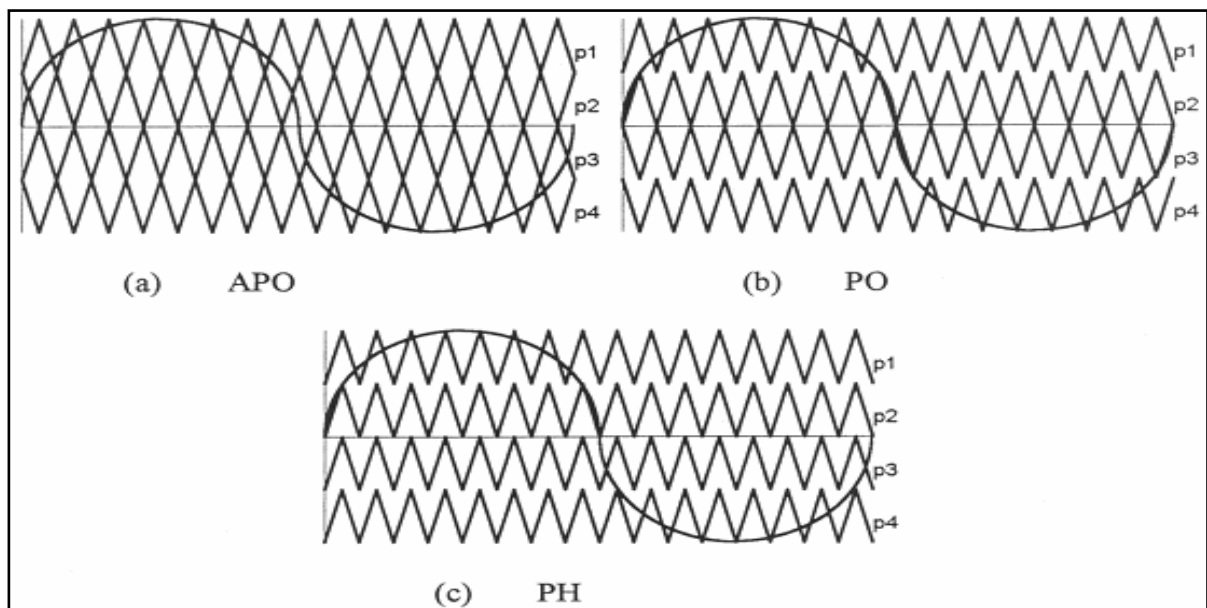


Figura 24: Estratégias de Modulação para um Inversor de Cinco Níveis

A proposta (a), denominada APO (Alternatively In Opposition), caracteriza-se por suas portadoras dispostas alternadamente em contrafase. A proposta (b), denominada PO (In Opposition), caracteriza-se por suas portadoras positivas em fase e em contrafase nas portadoras negativas. Por final a proposta (c), denominada PH (In Phase), apresenta todas as suas portadoras em fase.

2.3.3.3 Vetorial

Nesta técnica, a tensão trifásica é tratada como uma quantidade vetorial, formada pela combinação linear das tensões de fase fornecidas à carga. Este tratamento permite sintetizar o fluxo girante de uma máquina, como se fosse alimentada com tensões senoidais defasadas de 120°. As combinações de estados de todas as chaves do inversor, definem vetores elementares, que multiplexados no tempo, podem sintetizar qualquer outro vetor de referência. Esta síntese apresenta várias alternativas de combinações, as quais são escolhidas para minimizar as variações do potencial do ponto neutro.

As abordagens vetoriais podem ser compreendidas observando a Fig. 25, onde é mostrado um inversor de três níveis alimentando um motor trifásico.

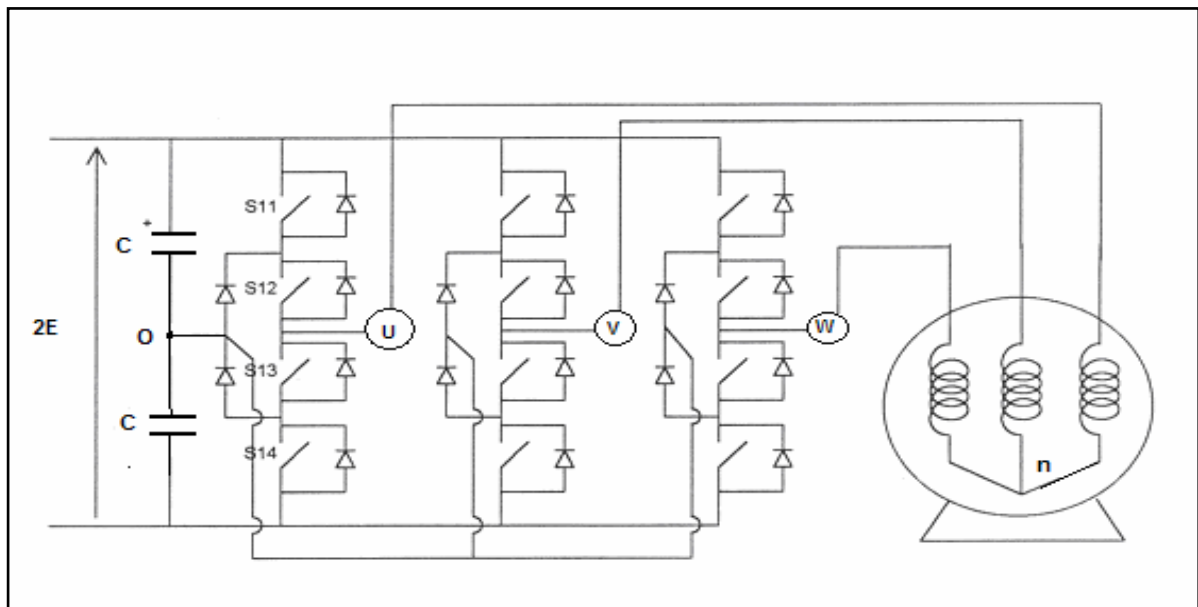


Figura 25: Motor AC Alimentado por um Inversor NPC de Três Níveis

Neste circuito cumprem-se as seguintes relações entre tensões :

$$\mathbf{Eu0} = \mathbf{Eun} + \mathbf{En0} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{Ev0} = \mathbf{Evn} + \mathbf{En0} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{Ew0} = \mathbf{Ewn} + \mathbf{En0} \quad (2.6)$$

Visto que se deseja impor tensões balanceadas :

$$\mathbf{Eun} + \mathbf{Evn} + \mathbf{Ewn} = 0 \quad (2.7)$$

Com isto, tem-se:

$$\mathbf{En0} = (\mathbf{Eu0} + \mathbf{Ev0} + \mathbf{Ew0}) \quad (2.8)$$

E as tensões fase-neutro ficam assim:

$$\mathbf{E}_{un} = 1/3 \{ 2 \mathbf{E}_{u0} - (\mathbf{E}_{u0} + \mathbf{E}_{w0}) \} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{E}_{vn} = 1/3 \{ 2 \mathbf{E}_{v0} - (\mathbf{E}_{u0} + \mathbf{E}_{w0}) \} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{E}_{wn} = 1/3 \{ 2 \mathbf{E}_{w0} - (\mathbf{E}_{u0} + \mathbf{E}_{v0}) \} \quad (2.11)$$

As tensões $\mathbf{E}_{u0}$, $\mathbf{E}_{v0}$ e $\mathbf{E}_{w0}$ podem alternar-se entre as tensões $+\mathbf{E}$, 0 e $-\mathbf{E}$.

Sendo assim serão possíveis Até 27 combinações para se obter as tensões por fase. Entretanto somente existem 19 tensões diferentes entre elas, dado que 8 combinações repetem as mesmas tensões fase-neutro.

Pode-se citar por exemplo, as combinações $(\mathbf{E}, -\mathbf{E}, \mathbf{E})$ e $(\mathbf{E}, \mathbf{E}, -\mathbf{E})$, que formam a mesma tensão fase – neutro $\mathbf{E}_{un}$:

$$\mathbf{E}_{un} = 2/3 \mathbf{E} \quad (2.12)$$

A representação vetorial é definida como:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{un} + \mathbf{E}_{vn} e^{j2\pi/3} + \mathbf{E}_{wn} e^{j4\pi/3} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_d + j \mathbf{E}_q \quad (2.14)$$

Substituindo as expressões das tensões fase-neutro, chega-se a:

$$\mathbf{E}_d = \frac{\mathbf{E}_{u0} - (\mathbf{E}_{v0} + \mathbf{E}_{w0})}{2} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{E}_q = \sqrt{3}/2 (\mathbf{E}_{v0} - \mathbf{E}_{w0}) \quad (2.16)$$

Neste caso, também existem 28 combinações possíveis das tensões $\mathbf{E}_{u0}$, $\mathbf{E}_{v0}$ e $\mathbf{E}_{w0}$, mas 8 delas repetem os mesmos vetores.

Como exemplo as combinações $(0, 0, \mathbf{E})$ e $(0, 0, -\mathbf{E})$, geram as mesmas componentes do mesmo vetor. As oito combinações redundantes podem ser empregadas basicamente para minimizar a frequência de chaveamento, minimizar o conteúdo harmónico das correntes da carga, e controlar o potencial do ponto neutro do inversor, (KAKU et al., 1995).

Na Fig. 26 pode-se observar no plano “ $\mathbf{d-q}$ ”, o conjunto de todos os vetores instantâneos possíveis de serem implementados com $\mathbf{E} = 1$. Na mesma figura, é representado um vetor genérico “ $\mathbf{E}$ ”, o qual poderá ser sintetizado como uma combinação ponderada de vetores instantâneos.

Os vetores $\mathbf{v}_1$, $\mathbf{v}_2$ e $\mathbf{v}_3$, podem ser combinados de tal forma a satisfazer a equação:

$$\mathbf{v}_1 T_1 + \mathbf{v}_2 T_2 + \mathbf{v}_3 T_3 = (\mathbf{E}) T \quad (2.17)$$

$$T_1 + T_2 + T_3 = T ; \quad (2.18)$$

Onde $\mathbf{E}$ é o vetor referência:

$$\mathbf{E} = |\mathbf{E}| e^{j\omega t} \quad (2.19)$$

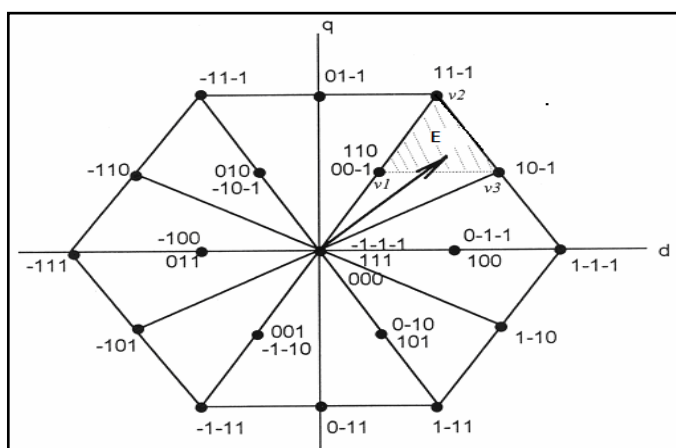


Figura 26 : Vetores Instantâneos num Inversor de Três Níveis

2.3.3.4 Controle do Potencial do Ponto Neutro

A estrutura NPC assume que o potencial do ponto neutro (ponto **0** na figura 25) se mantém constante, assumindo que as tensões sob os capacitores de entrada são exatamente iguais. Na verdade, este ponto tende a variar seu potencial devido ao fato de circular uma corrente positiva ou negativa em função da sequência de chaveamento aplicada em cada instante de tempo.

Os trabalhos iniciais com este tipo de estrutura super dimensionam os valores dos capacitores de entrada com o propósito de minimizar estas variações de potencial.

Com a demanda de maiores potências, diversas técnicas têm sido propostas usando as diversas estratégias de chaveamento anteriormente comentadas.

Assim com a técnica de eliminação seletiva de harmônicos, a estratégia mais conhecida é somar uma referência de tensão comum para todas as referências de tensão de cada uma das fases do inversor. Isto é o mesmo que adicionar uma componente de sequência zero à tensão de saída.

Em SHIMANE et al. (1995), é descrito o emprego desta técnica com um inversor que alimenta um motor com carga indutiva.

Em MATSUI et al. (1995), é mostrado o uso de um inversor NPC de três níveis com compensador estático, sendo ao mesmo tempo proposto uma estratégia de controle do potencial do ponto neutro para esta aplicação específica.

No artigo (ROJAS et al., 1995), existe uma abordagem vetorial com diversas combinações de chaveamento que permite sintetizar um vetor.

3 O MOTOR DE INDUÇÃO

3.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O motor de indução é o tipo de motor elétrico mais usado e difundido, tanto para motorização de sistemas, quanto para processos industriais. Entre suas principais vantagens têm-se a eliminação dos atritos dos contatos elétricos deslizantes, se comparado com um motor de corrente contínua, e uma construção bastante simples. Os motores de indução são fabricados para uma grande variedade de aplicações, desde alguns watts até muitos megawatts de potência (LEONHARD, 1985). Além da robustez em termos operacionais, proporcionam vantagens econômicas na aquisição e na manutenção.

Mesmo com essas vantagens, os motores de indução não tinham muita importância até alguns anos atrás, quando se levava em consideração aplicações com velocidades variáveis, pois tentativas nesse sentido necessitavam de equipamentos adicionais, ou sofriam enormes perdas de potência (CAD, 2000). Embora fossem investigados os problemas da eficácia de controlar a velocidade dos motores de indução durante muitos anos, todas as soluções realizadas até alguns anos atrás eram complicadas e/ou caras. Uma primeira solução foi obtida com relação às técnicas de modelagem, com o propósito de obter um conjunto de equações dinâmicas mais simples voltadas para uso em controle, porém sua implementação exigia grande esforço computacional, e os conversores de potência eram de desempenho insatisfatório. Somente com o advento da tecnologia de semicondutores é que puderam ser construídos conversores estáticos de frequência variável, que associados e acionados por microprocessadores, e mais tarde por microcontroladores de alto desempenho possibilitaram a construção de servossistemas com motores de indução a baixo custo.

Em relação à modelagem, a máquina de indução é particularmente complexa se comparada como a máquina síncrona ou com a máquina de corrente contínua. Contudo, em regime permanente, o modelo da máquina de indução é equivalente ao de um transformador clássico, e não poderia ser de outra forma pois o princípio de operação fundamental é o

mesmo: a indução magnética. Já para o caso de analisar a máquina em regime transitório, todas as indutâncias e forças contraeletromotrizes envolvidas na interação dos campos magnéticos do estator e rotor, devem ser consideradas. Considerando uma máquina trifásica, para facilitar a análise, visto o elevado número de indutâncias próprias e mútuas, foram desenvolvidas diversas técnicas de transformação (KRAUSE, 1995); (ADKINS et al. , 1978).

Trabalhos mais recentes mostram que os usos de vetores espaciais apresentam um modelo satisfatório em termos de compactação (LEONHARD, 1985). Estes avanços facilitaram a implementação de programas sofisticados, capazes de controlar de forma efetiva o torque gerado pelas máquinas de indução.

Neste trabalho, para a modelagem, será considerado um motor de indução trifásico, que após transformação fica representado por uma máquina equivalente de duas fases solidárias com os eixos diretos (**d**) e quadratura (**q**) estacionários (KRAUSE, 1995).

Com o auxílio do software Matlab –Simulink® (ONG, 1998); (HANSELMAN, 2003), serão simulados três tipos de sistemas constituídos por uma fonte de alimentação e o motor acima mencionado, a primeira fonte trata-se de um gerador trifásico senoidal, a segunda é um inversor convencional e a terceira um inversor multinível de três níveis. Os resultados obtidos serão comparados de forma gráfica nos capítulos posteriores.

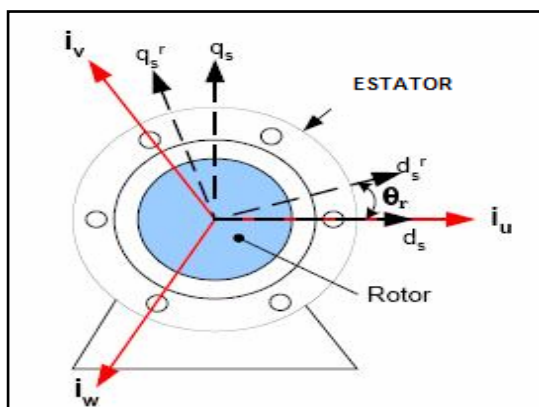


Figura 27 – Representação da Máquina Trifásica com Eixos **d** e **q**

Na Fig. 27 são mostradas duas representações de eixos **d-q** de um motor de indução. A notação d_s - q_s representam os eixos diretos e de quadratura de um marco referencial solidário com o estator ou estacionário, e d_s^r - q_s^r , representam eixos solidários com o rotor ou eixos girantes na velocidade do rotor.

A parte elétrica da máquina é representada por um conjunto de quatro equações, duas para o estator e duas para o rotor. Todas as variáveis e parâmetros são referidos ao estator.

Admite-se que as tensões de alimentação são equilibradas. A parte mecânica é representada por um sistema de segunda ordem.

3.2 MODELAGEM ELÉTRICA DO MOTOR DE INDUÇÃO

O equacionamento do motor de indução pode ser descrito diretamente com base em um sistema de coordenadas trifásicas. Entretanto, de forma a simplificar o modelo, a representação é feita em coordenadas bifásicas (FERRREIRA, 2004).

As transformações tradicionalmente usadas para realizar essa mudança de coordenadas são a transformação de Clarke ($\alpha \ \beta \ 0$), e a transformação de Park ($q \ d \ 0$). No caso desse estudo, será empregada a transformada de Park.

A transformada de Park realiza mudança do sistema de coordenadas trifásicas para bifásica, caracterizando por preservar a amplitude, a frequência e o número de pólos.

As equações elétricas obtidas a partir da transformada de Park são:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \quad (3.1)$$

A equação (3.1), representa a tensão do estator no eixo q.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \quad (3.2)$$

A equação (3.2), representa a tensão do estator no eixo d.

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \phi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \phi'_{dr} \quad (3.3)$$

A equação (3.3), representa a tensão do rotor no eixo q.

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \phi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \phi'_{qr} \quad (3.4)$$

A equação (3.4), representa a tensão do rotor no eixo d.

$$T_e = 1.5p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (3.5)$$

A equação (3.5), representa o torque eletromagnético.

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr} \quad (3.6)$$

A equação (3.6), representa o enlace de fluxo do estator no eixo q.

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr} \quad (3.7)$$

A equação (3.7), representa o enlace de fluxo do estator no eixo d.

$$\phi'_{qr} = L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3.8)$$

A equação (3.8), representa o enlace de fluxo do rotor no eixo q.

$$\phi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3.9)$$

A equação (3.9), representa o enlace de fluxo do rotor no eixo d.

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.10)$$

A equação (3.10), representa a indutância presente no estator.

$$L'_r = L'_{lr} + L_m \quad (3.11)$$

A equação (3.11), representa a indutância presente no rotor.

Os subscritos usados são definidos na tabela 2 :

<i>Subscrito</i>	<i>Definição</i>
d	Quantidade do eixo d
q	Quantidade do eixo q
r	Quantidade do Rotor
s	Quantidade do Estator
l	Dispersão
m	Magnetização

Tabela 2: Definições dos Subscritos nos Eixos

As equações elétricas acima descritas, obtidas após transformação, levam às representações mostradas nas Figs. 28 e 29.

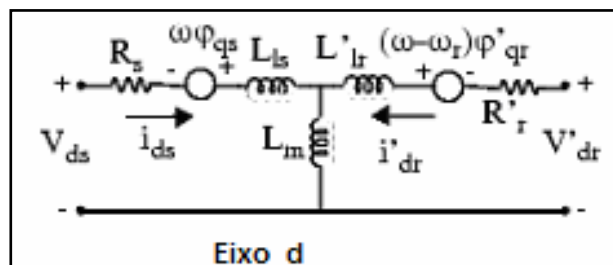


Figura 28: Modelagem Elétrica do Motor de Indução no Eixo **d**

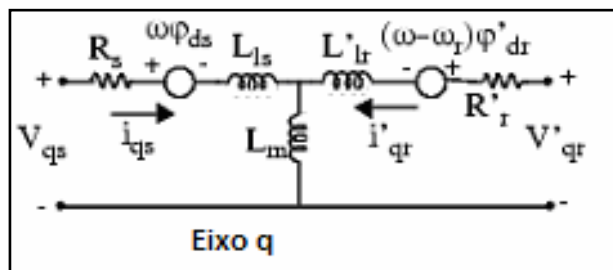


Figura 29: Modelagem Elétrica do Motor de Indução no Eixo **q**

Os parâmetros da Máquina de Indução estão definidos na tabela 3, onde todas as grandezas são referidas ao estator.

<i>Parâmetros</i>	<i>Definição</i>
R_s, L_{is}	Resistência do Estator e Indutância de dispersão
R'_r, L'_{lr}	Resistência do Rotor e Indutância de dispersão
L_m	Indutância de Magnetização
L_s, L'_r	Indutâncias do Estator e do Rotor refletida ao estator
V_{qs}, i_{qs}	Tensão e Corrente do Estator no eixo q
V'_{qr}, i'_{qr}	Tensão e Corrente do Rotor no eixo q
V_{ds}, i_{ds}	Tensão e Corrente do Estator no eixo d
V'_{dr}, i'_{dr}	Tensão e Corrente do Rotor no eixo d
Φ_{qs}, Φ_{ds}	Enlaces de Fluxos do Estator nos eixos q e d
Φ'_{qr}, Φ'_{dr}	Enlace de Fluxos do Rotor nos eixos q e d
ω_m	Velocidade angular do Rotor
θ_m	Posição angular do Rotor
p	Número de pares de pólos
ω_r	Velocidade angular elétrica ($\omega_m \times p$)
θ_R	Posição angular elétrica ($\theta_m \times p$)
T_e	Torque Eletromagnético
T_m	Torque Mecânico
J	Momento de inércia combinado do Rotor e da carga
ω	Velocidade angular dos eixos q e d

Tabela 3: Parâmetros das Equações que Modelam a Máquina de Indução

3.3 MODELAGEM DO SISTEMA MECÂNICO

A dinâmica do motor de indução é descrita pela equação diferencial do movimento do sistema rotor e carga acoplada. O movimento do eixo é ocasionado pelo torque resultante que inclui a somatória do torque eletromagnético T_M , o torque de carga útil e outros que dependem dos atritos estáticos, viscosos e de ventilação. A somatória destes últimos pode ser modelada como um torque de carga T_L , como mostrado na Fig. 30, de onde resulta a seguinte equação:

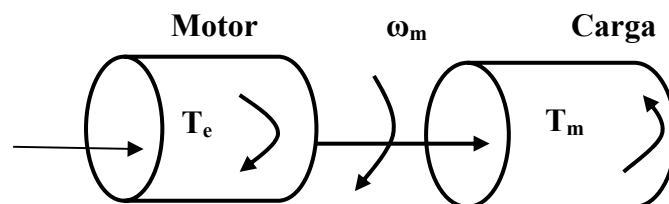


Figura 30 : Representação do Motor e da Carga

A equação (3.12), que descreve o sistema mecânico do motor é apresentada a seguir:

$$\boxed{\mathbf{T}_e = \mathbf{T}_m + \mathbf{J} \frac{d \omega_m}{dt}} \quad (3.12)$$

Sendo:

$\mathbf{T}_e$ - Torque Eletromagnético

$\mathbf{T}_m$ - Torque da carga

$\mathbf{J}$ – Momento de inércia do sistema motor+ carga

ω_m – Velocidade mecânica do rotor

4 SIMULAÇÕES

4.1 SIMULAÇÕES INVERSOR – MOTOR

Neste capítulo, foi considerada uma máquina assíncrona trifásica com potência de 3 Hp, 220 volts, 60 Hz e 4 pólos. Os parâmetros da máquina assíncrona são apresentados na Fig. 31 e na tabela 4, e o modelo com blocos são apresentados na Fig. 32. As simulações foram todas implementadas em ambiente do software Matlab - Simulink®, com blocos associados às partes elétricas e mecânicas do sistema inversor-motor.

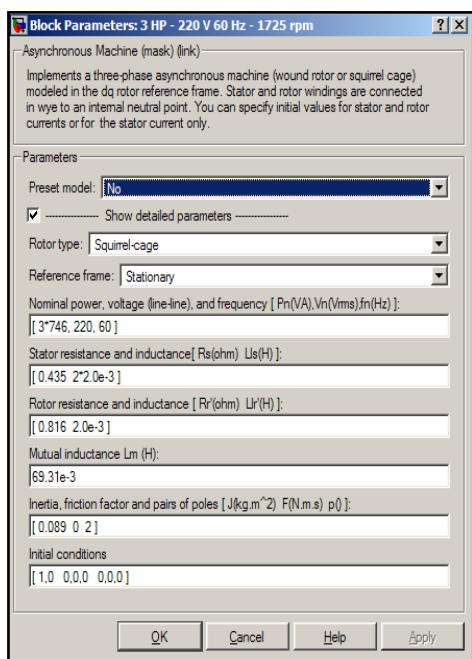


Figura 31: Parâmetros do Motor de Indução no Simulink

Dados do Motor	
Tipo do Rotor:	Gaiola de Esquilo
Fame:	Estacionário
Potência:	3 x 746 W
Tensão:	220 V (RMS)
Frequência:	60 Hz
Resistência do Estator:	0.435 Ω
Indutância do Estator:	2 x 2.0 x 10 ⁻³ H
Resistência do Rotor:	0.816 Ω
Indutância do Rotor:	2.0 x 10 ⁻³ H
Indutância Mútua:	69.31 x 10 ⁻³ H
Inércia (J) :	0.089 (kg.m ²)
Fator de Atrito (F) :	0 (N.m.s)
Par de Polos (p) :	0
Condições Iniciais:	[1.0 0.0 0.0 0.0]

Tabela 4: Dados do Motor de Indução

4.2 MOTOR ACIONADO COM TENSÃO SENOIDAL TRIFÁSICA

Na Fig. 32 é mostrado um diagrama de blocos utilizado para simular um gerador senoidal trifásico de 60 Hz, 220 volts RMS, acionando uma máquina síncrona trifásica com torque de carregamento igual a 11.9 N.m. Este conjunto motor-carga será mantida para as demais simulações. Para esta simulação foram usados blocos do Simulink®, que descrevem

um sistema equilibrado trifásico e demais blocos para medições e gráficos. Logo a seguir e também nos anexos são descritos alguns detalhes dos blocos principais utilizados para esta simulação.

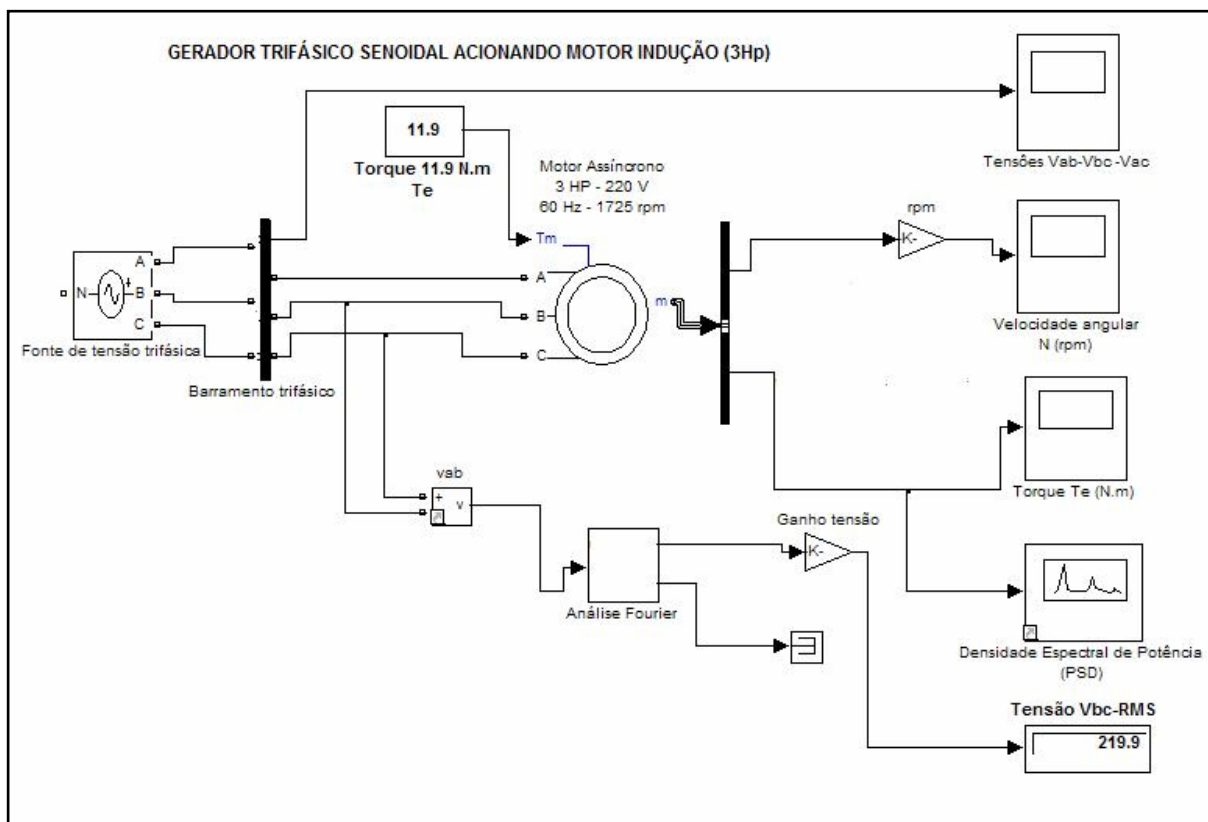


Figura 32: Simulação do Gerador de Tensão Senoidal Acionando um Motor de Indução

Os blocos análise de Fourier e ganho de tensão são destinados a separar da onda o primeiro harmônico em 60Hz em valores de pico, e por meio do ganho de tensão ($V_p/\sqrt{2}$) retirar o valor eficaz.

O bloco da fonte de tensão trifásica fornece tensões defasadas de 120° , com valores de 220 RMS e frequência de 60 Hz.

O bloco de densidade espectral de potência (PSD), fornece um gráfico com valores das densidades em dB/(rad/s) e as frequências em rad/s. Deve-se notar que se trata de uma grandeza obtida relacionando o quadrado das amplitudes dos harmônicos divididas pelas suas frequências angulares.

Nas figuras seguintes são mostradas: as tensões de linha (Fig. 33), o torque eletromagnético (Fig. 34), a velocidade angular (Fig. 35), e a Densidade Espectral de Potência – PSD do torque (Fig. 36).

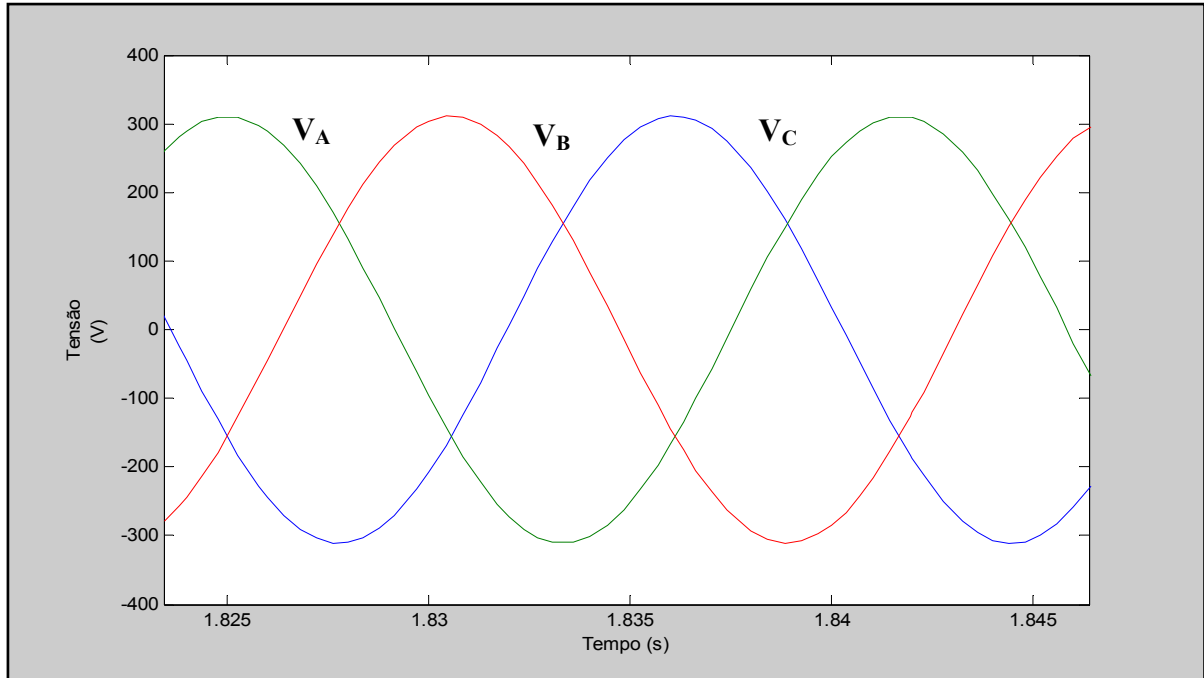


Figura 33: Tensões Trifásicas do Gerador Senoidal

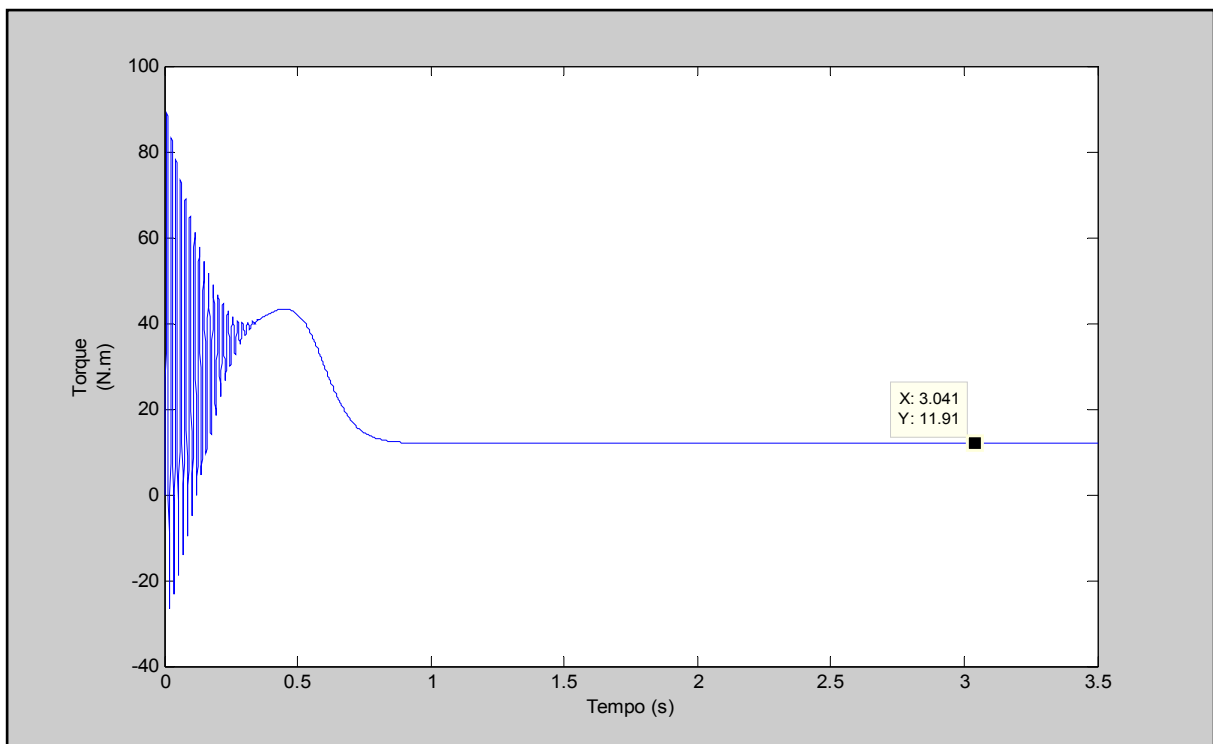


Figura 34: Torque Eletromagnético

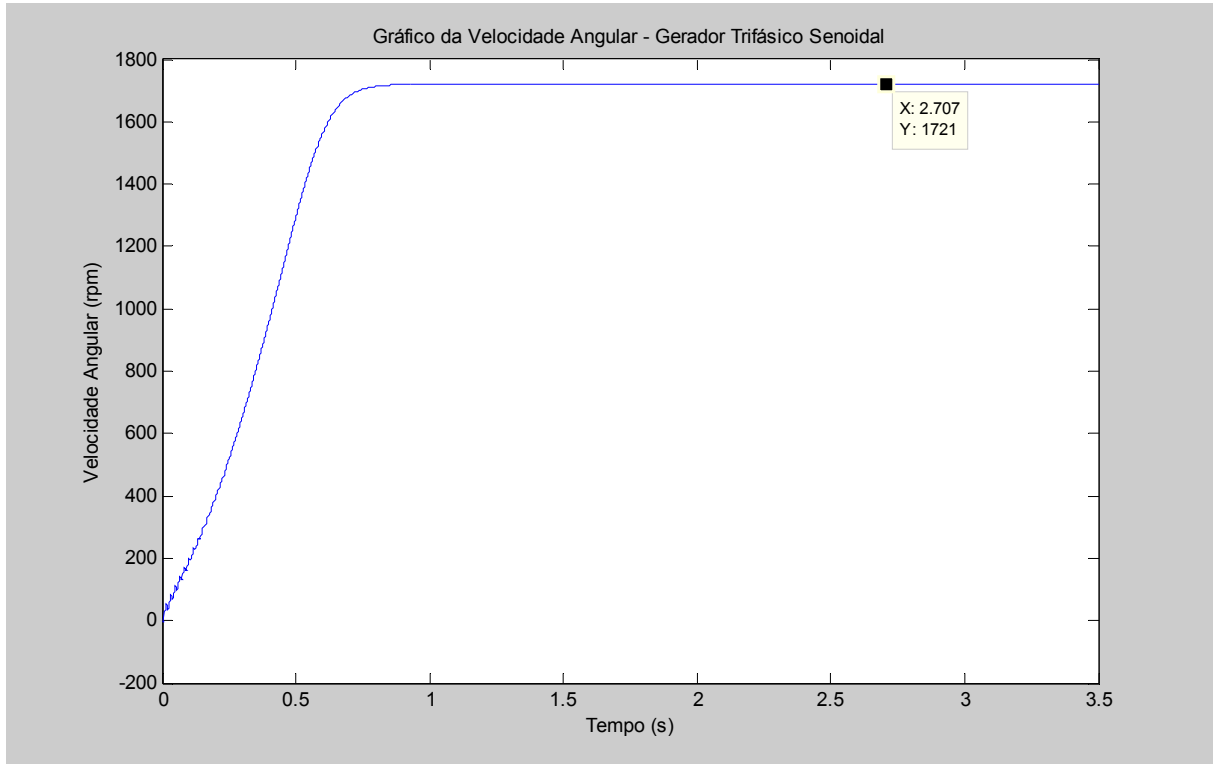


Figura 35: Velocidade Angular do Rotor (rpm)

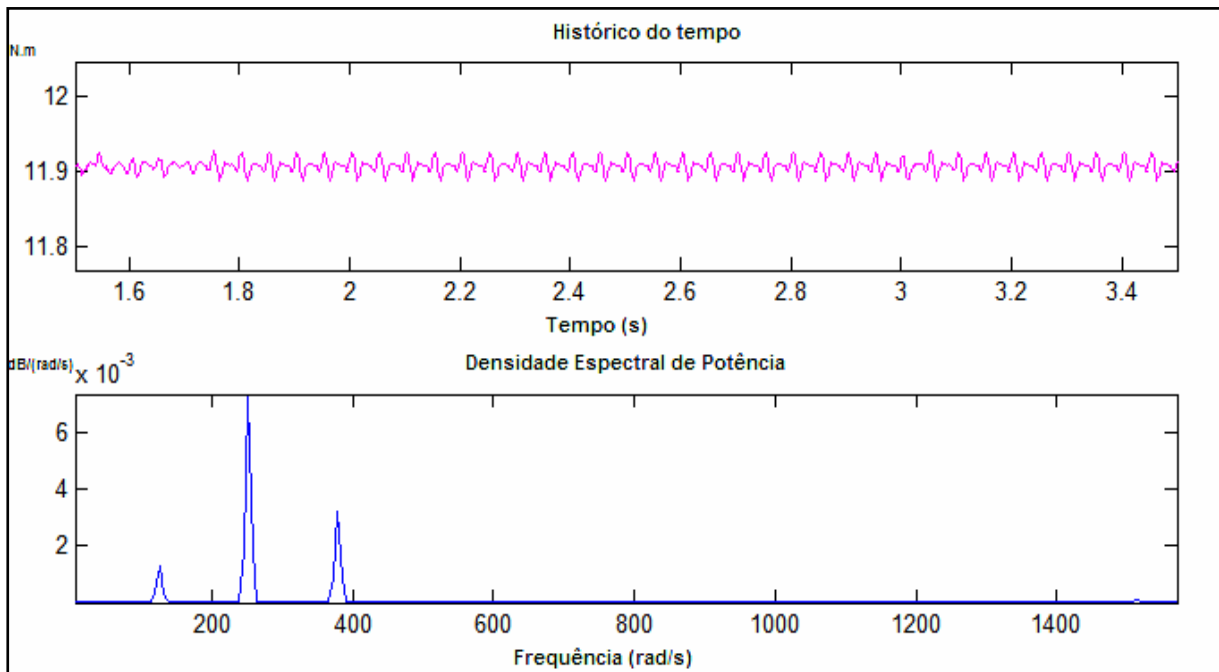


Figura 36: Torque e Densidade Espectral de Potência (PSD)

Observa-se que as amplitudes relacionadas aos harmônicos são pequenas, sendo o valor máximo de 8×10^{-3} dB/(rad/s).

4.3 MOTOR ACIONADO COM INVERSOR CONVENCIONAL

Neste item, inicialmente foram utilizados blocos (Fig. 37) para simular uma forma de onda equivalente à tensão gerada por um inversor convencional, com frequência fundamental de 60Hz, que utiliza uma tensão contínua equivalente de 360V e que se caracteriza por fornecer dois níveis de tensão entre as fases e o menor potencial da fonte de tensão contínua (0 e +360V) e três níveis de tensão entre fases (360V, 0V e -360V).

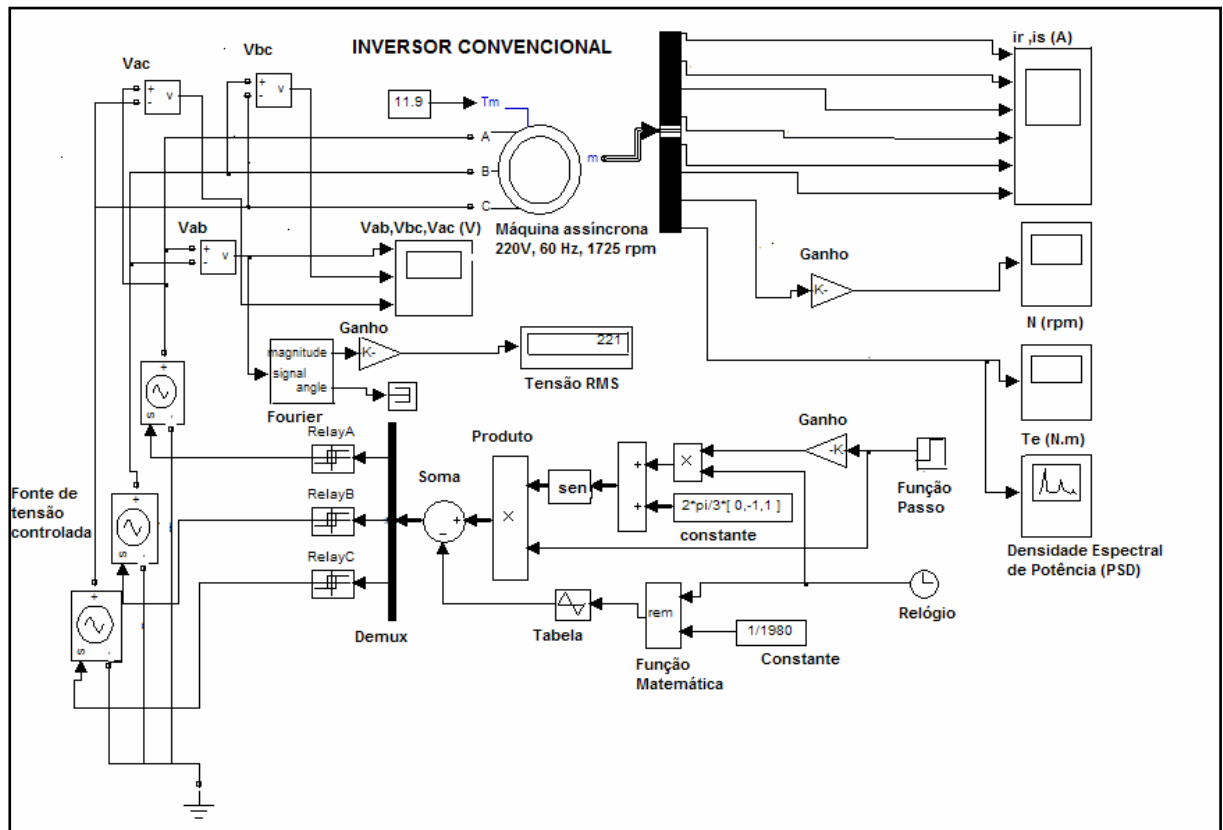


Figura 37: Simulação do Motor de Indução Acionado por um Inversor Convencional

Os blocos da Fig. 38, que compõem a simulação da Fig. 37, são os blocos que implementam as ondas triangulares para a modulação do inversor. A frequência das mesmas é de 1980 Hz.

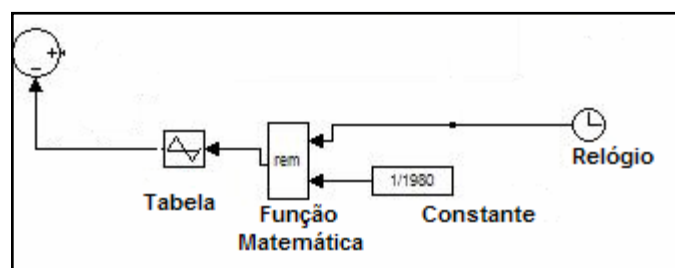


Figura 38: Geração das Ondas Triangulares

Os blocos da Fig. 39, representam a formação de três ondas senoidais trifásicas, defasadas de 120° , com valores de amplitudes unitários para cada onda. O barramento Demux encarrega-se de separar as três ondas.

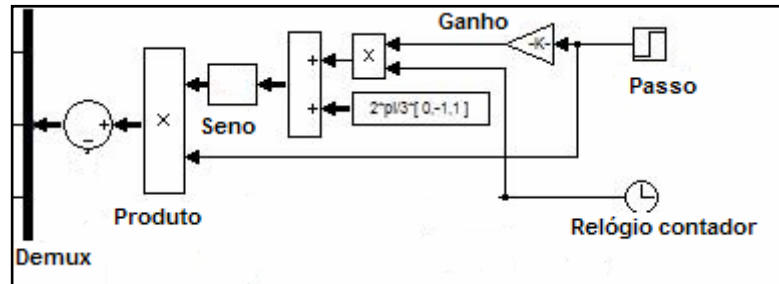


Figura 39: Geração das Ondas Senoidais

Os blocos da Fig. 40, conseguem sintetizar as tensões de linha oscilando entre 360 V, 0 V e -360V. Ou seja, foi considerada uma tensão vinda de um retificador com valor médio de 360V. Isto se consegue chaveando os relés que fornecem tensões de +180V e -180V, que se somam e subtraem entre elas.

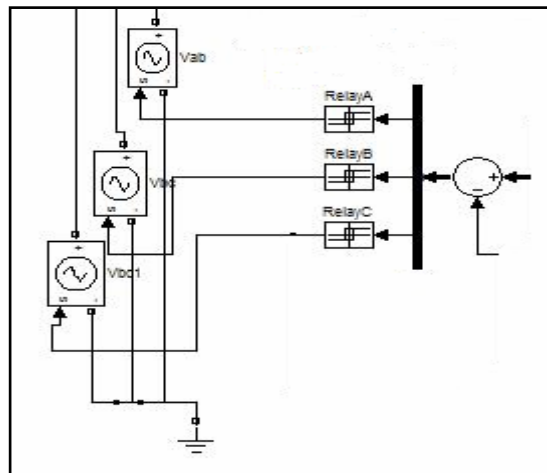


Figura 40: Geração das Tensões para os Inversores

O bloco da Fig. 41 apresenta o gráfico de densidade espectral de potência (PSD) do sinal de torque eletromagnético. A frequência é apresentada em rad/s e a densidade espectral em dB/(rad/s). No anexo descreve-se melhor este bloco.

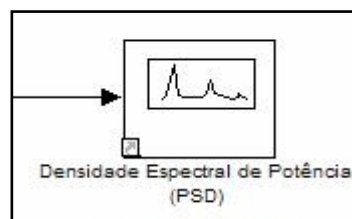


Figura 41: Bloco da Densidade Espectral de Potência (PSD)

A Fig. 42 representa, em três gráficos, as formas das ondas das tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ac} , geradas pelo inversor. A Fig. 43 mostra detalhes da onda V_{ab} . A Fig. 44 mostra a variação do torque elétrico resultante no eixo do rotor e que será motivo de estudo nos capítulos seguintes, quando da comparação entre os torques gerados pelos inversores. A Fig. 45 apresenta a velocidade angular em rpm. Na Fig. 46 estão mostradas as correntes do rotor e do estator. As correntes i_{r_a} , i_{r_b} , i_{r_c} , são as correntes das três fases no rotor, e as correntes i_{s_a} , i_{s_b} , i_{s_c} , são as correntes trifásicas no estator do motor de indução.

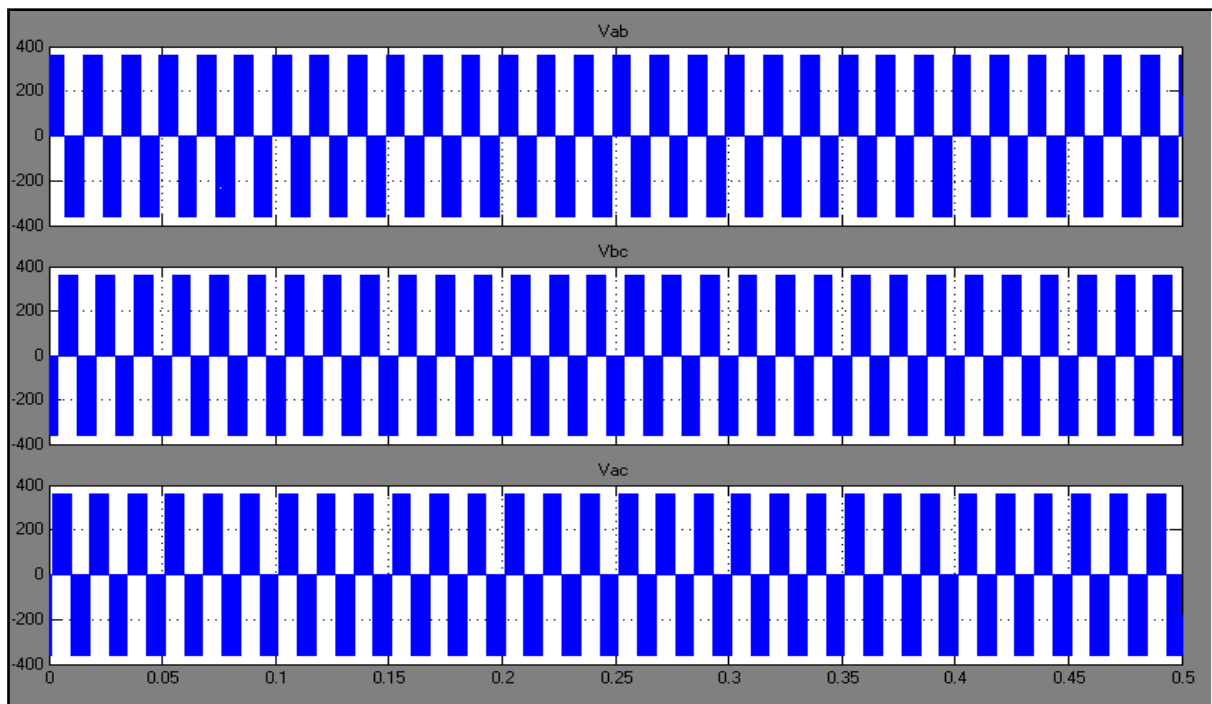


Figura 42: Tensões de Linha Geradas pelo Inversor de Tensão

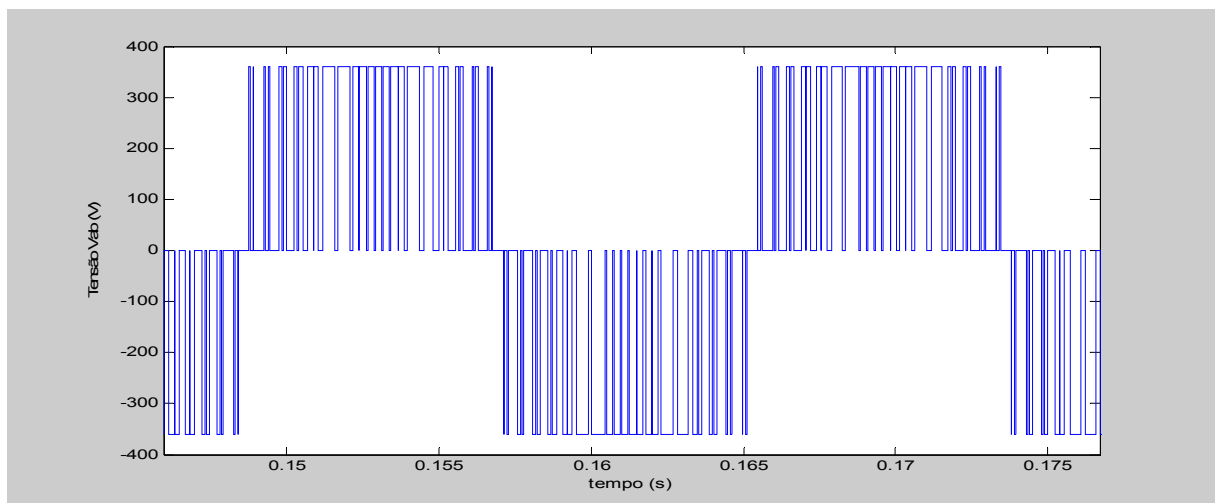


Figura 43: Detalhe da Tensão de Linha Vab

Como se pode observar na Fig. 43, a forma de onda da tensão apresenta descontinuidades provocadas pela modulação PWM (Pulse Width Modulation), que ocasionam diversos harmônicos.

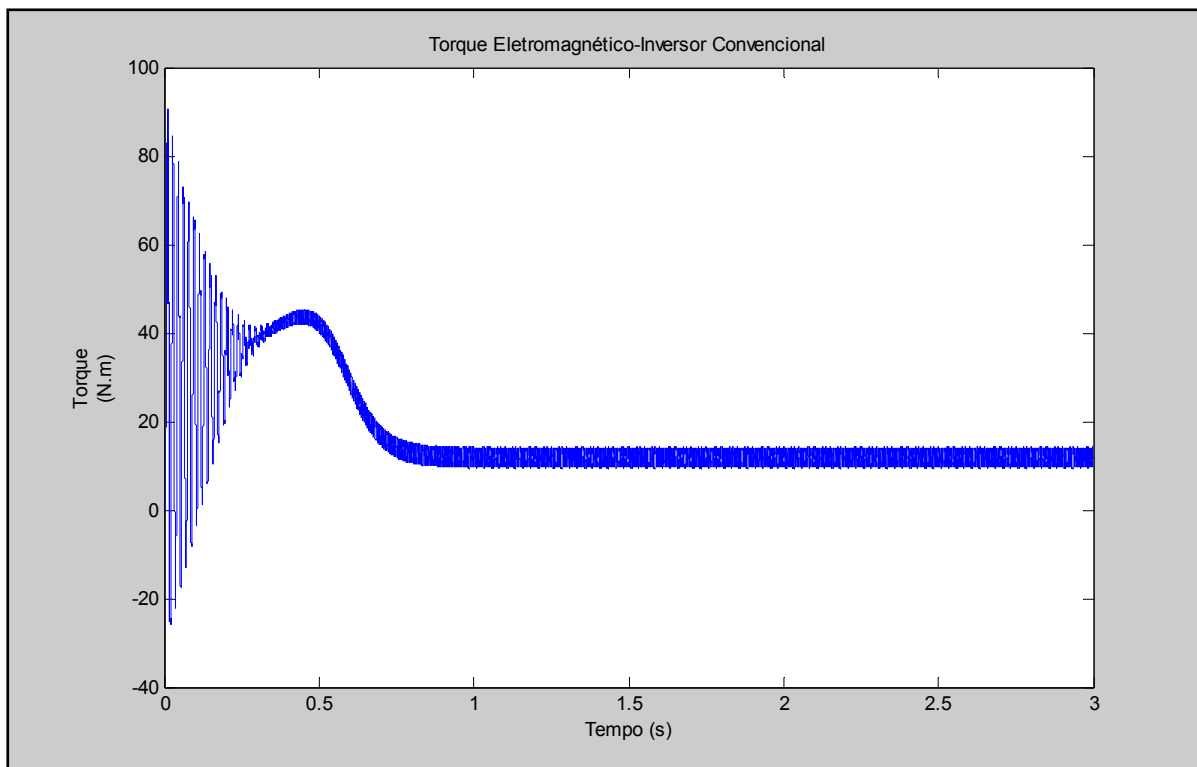


Figura 44: Torque Resultante no Motor

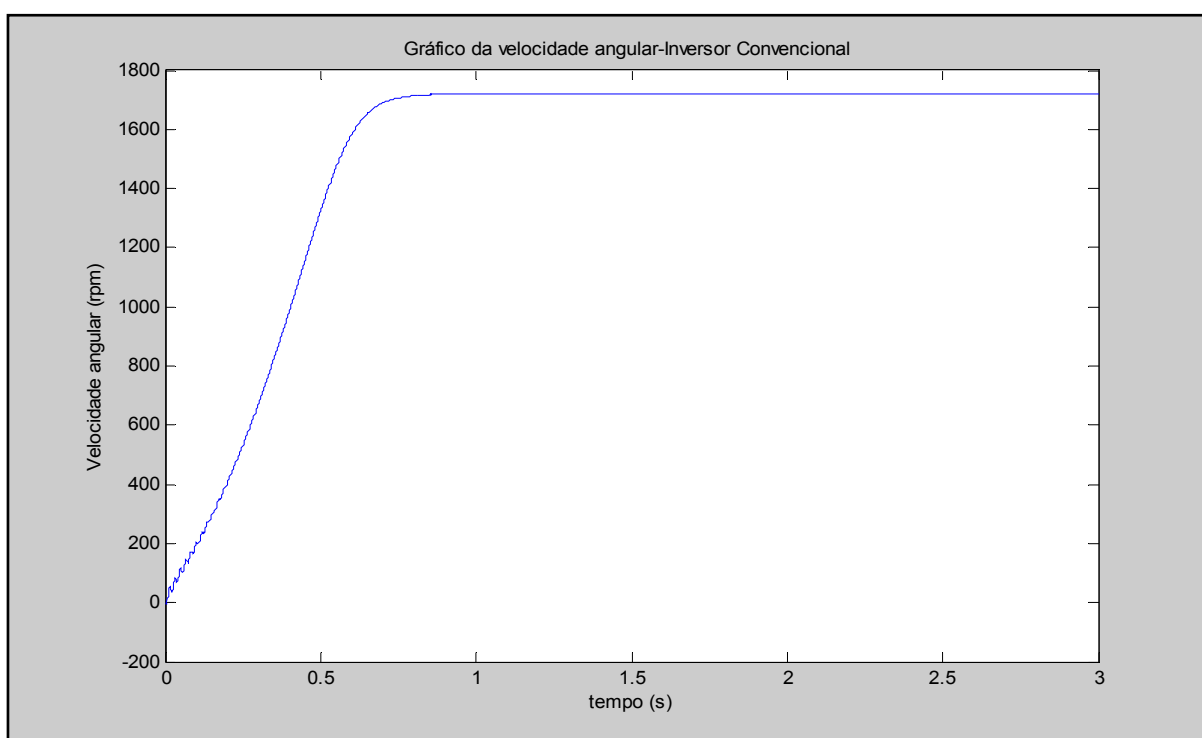


Figura 45: Velocidade Angular no Rotor do Motor de Indução

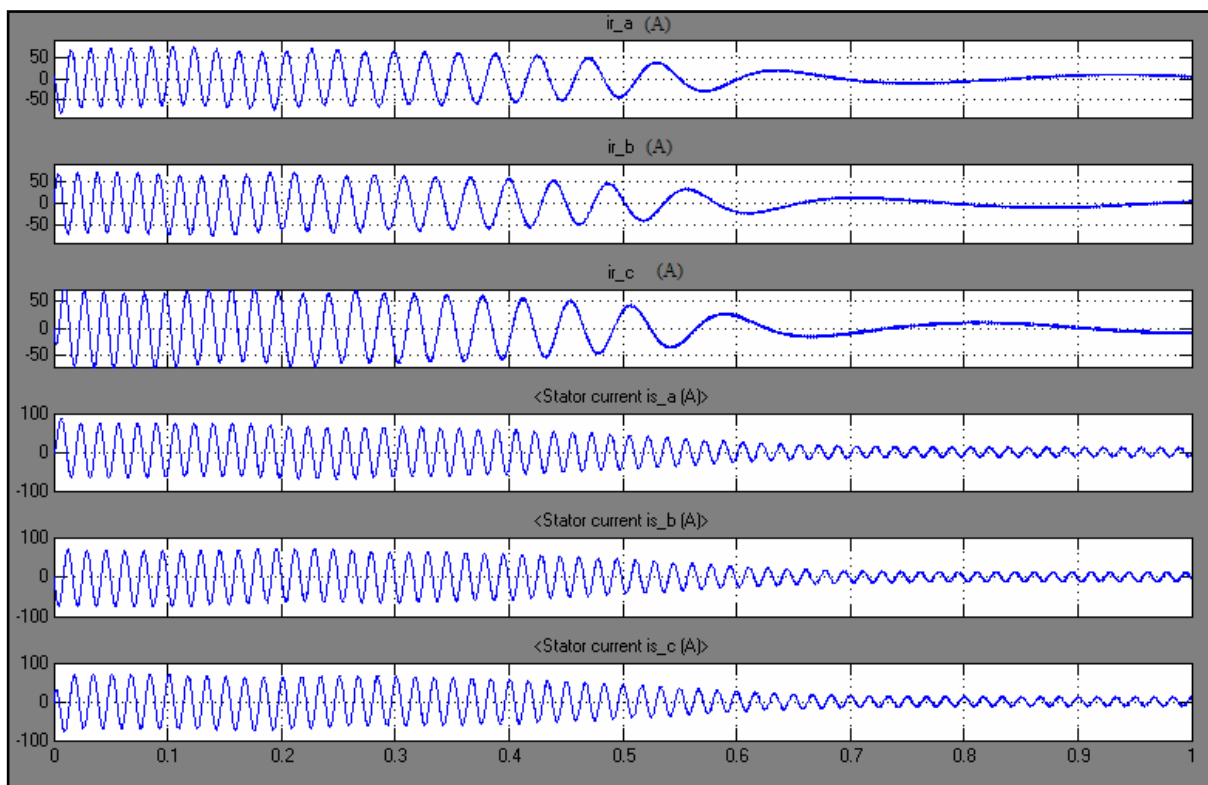


Figura 46 : Correntes no Rotor e no Estator do Motor de Indução

4.4 MOTOR ACIONADO COM INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS

Nesta etapa foram utilizados blocos para produzir uma simulação que represente uma forma de onda variável equivalente à gerada por um inversor de três níveis, que se caracteriza por fornecer três níveis de tensão em cada fase e cinco níveis de tensão entre fases. Estes blocos estão mostrados na Fig. 47. Os principais blocos serão descritos abaixo e suas funções mostradas nos anexos.

Na simulação foi utilizado um bloco para a modulação PWM (Three – Phase Three Level PWM Voltage Source Inverter) e um bloco que simula o banco de inversores (Three Level Inverter), com transistores do tipo IGBT.

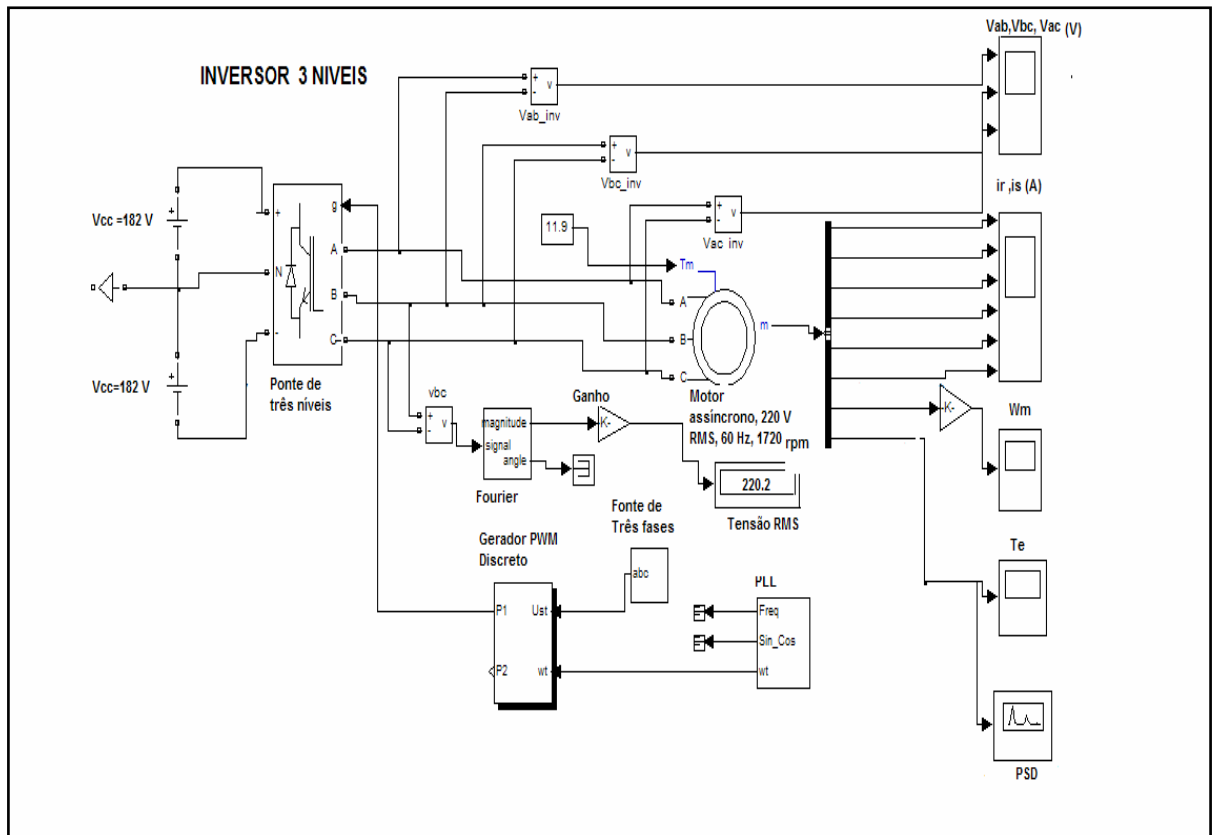


Figura 47: Simulação do Motor de Indução Acionado por um Inversor de Três Níveis

Os blocos da Fig. 48 sintetizam um conjunto de modulações PWM. Isto é feito com o bloco PLL que, a partir de uma frequência de 60Hz, gera um ângulo em radianos que será multiplicado, no bloco Gerador PWM Discreto, pelo fator 33 para simular a frequência de 1980Hz dos sinais triangulares. Estes são então comparados com as ondas trifásicas unitárias e defasadas de 120° (Fonte de Três Fases), formando os pulsos de disparo para a ponte de três níveis.

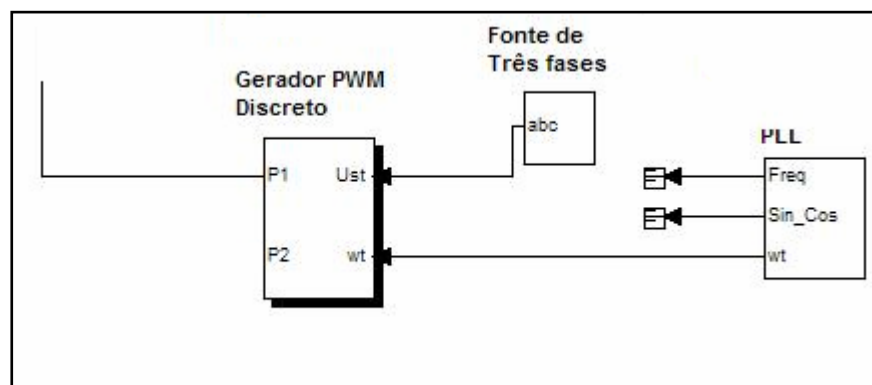


Figura 48: Gerador PWM para o Inversor de Três Níveis

O bloco central da Fig. 49, representa a ponte de três níveis, que a partir de do sinal do gerador PWM inserido no terminal gate 'g' e com duas fontes de tensão contínuas de 182V, conectadas em série, gera tensões trifásicas entre fase e o ponto N, com três níveis (+182V, 0V, -182V) e tensões de linha com cinco níveis (364V, 182V, 0V, -182V e -364V).

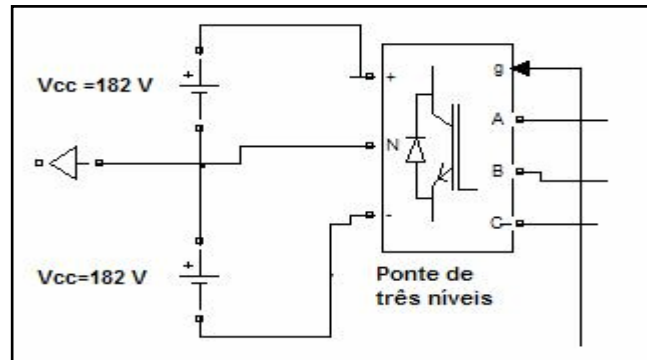


Figura 49: Circuito de Potência do Inversor de Três Níveis

Na Fig. 50 podem-se observar as três tensões de linha com cinco níveis cada. Na Fig. 51 está mostrada a tensão de linha V_{ab} em detalhes. Na Fig. 52 encontra-se o torque resultante na máquina assíncrona. Na Fig. 53 apresenta a velocidade angular em rpm. Na Fig. 54 estão mostradas as correntes do rotor e do estator. As correntes i_{r_a} , i_{r_b} , i_{r_c} , são as correntes das três fases no rotor, e as correntes i_{s_a} , i_{s_b} , i_{s_c} , são as correntes trifásicas no estator do motor de indução.

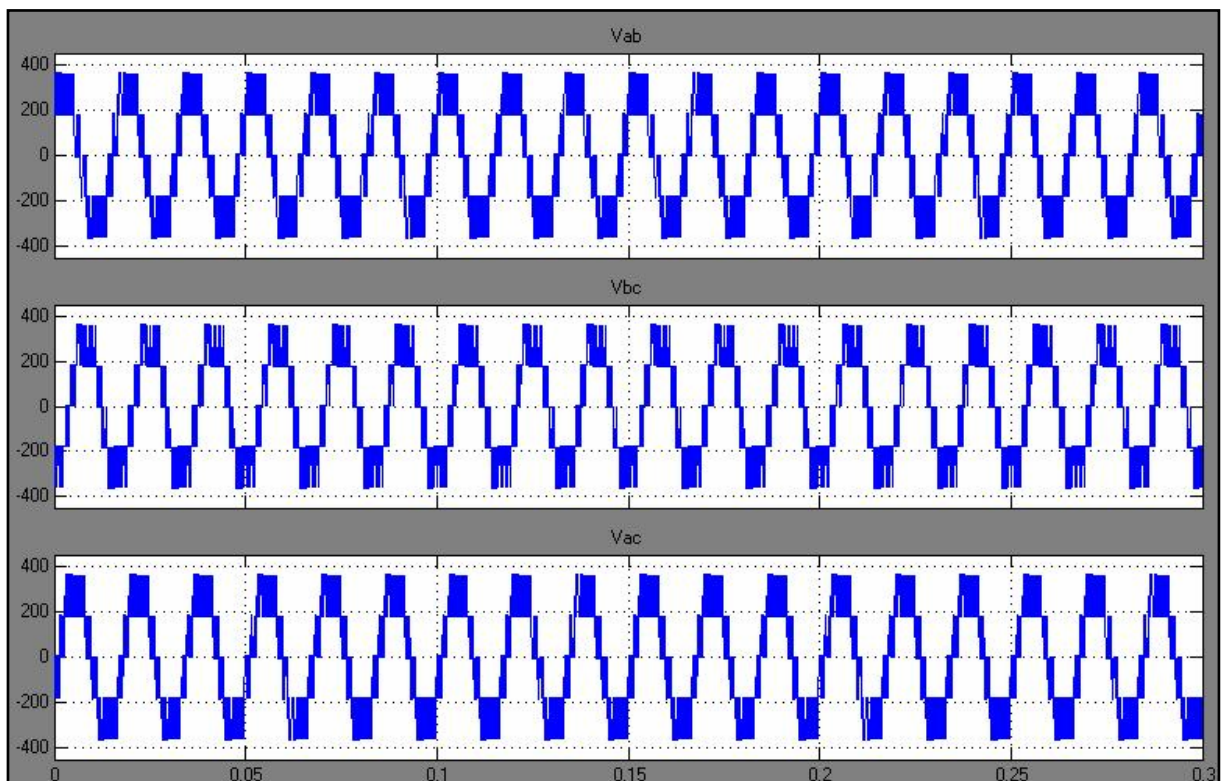


Figura 50: Tensões de Linha Geradas pelo Inversor de Três Níveis

No detalhe da onda da Fig. 51 podemos observar os cinco níveis na tensão de linha, que se assemelha mais a uma tensão senoidal e com isso os harmônicos de torque são menores, como será mostrado no item 4.5.

Como descrito em BARBI et al. (2000), a conformação das formas de onda em degraus suaves (Multiníveis), minimizam os efeitos sobre o torque da máquina, quando se compara com um acionamento empregando onda quadrada simples. Esta técnica deu origem ao termo Multinível, que tem sido largamente utilizado para designar níveis intermediários de tensão em conversores. É provável que a terminologia tenha surgido a partir dos arranjos de transformadores multifásicos, muito utilizados nos primórdios da Eletrônica de Potência.

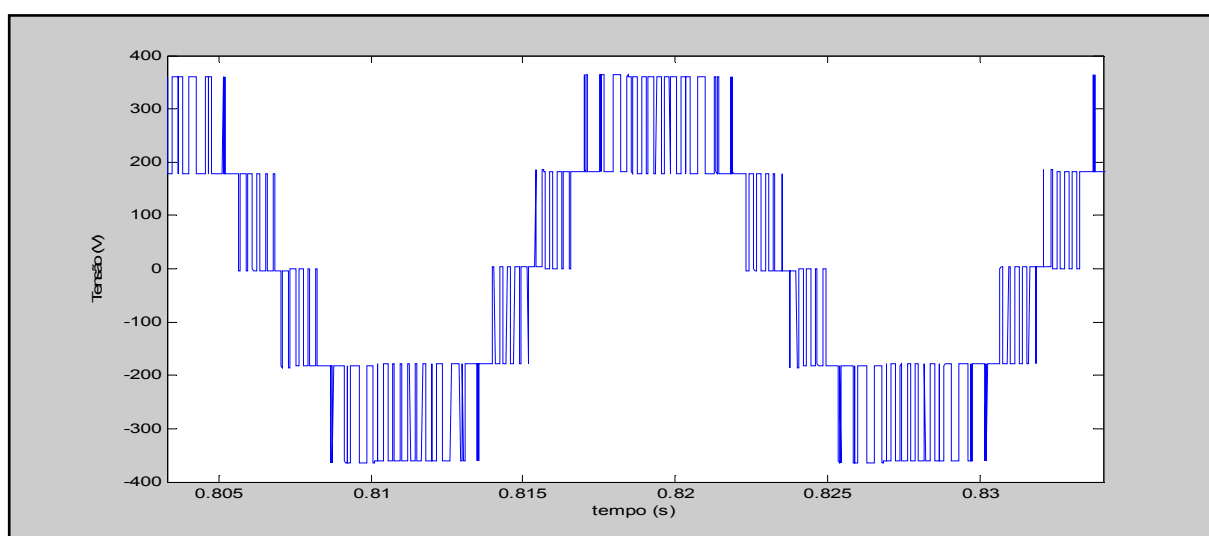


Figura 51: Detalhe da Tensão de Linha V_{ab}

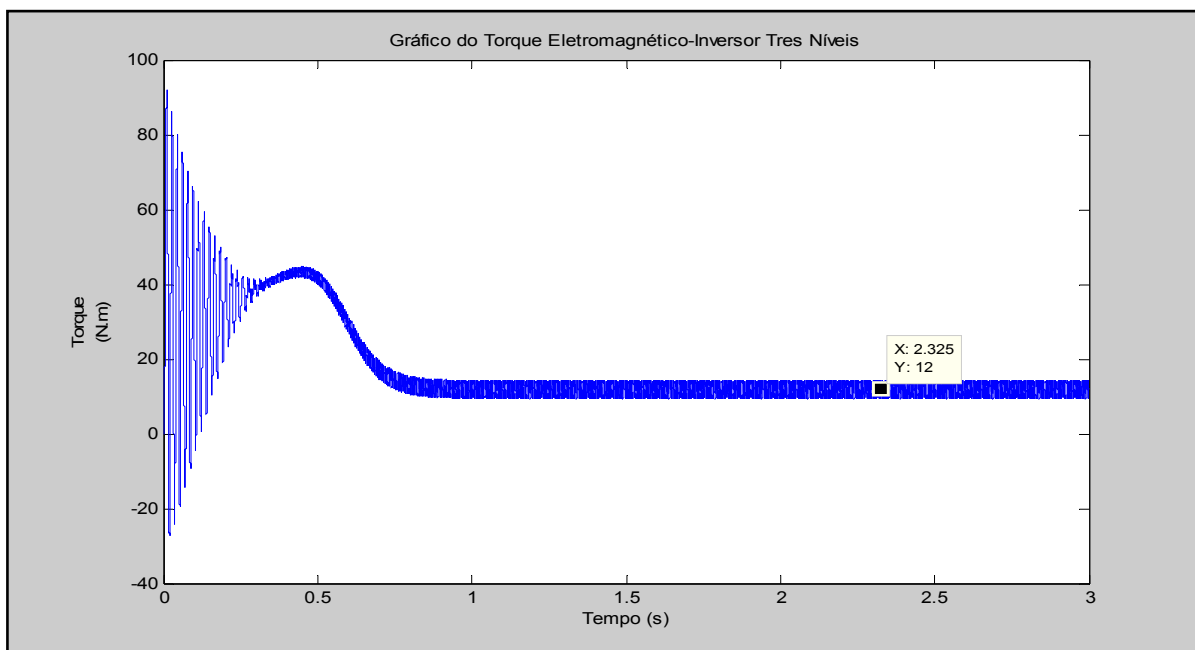


Figura 52: Torque Resultante no Motor

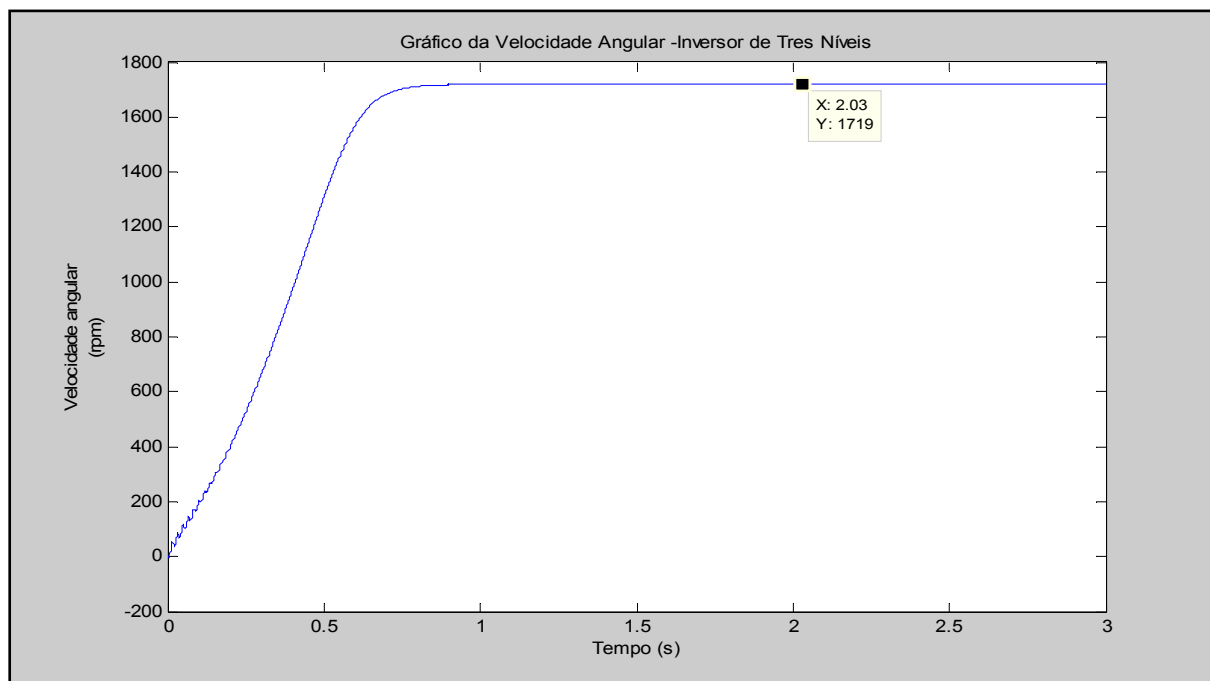


Figura 53: Velocidade Angular no Rotor do Motor de Indução (rpm)

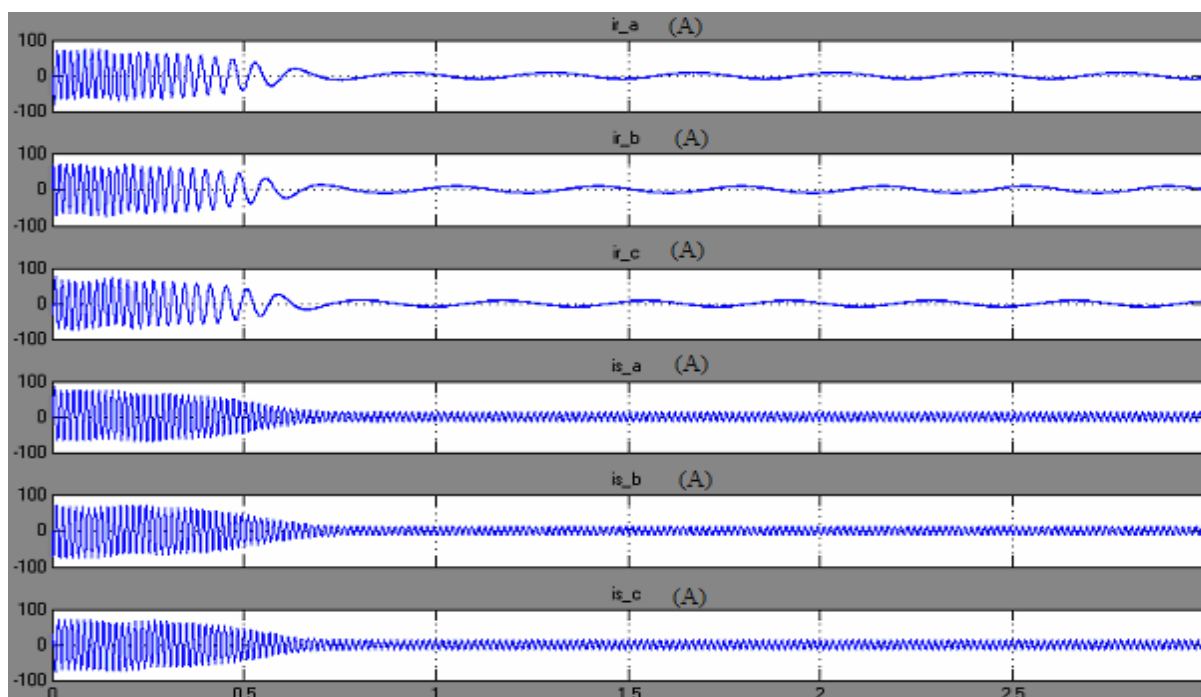


Figura 54: Correntes do Rotor e do Estator do Motor de Indução

4.5 HARMÔNICOS DE TORQUE PRODUZIDOS POR UM INVERSOR CONVENCIONAL

Da literatura, sabe-se que, além do torque principal criado pelas ondas fundamentais de fluxo e corrente, são gerados em um motor assíncrono outros torques, chamados parasitas, que em determinadas condições podem perturbar o funcionamento ou mesmo torná-lo

impossível. Os torques parasitas podem ser tanto do tipo assíncrono como síncrono (NAU, 2000).

Através de ensaios se confirma que a vibração dos motores de indução aumenta quando estes são acionados por inversores de frequência (PIRES, 2006). De um modo geral, o nível de ruído acústico é menor para uma maior frequência de chaveamento do inversor.

Além disto, o rendimento de um motor de indução alimentado por inversor de frequência diminui devido ao aumento nas perdas causado pelas harmônicas. As correntes harmônicas são introduzidas porque a tensão de alimentação PWM do inversor possui componentes que não são apenas relativas à frequência fundamental. Adicionalmente, quanto maior a frequência de chaveamento, maiores são as correntes de origem capacitiva.

Na Fig. 55 mostra-se o sinal do torque compreendido entre 1.0 e 3.0 segundos, em regime permanente, e o PSD numa faixa de 0 até 1600 rad/s.

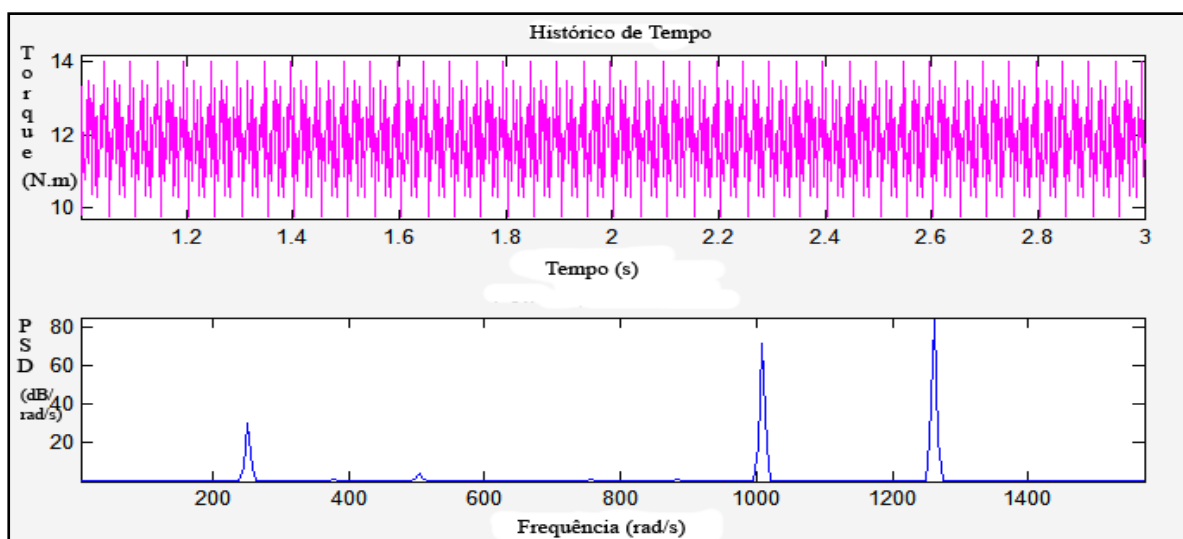


Figura 55: Torque e PSD Produzidos por um Inversor Convencional

Observa-se que a menor amplitude harmônica corresponde a 500 rad/s e a maior amplitude acontece em 1250 rad/s.

4.6 HARMÔNICOS DE TORQUE PRODUZIDOS POR UM INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS

Na Fig. 56 mostra-se o sinal do torque compreendido entre 1.0 e 3.0 segundos, em regime permanente, e o PSD numa faixa de 0 até 1600 rad/s. Observa-se que a menor amplitude harmônica corresponde a 390 rad/s e a maior amplitude acontece em 1250 rad/s.

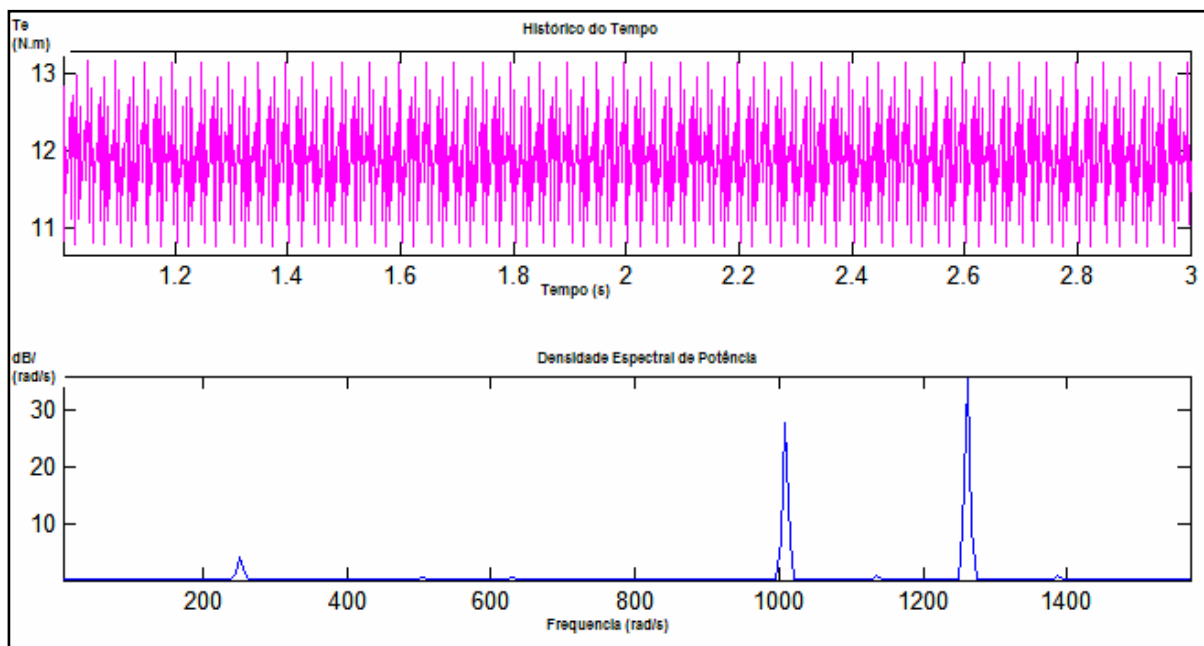


Figura 56: Torque e PSD Produzidos por um Inversor de Três Níveis

5 COMPARAÇÃO DE RESULTADOS

Na tabela 5 e no gráfico mostrado na Fig. 57 a seguir, estão registrados os valores das densidades espectrais de potência dos harmônicos de torque para as três condições de alimentação: senoidal, com inversor convencional e com inversor de três níveis.

<i>Frequências (rad/s)</i>	<i>PSD com Gerador Senoidal dB/(rad/s)</i>	<i>PSD com Inversor Convencional dB/(rad/s)</i>	<i>PSD com Inversor de Três Níveis dB/(rad/s)</i>
120	1.8×10^{-3}	0	0
250	8.0×10^{-3}	35.0	5.0
390	3.5×10^{-3}	1.0	0
500	0	2.5	0.5
630	0	0	0.5
1000	0	75.0	35.0
1250	0	90.0	38.0
1550	0	0	0

Tabela 5: Dados comparativos dos PSDs x Frequência

Como se podem observar, os valores na primeira coluna de PSD, são desprezíveis e por isso não aparecem na Fig. 57. Estes teoricamente deveriam ser nulos, mas eles podem ser atribuídos a erros numéricos na simulação das defasagens entre as tensões senoidais.

Entretanto, comparando a segunda e terceira colunas pode-se concluir que a potência dos harmônicos de torque é mais acentuada no caso de se empregar um inversor convencional.

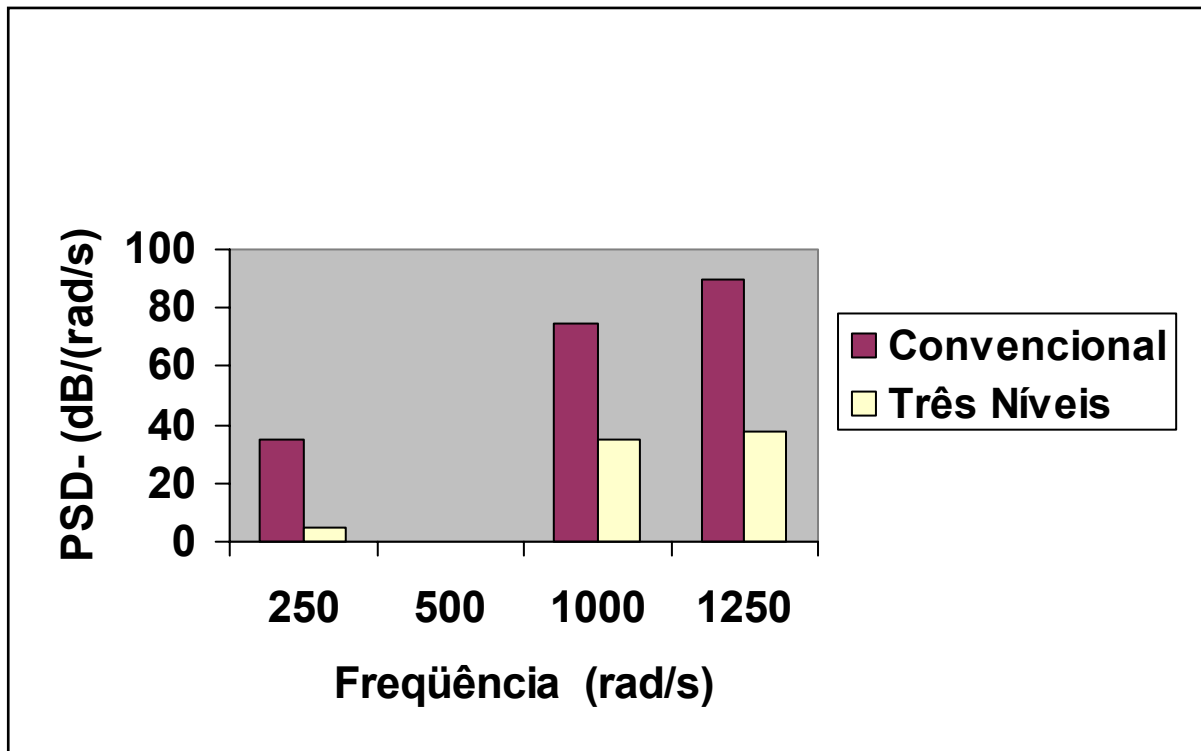


Figura 57: Comparativo dos PSD de Torque Originados pelos Inversores

6 CONCLUSÕES

Da Fig. 56 e da tabela 5, pode-se concluir que em toda a faixa de operação, com exceção da frequência de 630 rad/s, as amplitudes dos harmônicos de torque gerados pelo inversor de três níveis são menores do que os gerados pelo inversor convencional, o que representaria uma vantagem caso o rotor apresentasse frequências de ressonância nesta faixa de operação, refletindo em menos vibrações mecânicas no eixo.

Em relação à frequência de 630 rad/s, o nível de potência do harmônico de torque poderá ser considerado desprezível na medida em que a inércia do rotor teria que ser muito pequena para ter influência no sistema mecânico, porém o inversor multinível em geral tem aplicações em motores de alta tensão e potência, onde a inércia dos mesmos é considerável.

Nas seqüências da pesquisa sugerem-se: a implementação de uma bancada experimental para a verificação das conclusões deste trabalho, a implementação de inversores com cinco e sete níveis, e a variação de frequências nos inversores para verificação e comparação dos resultados.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADKINS, B. ; Harley R.G. (1978). *The General Theory of Alternating Current Machines*. Chapman and Hall, London.

ARAÚJO, J. M., (2006). *Estado do Arte do Acionamento de Máquinas Elétricas*. Centro Federal de Educação Tecnológica da Bahia.

BARBI, I; Braga, H. A. C., (2000). *Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão*. SBA Controle e Automação ,vol 11 no. 01.

CAD, M. M., (2000). *Estratégia de Modelagem Dinâmica e Simulação Computacional do Motor de Indução Trifásico*. Universidade de São Paulo.

CUNHA, R. R., (2002). *Controle de Inversor por Microcontrolador para Síntese de Statcom*. Departamento de Engenharia da Computação.UFRJ –RJ.

FERREIRA, S. B., (2004). *Estudo e Avaliação do Desempenho de Estratégias de Controle Direto do Torque em Máquinas de Indução –PUC-RGS*.

HANSELMAN, D.; Littlefield, B. , (2003). *Matlab® -Curso Completo*. Prentice Hall, São Paulo

KAKU, B.; Miyashita, I.; Sone, S., (1995). *Switching Loss Reduced PWM Strategy for 3-Level Inverter*. IEP 95 ,Yokohama ,pp.512-517

KRAUSE, P. C., (1995). *Analysis of Electrical Machinery*. IEEE Press

LEONHARD, W., (1985) *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag

MCGRATH, B. P.; Holmes,D.G.; Manjrekar,M.; Lipo T.A., (2000). *A improved Modulation Strategy for a Hybrid Multilevel Inverter*. Industry Applications Conference, 2000. IEEE.

MARCHESONI, M.; Carrara, G.; Salutari, S.; Sciutto,G., (1990). *A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis*. IEEE CH 2873-9/90-1990

MASCHERONI, J. M., (2002). *Guia de Aplicação de Inversores de Frequência-WEG* Automação, Santa Catarina.

MATSUI, M., (1995). *Static Var Compensation Using Neutral-Point-Clamped PWM Inverter and its Control Scheme*. IPEC 95, Yokohama, pp 488-493

MELLO, H. G. G.; Stringari, M., (1996). *Avaliação do Nível de Ruído de Motores de Indução Acionados por Conversor de Frequência*. Relatório Técnico no.05/98, P&D do Produto –WEG Motores Ltda.

MOHAN, N.; Underland, W. P.; Robbins, W. P., (1999). *Power Electronics*. John Wiley & Sons, Inc., New York Chapman & Hall .Ltd., London.

NABAE, A.; Akagi H. ; Takahashi I.,(1981). *A new Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*. IEEE Transaction of Industry Applications, Vol 1A-17, No. 5, Setember/October 1981, pp518-523.

NAU, S. L. ,(1998). *Ruído Sonoro em Motores Elétricos de Indução: Causas e Soluções*. WEG Motores Ltda. , 1998.

ONG, C.M., (1998). *Dynamic Simulation of Electric Machinery–Using Matlab/Simulink®*. Prentice Hall , USA.

PIRES, W. L., (2006). *Guia Técnico – Motores de indução alimentados por conversores de frequência PWM*, WEG.

POMILIO, J. A., (2006). *Eletrônica de Potência, cap.1* .DSCE – FEEC – UNICAMP.

RASHID, M. H., (1999). *Eletrônica de Potência. Circuitos Dispositivos e Aplicações*, Makron Books , São Paulo

ROJAS,R.; Ohnishi T.; Suzuki T., (1995). *PWM Control Method for NPC inverters with very small DC-link capacitors*. IPEC 95, Yokohama , pp 494-499.

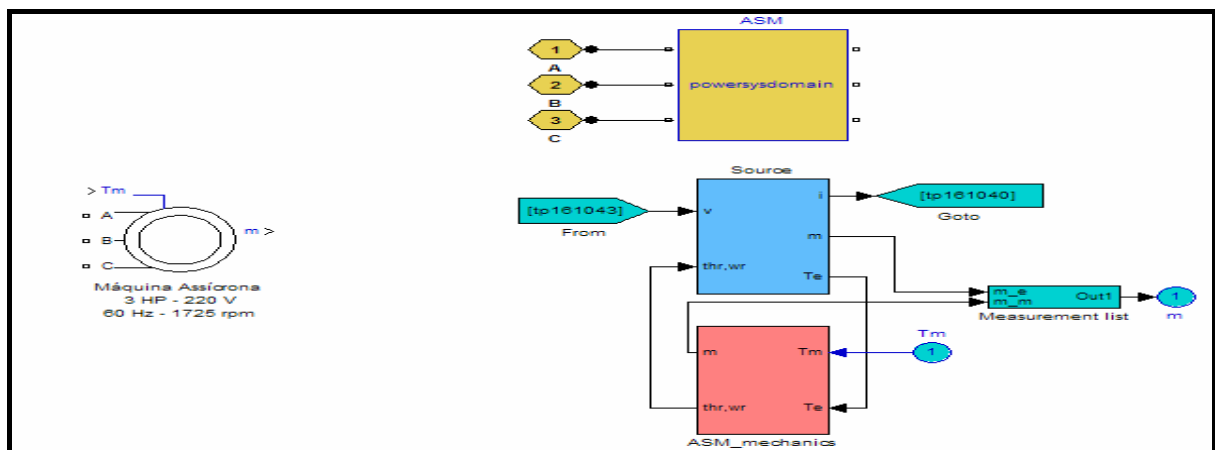
SANTISTEBAN, J.A.; Stephan R. M., (2001). *Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview*. IEEE Transactions on Education, Vol. 44, No.2.

SHIMANE, K.; Nakazawa, Y., (1995). *Harmonics Reduction for NPC Converter with a New PWM Scheme*. IPEC 95, pp.442-487.

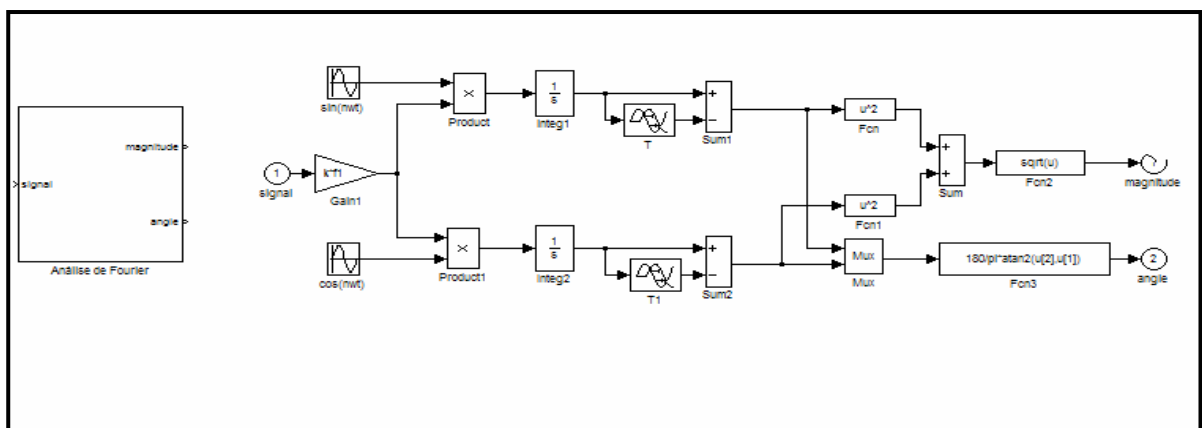
ANEXOS

Apresentação dos Principais Blocos e Funções Usados nas Simulações com Matlab®-Simulink.

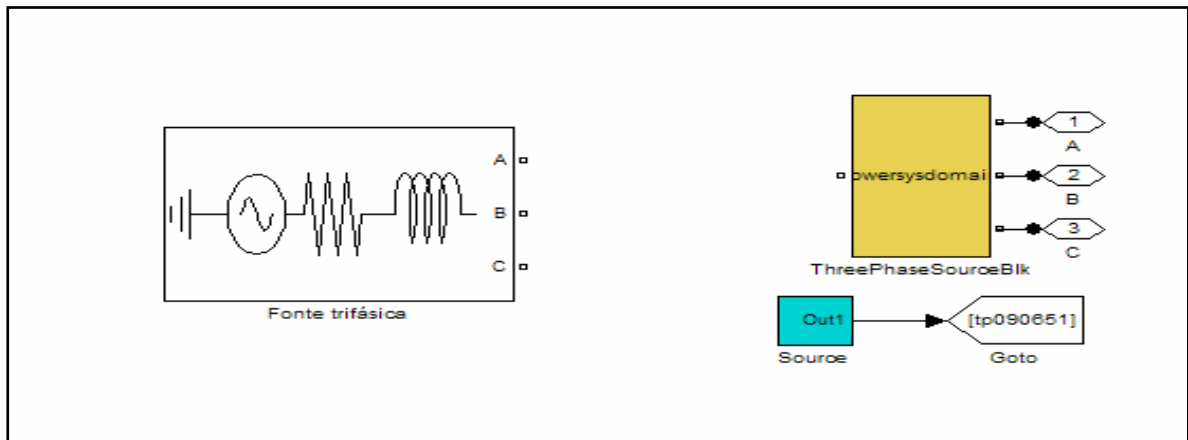
Bloco e funções internas do motor assíncrono trifásico.



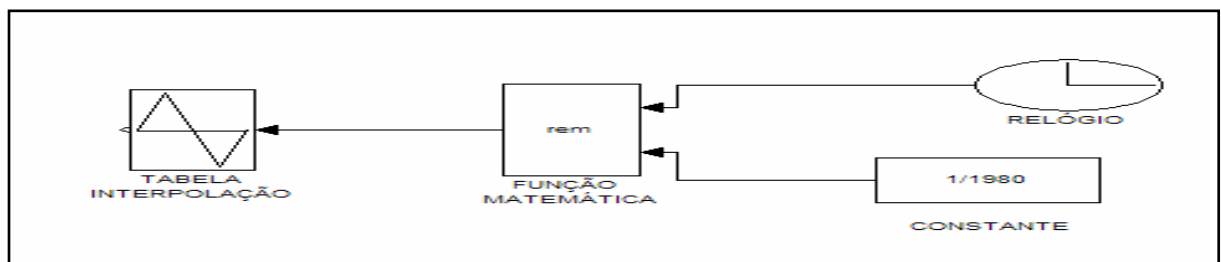
Bloco e funções internas da análise de Fourier.



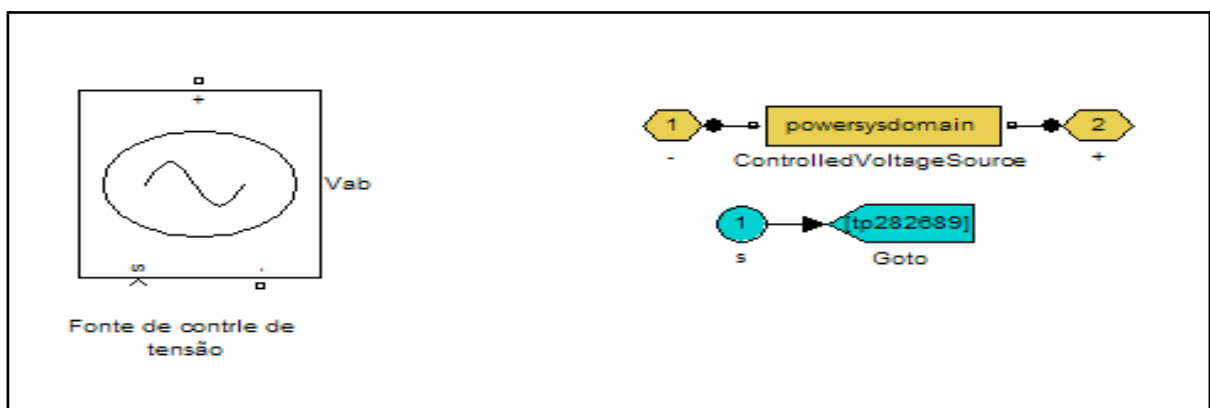
Bloco e funções da fonte trifásica, presentes na simulação do motor acionado por sistema trifásico senoidal.



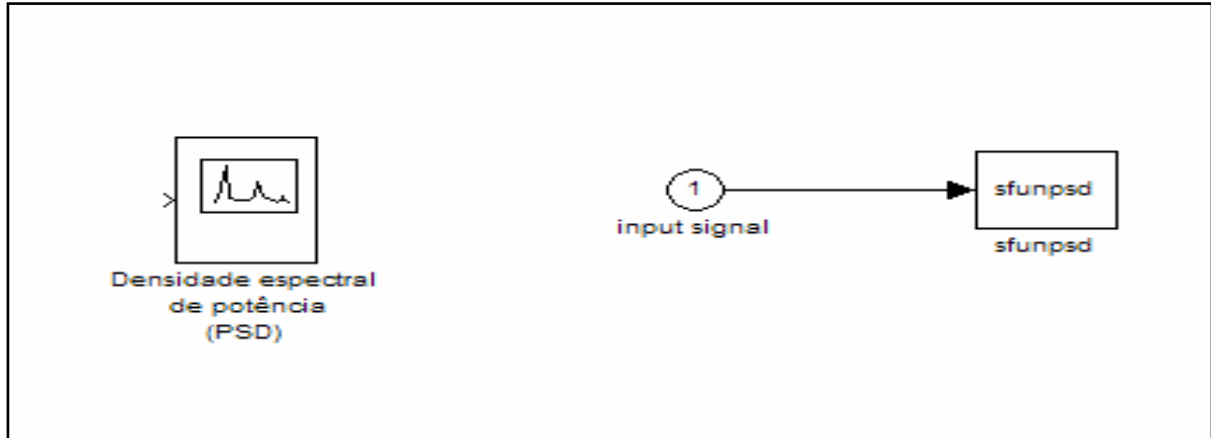
Blocos e funções: tabela de interpolação (Look up Table), função matemática, constante, e do relógio, presentes na simulação do inversor convencional.



Bloco e função da fonte de controle de tensão, presentes na simulação do inversor convencional.



Bloco e função do gerador de gráficos de Densidade Espectral de Potência, presentes nas simulações senoidal, convencional e de três níveis.



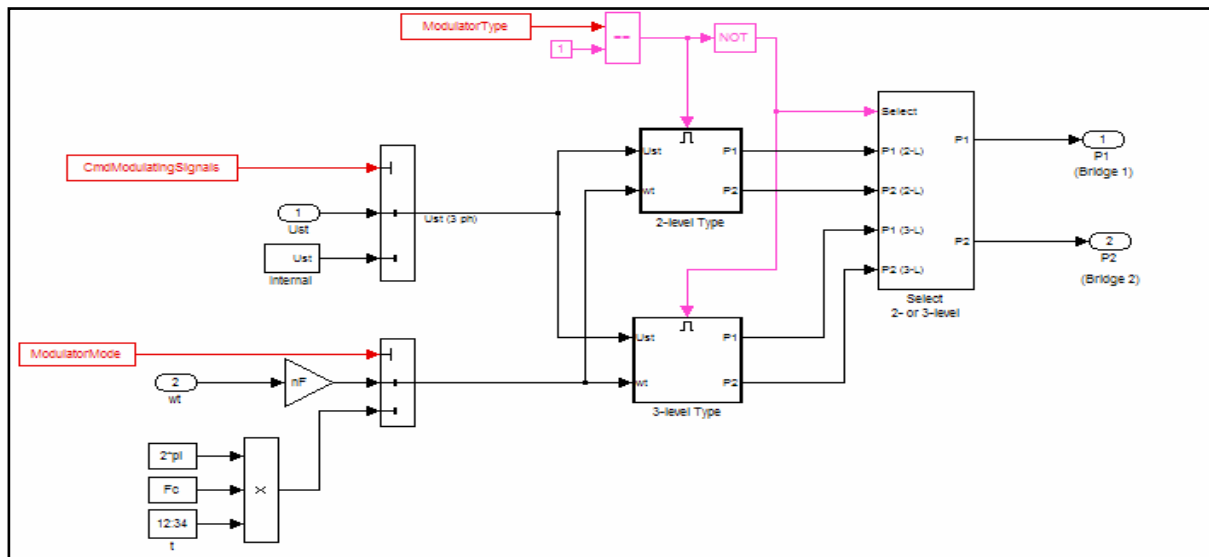
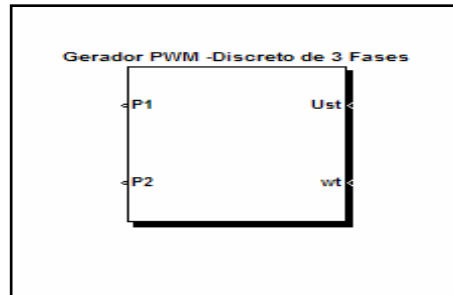
A PSD (Power Spectral Density), representa a distribuição de um sinal médio de potência em função da frequência. No nível mais elementar é a Transformada de Fourier de uma função de auto-correlação de um sinal.

A função Densidade Espectral de Potência de um sinal $x(t)$, define a densidade de potência por unidade de banda em função da frequência (potência média por unidade de banda) deste sinal. A potência média é definida como o quadrado da função no período a ser definido.

$$P = s(t)^2 .$$

No caso do Torque a potência média é calculada em função dos valores em decibéis (dB), logo a unidade de PSD fica definida como dB/(rad/s).

Bloco e funções do gerador do padrão de chaveamento PWM trifásico para o inversor de três níveis.



Bloco e funções da ponte de três níveis com IGBT's, presentes na simulação do inversor de três níveis.

