



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANA CRISTINA CARDOSO DOS SANTOS

**ESTADO DA ARTE DO ACIONAMENTO DE MOTORES DE
INDUÇÃO ATRAVÉS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

UBERLÂNDIA
2019

ANA CRISTINA CARDOSO DOS SANTOS

**ESTADO DA ARTE DO ACIONAMENTO DE MOTORES DE
INDUÇÃO ATRAVÉS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

Trabalho apresentado ao Curso de
Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Uberlândia como
parte dos requisitos para obtenção do
título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Kleiber David Rodrigues

UBERLÂNDIA
2019

ANA CRISTINA CARDOSO DOS SANTOS

**ESTADO DA ARTE DO ACIONAMENTO DE MOTORES DE
INDUÇÃO ATRAVÉS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

Esse trabalho foi julgado adequado para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista e aprovado, em sua forma final, pela Comissão Examinadora e pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Adélio José de Moraes

Prof. Dr. Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira

Prof. Dr. Kleiber David Rodrigues

UBERLÂNDIA
2019

*Dedico esse trabalho a Deus e aos
meus pais, pelo incentivo, motivação e
carinho sempre.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo cuidado e sabedoria, durante toda minha caminhada.

Aos meus pais, Maria José e Nelson, pela vida, apoio e compreensão.

A todos os familiares e amigos, pelo apoio e motivação.

A todos os professores e funcionários da Universidade Federal de Uberlândia, que de alguma maneira colaboraram para essa conquista.

Aos professores Adélio José de Moraes e Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira., pela disponibilidade e boa vontade para participar da banca examinadora deste trabalho.

Por fim, ao professor Kleiber David Rodrigues, pela excelente orientação, atenção dispensada e pelo conhecimento compartilhado.

RESUMO

Os motores elétricos são responsáveis por uma grande parcela do consumo mundial de energia, por isso existe uma preocupação muito grande sobre sua eficiência. Até algumas décadas atrás, os sistemas de controle para motores de indução trifásicos, eram mais custosos e, por isso, em várias aplicações não se fazia o uso de técnicas de controle desses motores. Com o desenvolvimento de teorias de controle e do desenvolvimento tecnológico dos semicondutores esse contexto se alterou, e assim viabilizou a aplicação de controle nos motores de indução trifásica. O presente trabalho de conclusão de curso tem por finalidade apresentar o embasamento teórico básico para o projeto de um inversor de frequência e, para isso, são apresentados os principais conceitos relacionados aos inversores de frequência.

ABSTRACT

Electric motors are responsible for a great share of the world's energy consumption, so the efficiency of electric motors receives great attention. Up until a few decades ago, control systems for three-phase induction motors were very expensive, and in several applications no control techniques were used. With the development of control theories and the technological advancements in semiconductors, this situation has changed, therefore making it affordable to apply control to three-phase induction motors. This course completion project has the objective to present the basic theoretical foundation for the design of a frequency inverter, and for this the main concepts of frequency inverters will also be presented.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Baker Explorer 3000	14
Figura 2 - Diferentes tipos de motores.	15
Figura 3 - Motor de indução.	16
Figura 4 - Diagrama de blocos de um inversor.	20
Figura 5 - Diagrama de blocos de um Inversor de Tensão Imposta.	21
Figura 6 - Circuito básico de um Inversor de Tensão Imposta Trifásico em Ponte.	21
Figura 7 - Retificador monofásico de ponte completa.	22
Figura 8 - Comparação entre tensão de entrada e saída do retificador monofásico com carga resistiva.	22
Figura 9 - (a) Retificador com carga capacitiva, (b) Comparação entre tensão de entrada e saída de um retificador com carga capacitiva.	23
Figura 10 - Retificador trifásico de onda completa não controlado.	23
Figura 11 - Formas de onda de um retificador trifásico de onda completa na controlado.	24
Figura 12 - Ação do filtro.	25
Figura 13 - Inversor monofásico.	26
Figura 14 - Transistor com proteção a diodo.	27
Figura 15 - Conversor CC-CA trifásico.	27
Figura 16 - Forma de onda das fases na saída do conversor trifásico.	28
Figura 17 - (a) Princípio de Operação da MLP senoidal. (b) Pulsos oriundos da comparação do sinal de referência e da portadora.	30
Figura 18 - Inversor de frequência alimentando uma carga trifásica	33
Figura 19 - Inversor de frequência representando o estado	33
Figura 20 - Todas as oito possíveis combinações dos interruptores de um inversor de frequência trifásico	34
Figura 21 - Vetores espaciais de tensão do inverso trifásico	36
Figura 22 - Sequência de chaveamento para os seis setores do plano complexo	38
Figura 23 - Algoritmo básico para implementação da modulação vetorial	39
Figura 24 – Curva V/f do controle escalar.	40
Figura 25 - Região de enfraquecimento de campo	41
Figura 26 – Motor de indução de 5 CV	42
Figura 27 – Inversor de frequência	42
Figura 28 – Representação do IHM da WEG.	45

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Análise com diferentes níveis de carga	14
Tabela 2 - Sinais de comutação	26
Tabela 3 - Sequência de acionamento dos transistores.	28
Tabela 4 – Relação V/f colhida	43

LISTA DE ABREVIACÕES E SIGLAS

V/f	Relação tensão/freqüência
CC	Corrente Continua
CA	Corrente Alternada
n_s	Velocidade Síncrona
n_m	Velocidade Mecânica
φ_m	Fluxo magnético
T	Torque
P	Potência
V _{cc}	Tensão no Barramento CC
MLP	Modulação por Largura de Pulso
PWM	Pulse Width Modulation
V _m	Tensão de Pico
V _a , V _b , e V _c	Tenses Trifásicas
V _{ao} , V _{bo} e V _{co}	Tenses de fase
$\overrightarrow{v_{ref}}$	Vetor da Tensão de Referência
f	Frequência Aplicada ao Motor
ω	Velocidade Angular

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	12
2	ESTADO DA ARTE.....	13
2.1	Monitoramento do Conjunto.....	13
3	MOTOR DE INDUÇÃO.....	14
4	INVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	20
4.1	Retificador.....	21
4.2	Barramento CC.....	24
4.3	Inversor de Tensão.....	25
4.3.1	Conversor CC-CA monofásico.....	25
4.3.2	Conversor CC-CA trifásico.....	27
4.4	Técnicas de modulação.....	29
4.4.1	Modulação Senoidal.....	29
4.4.2	Modulação Vetorial.....	30
4.5	Tipos de Controle.....	39
4.5.1	Controle Escalar.....	40
4.5.2	Controle Vetorial.....	44
5	PARAMETRIZAÇÃO.....	44
6	INVERSORES NA PRÁTICA.....	47
7	CONCLUSÃO.....	48
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	49

1 Introdução

Atualmente, 100% da carga elétrica industrial instalada no Brasil é de acionamento de cargas motrizes. Na maioria dos casos, esses acionamentos exigem um controle de velocidade, que vai desde a partida até a velocidade nominal.

Normalmente, o motor utilizado é o de indução trifásico - MIT, que tem como característica uma velocidade praticamente constante, em regime permanente.

Um dos métodos utilizados para obter uma operação com velocidade variável nos MIT é através da variação da frequência de alimentação. O equipamento capaz de promover uma variação desse parâmetro é o inversor de frequência.

Portanto, devido a sua importância na atividade produtiva, esse equipamento é sempre muito estudado com o objetivo de aumentar a sua eficiência.

2 Estado da Arte

A utilização de inversores de frequência por parte da indústria é muito grande, sendo assim a busca pelo aperfeiçoamento dessa ferramenta é sempre constante. Existem vários estudos sobre a qualidade da energia elétrica quando utilizados os inversores no acionamento de motores e o modo de mitigar, também. Para exemplificar melhor esse caso, foi analisado um trabalho.

2.1 Monitoramento do conjunto

Com uma economia de mercado globalizada a concorrência entre as indústrias aumenta a cada dia, levando a uma constante busca na diminuição dos custos dos produtos associada ao aumento da qualidade dos mesmos. Consequentemente, as máquinas passam a trabalhar de forma ininterrupta e submetidas a grandes velocidades. Com esse alto grau de produtividade, qualquer parada não programada (manutenção corretiva não planejada) causa grandes prejuízos. (ZAPAROLI, 2018, p.1).

Motivado pela importância do acompanhamento preditivo de motores elétricos, principalmente no que se refere aos acionados por inversores de frequência, uma nova técnica de monitoramento é proposta. Trata-se de um sistema composto por um aparelho portátil, equipamento Baker Explorer 3000, associado a um software dedicado ao gerenciamento de dados. Através deste sistema é possível analisar o motor, seus componentes internos, a integridade do circuito de alimentação e a qualidade de alimentação. Também é possível estudar a influência dos inversores de frequência através do módulo VFD 3000. Essa opção demonstra como frequência, velocidade, torque e nível de tensão variam em relação ao tempo. (BAKER, 2013, s.n)

Os fatores analisados foram nível de tensão, desequilíbrio de tensão, fator de potência, potência consumida, torque, nível de corrente, desequilíbrio de corrente e distorção harmônica. E o conjunto era composto por um motor de indução trifásico, WEG, 2 CV, 1750 rpm, 220V, 60 Hz, 4 polos, categoria N, 5,98 A, rendimento 84,2%. Para a alimentação do sistema foi utilizado o Varivolt trifásico e o inversor de frequência WEG CFW 09.

Com o Baker Explorer 3000, Figura 1, é possível fazer o monitoramento de equipamentos em operação (on-line) e o monitoramento remoto do Centro de Controle de Motor (CCM) sendo uma unidade portátil e resistente para o uso nas situações mais críticas e agressivas. Através de alicates amperímetro e conectores tipo jacaré, ambos os sensores fazem a integração com o equipamento.

Figura 1 – Baker Explorer 3000



Fonte: Atecorp

Foram aplicadas algumas condições de anomalia no conjunto como: diferentes níveis de carga, desequilíbrio de fases, subtensão e sobretensão. Exemplificando o primeiro cenário aplicou-se 70% e 110% de carga no eixo do motor, com isso obteve-se os resultados expressados na Tabela 1.

Tabela 1 – Análise com diferentes níveis de carga

Dados	Percentual de Carga	
	70%	110%
Carga no Eixo	70%	110%
Tensão (V)	218,49	213,46
Deseq. Tensão (%)	1,4	1,09
Corrente (A)	4,08	5,7
Deseq. Corrente (%)	0,93	0,95

Com os resultados notou-se que as distorções harmônicas causadas pelo uso do inversor de frequência mantiveram-se dentro dos padrões aceitáveis para todas as condições de funcionamento.

Vemos, assim, que o entendimento do funcionamento do inversor de frequência é muito importante. Logo será apresentado sua composição e seu modo de operar.

3 MOTOR DE INDUÇÃO

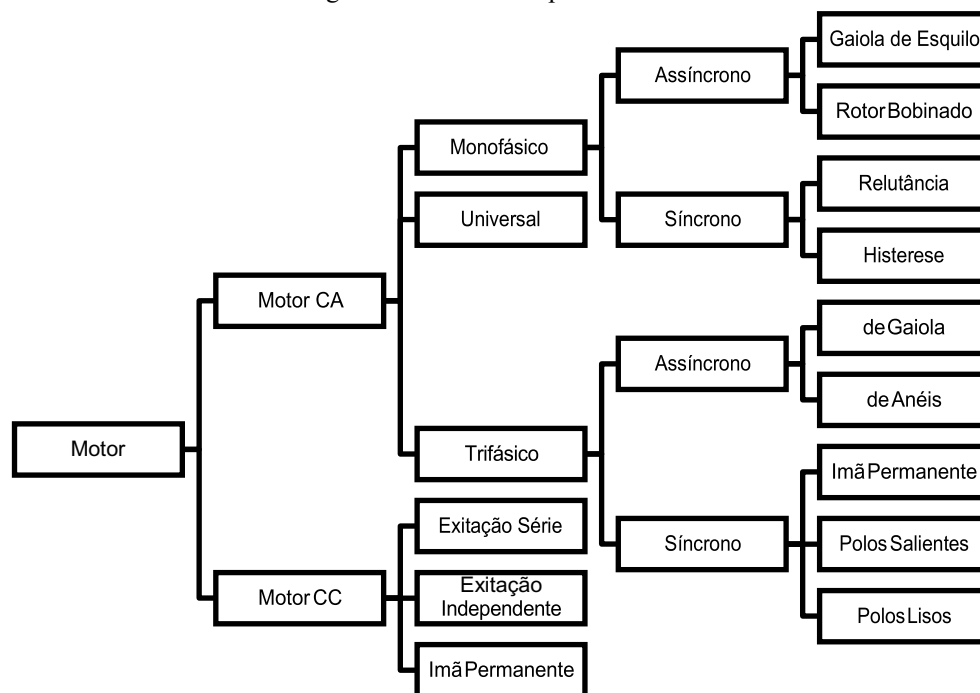
O motor de indução foi patenteado em 1888 por Nikola Tesla, sendo conceituado como um equipamento de fácil construção e ao mesmo tempo robusto. Como sua

construção é simples, a sua comercialização se torna mais barata quando comparado com outros tipos de motores. Cerca de 90% dos motores aplicados na indústria são motores de Indução. (FRANCISCO, 2006, p.12)

Os motores de indução são assim chamados porque apenas o estator é alimentado com energia elétrica e o rotor recebe energia através da indução eletromagnética. Os motores de indução são motores de corrente alternada que podem ser divididos tanto quando número de fases quanto ao modo de enrolamento do rotor.

Para este trabalho foi escolhido o tipo de motor assíncrono trifásico também chamado de motor de indução trifásico com rotor de gaiola. Este rotor se torna mais viável se considerar as aplicações de baixa potência, que é o foco deste trabalho. A Figura 2 mostra como os motores elétricos podem ser divididos.

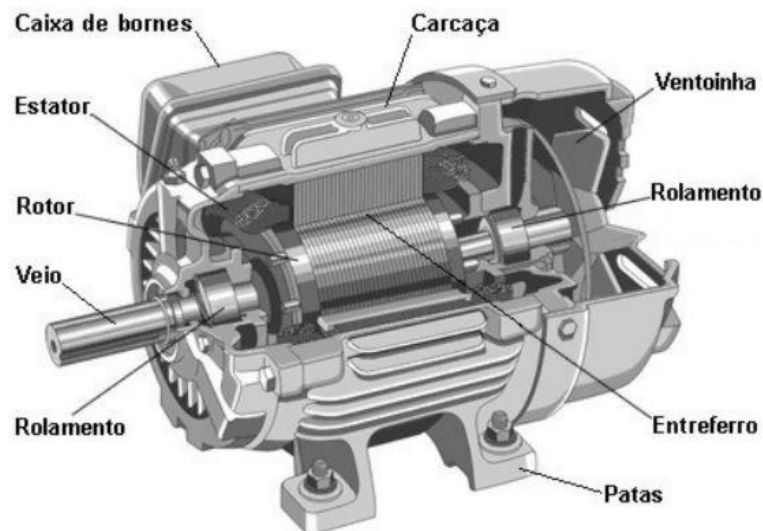
Figura 2 - Diferentes tipos de motores.



Fonte: VAZ, 2010

Na Figura 3 é possível identificar os principais elementos de um motor de indução, e como eles são conectados em sua montagem.

Figura 3 - Motor de indução.



Fonte: FRANCISCO, 2006

Abaixo segue uma pequena descrição de cada parte de um motor de indução:

- Caixa de bornes: nesta caixa é feita a ligação elétrica do motor com a rede;
- Carcaça: A carcaça acopla o estator e serve de proteção contra o meio externo;
- Ventoinha: Tem a função de refrigeração do estator e do rotor;
- Entreferro: É um pequeno espaçamento entre o rotor e o estator. Quanto menor for esse espaçamento melhor será o fluxo magnético entre o rotor e o estator;
- Patas: São usadas para a fixação do motor;
- Rolamentos: São utilizados para fazer o contato entre as partes girantes e fixas do motor.
- Veio: Também conhecido como eixo, faz parte do rotor e é o responsável por fornecer energia mecânica a uma determinada aplicação;
- Estator: É formado por chapas ferromagnéticas que são isoladas entre si. As chapas possuem pequenas cavidades nas quais são colocados enrolamentos de fios de cobre que são alimentados pela rede elétrica.
- Rotor: É a parte móvel do motor, é constituído por um núcleo ferromagnético, que pode ser um conjunto de enrolamento (motor de rotor bobinado) ou um conjunto de condutores paralelos (motor de rotor em curto circuito ou também chamado de rotor em gaiola de esquilo).

a. Parâmetros do motor de indução trifásico

Alguns parâmetros são de extrema importância para o entendimento do funcionamento e para o projeto de sistemas controladores dessas máquinas. Os parâmetros listados abaixo proporcionam um entendimento básico sobre os motores de indução trifásicos (BORBA, 2009, p.242):

- Velocidade Síncrona (n_s): Essa velocidade não é a velocidade mecânica do motor, mas sim a velocidade do fluxo magnético gerado pelo enrolamento do estator. O cálculo dessa velocidade é dado pela Equação 1, onde f é a frequência da rede e p é o número de polos do motor.

$$n_s = \frac{120 f}{p} \left[\frac{rad}{s} \right] \quad (1)$$

- Velocidade Mecânica (n_m): É a velocidade no eixo do motor e é dada pela Equação 2, onde s é o escorregamento e pode ser calculado pela Equação 3.

$$n_m = (1 - s)n_s \quad (2)$$

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (3)$$

- Fluxo magnético (φ_m): É o fluxo que gera a indução magnética no motor de indução. Este fluxo é proporcional à tensão aplicada no estator e inversamente proporcional à frequência aplicada, como mostrado na Equação 4.

$$\varphi_m \propto \frac{V}{f} \quad (4)$$

- Torque(T): O torque que o motor é capaz de desenvolver é dado pela seguinte equação.

$$T \propto \varphi_m \cdot I_R \quad (5)$$

Onde I_R é a corrente induzida no rotor pelo estator.

- Potência(P): Por fim, a potência mecânica de saída é proporcional à velocidade do rotor e ao torque:

$$P \propto T.nm \quad (6)$$

b. Acionamento elétrico para motores de indução

Um dos grandes problemas nos motores é a corrente de partida, cerca de seis vezes a corrente nominal. Quando isso ocorre pode haver queda de tensão na rede e assim afetar todo o ambiente em que se encontra. Entretanto, essa corrente pode ser estabelecida pela forma como o motor é acionado, assim como o controle de velocidade e de torque. A seguir serão apresentadas algumas dessas formas.

i. Partida direta

A partida direta para motores trifásicos é relativamente a ligação mais simples dentre todas as partidas usadas para acionar os motores trifásicos, pois o motor recebe a alimentação diretamente da fonte de energia trifásica, e dependem apenas de dispositivos de seccionamento para interferirem diretamente no seu funcionamento, como por exemplo os disjuntores, relés térmicos ou contadores. Nessa técnica a corrente de partida é de 6 a 10 vezes a corrente nominal.

ii. Partida estrela-triângulo

A partida estrela triângulo é um método de partida usado em motores elétricos trifásicos. Ela utiliza uma chave com o mesmo nome, manual ou automática, e é interligada aos rolamentos do motor, devendo estar acessíveis em seis terminais. Utilizando a partida estrela triângulo, o motor parte em configuração estrela, proporcionando maior impedância e menor tensão nas bobinas. Assim, a corrente de partida é diminuída, ocasionando em uma perda perceptível do torque de partida.

Com a partida estrela triângulo, o motor realiza uma partida mais suave, diminuindo sua corrente de partida a aproximadamente 1/3 do que seria, caso acionado em partida direta.

iii. Partida com autotransformador

É utilizada na partida de motores maiores, de até 15CV. A função do autotransformador é diminuir a tensão na partida, podendo assim, diminuir a corrente de pico.

Essa técnica de partida tem um custo mais elevado quando comparado com a técnica de partida estrela-triângulo, o que faz com que sua aplicação seja mais limitada a casos especiais.

iv. *Partida com Soft Starter*

O funcionamento de um soft starter, se dá através de uma ponte tiristorizada, que fazem o chaveamento da tensão para que ela possa ser disponibilizada para o motor de forma crescente, ou seja, irá aumentar gradativamente, garantindo uma partida suave e sem a presença da corrente de pico. Este chaveamento feito pela ponte é controlado através do sistema de controle e disparo, que é um modulo onde é possível realizar as programações desejadas por meio de parâmetros, que são identificados um a um pelo fabricante e disponibilizadas em um manual.

v. *Inversores de Frequência*

Um inversor de frequência é um dispositivo capaz de gerar uma tensão e frequência trifásicas ajustáveis, com a finalidade de controlar a velocidade de um motor de indução trifásico. Todo motor que possui esse acionamento proporciona, entre outras, a vantagem de economizar energia e melhorar o desempenho de máquinas e equipamentos, pois reduz consideradamente o pico de corrente na partida do motor proporcionando maior vida útil e menor manutenção.

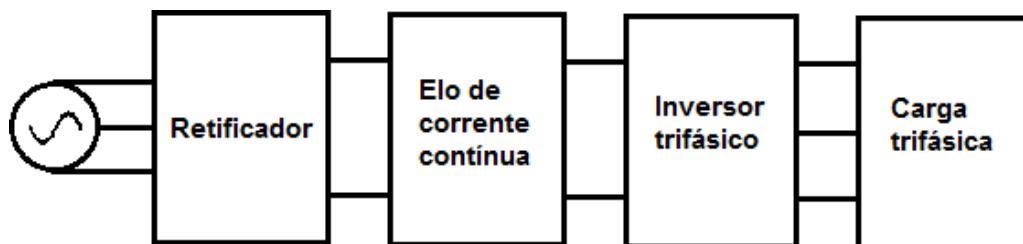
4 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

A partir do momento em que foram criados os motores elétricos, os projetistas sentiram a necessidade de controlá-los de alguma maneira. Várias técnicas foram usadas para o controle de velocidade de motores, mas, sem dúvida, as que mais se destacaram foram as técnicas que fazem uso de inversores de frequência. Atualmente existem várias empresas especializadas na fabricação de inversores, como a Siemens, a Weg, a Yaskawa, a Allen Bradley e a ABB, entre outras.

A ideia básica de um inversor de frequência é transformar a tensão de entrada, geralmente corrente alternada fornecida pela rede elétrica, em corrente contínua, e depois transformar novamente em corrente alternada, mas agora com um sinal modulado, onde é possível alterar tanto a amplitude como a frequência deste sinal de saída.

Um inversor de frequência é formado basicamente por um retificador, acoplado a um inversor trifásico através de um elo de corrente contínua, como mostrado na Figura 4.

Figura 4 - Diagrama de blocos de um inversor.



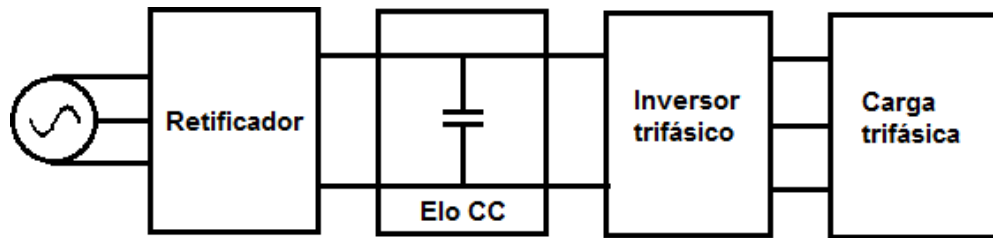
Fonte: BORBA, 2009

O elo de corrente contínua tem a função de fornecer corrente contínua, que geralmente é fornecida por um retificador, ao inversor trifásico.

Este elo é constituído por componentes capazes de armazenar energia elétrica, capacitores ou indutores, fator este que depende da configuração do inversor. A configuração que utiliza o capacitor é chamada de Inversor de Tensão Imposta e, para a configuração com um indutor, é chamada de Inversor de Corrente Imposta. (BORBA, 2009, p. 242)

O Inversor de Tensão Imposta, a tensão de entrada do inversor é mantida constante pelo capacitor do elo CC como mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Diagrama de blocos de um Inversor de Tensão Imposta.

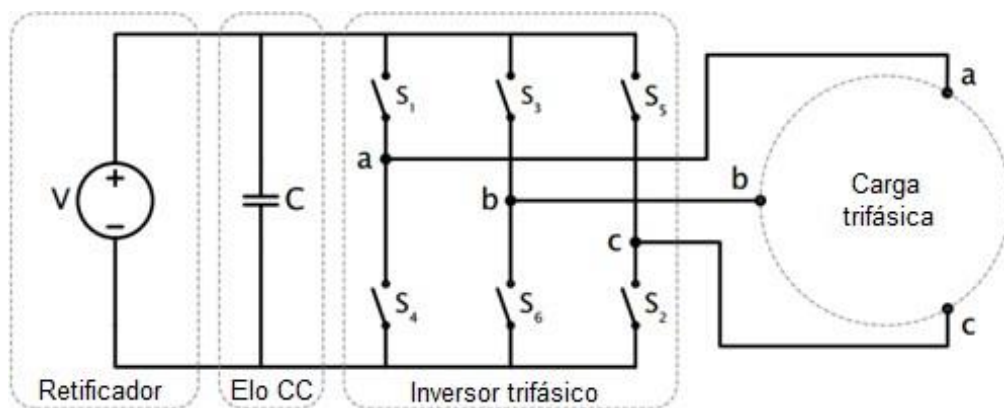


Fonte: BORBA, 2009

O bloco do retificador de tensão é responsável por tratar o sinal CA da rede e fornecer um sinal contínuo para o elo CC ou também chamado de barramento CC. O elo tem por objetivo melhorar o sinal de tensão CC fornecido pelo retificador, ou seja, torna o sinal mais regular para o inversor.

Na Figura 6 é mostrado o circuito básico de um Inversor de Tensão Imposta Trifásico alimentando uma carga trifásica. O inversor transforma a tensão contínua fornecida pelo barramento CC em uma tensão alternada com frequência modulada. Isso é muito importante, pois algumas técnicas de controle de velocidade de motores elétricos são baseadas na modulação da frequência da tensão fornecida para o motor. A modulação do sinal de saída é feita através de técnicas da comutação dos interruptores S1, S2, S3, S4, S5 e S6.

Figura 6 - Circuito básico de um Inversor de Tensão Imposta Trifásico em Ponte.



Fonte: BORBA, 2009

4.1 Retificador

Como o fornecimento de energia elétrica é feito em corrente alternada e muitas aplicações exigem uma tensão contínua, a solução para essa adaptação de alternado para

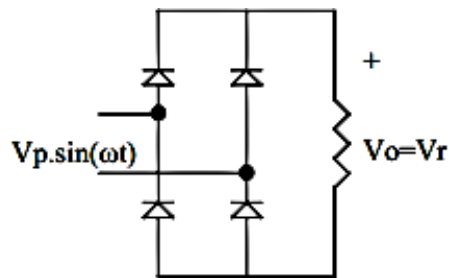
contínuo é feita por conversores CA-CC, ou também chamados de retificadores.

Os retificadores podem ser classificados de duas maneiras, controlados e não controlados, de acordo com o número de fases de entrada e se são de meia-ponte ou de ponte completa. (EMERICH, 2005, p.65).

i. *Retificador monofásico não controlado*

Os retificadores não controlados são aqueles que utilizam diodos, portanto, não há a possibilidade de atuar no chaveamento desses semicondutores. Um retificador monofásico de ponte completa com carga puramente resistiva tem o esquema representado pela Figura 7.

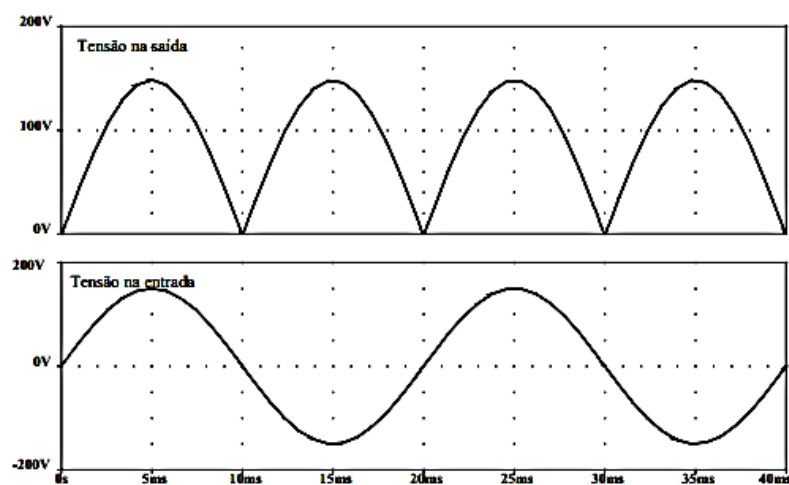
Figura 7 - Retificador monofásico de ponte completa.



Fonte: EMERICH, 2005

A Figura 8 compara as formas de onda da tensão na entrada do retificador com a forma de onda que será aplicada a essa carga resistiva.

Figura 8 - Comparação entre tensão de entrada e saída do retificador monofásico com carga resistiva.



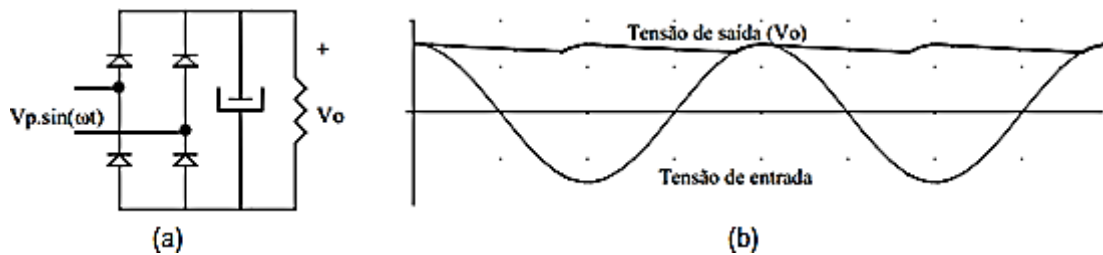
Fonte: EMERICH, 2005

Percebe-se que a tensão de saída passa a ser contínua, ou seja, em nenhum

momento ela tem a sua polaridade alterada.

Um retificador com carga capacitiva, Figura 9 (a), faz com que a tensão de saída seja alisada e assim eleva seu valor médio quando comparado com a carga resistiva do caso anterior, efeito que pode ser observado na Figura 9 (b).

Figura 9 - (a) Retificador com carga capacitiva, (b) Comparação entre tensão de entrada e saída de um retificador com carga capacitiva.

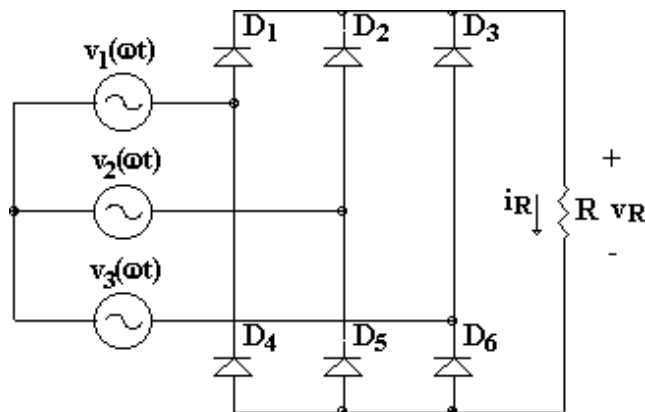


Fonte: EMERICH, 2005

ii. Retificador trifásico não controlado

O retificador trifásico de onda completa não controlado é assim chamado por usar um sistema trifásico, e onda completa, pois aproveita todo o ciclo da onda, tanto positivo quanto negativo. Na Figura 9 é ilustrado o esquema de retificador trifásico de onda completa não controlado.

Figura 10 - Retificador trifásico de onda completa não controlado.

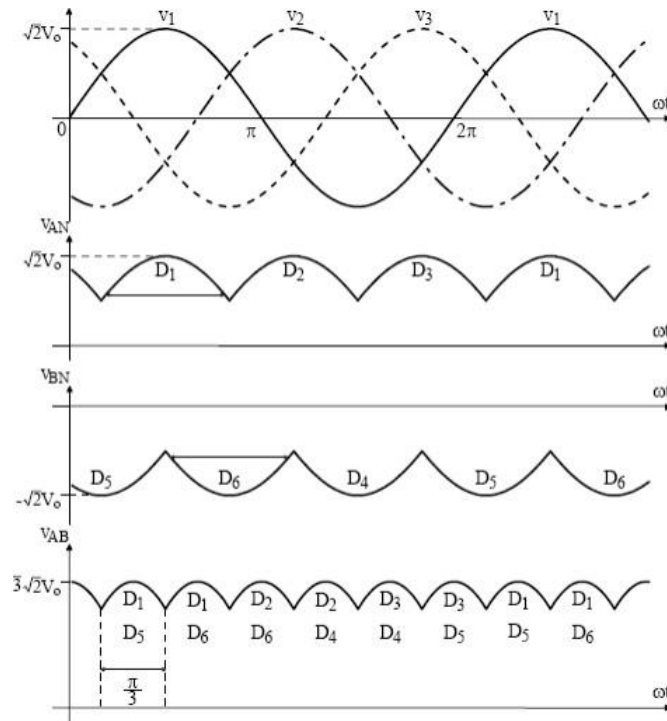


Fonte: EMERICH, 2005

Esta topologia conduzirá o diodo que estiver no momento com a tensão mais positiva e o que estiver com a tensão mais negativa. Cada par de diodos conduzirá por 60° e cada diodo conduzirá por 120° . A frequência da tensão retificada é igual a 6 vezes a frequência das tensões de alimentação. Pode-se observar na Figura 11 que, a partir de 30° , os diodos D_1 e D_5 estão, respectivamente, nas tensões mais positiva e mais negativa. Eles conduzirão até o próximo cruzamento em que o diodo D_6 fica na tensão mais negativa e

assim conduzirá no lugar de D5 e assim será até o próximo cruzamento. (EMERICH, 2005, p.65)

Figura 11 - Formas de onda de um retificador trifásico de onda completa na controlado.



Fonte: EMERICH, 2005

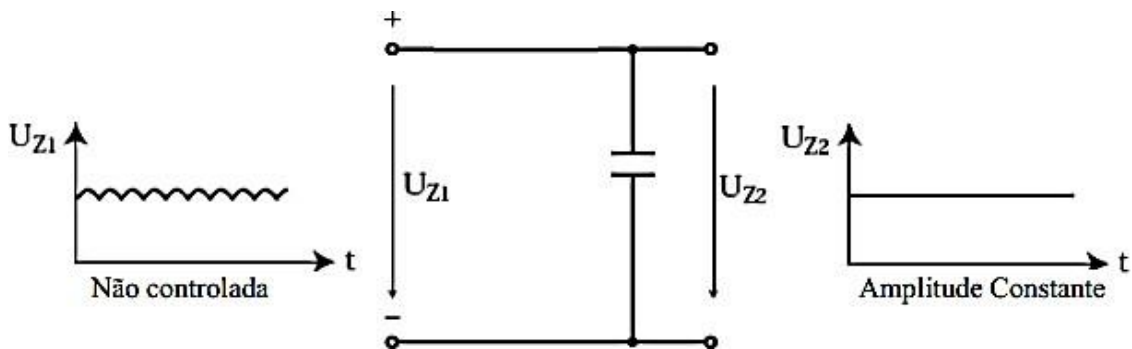
Esse retificador é mais eficiente do que o retificador trifásico de meia onda, pois fornece seis pulsos enquanto o de meia onda fornece apenas três, e assim fornece uma saída com menos ondulação. Como a frequência de saída é mais alta, a filtragem é simplificada. (EMERICH, 2005, p.65)

4.2 Barramento CC

Após a tensão de entrada ser retificada, é necessário que essa tensão passe por um filtro, pois a tensão fornecida pelo retificador contém certas ondulações não desejadas.

O filtro pode ser formado basicamente por um capacitor ou banco de capacitores. O capacitor é carregado com a tensão de pico da entrada e, a partir do momento em que a tensão de entrada se torna menor que a tensão no capacitor, os diodos são bloqueados e a tensão passa a ser fornecida pelo capacitor. Assim, se o projeto do filtro for realizado corretamente, a tensão de saída do filtro é uma tensão sem ondulações. A Figura 12 ilustra a ação de um filtro ideal.

Figura 12 - Ação do filtro.



Fonte: EMERICH, 2005

4.3 Inversor de tensão

O inversor é um conversor CC-CA, ou seja, este conversor transforma a tensão contínua em tensão alternada. Estes conversores CC-CA podem ser ligados a qualquer tipo de fonte contínua, como por exemplo:

- Bancos de bateria;
- Células combustíveis;
- Rede de painéis solares.

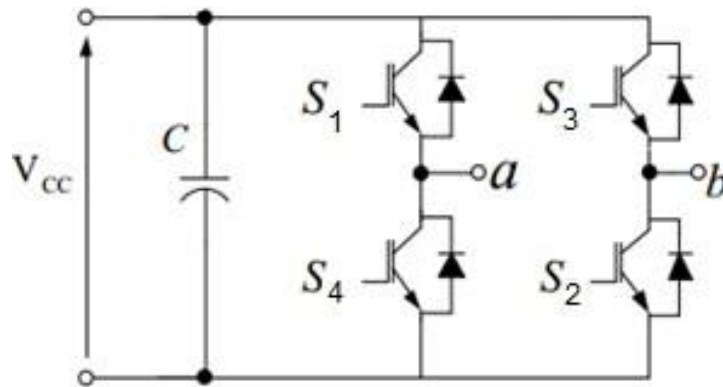
No entanto, na indústria é mais comum os conversores CC-CA serem conectados em circuitos com retificador e filtro. (RANIEL, 2011, p.128)

A conversão de CC-CA é feita através da comutação dos transistores. Para um melhor entendimento de como é feita essa conversão, será apresentado primeiramente o funcionamento de um circuito inversor monofásico.

4.3.1 Conversor CC-CA monofásico

Um modelo de inversor monofásico está representado pela Figura 13. Para que a conversão seja feita de maneira correta, os sinais S1, S2, S3 e S4 que acionam os transistores devem ser comutados de forma específica. Cada transistor irá receber no *gate* um sinal que pode ser representado pelos níveis lógicos 1 ou 0 e, de forma a evitar que os dois transistores de um mesmo braço conduzam em simultâneo, os interruptores de baixo recebem os sinais complementares dos transistores de cima, correspondentes.

Figura 13 - Inversor monofásico.



Fonte: RANIEL, 2011

Uma vez que o inversor é controlado por dois sinais binários, onde esses sinais são referentes aos estados dos transistores S_1 e S_3 , o sinal binário 0 significa que o transistor está bloqueado e o 1 significa que o transistor está conduzindo. Na Tabela 2 são apresentados os estados de comutação correspondentes a este modelo.

Tabela 2 - Sinais de comutação

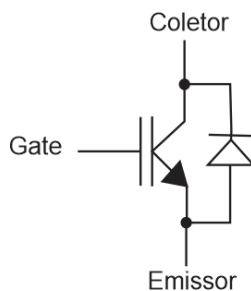
Sinal do <i>Gate</i> S_1	Sinal do <i>Gate</i> S_3	Saída de Tensão (V_{ab})
1	0	V_{cc}
1	1	0
0	1	$-V_{cc}$
0	0	0

Fonte: CONSTANTINO, 2013

Nota-se que dois dos estados, (1,1) e (0,0), geram uma tensão de 0V. Esta característica é chamada de nível de tensão de redundância e pode ser utilizada para outros propósitos de controle, desde que não afete o nível de tensão da carga.

Em aplicações com cargas indutivas, podem aparecer tensões inversas elevadas. Os transistores devem ser protegidos dessas tensões e, para isso, um diodo pode ser conectado entre o coletor e o emissor do transistor, como mostrado na Figura 13. (BARBI, 2007)

Figura 14 - Transistor com proteção a diodo.

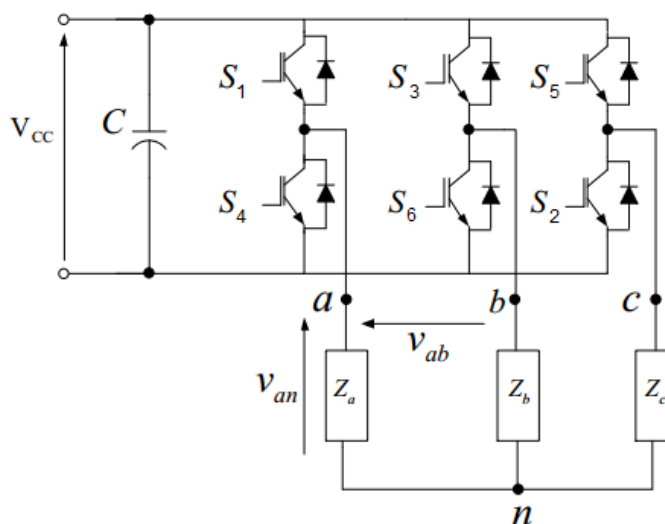


4.3.2 Conversores CC-CA trifásicos

O conversor CC-CA trifásico de tensão, é uma das estruturas mais empregadas na indústria, normalmente aplicado em altas potências. Sua popularidade deve-se à sua eficiência em obter tensões trifásicas com frequência controlável (BARBI, 2005, p.394).

Como cada tensão de entrada dos motores de indução é defasado em 120° , é necessário que a lógica aplicada para a comutação dos transistores também resulte em uma defasagem de 120° em cada fase na saída do conversor CC-CA trifásico. Um conversor CC-CA trifásico pode ser representado pela Figura 14.

Figura 15 - Conversor CC-CA trifásico.



Fonte: CONSTANTINO, 2013

Uma sequência possível de comutação dos sinais de entrada do *gate* dos transistores é a que está representada na Tabela 3.

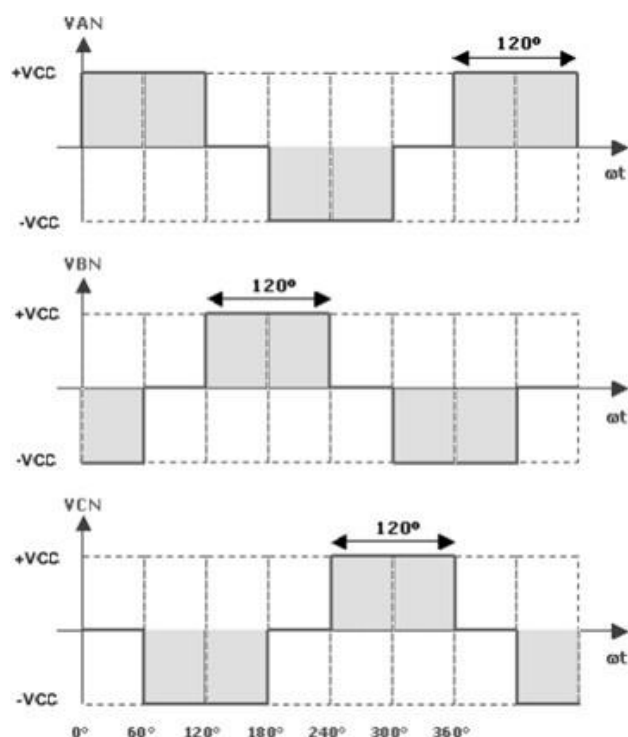
Tabela 3 - Sequência de acionamento dos transistores.

Intervalo	S1	S2	S3	S4	S5	S6
$0 - 60^\circ$	1	0	0	0	0	1
$60^\circ - 120^\circ$	1	1	0	0	0	0
$120^\circ - 180^\circ$	0	1	1	0	0	0
$180^\circ - 240^\circ$	0	0	1	1	0	0
$240^\circ - 300^\circ$	0	0	0	1	1	0
$300^\circ - 360^\circ$	0	0	0	0	1	1

Fonte: CONSTANTINO, 2013

Esta lógica de acionamento faz com que um sinal alternado e com 120° seja aplicado ao motor. Para que não ocorra curto circuito nas fases, os transistores devem ser ativados dois de cada vez, um do grupo S1, S3 e S5 e outro do grupo S4, S5 e S6. As formas de onda das fases A, B e C para este tipo de lógica são mostradas na Figura 16.

Figura 16 - Forma de onda das fases na saída do conversor trifásico.



Fonte: CLUBE DA ELETRÔNICA, 2009.

Tanto para o caso em que é usado um inversor monofásico ou trifásico a forma de onda na saída do inversor é retangular. Para que o sinal na saída se comporte como um

sinal senoidal é necessário que os transistores sejam acionados obedecendo algumas das técnicas de acionamento dos transistores mais avançadas. No próximo item serão estudadas duas das técnicas de modulação.

4.4 Técnicas de modulação

O acionamento dos transistores pode ser feito através de técnicas de modulação por largura de pulso (MLP), seja do tipo senoidal, histerese, modulação vetorial, modulação ótima, modulação aleatória, entre outras.

Dentre as principais técnicas de modulação, a modulação vetorial tem-se tornado bastante popular devido às seguintes características (NICOLAU, 2007, p.17):

- Alto aproveitamento da tensão do elo CC;
- Faixa de operação linear maior;
- Operação na faixa de sobre modulação;
- Baixa distorção harmônica;
- Perdas de chaveamento são passíveis de otimização.

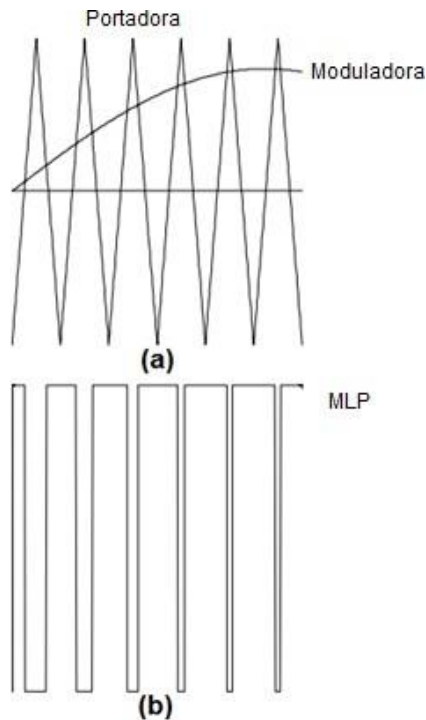
A seguir serão apresentadas duas técnicas de modulação, a modulação senoidal e a modulação vetorial.

4.4.1 Modulação Senoidal

A modulação senoidal é a mais popular, difundida e discutida na literatura, e comumente utilizada em aplicações industriais.

Na MLP senoidal, um sinal senoidal de referência chamado de moduladora é comparado com uma portadora triangular, e assim gera os pulsos que acionam os transistores. A Figura 17 (a) mostra a comparação entre o sinal da moduladora e a portadora, e a Figura 17 (b) apresenta o resultado da comparação, ou seja, o sinal PWM que irá ativar um determinado transistor.

Figura 17 - (a) Princípio de Operação da MLP senoidal. (b) Pulsos oriundos da comparação do sinal de referência e da portadora.



Fonte: NICOLAU, 2007.

4.4.2 Modulação Vetorial (SVPWM)

Com o intuito de diminuir o conteúdo harmônico e melhorar o aproveitamento do barramento CC, em 1986, Van der Broek propôs uma técnica baseada na teoria de vetores espaciais para máquinas de corrente alternada, chamada de Modulação Vetorial ou SVPWM - *Space Vector Pulse Width Modulation* (CORTÉS, 2005, p. 97). Nesta técnica, a comutação dos interruptores é feita através do cálculo de seus tempos de aplicação e não mais através da comparação dos sinais de uma moduladora com uma onda triangular. Com isso, foi possível um aumento de 15 % do aproveitamento do barramento CC. Além de aumentar o aproveitamento do barramento CC, a modulação vetorial também diminui o conteúdo harmônico, minimiza as comutações dos interruptores e também é adequada para implementação digital. (FLORES, 2009, p.24)

O conceito de vetores espaciais é derivado do campo girante da máquina CA a qual é acionada por um inversor de saída modulada. Neste tipo de modulação, as grandezas trifásicas podem ser transformadas para equivalentes bifásicas em componentes síncronas com referencial girante ou estacionário. (GIFFONI, 2008, p.142)

Considerando-se um sistema de tensões balanceadas trifásicas representadas pelo conjunto das equações abaixo:

$$\begin{cases} Va = Vm \sin(\omega t) \\ Vb = Vm \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ Vc = Vm \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (7)$$

Para análise do controle vetorial é preferível expressar o sistema trifásico em função do cosseno, como mostrado pelas equações a seguir:

$$\begin{cases} Va = Vm \cos(\omega t) \\ Vb = Vm \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ Vc = Vm \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

Quando as tensões descritas pelas Equações 8 são aplicadas a uma máquina CA é gerado um fluxo girante no entreferro que pode ser representado como um vetor que gira com velocidade síncrona. A amplitude e o ângulo deste vetor podem ser encontrados pela transformada de Clarke, conforme mostrado pela Equação 9.

$$\vec{v}_{ref} = v\alpha + b\beta = \frac{2}{3}(Va + aVb + a^2Vc) \quad (9)$$

Sendo que:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (10)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (11)$$

$$|\vec{v}_{ref}| = \sqrt{v\alpha^2 + v\beta^2} \quad (12)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v\beta}{v\alpha}\right) \quad (13)$$

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} \left[\left(Va + \cos\frac{2\pi}{3}Vb + \cos\frac{2\pi}{3}Vc \right) + \left(\sin\frac{2\pi}{3}Vb + \sin\frac{2\pi}{3}Vc \right) \right] \quad (14)$$

Separando-se a Equação 14 em partes reais e imaginárias, obtém-se as equações

15 e 16, respectivamente.

$$va = \frac{2}{3} \left(Va + \cos \frac{2\pi}{3} Vb + \cos \frac{2\pi}{3} Vc \right) \quad (15)$$

$$vb = \frac{2}{3} \left(\sin \frac{2\pi}{3} Vb - \sin \frac{2\pi}{3} Vc \right) \quad (16)$$

Passando-se agora para a forma matricial.

$$\begin{bmatrix} va \\ vb \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} va \\ vb \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} \quad (18)$$

A Equação 18 representa a equação de Clarke que torna possível representar um sistema de tensões trifásico em seu equivalente bifásico.

Reescrevendo-se as funções trigonométricas na forma exponencial através da seguinte identidade trigonométrica de Euler:

$$\cos(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad (19)$$

Substituindo-se a Equação 19 na Equação 9 se obtêm as equações 20, 21 e 22.

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} V_m \left[\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + \frac{8\pi}{3})}}{2} \right] \quad (20)$$

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} V_m \frac{3}{2} e^{j\omega t} \quad (21)$$

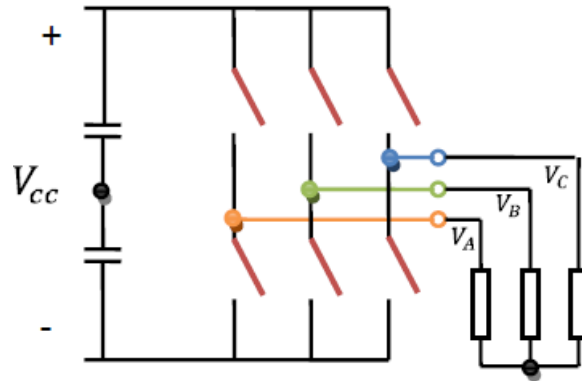
$$\vec{v}_{ref} = V_m e^{j\omega t} \quad (22)$$

Percebe-se que o vetor de referência $\vec{v}_{ref}$ gira em plano complexo com módulo e velocidade síncrona constante, ou seja, a transformada de Clarke não alterou as

características fundamentais do sistema trifásico, como amplitude e frequência.

Considerando, agora, o inversor trifásico alimentando uma carga conforme ilustrado na Figura 18, é possível identificar que para um inversor de três braços existem apenas oito possibilidades de combinação de comutação, a saber que os interruptores de um mesmo braço são complementares.

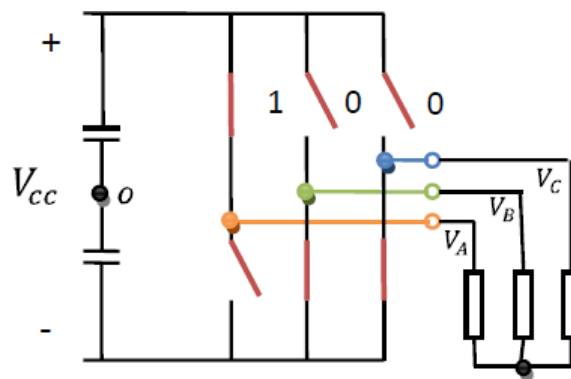
Figura 18 - Inversor de frequência alimentando uma carga trifásica



Fonte: FLORES, 2009.

Para identificar um estado específico de comutação é necessário observar os estados dos interruptores superiores do inversor da Figura 19, onde 1 significa que o interruptor está conduzindo e 0 indica que o interruptor está bloqueado. O estado da Figura 19 será chamado de $V_1 = 100$.

Figura 19 - Inversor de frequência representando o estado



Fonte: FLORES, 2009.

Escrevendo-se as equações das tensões aplicadas à carga, tomando-se como referência o ponto “o” para o estado contram-se as equações abaixo.

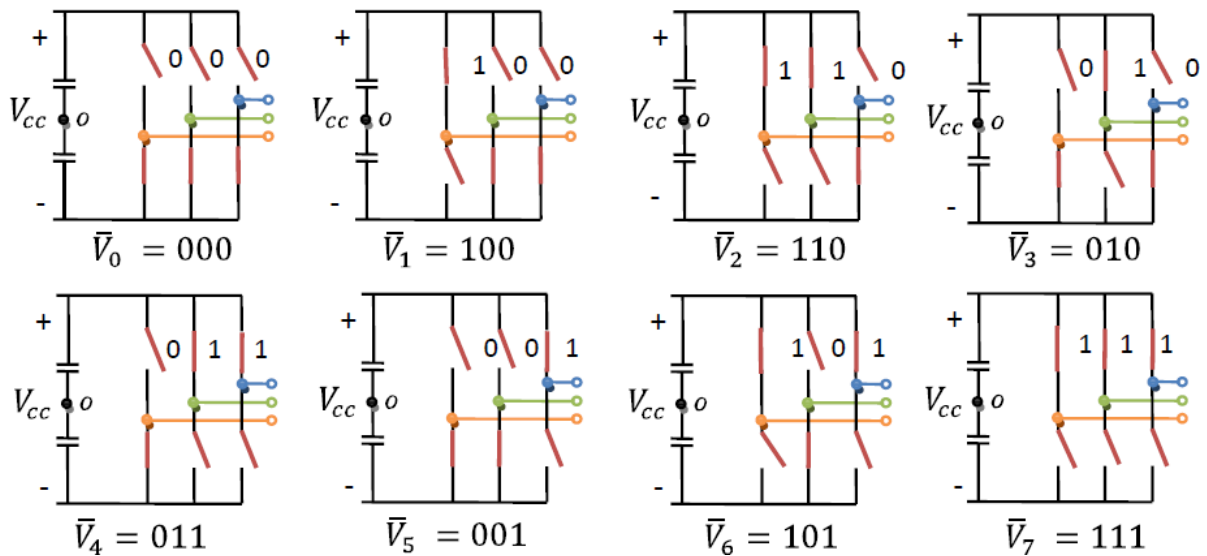
$$\begin{cases} V_{ao} = +\frac{V_{cc}}{2} \\ V_{bo} = -\frac{V_{cc}}{2} \\ V_{co} = -\frac{V_{cc}}{2} \end{cases} \quad (23)$$

Substituindo-se as equações 23 na Equação 9, resulta no vetor espacial no plano complexo para o estado, conforme pode ser observado pela Equação 24.

$$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} \quad (24)$$

Analisando-se os estados dos interruptores nas oito combinações possíveis da Figura 20 e realizando-se o mesmo procedimento anterior, obtêm-se as equações para os demais estados.

Figura 20 - Todas as oito possíveis combinações dos interruptores de um inversor de frequência trifásico



Fonte: FLORES, 2009.

As equações para todas as oito combinações estão descritas abaixo:

$$\bar{V}_0 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0 \quad (25)$$

$$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} \quad (26)$$

$$\bar{V}_2 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (27)$$

$$\bar{V}_3 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (28)$$

$$\bar{V}_4 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\pi} \quad (29)$$

$$\bar{V}_5 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (30)$$

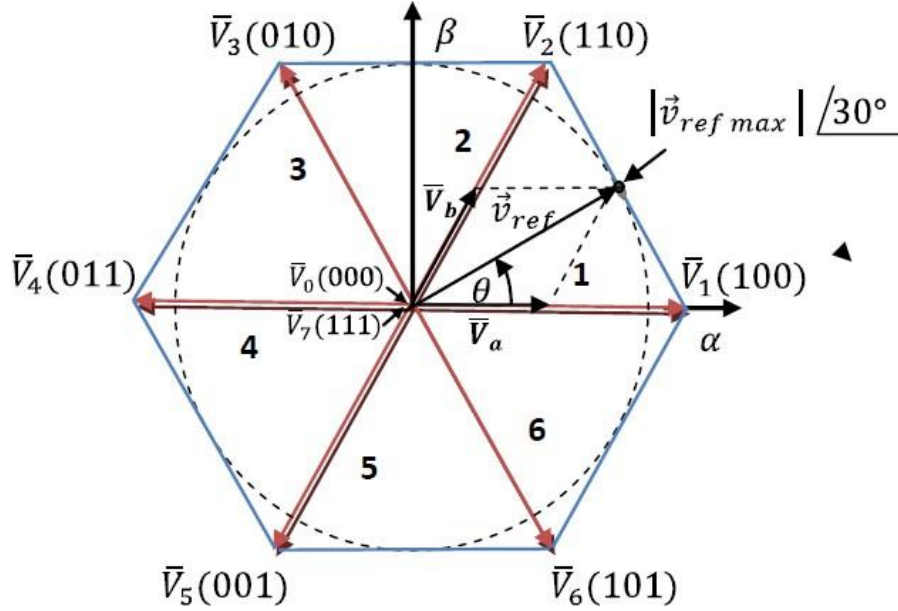
$$\bar{V}_6 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{5\pi}{3}} \quad (31)$$

$$\bar{V}_7 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0 \quad (32)$$

Pelas equações de 25 a 32 é possível perceber que seis combinações resultam em transferência de energia da fonte para a carga. Essas combinações recebem o nome de vetores ativos. As duas outras combinações não resultam em transferência de energia, então são chamadas de vetores nulos ($V_0 = 000$ e $V_7 = 111$).

Os oitos vetores resultantes das combinações dos interruptores são os únicos vetores possíveis de gerar com um inversor trifásico. Esses são vetores fixos em um plano complexo, conforme representado pela Figura 21. Os vetores nulos são representados no centro do plano, pois não possuem magnitude. Os seis vetores ativos têm a mesma magnitude e estão defasados em 60 formando um hexágono. Cada parte do hexágono é chamada de setores, e assim então formando-se então seis setores. O vetor de referência tem seu valor máximo na interseção do hexágono com o círculo inscrito no mesmo. Tomando-se o primeiro setor como referência, o vetor de referência é máximo para um ângulo de 30, como mostrado na Figura 21.

Figura 21 - Vetores espaciais de tensão do inverso trifásico



Fonte: FLORES, 2009.

Para que a modulação vetorial seja corretamente aplicada, é preciso que o vetor de referência circule pelos seis setores do plano complexo α - β . Para que isso seja realizado, o inversor deverá aplicar à carga os vetores ativos $\bar{V}_a$ e $\bar{V}_b$ e os vetores nulos $\bar{V}_0$ e $\bar{V}_7$ em um período de amostragem. A aplicação desses vetores deve ser tal que corresponda exatamente ao vetor de referência. A Equação 33 apresenta uma forma de determinar o vetor de referência através dos vetores ativos e nulos em um período de amostragem.

$$\vec{v}_{ref} = \frac{1}{T_s} (\bar{V}_A \cdot t_a + \bar{V}_B \cdot t_b + \bar{V}_0 \cdot t_0 + \bar{V}_7 \cdot t_7) \quad (33)$$

A soma dos tempos deve ser igual ao período de amostragem conforme mostrado na Equação 34.

$$t_a + t_b + t_0 + t_7 = T_s \quad (34)$$

Sabendo-se que e então reescrevendo-se a Equação 33, obtém-se a Equação 35.

$$\vec{v}_{ref} = \bar{V}_a + \bar{V}_b = \bar{V}_A \left(\frac{t_a}{T_s} \right) + \bar{V}_B \left(\frac{t_b}{T_s} \right) \quad (35)$$

Agora separando-se o vetor de referência em parte real e parte imaginária no plano complexo obtêm-se as equações 36 e 37, respectivamente.

$$Re: \vec{v}_{ref} \cdot \cos(\theta) \cdot T_s = \left(\frac{2}{3}V_{cc}\right) \cdot t_a + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2}{3}V_{cc}\right) \cdot t_b \quad (36)$$

$$Im: \vec{v}_{ref} \cdot \sin(\theta) \cdot T_s = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left(\frac{2}{3}V_{cc}\right) \cdot t_b \quad (37)$$

Assim então é possível solucionar as equações e determinar os tempos. As equações abaixo foram solucionadas para $0 < \theta < 60^\circ$.

$$t_a = \frac{\sqrt{3} \cdot \vec{v}_{ref}}{V_{cc}} \cdot T_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (38)$$

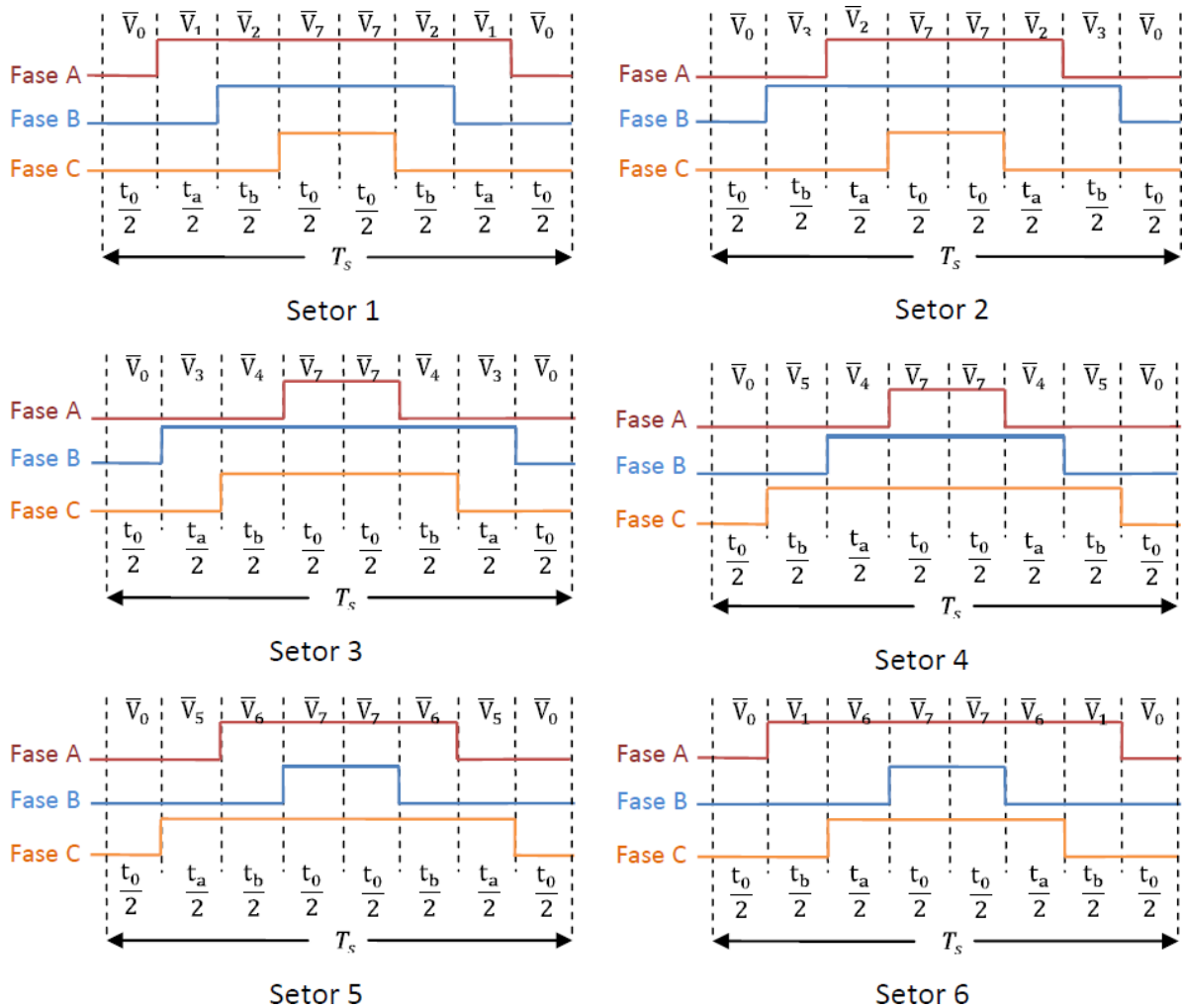
$$t_b = \frac{\sqrt{3} \cdot \vec{v}_{ref}}{V_{cc}} \cdot T_s \cdot \sin(\theta) \quad (39)$$

$$t_0 = \frac{t_a + t_b - T_s}{2} \quad (40)$$

Agora que já é possível calcular os tempos e, identificar em qual setor o vetor de referência se encontra, deve-se determinar a ordem em que será aplicada aos interruptores. Embora a sequência de aplicação dos vetores não altere o valor médio, ela tem grande influência nas perdas por potência por comutação e no conteúdo harmônico. (NICOLAU, 2007, p.27)

A Figura 22 mostra uma possível sequência de comutação dos interruptores e como deve ser feito a comutação em cada setor.

Figura 22 - Sequência de chaveamento para os seis setores do plano complexo



Fonte: FLORES, 2009.

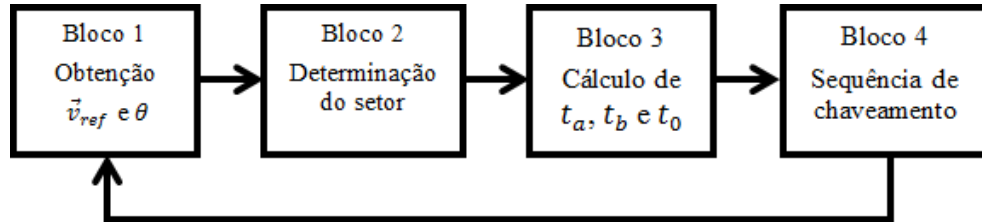
O padrão de comutação dos interruptores da Figura 22 propicia uma melhor distribuição das componentes harmônicas, pelo fato de existir uma simetria na forma de onda e, também, reduz o número de comutações dos interruptores o que aumenta a vida útil dos mesmos. (CHILET, 2003, p. 17)

Enquanto o vetor de referência estiver em um setor, o inversor deverá repetir a sequência de comutação dos interruptores deste setor até que o vetor mude para o próximo setor.

A técnica de modulação vetorial irá aplicar uma tensão muito semelhante à tensão obtida com a modulação senoidal. No entanto, ao se analisar o seu espectro (tensão de fase), nota-se a presença de uma componente de terceira harmônica, o que não ocorre na modulação senoidal. (FLORES, 2009, p.33)

A Figura 23 mostra a representação do algoritmo básico para a implementação da modulação vetorial.

Figura 23 - Algoritmo básico para implementação da modulação vetorial



Fonte: FLORES, 2009.

Seguindo-se a Figura 23, a modulação vetorial pode ser realizada da seguinte forma para cada período de amostragem:

1. Obter o módulo da tensão de referência e seu ângulo com o eixo;
2. Identificar, com a informação do ângulo, em qual setor o vetor de referência se encontra;
3. Calcular os tempos, e;
4. Aplicar a sequência de comutação dos interruptores correspondente ao setor onde o vetor de referência se encontra.

4.5 Tipos de controles

Na maioria das aplicações com inversores de frequência, o controle de partida e a variação de velocidade são suficientes. Para estas características, os chamados inversores de frequência com controle escalar satisfazem estas condições. Porém, algumas limitações são impostas neste tipo de controle, como o limite de torque quando operando com baixas frequências. Este tipo de controle opera em malha aberta.

A fim de se conseguir um ajuste de torque com baixíssimas frequências, através do equacionamento da máquina elétrica e de modelos matemáticos, o inversor de frequência com controle vetorial foi desenvolvido. Com isso, máquinas que antes tinham que ser controladas por motores C.C, agora passam a ser operadas por motores de indução, devido a este tipo de controle.

4.5.1 Controle escalar

Um método de controle de velocidade de motores de indução com relativa simplicidade, que leva em conta apenas a relação tensão/frequência, é chamado de controle escalar. Com o controle escalar não é possível alcançar uma elevada precisão em determinadas aplicações, mas o custo para a implementação é baixo e sua simplicidade fazem com que essa técnica de controle de velocidade seja muito utilizada.

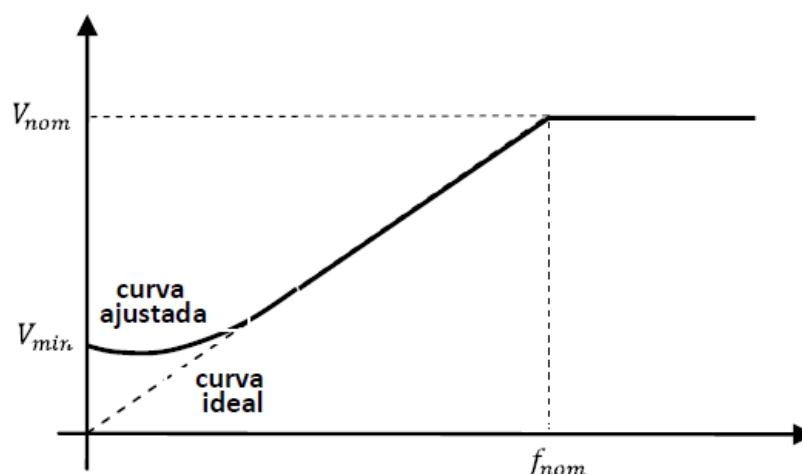
No controle escalar, é possível obter uma precisão de velocidade de até 0,5 % da rotação nominal do motor sem que haja variação na carga e de 3 a 5%, quando houver variação mecânica, de 0 a 100% do conjugado nominal (PAIXÃO, 2009, p. 41).

A relação tensão/frequência representa o fluxo magnético, como pode ser visto na Equação 41, onde V é a tensão no estator e f é a frequência.

$$\varphi_m = \frac{V}{f} \quad (41)$$

Em aplicações onde se deseja que o torque do motor seja mantido constante, é necessário manter o fluxo magnético também constante. Quando a tensão for variada a frequência também deve ser variada na mesma proporção (BENEDITO, 2011, p.121), como mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Curva V/f do controle escalar.



Fonte: FLORES, 2009.

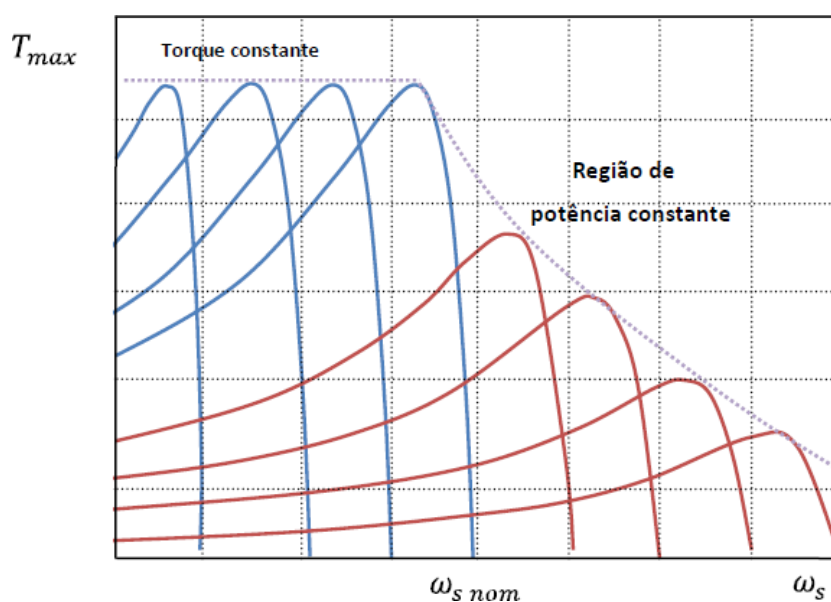
Em condições ideais, a variação da frequência neste tipo de controle é feita linearmente até que seja obtida a tensão nominal do motor, mas, para frequências baixas,

a curva é ajustada a fim de compensar a queda de tensão na impedância da estator, como mostrado na Figura 24.

Percebe-se também pela Figura 24, que o é possível aumentar a frequência acima da frequência da rede, mas, no entanto, a tensão não é aumentada acima da nominal; essa limitação de tensão pode ser tanto pelas características do motor ou pela capacidade de fornecimento da rede. Considerando também que não é interessante o motor trabalhar acima das condições nominais.

Como existem várias configurações em que a razão V/f é mantida constante, é possível trabalhar com várias curvas para o torque, o que torna possível mantê-lo constante em várias velocidades, como mostrado na Figura 25.

Figura 25 - Região de enfraquecimento de campo



Fonte: FLORES, 2009.

O inversor de frequência com controle escalar tem por finalidade controlar a velocidade dos motores de indução. A relação tensão/frequência possui curvas predeterminadas e, com isso, é possível utilizar este modelo na maioria dos controles de velocidade. É importante salientar que neste tipo de controle, quando um grau de precisão e torque é exigido, o modo escalar não consegue manter uma relação precisa, ficando limitado a aplicações em que não necessita da rotação próxima de zero (BENEDITO, 2011, p.117).

Com o objetivo de estudar o controle escalar foi feito uma montagem prática. Para isso utilizou-se um motor de indução de 5 CV Figura 26 e um inversor de frequência WEG CFW 09 Figura 27.

Figura 26 – Motor de indução de 5 CV



Fonte: Autor

Figura 27 – Inversor de frequência



Fonte: Autor

Após a montagem foi configurado o inversor para o controle escalar e obtidos os pontos representados na Tabela 4

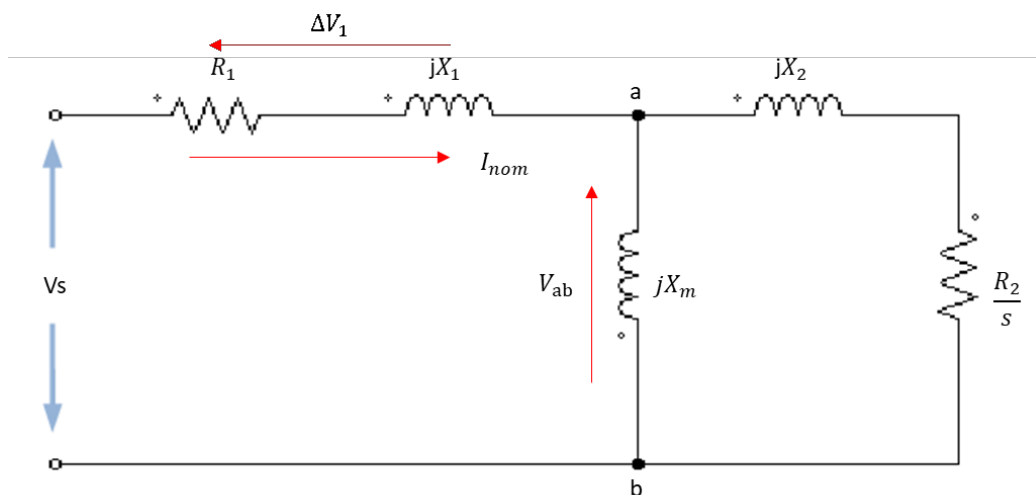
Tabela 4 – Relação V/f colhida

Tensão (V)	Frequência (Hz)	Relação V/f
380	60	6,33
190	30	6,33
96	15	6,4
21	3	7

Logo, pode-se verificar que a relação V/f com a frequência muito baixa vai aumentando. Assim caracterizando o enfraquecimento de fluxo mostrado na Figura 24 na curva ajustada.

Para explicar melhor a questão do enfraquecimento de fluxo para baixas frequência recorre-se ao circuito equivalente do motor de indução apresentado na Figura 28.

Figura 28 – Circuito equivalente do motor de indução



Fonte: Autor

Na Equação 41 a relação que o fluxo tem entre a tensão e a frequência é constante, como já elucidado anteriormente. Porém, essa informação pode ser expressada de forma mais detalhada através da Equação 42.

$$\varphi_m = \frac{V_s - \Delta V_1}{f} \quad (42)$$

Conforme V_s vai diminuindo a subtração com ΔV_1 começa a fazer diferença na divisão. Formalizando em palavras, a queda de tensão em baixas frequências é alta, afetando assim, significativamente a magnitude da corrente de produção de fluxo magnetizante.

4.5.2 Controle vetorial

Os inversores de frequência com controle vetorial são destinados a aplicações em que são necessários além do controle preciso de velocidade, o controle de torque elevado para mínimas rotações. Bobinadeiras, guinchos, máquinas operatrizes são alguns exemplos de cargas que utilizam este tipo de controle.

A lógica empregada no controle vetorial baseia-se nas equações dinâmicas da máquina de indução. Com isso, os parâmetros são mais complexos do que o do controle escalar e o resultado obtido é muito superior.

Para QUEIROZ (2008), os motores assíncronos apresentam alto desempenho tanto em regime permanente como no período transitório quando a técnica de controle vetorial é aplicada.23q3

Este tipo de controle utiliza a estratégia de matrizes de transformação do sistema de 3 eixos para um sistema de 2 eixos, consistindo em decompor a corrente do motor em 2 vetores:

- O que produz fluxo magnetizante;
- O que produz torque.

Com isso, a regulação do fluxo e do torque é realizada de forma independente.

A ideia do controle vetorial foi imposta por Blaschke em 1972 e, também, é conhecida como “controle por orientação de fluxo”. (QUEIROZ, 2008, p. 4)

Ao contrário do controle escalar, em que é necessária a queda de velocidade para aumentar o torque, neste tipo de controle, uma tensão e uma frequência serão impostas de modo a compensar a queda de velocidade e impor o torque necessário, então, na saída de um inversor vetorial tem-se uma tensão trifásica e frequência que são controladas de forma independente, não se comportando como uma curva V/f linear.

5 Parametrização

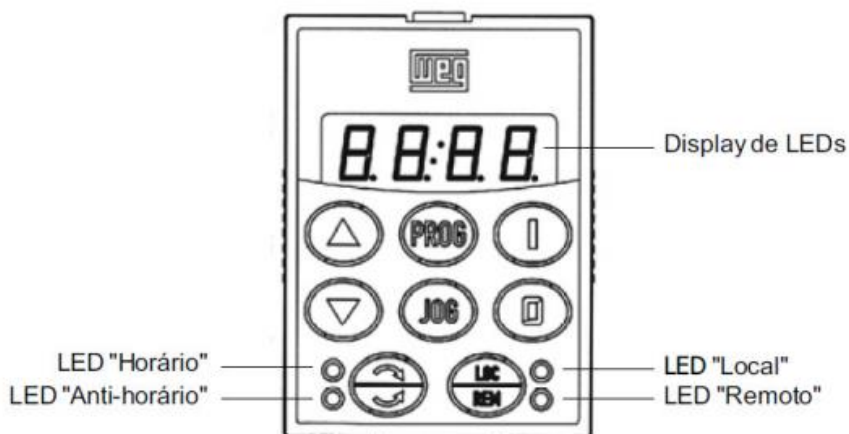
Para que o inversor funcione a contento, não basta instalá-lo corretamente. É preciso “informar” a ele em que condição de trabalho irá operar. Essa tarefa é justamente a parametrização do inversor.

Quanto maior o número de recursos que o inversor oferece, tanto maior será o

número de parâmetros disponíveis.

A parametrização acontece no IHM (interface Homem máquina). É através desse dispositivo que podemos visualizar o que está ocorrendo no inversor (display), e configurá-lo de acordo com a aplicação (teclas), Figura 29.

Figura 29 – Representação do IHM da WEG



Funções básicas das teclas:

-  Habilita o inversor via rampa de aceleração (partida).
-  Desabilita o inversor via rampa de desaceleração (parada).
Reseta o inversor após a ocorrência de erros.
-  Seleciona (comuta) display entre número do parâmetro e seu valor (posição/conteúdo).
-  Aumenta a velocidade, número do parâmetro ou valor do parâmetro.
-  Diminui a velocidade, número do parâmetro ou valor do parâmetro.
-  Inverte o sentido de rotação do motor comutando entre horário e anti-horário.
-  Seleciona a origem dos comandos/referência entre LOCAL ou REMOTO.
-  Quando pressionada realiza a função JOG [se a(s) entrada(s) digital(is) programada(s) para GIRA/PÁRA (se houver) estiver(em) aberta(s) e a(s) entrada(s) digital(is) programada(s) para HABILITA GERAL (se houver) estiver(em) fechada(s)].

Em um inversor há mais de 500 parâmetros, a seguir serão apresentados os de leitura, que são aqueles apenas a título de acompanhamento.

PARÂMETRO 001:

Tensão nominal do motor.

Esse parâmetro existe na maioria dos inversores comerciais, lembrando que não necessariamente como P 001, serve para informarmos ao inversor qual é a tensão nominal em que o motor irá operar.

Suponha que o motor tenha tensão nominal 380 VCA. Como vamos introduzir essa informação (parâmetro) no inversor?

Tomando uma base a Figura 25 (IHM) vamos observar a sequência de “teclas”. O *display* deverá estar 0.0 (pois só podemos parametrizar o inversor com o motor parado).

1º passo

Acionamos a tecla **P** e as setas ↑↓ para acharmos o parâmetro. Ex: **P** e ↑ até achar o parâmetro respectivo.

No nosso caso, é logo o 1º 0 0 0 1

2º passo

Agora se aciona **P** novamente e o valor mostrado no *display* será o valor do parâmetro e não mais a ordem em que ele está. Ex: 0 2 2 0

3º passo

Como no exemplo a tensão desse parâmetro está em 220 VCA e nosso motor funciona com 380 VCA, acionamos **P** e ↑ até chegar nos 380. Ex: 0 3 8 0

4º passo

Basta acionar **P** novamente e o parâmetro estará programado.

Cerca de 90% dos inversores comerciais funcionam com essa lógica. Todos os demais parâmetros são programados de forma análoga.

Parâmetro 002:

Frequência máxima de saída.

Esse parâmetro determina a velocidade máxima do motor.

Parâmetro 003:

Frequência mínima de saída.

Esse parâmetro determina a velocidade mínima do motor.

Parâmetro 004:

Tempo de Partida (“rampa de subida”).

Esse parâmetro indica em quanto tempo deseja-se que o motor chegue á velocidade programada, estando ele parado.

Parâmetro 005:**Tempo de parada** (rampa de descida).

O inversor pode produzir uma parada gradativa do motor. Essa facilidade pode ser parametrizada.

Parâmetro 006:**Tipo de frenagem**

Parâmetro = 1 - parada por rampa

Parâmetro = 0 - parada por CC

No inversor, o parâmetro 006 pode assumir dois estados: “1” ou “0”. Caso esteja em 1, a parada do motor obedecerá a rampa programada no P 005. Caso esteja em 0 o motor terá sua parada através da “injeção” de corrente contínua em seus enrolamentos.

Em um motor CA, quando submetemos seus enrolamentos a uma tensão CC, o rotor para imediatamente, como se uma trava mecânica atuasse em seu eixo. Portanto, o projetista de máquinas deve pensar muito bem se é assim mesmo que ele deseja que a parada ocorra. Normalmente esse recurso é utilizado para cargas mecânicas pequenas (leves), e que necessitam de resposta rápida (ex: eixos das máquinas -ferramentas).

6 Inversores na prática

Para calcularmos a potência do inversor, temos de saber qual motor (e qual carga) ele acionará. Normalmente, a potência dos motores é dada em CV ou HP. Basta fazer a conversão para watts. A seguir um exemplo prático:

Rede elétrica= 380 VCA

Motor = 5 CV

Cálculos:

1 CV = 736 W

Portanto, como a rede elétrica é de 380 V, e os inversores (normalmente) possuem um fator de potência= 0,8 ($\cos \Phi = 0,80$), teremos:

I = corrente do inversor

$$I = \frac{\text{Pot em watt}}{\text{tensão rede} \times \cos \Phi} \quad (42)$$

$$I = \frac{5 \cdot 736}{380 \cdot 0,8} = 12,10 \quad (43)$$

Tensão de entrada = 380 V

Corrente nominal = 12,5 A (“arredondando 12,10 para cima”).

7 Conclusão

Este trabalho foi desenvolvido com o intuito de oferecer informações necessárias para o conhecimento básico do funcionamento de um inversor de frequência. Para isso, foi apresentada uma descrição sobre cada um dos estágios que constitui um inversor de frequência.

A topologia de um inversor de frequência mostra que é possível transformar uma tensão contínua em uma tensão alternada. Esta conversão baseada no controle, ajuste da frequência e nível da tensão de saída do inversor, levam a excelentes resultados, desde que sejam utilizadas técnicas específicas de modulação, levando o inversor de frequência a um *status* importante dentro da família dos conversores.

Por fim, conclui-se, que o controle vetorial se mostra mais eficiente que o controle escalar em acionamentos, em que é necessária uma maior precisão na velocidade e no torque. E isso pode ser conseguido realizando somente a alteração de no próprio do inversor.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Zaparoli, I. O. **MONITORAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO ACIONADOS COM INVERSOR DE FREQUÊNCIA. 2018.** Universidade Federal de Uberlândia, Minas Gerais, 2018.
- WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.. **Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM.** Jaraguá do Sul, SC. 2010.
- WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.. **FOLHA DE DADOS Motor Trifásico De Indução - Rotor De Gaiola.** Jaraguá do Sul, SC. 2015.
- PAIXÃO, J. P. **Controle de velocidade de motores elétricos. 2009.** 81 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Curso de Especialização em Automação Industrial) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2009.
- BORBA, J. L. **Sistema de Transmissão Elétrica. 2009.** 242 p. Programa de especialização profissional (Curso de Pós-Graduação em Engenharia Ferroviária) – Pontifícia Universidade Católica, Minas Gerais, 2009.
- WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.. **Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM.** Jaraguá do Sul, SC. 2010.
- CAMARGO, C.B. **Acionamentos De Motores De Indução Através das Técnicas de Controle Escalar e Vetorial.** Sorocaba: Faculdade de Engenharia de Sorocaba, Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica; 2011.
- FLORES, D. C.; **Estudo e implementação de um inversor de frequência baseado em processador de sinais.** Pelotas: Centro politécnico da Universidade Católica de Pelotas, Trabalho de Conclusão de curso em Engenharia Elétrica; 2009.
- FRANCISCO, A. M. S. **Motores de Indução Trifásico.** Viseu: [s.n.], 2006. 250 p.
- EMERICH, P. **Estudo Das Tecnologias e Aplicações dos Inversores de Frequência de Média Tensão.** Vitória: [s.n.], 2005.
- RANIEL, T. **Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador.** Ilha Solteira : [s.n.], 2011.
- CONSTANTINO, J.D.S. **Construção De Um Variador De Frequência.** Porto: Instituto Superior de Engenharia do Porto, Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores; 2013.