

APLICAÇÕES DE INVERSORES ELETRÔNICOS NA INDÚSTRIA
NACIONAL: A CONTRIBUIÇÃO BRASILEIRA

Fabio Meireles Gurgel

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Aprovado por:

Prof. Richard Magdalena Stephan, D. Sc.
(Orientador)

Gilson Santos Jr., M. Sc.
(Orientador)

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.

Tecg.º Rogério Ferraz.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

AGOSTO DE 2009

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por me dar força para conseguir ultrapassar os grandes desafios da vida.

À minha família, minha mãe, meu pai, meus avós e meu irmão, pelo suporte dado durante toda caminhada para chegar até aqui.

À minha namorada Gisele, pelo amor, dedicação e orientações durante os últimos cinco anos de minha vida.

Ao meu amigo Gilson Santos Jr., pelo grande apoio dado durante todos estes anos de faculdade e também por ter aceito ser orientador deste projeto.

Ao meu companheiro de trabalho, Rogério Ferraz, por todo apoio profissional dispensado nestes últimos dois anos e também por ter aceito participar da banca deste projeto.

Ao Dr. Richard Stephan, por também ter aceito participar da banca deste projeto e pelo apoio dado.

Resumo do projeto de fim de curso, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da UFRJ, para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

APLICAÇÕES DE INVERSORES ELETRÔNICOS NA INDÚSTRIA
NACIONAL: A CONTRIBUIÇÃO BRASILEIRA

Fabio Meireles Gurgel

AGOSTO DE 2009

Orientador (s): Dr. Richard Sthepan e Gilson Santos Jr.

Este trabalho apresenta aspectos técnicos sobre os inversores eletrônicos e sua aplicação nos diferentes ramos industriais nacionais, focando a discussão sobre o CFW-09, conversor de frequência comercial fabricado pela WEG Automação S/A, no Brasil. O trabalho aborda ainda, aspectos teóricos dos retificadores trifásicos a diodo e dos inversores trifásicos, bem como do controle de disparo dos dispositivos conversores, visando um melhor desempenho do equipamento.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Histórico	1
1.2 História da Indústria Nacional dos Inversores Eletrônicos.....	4
1.3 Objetivos.....	9
CAPÍTULO 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	11
2.1 Principais Chaves Semicondutoras.....	11
2.2 Diodos	13
2.3 Tiristores	16
2.4 Gate Turn-off Thyristor (GTO)	23
2.5 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)	28
2.6 Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT)	37
2.7 Retificadores a Diodo	37
2.8 Inversores	43
2.9 Acionamentos de Motores de Indução.....	48
2.10 Configurações Alternativas para Redução do Nível Harmônico.....	50
CAPÍTULO 3 DESCRIÇÃO DO CFW-09	56
3.1 Controle do Motor	56
3.2 Frenagem.....	64
3.3 Características Gerais.....	65
3.4 Estatísticas de venda.....	73
CAPÍTULO 4 APLICAÇÕES.....	76
4.1 Indústria Naval	76
4.2 Indústria de Petróleo.....	79
4.3 Indústria de Cana de Açúcar.....	80
4.4 Siderurgia	80
4.5 Veículos Elétricos.....	81
4.6 Maglev Cobra.....	87
CAPÍTULO 5 CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS FUTURAS	90
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	91
APÊNDICE	92

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Histórico

As aplicações industriais de velocidade variável sempre foram ditadas pelos requisitos dos processos, e, de acordo com sua época de utilização, suas limitações eram bem diversificadas, tais como as impostas pela tecnologia, pelo custo, pela eficiência e pelos requisitos de manutenção dos componentes empregados.

Anteriormente à década de 60, os sistemas mais utilizados para variação de velocidade eram implementados com motores em corrente contínua (CC), conhecidos como os primeiros dispositivos de conversão de energia elétrica para energia mecânica. Para obtenção de velocidade variável, o sistema necessitava de um segundo dispositivo de conversão de energia, que utilizava componentes mecânicos, hidráulicos ou eletromagnéticos. Os primeiros sistemas utilizados para se obter uma velocidade diferente das impostas pelo campo magnético, utilizando motores de indução, foram os sistemas mecânicos, pois eram os de maior simplicidade de construção e baixo custo.

Poder-se-ia citar como exemplos desse tipo de sistema, o variador com polias cônicas e correia, o variador com polias cônicas e corrente e o variador com discos de fricção. Estes equipamentos eram usados onde necessitava-se de uma redução ou ampliação de velocidade, com possibilidade de variação contínua de rotação. O inconveniente era operacional, pois a troca constante de polias dificultava o andamento do processo, e, além disto, este tipo de equipamento geralmente oferecia um baixo rendimento com o motor quase sempre operando na sua capacidade nominal, independente das rotações desejadas na saída. Os variadores mecânicos, como por exemplo, os moto-redutores, foram um avanço em relação aos anteriores, pois permitiam a variação da rotação de saída através de um jogo de polias/engrenagens variáveis, embora alguns pontos devessem ser analisados. Com o motor ligado

diretamente à rede elétrica, independentemente da rotação desejada na saída, o motor poderá girar na rotação e frequência nominal, obtendo baixo rendimento.

Já o sistema hidráulico, cujo funcionamento se baseia no projeto de um motor hidráulico desenvolvido para converter a potência de um fluido em potência mecânica, permitia variação contínua de velocidade. Esta conversão era feita por meio de um dispositivo de engrenagens planetárias ou através de acionamento de pistões com controle efetuado por válvulas. Para o acionamento dos motores hidráulicos, logicamente é necessário que se tenha um sistema hidráulico à disposição (tubulações, bombas e motores elétricos auxiliares), o que faz com que, em uma análise global do conjunto, o sistema tenha rendimento baixo e nível de manutenção elevado pela existência de várias partes mecânicas.

O variador hidrocínético também permitia variação contínua de velocidade. Era composto de um eixo de entrada de rotação fixa e um eixo de saída, cuja rotação podia variar linearmente de zero até uma rotação muito próxima à do eixo de entrada.

Com os variadores eletromagnéticos, mudou-se o conceito de variação exclusivamente mecânica para variação eletromecânica, através de técnicas baseadas no princípio físico das correntes de Foucault, utilizando um sistema de discos acoplados às bobinas que podem ter o seu campo magnético variável, alterando-se assim o torque (e também a velocidade) na saída do variador. Algumas limitações deviam ser observadas para a aplicação deste equipamento:

- A rotação máxima de saída era sempre a nominal do motor, nunca além desta;
- Rendimento muito baixo, pois apresentava perdas por aquecimento e ruído;
- As manutenções preventivas e corretivas deviam ser frequentes, pois existiam muitas partes girantes que necessitavam de ajustes constantes e substituições periódicas.

Com a disponibilidade de semicondutores no mercado a partir dos anos 60, este quadro mudou completamente. Mas foi apenas na década de 80, com o desenvolvimento de semicondutores de potência com capacidade de comando de condução e bloqueio e excelentes características de desempenho e confiabilidade, que foi possível a implementação de sistemas de variação de velocidade eletrônicos. O dispositivo de conversão de energia elétrica para mecânica continuou sendo o motor de indução, mas agora sem a utilização de dispositivos secundários mecânicos, hidráulicos ou eletromagnéticos. Em muitos casos, a eficiência das instalações equipadas com esses novos dispositivos chegou a ser duplicada quando comparada com os sistemas antigos.

Estes equipamentos eletrônicos para variação de velocidade de motores de indução são conhecidos como inversores de frequência.

Na aplicação dos inversores de frequência, o motor de indução, ao contrário do que acontece quando ligado diretamente à rede de distribuição de energia elétrica, é alimentado com frequência e tensão variável. Isto possibilita, como será visto neste trabalho, obter velocidade variável no eixo do próprio motor.

Com isso, torna-se importante para as aplicações industriais conhecer melhor o funcionamento deste sistema (motor + inversor), a fim de prevenir erros de aplicação que poderiam reduzir os benefícios que estes dispositivos podem proporcionar.

Um dos representantes destes novos dispositivos que utilizam essa tecnologia é o CFW-09, um inversor de frequência fabricado no Brasil, pela WEG AUTOMAÇÃO S/A, e faz parte da família CFW.

A família CFW consiste em drives com a mais avançada tecnologia para variação de velocidade em motores de indução trifásicos. Podem ser utilizados para diversas aplicações, tais como: Bombas centrífugas, bombas de carga, ventiladores, exaustores, esteiras transportadoras, motores de propulsão naval etc.

Além de diversas empresas internacionais (como Siemens, ABB, Toshiba e etc.), que atuam (ou atuaram) no Brasil, desde meados do final do século XIX / início do

século XX, e alguns empreendimentos nacionais, são representativos da evolução dos acionamentos elétricos no Brasil: a Villares (pelo pioneirismo na indústria de bens de capital, e vários outros segmentos) e a WEG (pelo sucesso na internacionalização de suas atividades).

O início do Grupo Villares remonta ao início do século XX, sociedade de um brasileiro e um escocês, na manutenção de elevadores. Expandiu-se ao longo das décadas seguintes em diversos segmentos, como siderurgia, automação industrial e bens de capital (pontes rolantes, guindastes, motores diesel, laminadores, equipamentos de extração de petróleo, acionamentos elétricos e etc). Em 1987 chegou a ter receita de US\$ 181,4 milhões.

Em meados da década de 70, o Grupo Villares fundou, em trabalho conjunto com a Westinghouse (EUA), a "General Control do Brasil", que posteriormente daria origem à "Eletro Controle Villares - EVL", produzindo, conversores AC/DC e posteriormente Inversores de Frequência e automação de processos, ainda sob licença da Westinghouse, com objetivo de nacionalizar a tecnologia e desenvolver produtos brasileiros, adequados às necessidades específicas de nosso país.

Os principais clientes que utilizaram os acionamentos da EVL foram:

- Siderúrgicas;
- Indústria Química e Petro-Química;
- Mineração;
- Cimento;
- Papel e Celulose;
- Tração Elétrica (Metrô, Trólebus, Locomotivas Diesel-Elétricas).

Com a abertura do mercado em 1990, o Grupo Villares deixou de atuar no setor de bens de capital, desativando ou vendendo os ativos da empresa.

A seguir, tem-se uma breve introdução de uma das maiores empresas brasileiras em atividade:

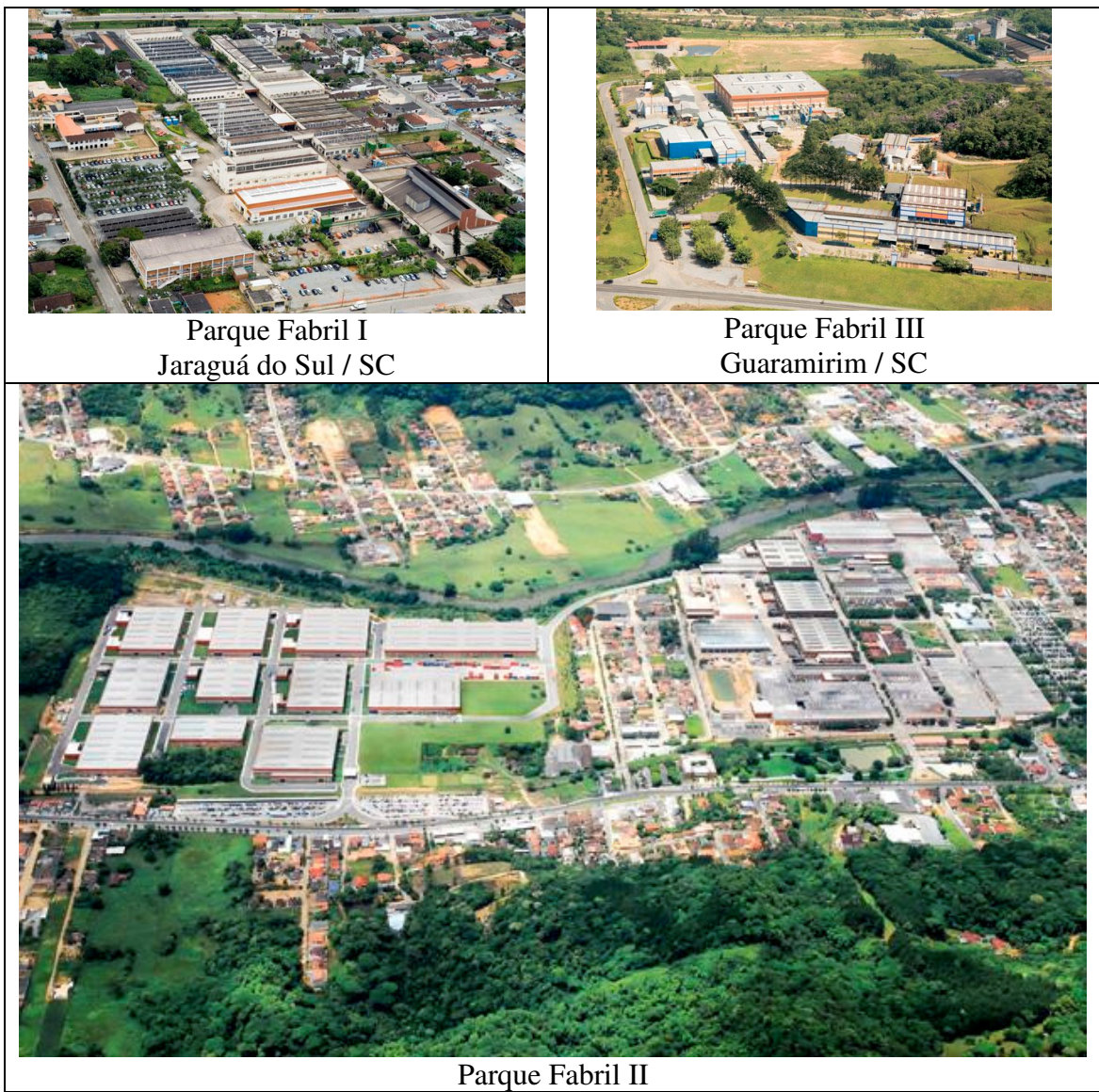
1.2 História da Indústria Nacional dos Inversores Eletrônicos

A WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. é uma empresa multinacional brasileira com sede em Jaraguá do Sul /SC, possuindo 14 filiais de vendas no exterior e representantes atuando em mais de 100 países. Produzindo inicialmente motores elétricos, a WEG começou a ampliar suas atividades a partir da década de 80, com a produção de componentes eletro-eletrônicos, produtos para automação industrial, transformadores de força e distribuição, tintas líquidas ou em pó e vernizes eletroisolantes. Hoje, possui 75% do mercado de motores elétricos no Brasil, é líder do setor na América Latina e figura entre os cinco maiores fabricantes do mundo.

Atualmente, a WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. é um grupo formado por quatro unidades de negócios, além da WEG S.A. (Divisão Corporativa), cada uma com a sua especialidade:

- WEG ENERGIA
- WEG MOTORES
- WEG AUTOMAÇÃO
- WEG QUÍMICA

Possuindo departamentos de fundição, estamparia de chapas, injeção de alumínio, usinagem, trefilação e esmaltação, a empresa é capaz de fabricar a maior parte dos componentes necessários para a confecção de seus motores. Sua produção está concentrada em sete parques fabris localizados no Brasil, três na Argentina, um no México e um em Portugal, como é mostrado na figura 1, abaixo:



Jaraguá do Sul / SC



Parque Fabril IV
Blumenau / SC



Parque Fabril V
Itajaí / SC



Parque Fabril VI
São Bernardo do Campo / SP



Parque Fabril VII
Manaus / AM



Parque Fabril VIII
Buenos Aires / Argentina



Parque Fabril IX
Córdoba / Argentina



Parque Fabril X
San Francisco / Argentina



Parque Fabril XI
Huehuetoca / México

Figura 1 - Parques fabris WEG em território nacional e internacional [1]

Em seguida são apresentadas as unidades de negócio da WEG, (ilustradas por fotos de seus produtos) com especial enfoque à WEG AUTOMAÇÃO S/A, onde são

produzidos os inversores de frequência da família CFW, assunto principal deste trabalho:

➤ WEG ENERGIA:

Tem o objetivo de oferecer soluções industriais integradas em motores de corrente contínua e alternada, motores de baixa, média e alta tensão, geradores e transformadores. Concentra-se na fabricação de geradores de grande porte para hidrelétricas e usinas, motores de corrente contínua para siderúrgicas e indústrias de papel e celulose, motores de corrente alternada para área marítima e offshore, transformadores, além de uma nova geração de motores de alta tensão.

A fábrica de transformadores está situada em Blumenau e é responsável pela fabricação de:

- Transformadores Industriais e de Força, a óleo, trifásicos e com potências de 311MVA e tensões de até 500kV;
- Transformadores de distribuição, a seco, trifásicos e com potências de 300kVA a 20MVA e tensões de até 34kV;
- Conserta e efetua repotenciações em Transformadores WEG e de terceiros com potência de até 10.000kVA e classe 239kV;
- Realiza serviço de supervisão de montagem e start-up de Transformadores de força WEG.

As fábricas de motores e geradores de grande porte, situadas em Jaraguá do Sul / SC e São Bernardo do Campo / SP, são responsáveis pela fabricação de:

- Motores de alta tensão, da linha MGW, com trocador de calor Ar-Ár, Ar-Água, na faixa de potência de 100kW até 50MW e tensão de 220V até 13,8kV;

- Motores de baixa tensão, da linha HGF, MGW e WGM, com trocador de calor Ar-Ár, Ar-Água, Jaqueta de Água (Water Jacket), na faixa de potência de 850kW até 3500kW e tensão de 220V até 13,8kV;

- Geradores de baixa e alta tensão na faixa de potência de 12,5kVA até 25MVA e tensão de 220V até 13,8kV;

- Turbo Geradores de alta tensão (até 13,8kV) e potência até 62,5MW;

➤ WEG MOTORES:

Produz mais de 30 mil motores por dia, monofásicos e trifásicos. Representa mais de 55% do faturamento do grupo e possui mais de 7000 colaboradores. Produz motores das mais diversas carcaças, de 0,12kW a 850kW nas tensões de 220V a 6,6kV, atendendo às mais diversas normas, nacionais e internacionais. É a maior empresa do Grupo WEG.

➤ WEG AUTOMAÇÃO S/A:

A WEG AUTOMAÇÃO S/A iniciou suas atividades no princípio da década de 80 fabricando painéis de baixa e média tensão e centro de controle de motores (CCMs). No final da década, instalou-se no pólo tecnológico de Florianópolis com uma linha de produtos voltada para servomecanismos e robôs industriais e produzindo também o primeiro inversor de frequência desenvolvido totalmente com tecnologia nacional.

Já no início da década de 90, a empresa foi transferida para Jaraguá do Sul, onde encontra-se a sede da WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S/A, e assume a fabricação, desenvolvimento e comercialização dos produtos WEG voltados para automação industrial.

Atualmente, a empresa desenvolve uma linha completa de produtos em automação industrial, painéis elétricos e equipamentos para variação de velocidade. Fornece controladores lógicos programáveis (CLP) de pequeno, médio e grande porte, servoacionamentos CA e CC, além de robôs-manipuladores para automação da manufatura e sistemas de controle de processos. Produz ainda toda uma gama de painéis para comando e proteção de motores ou cargas elétricas em baixa e média tensão, com destaque para o CCM - Centro de Controle de Motores, CMC - Cubículo de Manobra e Controle de Média Tensão e quadros elétricos. Para a variação de velocidade de motores em processos industriais, oferece uma linha completa de conversores CA/CC e de frequência, analógicos e microprocessados, abrangendo uma ampla faixa de potência: de 1 a 6000 kW.

Através de Centros de Negócios, que são setores integradores da WEG, oferece pacotes elétricos completos, podendo incluir: painéis elétricos, centro de controle de motores, chaves de partida, sistemas de supervisão e controle, motores de baixa, média e alta tensão, geradores de baixa, média e alta tensão e transformadores. A WEG Automação também presta serviços de consultoria, projetos, software aplicativos, funcionamento, treinamento e assistência técnica em automação industrial.

Atua também no ramo de comandos e proteção para motores elétricos oferecendo:

- Contatores e Relés;
- Fusíveis D e NH;
- Bancos de Capacitores para correção de fator de potência;
- Relés de Sobrecarga;
- Relés temporizados e Supervisão de fases;
- Disjuntores, Botoeiras e Sinaleiros.

➤ WEG QUÍMICA:

Unidade responsável pela produção de tintas e vernizes utilizados pelas outras unidades da WEG. Sua produção está concentrada em:

Tintas Líquidas - As tintas líquidas desenvolvidas pela WEG seguem tendências mundiais, como as tintas com alto teor de sólidos, alta espessura, base d'água, tintas de secagem rápida, isentas de metais pesados, além de atenderem às mais diversas aplicações e segmentos de mercado.

Tintas em Pó - A WEG oferece uma diversificada gama de tintas em pó com tecnologia de ponta e adequadas às exigências e necessidades de cada cliente. Além dos sistemas convencionais, a WEG desenvolve produtos especiais como o primer rico em zinco, tintas isentas de metais pesados, tintas de baixa cura, alta camada, entre outras.

Vernizes Industriais - Os vernizes e resinas eletroisolantes da WEG são produtos que oferecem excelentes propriedades dielétricas, flexibilidade, dureza, resistência química, aderência e compatibilidade.

1.3 Objetivos

De forma resumida, o principal objetivo deste trabalho é apresentar o estado da arte dos inversores eletrônicos na indústria nacional. Para isso, no capítulo 2 serão apresentados os fundamentos teóricos dos Inversores de Frequência, incluindo uma análise das principais chaves semicondutoras – diodos, tiristores, GTOs (Gate Turn-off Thyristors) e IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors). Além disto, será feita uma análise dos retificadores a diodo, uma breve introdução aos inversores de frequência e aos acionamentos de motores de indução e técnicas para redução do nível de harmônicas gerados por este tipo de equipamento. Já no capítulo 3, será feita a descrição do CFW-09, que abordará o tipo de retificação e de inversão realizadas pelo equipamento, link CC, o controle PWM, o controle vetorial dos inversores e uma resumida estatística de vendas do mesmo. No capítulo 4, serão abordadas as aplicações do CFW-09 nos diferentes ramos industriais, tais como a indústria naval, indústria do Petróleo / Offshore, indústria de cana de açúcar, indústria siderúrgica e, por fim, a indústria de veículos elétricos. No capítulo 5, serão apresentadas as conclusões e perspectivas futuras.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 Principais Chaves Semicondutoras

As chaves são dispositivos semicondutores que, devido às suas características intrínsecas ou modo de uso, apresentam completo bloqueio ou oferecem livre condução à passagem de corrente elétrica. Estes componentes também são chamados de semicondutores de potência.

Até o final da década de 70, diodos, transistores bipolares e tiristores eram os componentes básicos dos conversores. Desde então, estes dispositivos têm passado por grandes avanços e mudanças, tendo surgido novas chaves com características semelhantes e ainda mais flexíveis, dentre as quais destacam-se: MOSFETs (Metal Oxide Field Effect Transistors); IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors); IGCTs (Integrated Gate Commutated Thyristors) e GTOs (Gate Turn-off Thyristors).

A chave ideal deveria ser capaz de suportar uma tensão infinita quando no estado de bloqueio e conduzir um valor infinito de corrente numa pequena área, com queda de tensão nula em condução. Deveria ser capaz também de mudar do estado em condução para o estado de bloqueio (e vice-versa) instantaneamente. Como é evidente, entretanto, nenhuma das chaves reais possui estas características, sendo a pesquisa e o desenvolvimento os responsáveis por uma aproximação cada vez maior destes limites.

De acordo com a tecnologia empregada na fabricação, pode-se classificar os atuais componentes semicondutores de potência em quatro grandes grupos principais: os tiristores (SCRs, GTOs e etc.), os transistores de junção bipolar (BJTs), os transistores de efeito de campo (MOSFETs) e os transistores híbridos ou transistores bipolares de gatilho isolado (IGBTs). Esta ordem de apresentação é cronológica, ou seja,

os tiristores inauguraram a era dos semicondutores de potência, enquanto os IGBTs consistem em uma tecnologia mais recente.

Os IGBTs substituíram transistores bipolares em aplicações industriais e têm substituído os tiristores em conversores de média e alta tensão. Alguns destes componentes ocupam faixas bastante específicas de aplicações e níveis de potência. Os tiristores, por exemplo, ainda reinam absolutos em aplicações de alta potência e baixa frequência, como na transmissão HVDC (alta tensão/corrente contínua). Os IGBTs têm sido aplicados em frequências intermediárias (menor que 50kHz) e em potências cada vez maiores (módulos de 6,5kV, 600A). São usados hoje em conversores, em acionamento de motores industriais de média e alta potência e inversores para sistemas de geração distribuída.

Os IGCTs concorrem com os IGBTs em aplicações de média potência. Os MOSFETs, por outro lado, têm sido utilizados em baixas potências e altas frequências (50 a 600kHz), tipicamente em fontes chaveadas com comutação não dissipativa, periféricos de computadores, eletrônica automotiva, fontes de potência para aquecimento indutivo e sistemas fotovoltaicos.

A tabela 1 abaixo reúne um conjunto de informações a respeito do estado da arte dos componentes básicos mencionados:

Componente	Tensão (kV)	Corrente (A)	Frequência (kHz)	Potência (kVA)
TRANSISTOR	1	300	20	200
MOSFET	6	20	100	120
GTO	6	6.000	10	36.000
TIRISTOR	12	1.500	1	18.000
IGCT	6,5	1.500	1	9.750
IGBT	6,5	600	20	3.900

Os valores desta tabela são aproximados, devendo ser usados apenas como estimativa, já que a diversidade de fabricantes e tecnologias oferece um universo muito amplo de alternativas. Deve-se observar também que nem sempre é possível encontrar um componente capaz de operar simultaneamente com os valores máximos indicados em uma mesma linha da tabela. A frequência máxima de trabalho mostrada não considera a possibilidade de circuitos de comutação suave, o que certamente ampliaria

os limites descritos. Os valores indicados consideram um limite aceitável de perdas de chaveamento em operação com comutação dissipativa.

2.2 Diodos

2.2.1 Princípio de funcionamento e características

O diodo é um dispositivo constituído por uma junção de dois materiais semicondutores (em geral silício dopado), um do tipo n e o outro do tipo p, ou de um material semicondutor e de um metal, sendo comumente representado pelo símbolo da figura 2. Aos terminais A e K, dão-se respectivamente os nomes de anodo e catodo.

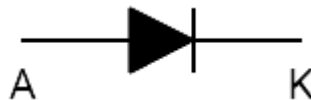


Figura 2 - Símbolo do diodo [2]

Este dispositivo permite a passagem de corrente com facilidade num sentido e oferece uma grande resistência à sua passagem no sentido contrário.

Assim, quando o anodo (A) estiver a um potencial positivo em relação ao catodo (K), aparecendo uma pequena tensão, o diodo conduz qualquer corrente, até a nominal, e a mesma terá o sentido convencional indicado pela seta. Nestas condições, diz-se que o diodo está diretamente polarizado. Quando o anodo (A) estiver a um potencial negativo em relação ao catodo (C), apenas uma mínima corrente flui com qualquer tensão negativa, desde que a zona de avalanche não seja atingida. Nesse caso, a corrente terá o sentido contrário ao da seta, e diz-se que o diodo está inversamente polarizado.

Na figura 3, pode-se ver um gráfico típico da corrente no diodo em função da tensão nos seus terminais, que resulta do comportamento físico da junção p-n.

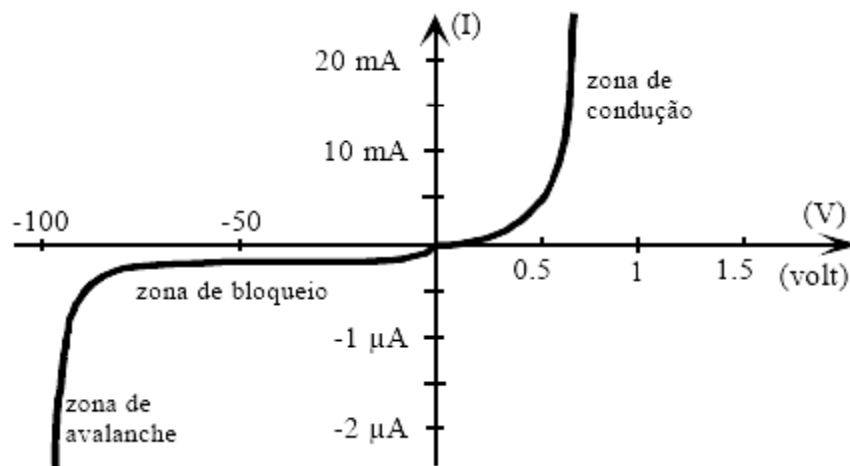


Figura 3 - Característica I(V) de um diodo de silício [2]

A tensão e a corrente são consideradas positivas, quando o dispositivo encontra-se diretamente polarizado. A variação da corrente do diodo semicondutor com a tensão aos seus terminais, tem uma forma quase exponencial. Em boa aproximação a corrente I é dada por:

$$I = I_s \left(e^{\frac{V}{V_t}} - 1 \right); V_t = \frac{kT}{q}$$

onde q é a carga do elétron, V é a tensão nos terminais do diodo, k a constante de Boltzman, T a temperatura absoluta e I_s uma constante designada por corrente de saturação. À temperatura ambiente (300K), tem-se:

$$V_t = \frac{kT}{q} = 25mV$$

Este comportamento pode ser aproximado, em certas aplicações, pelo de um diodo ideal ou por uma característica linearizada, como pode ser visto na figura 4.

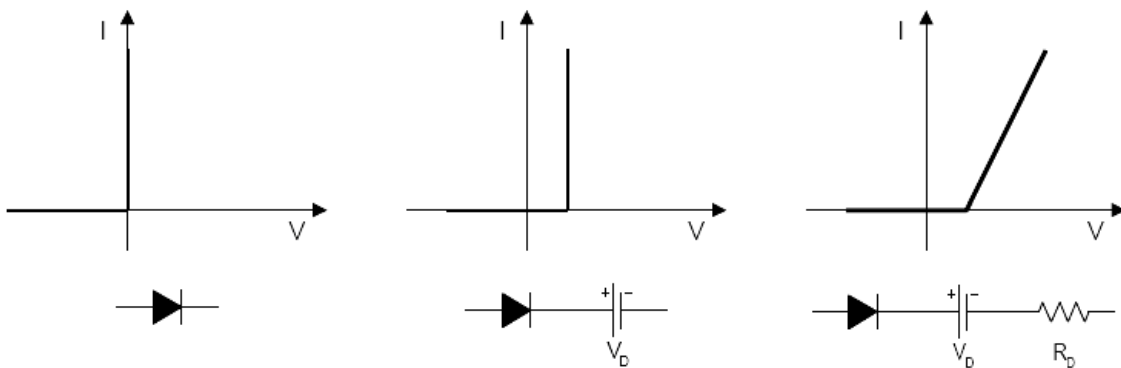


Figura 4 - Curvas características e modelos elétricos correspondentes do diodo. Da esquerda para a direita: diodo ideal; diodo com comportamento ideal, mas com uma tensão limiar de condução; diodo com característica linearizada (V_D - tensão limiar de condução ; R_D - resistência de condução direta) [2]

2.2.2 Tipos de Diodo

Existem atualmente diferentes tipos de diodos, que apesar de apresentarem características elétricas semelhantes, tem-nas adaptadas à execução de determinadas funções. O símbolo introduzido anteriormente (figura 2), representa o diodo

normalmente utilizado para retificação (transformação de corrente bidirecional em corrente unidirecional) e processamento de sinal nela baseado. Pretende-se que a sua zona de avalanche esteja suficientemente afastada para nunca ser atingida e que a sua corrente de fuga inversa seja desprezível.

Além destes, outros tipos de diodos são utilizados usualmente:

- Diodo Zener

Funciona na zona de avalanche e é utilizado como referência de tensão (a tensão varia pouco com a corrente nessa zona).

- Varistor ou Varicap

Todos os diodos apresentam uma capacitância que é variável com a tensão aplicada. Os varistores são diodos especialmente desenhados para se obter uma capacitância fortemente dependente da tensão. São usados em osciladores cuja frequência é controlada por tensão (VCO).

- Fotodiodo

Quando a zona da junção recebe luz, geram-se pares de portadores de carga (elétron-lacuna) que geram uma tensão ou uma corrente no dispositivo. Existe assim, conversão opto-eletrônica. Estes dispositivos são utilizados como detectores de luz, nas mais diversas aplicações.

- LED

Para certos tipos de materiais semicondutores, quando é injetada uma corrente na junção do diodo, é gerada radiação eletromagnética na zona do visível ou infravermelho próximo (conversão eletro-óptica). Existem componentes em que vários LEDs estão dispostos sob a forma de traços ou pontos numa matriz, permitindo a apresentação de algarismos e letras (displays). Mais recentemente, LEDs com maior potência vêm sendo empregados em iluminação.

- Ultra-rápido

Pertencem a uma família melhorada dos diodos rápidos. São semelhantes a eles no que diz respeito a queda de tensão em condução, e por esse motivo são bastante utilizados em altas tensões de bloqueio. Também são amplamente utilizados em fontes chaveadas de alta frequência e alta eficiência e possuem um tempo de recuperação baixo (t_{rr}), da ordem de micro-segundos, em tensões e correntes que variam entre centenas de volts e ampères.

2.3 Tiristores

O nome tiristor engloba uma família de dispositivos semicondutores que operam em regime chaveado, tendo em comum uma estrutura de quatro camadas semicondutoras, apresentando um funcionamento biestável.

O tiristor de uso mais difundido é o SCR (Retificador Controlado de Silício), usualmente chamado simplesmente de tiristor. Outros componentes, no entanto, possuem basicamente a mesma estrutura: LASCR (SCR ativado por luz), TRIAC (tiristor triodo bidirecional), DIAC (tiristor diodo bidirecional) e GTO (tiristor comutável pelo gate).

2.3.1 Princípio de funcionamento dos Tiristores

O tiristor é formado por quatro camadas semicondutoras, alternadamente p-n-p-n, possuindo três terminais: anodo e catodo, pelos quais flui a corrente, e o gate, no qual somente a injeção de uma corrente faz com que se estabeleça a corrente anodo-catodo. A figura 5 ilustra uma estrutura simplificada do dispositivo:

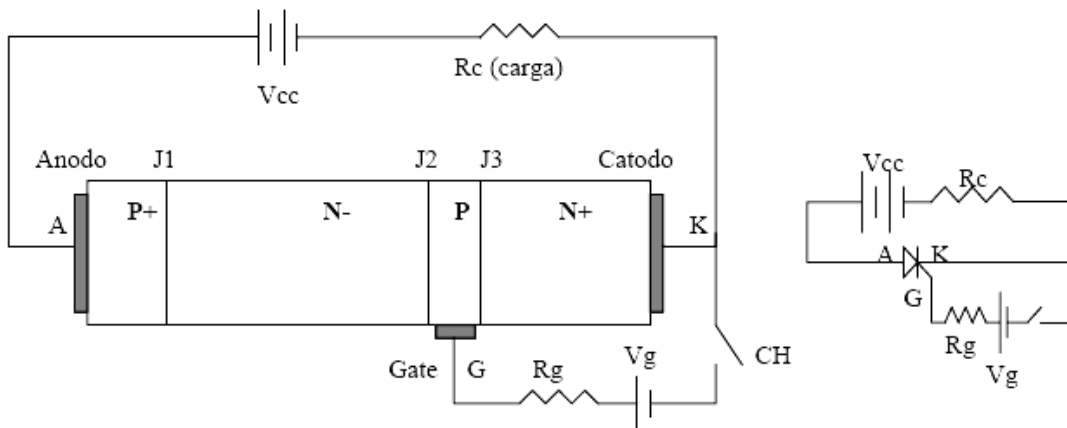


Figura 5 - Funcionamento básico do tiristor [3]

Se entre anodo e catodo houver uma tensão positiva, as junções J1 e J3 estarão diretamente polarizadas, enquanto a junção J2 estará reversamente polarizada. Não haverá condução de corrente até que a tensão V_{ak} se eleve a um valor que provoque a ruptura da barreira de potencial em J2.

Se houver uma tensão V_{gk} positiva, circulará uma corrente através de J3, com portadores negativos indo do catodo para o gate. Por construção, a camada P ligada ao gate é suficientemente estreita para que parte dos elétrons que cruzam J3 possua energia cinética suficiente para vencer a barreira de potencial existente em J2, sendo então atraída pelo anodo.

Desta forma, a junção reversamente polarizada tem sua diferença de potencial diminuída e estabelece-se uma corrente entre anodo e catodo, que poderá persistir mesmo na ausência da corrente de gate.

Quando a tensão V_{ak} for negativa, J1 e J3 estarão reversamente polarizadas, enquanto J2 estará diretamente polarizada. Assim, o tiristor bloqueará o fluxo de portadores enquanto não for superada a tensão de ruptura das duas junções.

É comum fazer-se uma analogia entre o funcionamento do tiristor e o de uma associação de dois transistores, conforme mostrado na figura 6.

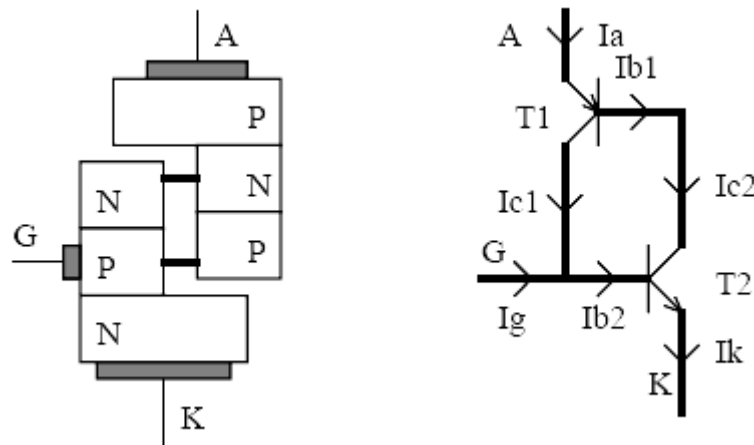


Figura 6- Analogia entre tiristor e transistores [3]

Quando uma corrente I_g positiva é aplicada, I_{c2} e I_k crescerão. Como $I_{c2} = I_{b1}$, T_1 conduzirá e teremos $I_{b2} = I_{c1} + I_g$, que aumentará I_{c2} e assim o dispositivo evoluirá até a saturação, mesmo que I_g seja retirada. Tal efeito cumulativo ocorre se os ganhos dos transistores forem maior que 1. O componente se manterá em condução desde que, após o processo dinâmico de entrada em condução, a corrente de anodo tenha atingido um valor superior ao limite I_L , chamado de corrente de "latching".

Para que o tiristor deixe de conduzir, é necessário que a corrente por ele caia abaixo do valor mínimo de manutenção (I_H), permitindo que se restabeleça a barreira de potencial em J_2 . Para a comutação do dispositivo não basta, pois, a aplicação de uma tensão negativa entre anodo e catodo. Tal tensão reversa apressa o processo de desligamento por deslocar nos sentidos adequados os portadores na estrutura cristalina, mas não garante sozinha o desligamento.

Devido às características construtivas do dispositivo, a aplicação de uma polarização reversa do terminal de gate não permite a comutação do SCR. Este será um comportamento dos GTOs, como se verá adiante.

2.3.2 Maneiras de disparar um Tiristor

Há cinco maneiras distintas de fazer com que um tiristor entre em condução:

a) Tensão:

Quando polarizado diretamente, no estado desligado, a tensão de polarização é aplicada sobre a junção J2. O aumento da tensão V_{ak} leva a uma expansão da região de transição tanto para o interior da camada do gate, quanto para a camada N adjacente. Mesmo na ausência de corrente de gate, por efeito térmico, sempre existirão cargas livres que penetrarão na região de transição, as quais são aceleradas pelo campo elétrico presente em J2. Para valores elevados de tensão, e conseqüentemente de campo elétrico, é possível iniciar um processo de avalanche, no qual as cargas aceleradas, ao chocarem-se com átomos vizinhos, provocam a expulsão de novos portadores, os quais reproduzem o processo. Tal fenômeno, do ponto de vista do comportamento do fluxo de cargas pela junção J2, tem efeito similar ao de uma injeção de corrente pelo gate, de modo que, se ao iniciar a passagem de corrente for atingido o limiar de IL, o dispositivo se manterá em condução.

b) Taxa de crescimento da tensão direta:

Quando reversamente polarizadas, a área de transição de uma junção comporta-se de maneira similar a um capacitor, devido ao campo criado pela carga espacial. Considerando que praticamente toda a tensão está aplicada sobre a junção J2 (quando o SCR estiver desligado e polarizado diretamente), a corrente que atravessa tal junção é dada por:

$$I_j = \frac{d(C_j \cdot A_k)}{dt} = C_j \cdot \frac{dV_{Ak}}{dt} + V_{Ak} \frac{dC_j}{dt}, \text{ onde } C_j \text{ é a capacitância da junção.}$$

Quando V_{ak} cresce, a capacitância diminui, uma vez que a região de transição aumenta de largura. Entretanto, se a taxa de variação da tensão for suficientemente elevada, a corrente que atravessará a junção pode ser suficiente para levar o tiristor à condução.

Uma vez que a capacitância cresce com o aumento da área do semiconductor, os componentes para correntes mais elevadas tendem a ter um limite de dv/dt menor. Observa-se que a limitação diz respeito apenas ao crescimento da tensão direta ($V_{ak} > 0$). A taxa de crescimento da tensão reversa não é importante, uma vez que as correntes que circulam pelas junções J1 e J3, em tal situação, não têm a capacidade de levar o tiristor a um estado de condução.

Como se verá adiante, utilizam-se circuitos RC em paralelo com os tiristores, com o objetivo de limitar a velocidade de crescimento da tensão direta sobre eles.

c) Temperatura:

A altas temperaturas, a corrente de fuga numa junção p-n reversamente polarizada dobra aproximadamente com o aumento de 8 °C. Assim, a elevação da temperatura pode levar a uma corrente, através de J2, suficiente para levar o tiristor à condução.

d) Ação da corrente positiva de gate:

Sendo o disparo através da corrente de gate a maneira mais usual de se ligar o tiristor, é importante o conhecimento dos limites máximos e mínimos para a tensão V_{gk} e a corrente I_g , como mostrados na figura 7.

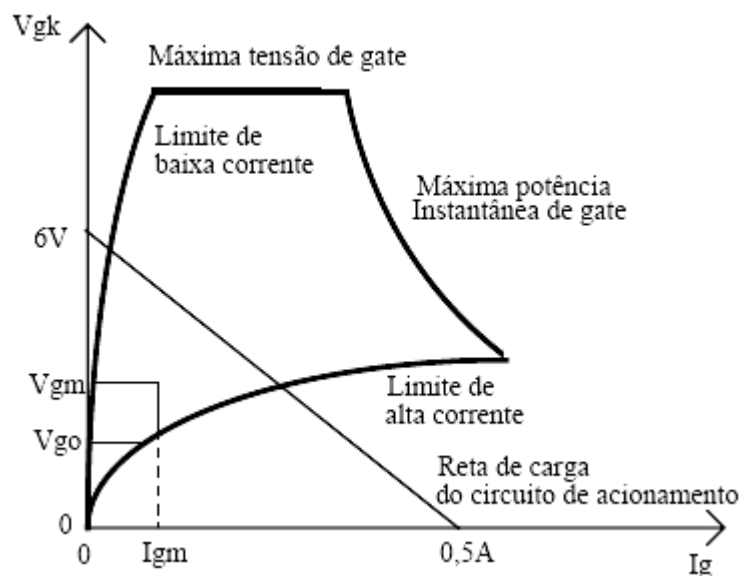


Figura 7 - Condições para disparo de tiristor através de controle pela gate [3]

O valor V_{gm} indica a mínima tensão de gate que garante a condução de todos os componentes de um dado tipo, na mínima temperatura especificada.

O valor V_{go} é a máxima tensão de gate que garante que nenhum componente de um dado tipo entrará em condução, na máxima temperatura de operação.

A corrente I_{gm} é a mínima corrente necessária para garantir a entrada em condução de qualquer dispositivo de um certo tipo, na mínima temperatura.

Para garantir a operação correta do componente, a reta de carga do circuito de acionamento deve garantir a passagem além dos limites V_{gm} e I_{gm} , sem exceder os demais limites (tensão, corrente e potência máximas).

e) Energia radiante:

Energia radiante dentro da banda espectral do silício, incidindo e penetrando no cristal, produz considerável quantidade de pares elétrons-lacunas, aumentando a corrente de fuga reversa, possibilitando a condução do tiristor. Este tipo de acionamento é o utilizado nos LASCR, cuja aplicação principal é em sistemas que operam em elevado potencial, onde a isolação necessária só é obtida por meio de acoplamentos óticos.

2.3.3 Parâmetros básicos de Tiristores

Serão apresentados a seguir alguns parâmetros e valores típicos de tiristores que caracterizam condições limites para sua operação. Alguns já foram apresentados e comentados anteriormente, por isso, serão apenas citados aqui.

- a) Tensão direta de ruptura (V_{BO});
- b) Máxima tensão reversa (V_{BR});
- c) Máxima corrente de anodo (I_a máx): pode ser dada como valor RMS, médio, de pico e/ou instantâneo;
- d) Máxima temperatura de operação (T_j máx): temperatura acima da qual pode haver destruição do cristal;
- e) Resistência térmica (R_{th}): é a diferença de temperatura entre dois pontos especificados ou regiões, dividido pela potência dissipada sob condições de equilíbrio térmico. É uma medida das condições de fluxo de calor do cristal para o meio externo;
- f) Máxima taxa de crescimento da tensão direta V_{ak} (dv/dt);
- g) Máxima taxa de crescimento da corrente de anodo (di/dt): fisicamente, o início do processo de condução de corrente pelo tiristor ocorre no centro da pastilha de silício, ao redor da região onde foi construída o gate, espalhando-se radialmente até ocupar toda a superfície do catodo, à medida que cresce a corrente. Mas se a corrente crescer muito rapidamente, antes que haja a expansão necessária na superfície condutora, haverá um excesso de dissipação de potência na área de condução, danificando a estrutura semicondutora. Este limite é ampliado para tiristores de tecnologia mais avançada fazendo-se a interface entre gate e catodo com uma maior área de contato, por exemplo, “interdigitando” o gate. A figura 8 ilustra este fenômeno.

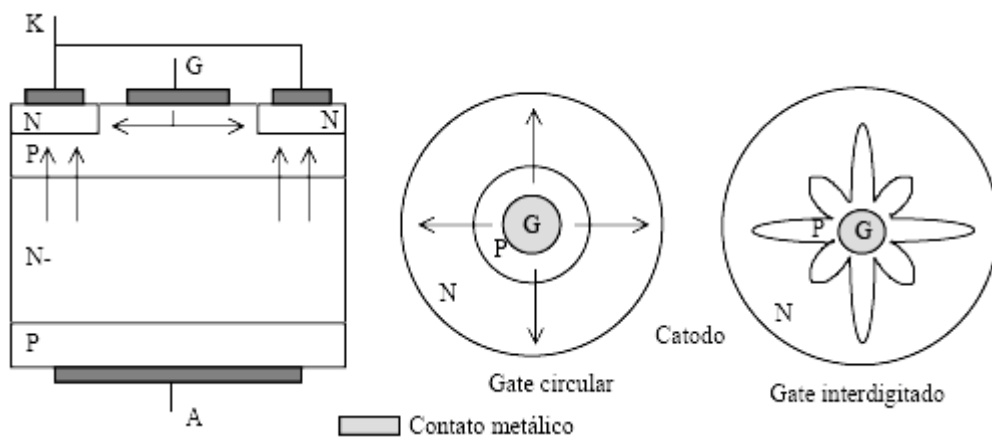


Figura 8 - Expansão da área de condução do SCR a partir das vizinhanças da região de gate [3]

h) Corrente de manutenção de condução (I_h): a mínima corrente de anodo necessária para manter o tiristor em condução;

i) Tempo de disparo (t_{on}): é o tempo necessário para o tiristor sair do estado desligado e atingir a plena condução;

l) Tempo de desligamento (t_{off}): é o tempo necessário para a transição entre o estado de condução e o de bloqueio;

k) Corrente de recombinação reversa (I_{rqm}): valor de pico da corrente reversa que ocorre durante o intervalo de recombinação dos portadores na junção.

Tratando-se dos tiristores em circulação no mercado atual, a faixa de valor de tensão, quando o tiristor está em estado de bloqueio, varia desde 2800V a 6500V, já em relação à faixa de valor de corrente, quando ele está em estado de condução varia desde 3500A a 5800A.

A figura 9 ilustra algumas destas características:

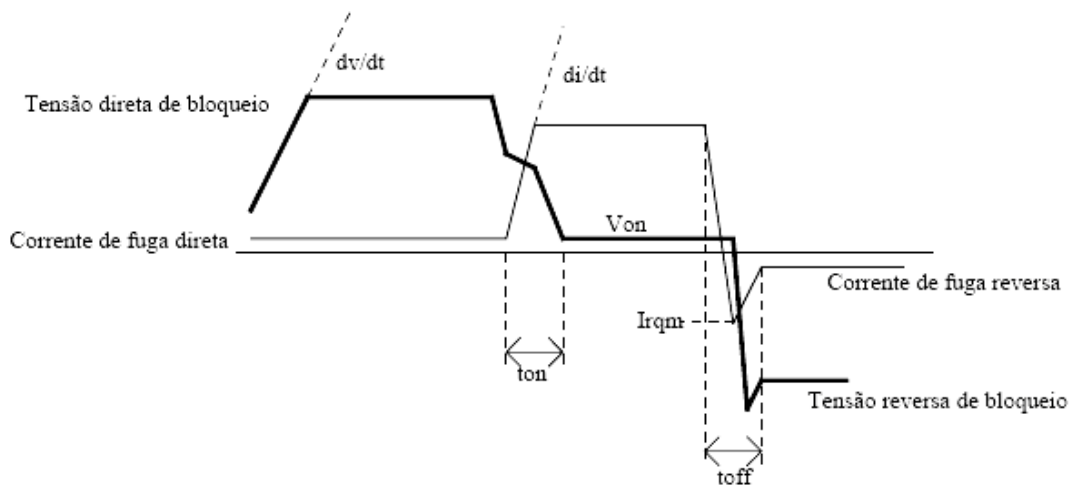


Figura 9 - Características gerais de um tiristor [3]

2.4 Gate Turn-off Thyristor (GTO)

O GTO, embora tenha sido criado no início da década de 60, por problemas de fraco desempenho, foi pouco utilizado. Com o avanço da tecnologia de construção de dispositivos semicondutores, novas soluções foram encontradas para aprimorar tais componentes, que hoje ocupam significativa faixa de aplicação, especialmente naquelas de elevada potência, uma vez que estão disponíveis dispositivos para 5000V / 4000A.

2.4.1 Princípio de funcionamento

O GTO possui uma estrutura de quatro camadas, típica dos componentes da família dos tiristores. Sua característica principal é sua capacidade de entrar em condução e bloquear através de comandos adequados no terminal de gate.

O mecanismo de disparo é semelhante ao do SCR: supondo-o diretamente polarizado, quando a corrente de gate é injetada, circula uma corrente entre o gate e o catodo. Grande parte de tais portadores, por a camada de gate ser suficientemente fina, desloca-se até a camada N adjacente, atravessando a barreira de potencial e sendo atraídos pelo potencial do anodo, dando início à corrente anódica. Se esta corrente se mantiver acima da corrente de manutenção, o dispositivo não necessita do sinal de gate para manter-se conduzindo.

A figura 10 mostra o símbolo do GTO e uma representação simplificada dos processos de entrada e saída de condução do componente.

A aplicação de uma polarização reversa na junção gate-catodo pode levar ao desligamento do GTO. Portadores livres (lacunas), presentes nas camadas centrais do dispositivo, são atraídos pelo gate, fazendo com que seja possível o restabelecimento da barreira de potencial na junção J2.

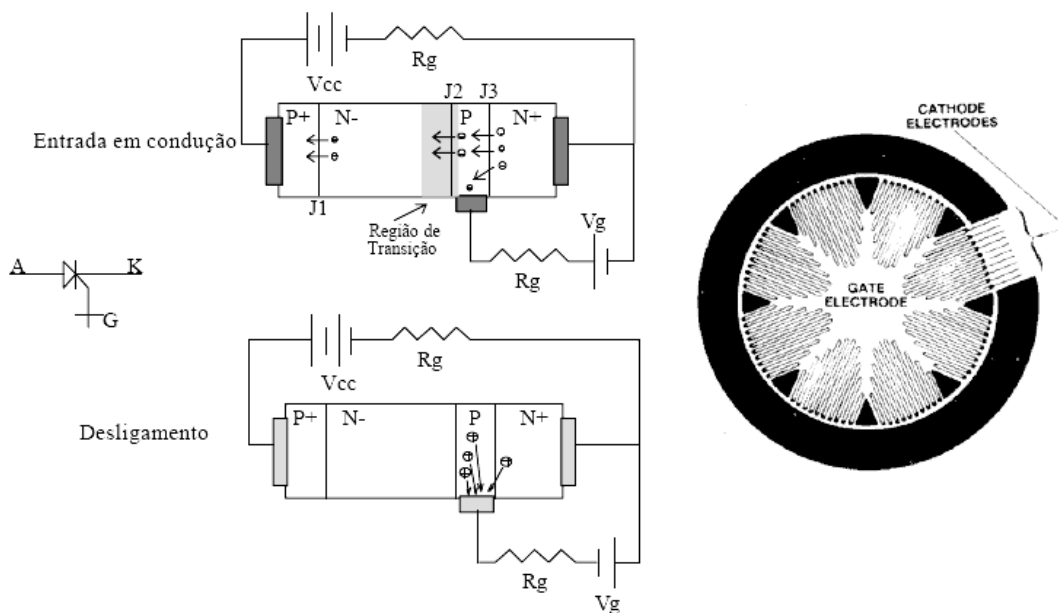


Figura 10 - Símbolo, processos de chaveamento e estrutura interna de GTO [3]

Aparentemente seria possível tal comportamento também no SCR. As diferenças, no entanto, estão no nível da construção do componente. O funcionamento do GTO depende, por exemplo, de fatores como:

- Facilidade de extração de portadores pelo terminal de gate, isto é possibilitado pelo uso de dopantes com alta mobilidade;
- Desaparecimento rápido de portadores nas camadas centrais devido ao uso de dopante com baixo tempo de recombinação. Isto implica que um GTO, tem uma maior queda de tensão quando em condução, comparado a um SCR de mesmas dimensões;
- Suportar tensão reversa na junção porta-catodo, sem entrar em avalanche, isso resulta em menor dopagem na camada de catodo;

Existem duas possibilidades de construir a região de anodo: uma delas é utilizando apenas uma camada p+, como nos SCR. Neste caso o GTO apresentará uma característica lenta de comutação, devido à maior dificuldade de extração dos portadores, mas suportará tensões reversas na junção J2.

A outra alternativa, mostrada na figura 11, é introduzir regiões n+ que penetrem na região p+ do anodo, fazendo contato entre a região intermediária n- e o terminal de anodo. Isto, virtualmente, curto-circuita a junção J1 quando o GTO é polarizado reversamente. No entanto, torna-o muito mais rápido no desligamento (com polarização direta). Como a junção J3 é formada por regiões muito dopadas, ela não consegue suportar tensões reversas elevadas. Caso um GTO deste tipo deva ser utilizado em circuitos nos quais fique sujeito à tensão reversa, ele deve ser associado em série com um diodo, o qual bloqueará a tensão.

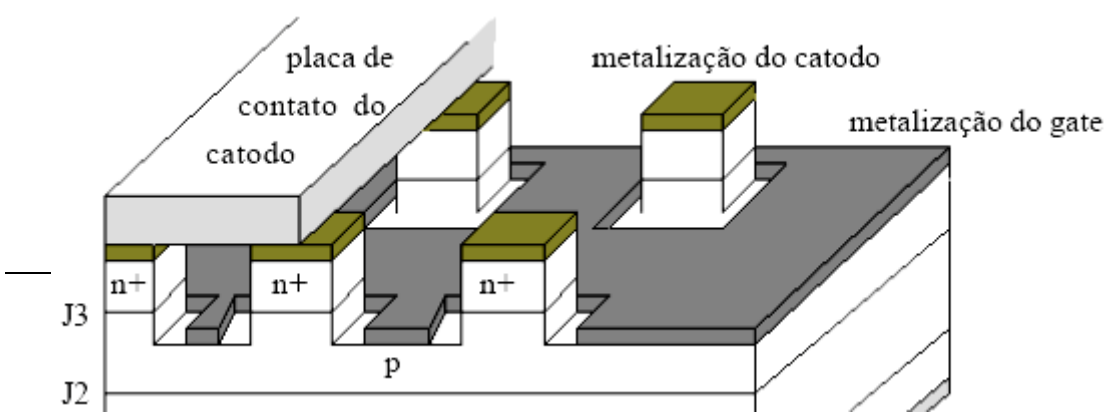


Figura 11 - Estrutura interna de GTO rápido (sem bloqueio reverso) [3]

2.4.2 Parâmetros básicos do GTO

Os símbolos utilizados pelos diversos fabricantes diferem, embora as grandezas representadas sejam, quase sempre, as mesmas.

- V_{drxm} - Tensão de pico, repetitiva, de estado desligado: sob condições dadas, é a máxima tensão instantânea permissível, em estado desligado, que não ultrapasse o dv/dt máximo, aplicável repetidamente ao GTO;
- I_t - Corrente (RMS) de condução: máxima corrente (valor RMS) que pode circular continuamente pelo GTO;
- I_{tcm} - Corrente de condução repetitiva controlável: máxima corrente repetitiva, cujo valor instantâneo ainda permite o desligamento do GTO, sob determinadas condições;
- I_{2t} - Escala para expressar a capacidade de sobrecorrente não-repetitiva, com respeito a um pulso de curta duração. É utilizado no dimensionamento dos fusíveis de proteção;
- di/dt - Taxa de crescimento máxima da corrente de anodo;

- V_{grm} - Tensão reversa de pico de gate repetitiva: máxima tensão instantânea permissível aplicável à junção gate-catodo;
- dv/dt - Máxima taxa de crescimento da tensão direta de anodo para catodo;
- IH - Corrente de manutenção: Corrente de anodo que mantém o GTO em condução mesmo na ausência de corrente de gate;
- IL - Corrente de disparo: corrente de anodo necessária para que o GTO entre em condução com o desligamento da corrente de gate;
- t_{gt} - Tempo de disparo: tempo entre a aplicação da corrente de gate e a queda da tensão V_{ak} ;
- t_{gq} - Tempo de desligamento: tempo entre a aplicação de uma corrente negativa de gate e a queda da corrente de anodo ($t_{gq} = t_s + t_f$);
- t_s - tempo de armazenamento;

2.4.3 Condições do sinal de gate para chaveamento

Desde que o GTO esteja submetido à condições de alto di/dt , é necessário que o sinal de gate também tenha rápido crescimento, tendo um valor de pico relativamente elevado.

Deve ser mantido neste nível por um tempo suficiente (t_{w1}) para que a tensão V_{ak} caia a seu valor de condução direta. É conveniente que se mantenha a corrente de gate durante todo o período de condução, especialmente se a corrente de anodo for pequena, de modo a garantir o estado "ligado".

A figura 12 ilustra as formas de corrente recomendadas para a entrada em condução, e também para o desligamento.

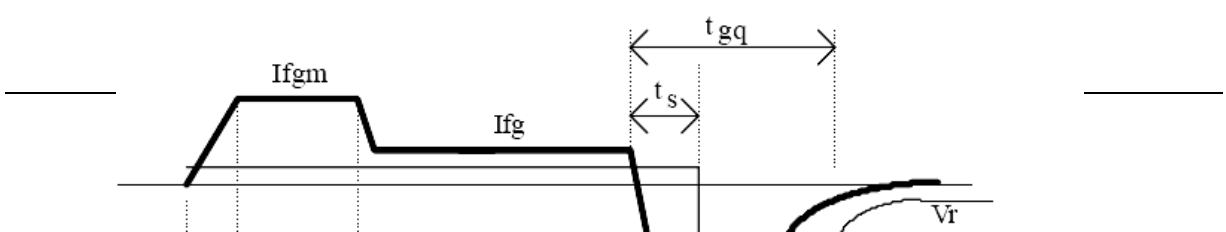


Figura 12 - Formas de onda típicas do circuito de comando de gate do GTO [3]

Durante o intervalo "ligado", existe uma grande quantidade de portadores nas camadas centrais do semicondutor. A comutação do GTO ocorrerá pela retirada destes portadores, e ainda, pela impossibilidade da vinda de outros das camadas ligadas ao anodo e ao catodo, de modo que a barreira de potencial da junção J2 possa se restabelecer.

O grande pico reverso de corrente apressa a retirada dos portadores. A taxa de crescimento desta corrente relaciona-se com o tempo de armazenamento, ou seja, o tempo decorrido entre a aplicação do pulso negativo e o início da queda (90%) da corrente de anodo. Quanto maior for a derivada, menor o tempo.

Quando a corrente drenada começa a cair, a tensão reversa na junção gate-catodo cresce rapidamente, ocorrendo um processo de avalanche. A tensão negativa de gate deve ser mantida próxima ao valor da tensão de avalanche. A potência dissipada neste processo é controlada pela própria construção do dispositivo. Nesta situação, a tensão V_{ak} cresce e o GTO desliga.

Para evitar o disparo do GTO por efeito dv/dt , uma tensão reversa de gate pode ser mantida durante o intervalo de bloqueio do dispositivo.

O ganho de corrente típico, no desligamento, é baixo (de 5 a 10), o que significa que, especialmente para os GTOs de alta corrente, o circuito de acionamento, por si só, envolve a manobra de elevadas correntes.

2.5 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

Reunindo as características de comutação dos transistores bipolares de potência e elevada impedância de entrada dos MOSFET's, o IGBT se torna cada vez mais popular nos circuitos de controle de potência de uso industrial e até mesmo em eletrônica de consumo e embarcada.

Os transistores bipolares de potência possuem características que permitem sua utilização no controle de elevadas correntes com muitas vantagens, tais como baixas perdas no estado de condução. No entanto, as suas características de entrada exigem correntes elevadas de base, já que operam como amplificadores de corrente trazendo certas desvantagens em algumas aplicações.

Por outro lado, os transistores de efeito de campo (MOS) de potência podem também controlar potências elevadas com muitas vantagens pelo fato de exigirem tensão para o disparo. Embora sejam dispositivos de alta impedância, têm como desvantagem uma baixa velocidade de comutação devida às capacitâncias de gate, que aumentam com a intensidade da corrente (largura do canal) que deve ser controlada. No entanto, para baixas correntes de condução através do canal, o MOSFET pode operar com elevadas frequências.

O IGBT reúne a facilidade de acionamento dos MOSFETs e sua elevada impedância de entrada com as pequenas perdas em condução dos TBP (Transistores Bipolares de Potência). Sua velocidade de chaveamento é determinada, a princípio, pelas características mais lentas, oriundas das características do TBP. Assim, a velocidade dos IGBTs é semelhante à dos TBP, no entanto, nos últimos anos, tem crescido

gradativamente permitindo a sua operação em frequências de dezenas de kHz nos componentes para correntes na faixa de dezenas e até centenas de Ampères.

Juntando o que há de bom nesses dois tipos de transistores, o IGBT é um componente que se torna cada vez mais recomendado para comutação de carga de alta corrente em regime de alta velocidade.

Abaixo, na figura 13, será apresentado um gráfico contendo uma comparação entre os principais dispositivos semicondutores de potência, quanto às suas características de tensão, corrente e frequência de operação. Nesta figura, vê-se que os tiristores são os dispositivos que conseguem suportar os maiores valores de corrente e tensão, mas não podem operar em frequências de chaveamento elevadas. Como também pode-se ver a partir desta figura, os IGBT's possuem uma capacidade de suportar maiores tensões e podem operar em mais altas frequências que os transistores bipolares de potência e podem suportar maiores tensões e correntes que os MOSFET's de potência. Pode-se notar também, a partir desta figura, que a região de operação segura do IGBT é maior que as regiões reservadas ao MOSFET e ao transistor TBP, o que era desejado. Apesar de mostrado na figura abaixo, os IGBTs atuais já conseguem operar em tensões de até 6,5kV.

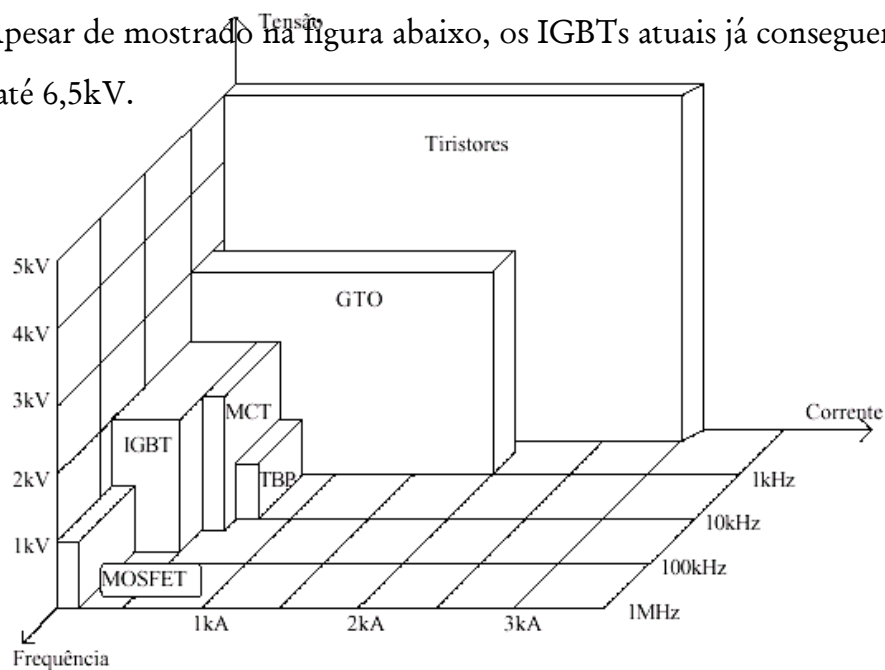


Figura 13 - Limites de operação de componente semicondutores de potência [4]

2.5.1 Operação física do IGBT

Na figura 14, será apresentada a estrutura de um típico IGBT de canal tipo N. Todas as discussões apresentadas aqui, estão relacionadas com o dispositivo de canal tipo N, pois o canal tipo P é análogo e possui uma operação física dual aquela apresentada para o de canal tipo N.

Abaixo da região da gate, uma camada de inversão pode ser formada a partir da aplicação de uma certa tensão entre a gate e o emissor, tal como é feito em um MOSFET para fazê-lo entrar em condução.

A principal diferença entre essa estrutura do IGBT e a de um MOSFET é a inclusão de um substrato P+ (O símbolo “+” foi colocado para indicar que esta região é fortemente dopada, enquanto que o símbolo “-” indica que a região é fracamente dopada) onde é conectado o terminal de coletor. Esta mudança tem como efeito a inclusão de características bipolares ao dispositivo. Esta camada P+ tem como objetivo a inclusão de portadores positivos (lacunas) na região de arrastamento como é feito em um transistor bipolar do tipo pnp.

Na estrutura do IGBT, é importante notar que o terminal de gate está conectado a duas regiões isoladas do material semiconductor através de uma camada isolante de óxido de silício (SiO₂), ao invés de ser apenas uma região como costumamos ver em MOSFETs. Assim, como será visto, o IGBT apresenta formação de dois canais ao invés de apenas um.

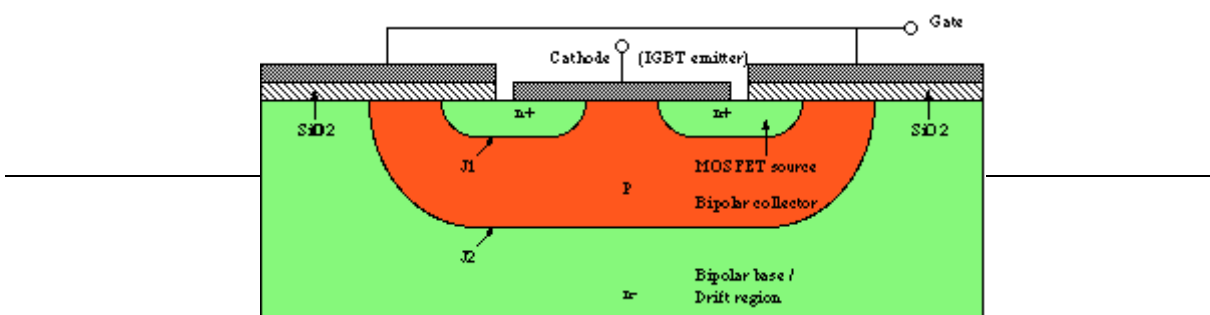


Figura 14 – Estrutura física de um IGBT [4]

O IGBT é frequentemente utilizado como uma chave, alternando os estados de condução (On-state) e corte (Off-state), os quais são controlados pela tensão de gate, assim como em um MOSFET.

Se aplicarmos uma pequena tensão de gate positiva em relação ao emissor, a junção J1 da figura anterior, ficará reversamente polarizada e nenhuma corrente irá circular através dessa junção. No entanto, a aplicação de uma tensão positiva no terminal de gate fará com que se forme um campo elétrico na região de óxido de silício responsável pela repulsão das lacunas pertencentes ao substrato tipo P e a atração de elétrons livres desse mesmo substrato para a região imediatamente abaixo da gate.

Enquanto não houver condução de corrente na região abaixo dos terminais de gate, não haverá condução de corrente entre o emissor e o coletor porque a junção J2 estará reversamente polarizada, bloqueando a corrente. A única corrente que poderá fluir entre o coletor e o emissor será a corrente de escape (leakage).

Uma característica desta região de operação é a tensão direta de “breakdown”, determinada pela tensão “breakdown” da junção J2. Este é um fator extremamente importante, em particular para dispositivos de potência onde grandes tensões e correntes estão envolvidas. A tensão de “breakdown” da junção J2 é dependente da porção mais fracamente dopada da junção, isto é, a camada N-. Isto se deve ao fato de a camada mais fracamente dopada resultar em uma região de depleção desta junção mais larga. Uma região de depleção mais larga implica em um valor máximo de campo

elétrico na região de depleção que o dispositivo poderá suportar sem entrar em “breakdown” mais baixo, o que implica no fato de o dispositivo poder suportar altas tensões na região de corte. Esta é a razão pela qual a região N- da região de arrastamento é mais levemente dopada que a região tipo P da região de corpo. Os dispositivos práticos geralmente são projetados para possuírem uma tensão de “breakdown” entre 600 e 1200V.

Ao aplicarmos uma tensão entre o gate e emissor do dispositivo, fazendo o gate possuir uma tensão positiva com relação ao emissor, uma corrente de pequena intensidade e de curta duração circulará pelo gate, de forma a carregar a capacitância parasita que existe entre o gate e a porção semicondutora logo abaixo do terminal de gate. Como já foi dito, a tensão faz com que um campo elétrico apareça entre o terminal de gate e a porção de semicondutor p logo abaixo da gate. Este campo elétrico atrai alguns elétrons livres da própria região tipo p e alguns elétrons livres das porções n+ localizadas dentro desse substrato p, em virtude do fato dessa região estar fortemente dopada. Ao aumentarmos a tensão entre o gate e o emissor, conseqüentemente, aumentaremos esse campo elétrico e mais portadores negativos serão atraídos para a região imediatamente abaixo do terminal de gate.

Quando a tensão entre o gate e o emissor atinge um determinado valor limite, que depende do dispositivo, conhecida como tensão de limiar (threshold voltage), simbolizada por V_{th} , a quantidade de elétrons livres atraídos pelo campo elétrico é tamanha que a região imediatamente abaixo do gate acaba por se transformar do tipo p para o tipo n, fenômeno conhecido como inversão, sendo que a camada que sofreu o processo, recebe o nome de camada de inversão, mais comumente conhecida como canal.

Com a formação deste canal, temos uma ligação do tipo n entre a pequena região n+ e a região de arrastamento. Tal canal permite a condução de corrente através de uma pequena região na junção J1 que estava reversamente polarizada antes de a tensão entre o gate e emissor atingir o valor limiar. Dessa forma, elétrons serão transportados através deste canal até a região de arrastamento, onde irão fazer parte da

corrente que circula pela junção J3 que está diretamente polarizada, fazendo com que o “diodo” formado pela junção J3 entre em condução. Com este efeito, temos que a camada p+ conectada ao coletor, injeta lacunas positivamente carregadas na região de arrastamento n-.

Essa injeção de lacunas da região de arrastamento causa a modulação da condutividade da região de arrastamento, onde as densidades de ambos os portadores, elétrons livres e lacunas atingam valores muito mais elevados que aquela que a região n- geralmente apresenta. É esta modulação de condutividade que dá ao IGBT sua baixa tensão de condução entre os terminais de coletor e emissor, por causa da reduzida resistência da região de arrastamento, isto se deve ao fato de que a condutividade de um material semiconductor é proporcional à densidade de portadores deste material. Assim, o IGBT poderá drenar correntes elevadas com poucas perdas de potência, assim como que ocorre em um transistor bipolar.

Algumas das lacunas injetadas na região n- são recombinadas nesta mesma região com os elétrons livres desta camada. No entanto, a maior parte das lacunas que alcançam a região não se recombinam e alcançam a junção J2 que está reversamente polarizada. Assim, as lacunas encontram um campo elétrico favorável ao seu movimento, justamente por causa da polarização reversa da junção. Com este campo elétrico da junção J2, as lacunas serão arrastadas por meio da corrente de difusão pela região de arrastamento atravessando a junção J2, até serem coletadas pela região do tipo p onde está conectado o terminal de coletor.

A operação física do IGBT descrita aqui é ilustrada na figura 15, apresentada abaixo:

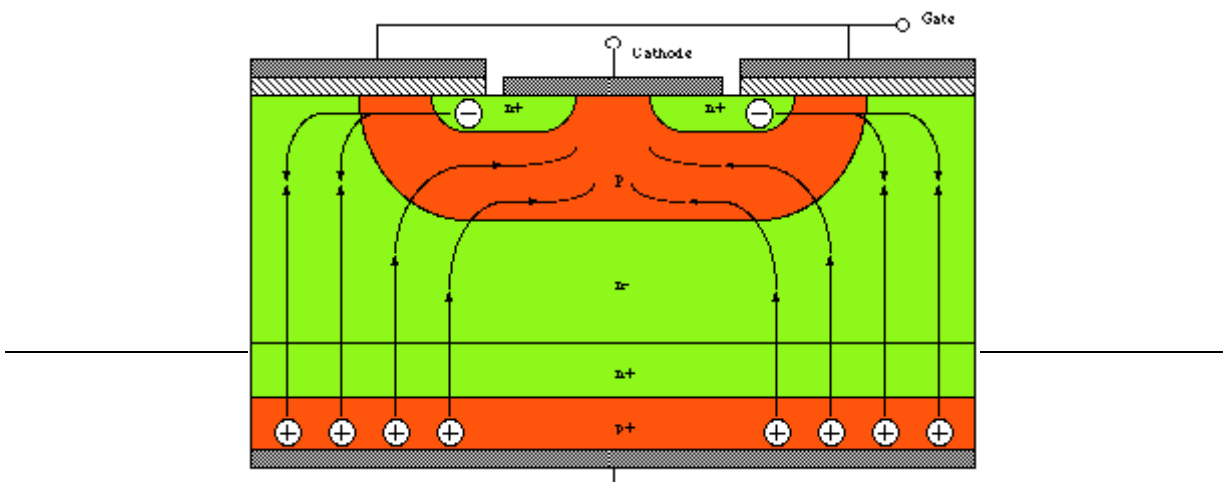


Figura 15 – Esquema da operação física de um IGBT [4]

Analisando a figura acima, e verificando como é a operação física do IGBT, pode-se facilmente deduzir um modelo para descrever o funcionamento do dispositivo usando apenas componentes eletrônicos, conectados de forma a funcionar de modo equivalente ao IGBT. Olhando a figura acima, vê-se que tem-se ao longo do dispositivo três fatias de semicondutores formando uma junção PNP, que é a mesma que forma um transistor bipolar de potência cuja base é conectada à região central e os terminais de coletor e emissor são conectados do mesmo modo que no TBP. Na parte de cima da figura, temos uma estrutura que opera exatamente como um MOSFET de potência cuja corrente de dreno é injetada na região de arrastamento, que corresponde à base do transistor PNP de potência que temos ao longo do IGBT. Essa corrente de dreno do MOSFET atua como o disparo do transistor. Assim, podemos modelar o IGBT pelo circuito equivalente da figura 16 abaixo.

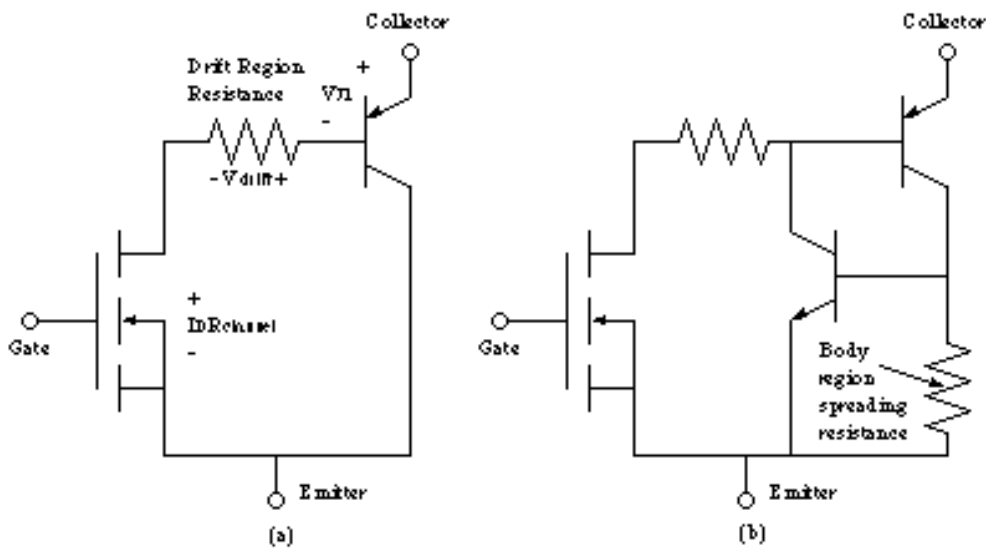


Figura 16 – (a) Um circuito equivalente simples para o modelamento do IGBT. (b) Um modelo equivalente mais completo usando os transistores que modelam o efeito do tiristor parasita [4]

A figura 16 (b) mostra um modelo mais completo para o circuito equivalente do IGBT que inclui o transistor parasita pela região tipo n+ da fonte do MOSFET, a região de corpo do MOSFET do tipo p e a região de arrastamento tipo n-. Neste modelo também é apresentada a resistência lateral da região tipo p da região de corpo. Se a corrente fluindo através dessa resistência for elevada o suficiente, teremos uma queda de tensão que irá polarizar diretamente a junção entre esta camada semicondutora e a região n+ ativando o transistor parasita, que forma um tiristor parasita juntamente com o transistor PNP principal da estrutura do IGBT. Uma vez que o tiristor tenha sido disparado, há uma elevada injeção de elétrons livres oriundos da região tipo n+ na região tipo p do substrato do MOSFET, fazendo com que a tensão de gate não influa mais na operação do dispositivo, assim como ocorre com os tiristores, fazendo com que o controle da operação do IGBT seja perdido. Este fenômeno, denominado latch-up, quando ocorre, geralmente conduz à destruição do dispositivo. Normalmente, os fabricantes de IGBT constroem o molde da superfície do emissor em forma de uma tira

estreita, enquanto que a geometria utilizada em MOSFETs é baseada em células concentradas. Tal fato permite que se evite o disparo do tiristor parasita existente na estrutura do IGBT.

Na figura 17, apresentada a seguir, temos o símbolo utilizado em circuitos para designar o IGBT. Neste símbolo, vemos detalhes que lembram tanto o símbolo usado para transistores bipolares como o símbolo usado para MOSFETs.

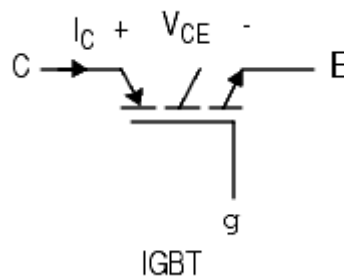


Figura 17 – Símbolo utilizado para designar o IGBT [4]

Os IGBTs são componentes usados principalmente como comutadores em conversores de frequência, inversores etc. Nestas aplicações, normalmente uma carga indutiva é ligada e desligada, podendo com isso aparecer tensões inversas elevadas, contra as quais o dispositivo deve ser protegido. Essa proteção é feita com o uso de diodos ligados em paralelo com o coletor e o emissor, para evitar que uma elevada tensão reversa seja aplicada ao IGBT. Quando o IGBT liga novamente, o fluxo de corrente no diodo funciona inicialmente como se fosse praticamente um curto. A carga armazenada tem que ser removida inicialmente para que o diodo bloqueie a tensão. Isso faz com que apareça uma corrente que se soma à corrente de carga a qual é chamada de corrente reversa de recuperação do diodo IRR. O máximo de corrente IRR ocorre quando a soma das tensões instantâneas sobre o IGBT e o diodo, se iguala à tensão de alimentação. Quando o IGBT desliga, o resultado é uma variação de corrente, e isso faz com que o pico de sobretensão apareça devido à variação de corrente nas indutâncias parasitas.

Um ponto importante que deve ser levado em consideração em todo dispositivo de comutação é o Efeito Miller.

O Efeito Miller nada mais é do que a realimentação da tensão coletor-emissor (VCE) através da capacitância existente entre o gate e o coletor do dispositivo (CGC).

Isso quer dizer que uma variação da tensão entre o coletor e emissor (VCE) tem o mesmo efeito que uma fonte de corrente interna no circuito de polarização, onde a intensidade desta corrente é dada pela expressão:

$$I_g = C_{gc}(V_{ce}) \frac{\partial V_{ce}}{\partial t}$$

Infelizmente, C_{gc} não é constante, mudando de valor com a tensão entre coletor e emissor. As maiores variações de CGC ocorrem justamente com pequenas tensões entre emissor e coletor. Em consequência disso temos explicações para alguns comportamentos do IGBT:

Quando o IGBT liga (turn-on), partindo de V_{ce} alto e V_{GE} igual a zero ou negativo, com uma corrente constante carregando o gate, um aumento linear da tensão de gate é obtido.

Com a queda da tensão entre coletor e emissor VCE, a corrente de polarização de gate é usada para carregar CGC, e a tensão de gate permanece constante.

Mais tarde, quando a tensão entre o coletor e o emissor cai, CGC aumenta de valor de tal forma que, uma pequena variação de VCE é suficiente para levar a um aumento da corrente de gate. Somente quando a corrente necessária à carga se reduz novamente é que a tensão de gate aumenta.

Quando o IGBT desliga, partindo de V_{ce} baixa, V_{GE} positiva ou maior que a tensão limiar V_{th} , a tensão de gate inicialmente decresce quase que linearmente (pela fonte de corrente constante de descarga). A diminuição da capacitância com o aumento

da carga aumenta a tensão. Como existe uma fonte de polarização que está drenando corrente do gate, a tensão gate-emissor se mantém constante.

Em consequência, VCE aumenta e a maior parte da corrente de descarga do gate é usada para manter a tensão de gate constante. O processo de carga termina quando VCE alcança a tensão de operação.

É devido ao Efeito Miller que a corrente de gate durante a comutação (ligado ou desligado) é usada antes de tudo para mudar a carga CGC. Isto explica porque, carregando ou descarregando, o gate tem sua velocidade de resposta reduzida. Deve ser mencionado que as mudanças de CGC e VCC regulam por si próprias de tal forma que apenas a corrente disponível no gate é usada. Isso esclarece porque um resistor de grande valor ligado em série com o gate faz com que todos os eventos que envolvam a comutação de uma IGBT tenham seu tempo de duração aumentado.

2.6 Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT)

O IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) é um dispositivo surgido no final da década de 90 e pode-se dizer que é um tipo de GTO onde o circuito de gatilho é integrado à chave, permitindo assim maior velocidade de chaveamento, e, conseqüentemente reduzindo o tempo em que a chave fica na região instável durante o transitório de desligamento. Um IGCT típico é mostrado na figura 18 abaixo, onde se destacam o GCT e seu circuito de acionamento integrado.

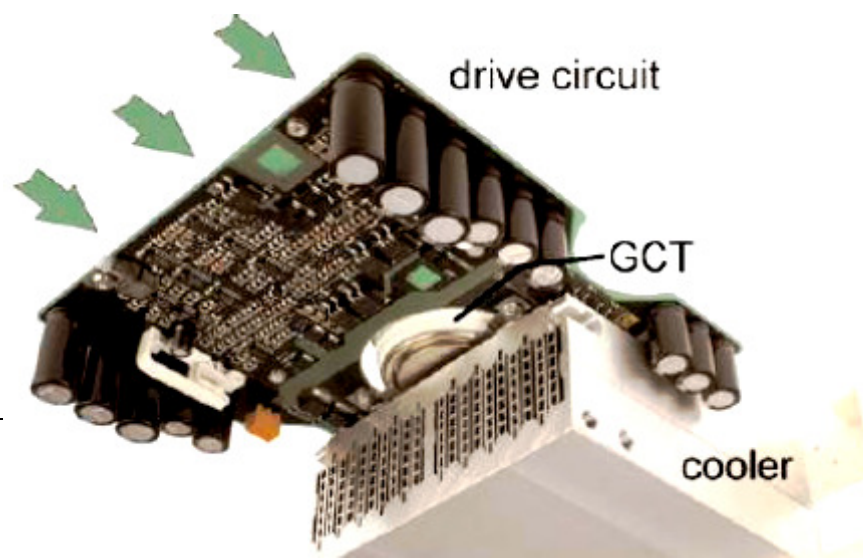


Figura 18 – Símbolo utilizado para designar o IGBT [10]

2.7 Retificadores a Diodo

Nesta seção, será feita uma abordagem dos retificadores a diodo, visto que o enfoque principal deste trabalho é detalhar o CFW-09, mas como a retificação deste equipamento é feita através de pontes de diodos, uma análise mais criteriosa se faz necessária também. Além disso, também será feita uma breve análise sobre os retificadores a IGBTs.

Um retificador tem a função de converter tensões e correntes alternadas (CA) em tensões e correntes contínuas (CC). O objetivo dessa conversão é gerar uma tensão CC no capacitor, que será posteriormente invertida pelo inversor de forma controlada para a realização da função requerida, o controle do motor de indução. [5]

Esta conversão pode ser obtida com um circuito eletrônico formado por três pernas de diodos, conforme figura 19 abaixo.

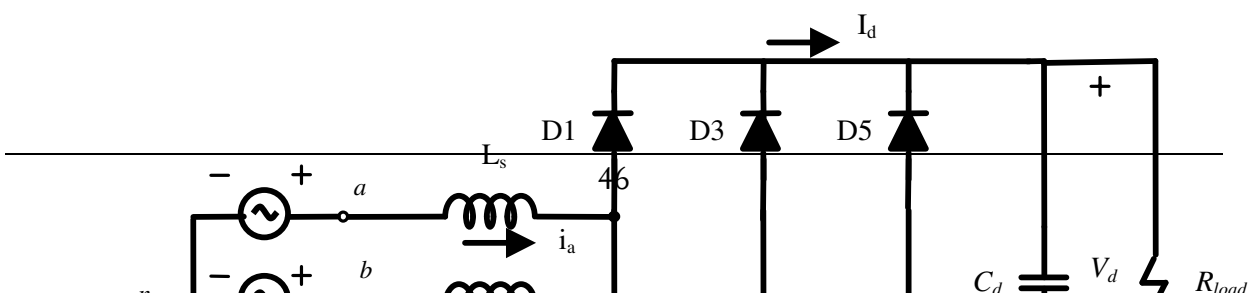


Figura 19 – Retificador trifásico a ponte de diodo

Começando por uma análise de um circuito ideal, será assumido que o valor da indutância do lado CA é nula e que o capacitor e o resistor do lado CC serão substituídos por uma fonte de corrente contínua constante I_d . Com isso, chega-se ao retificador da figura 20.

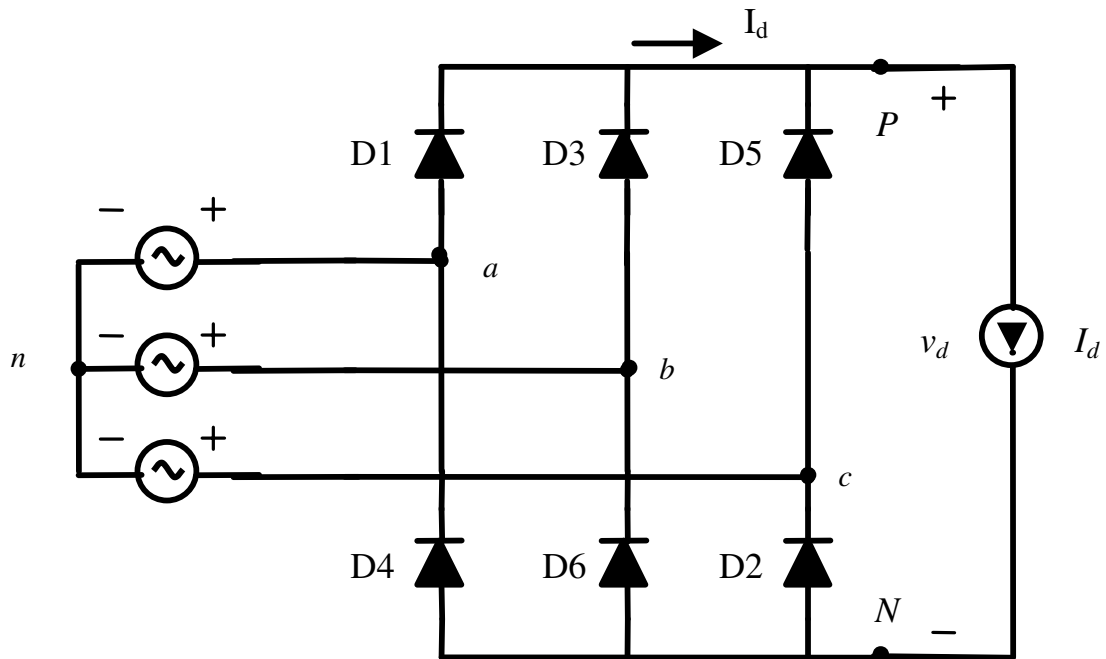


Figura 20 – Retificador trifásico ideal com fonte de corrente contínua

Neste circuito, a corrente I_d flui sempre através de um diodo do grupo de cima (D1, D3 ou D5) e um do grupo de baixo (D2, D4 ou D6). O diodo do grupo de cima que estiver com o anodo em maior potencial, conduzirá, enquanto os outros dois estarão em estado de bloqueio. Já para o grupo de baixo, o diodo que estiver com o catodo em menor potencial, conduzirá, enquanto os outros estarão bloqueados.

A forma de onda da tensão V_d , do circuito da figura 19, é mostrada na figura 20, onde V_{Pn} é a tensão no ponto P com relação ao ponto neutro n do lado CA. Similarmente, V_{Nn} é a tensão no ponto negativo N do lado CC. A qualquer momento, V_{Pn} e V_{Nn} podem ser obtidos em termos de uma tensão de entrada CA, que pode ser igual a V_{an} , V_{bn} ou V_{cn} , dependendo dos diodos em condução. Aplicando-se a Lei de Kirchhoff no circuito da figura 20, a tensão do lado CC será dada pela seguinte equação:

$$V_d = V_{Pn} - V_{Nn}$$

Com isso, na figura 21 abaixo, tem-se a forma de onda do circuito da figura 20:

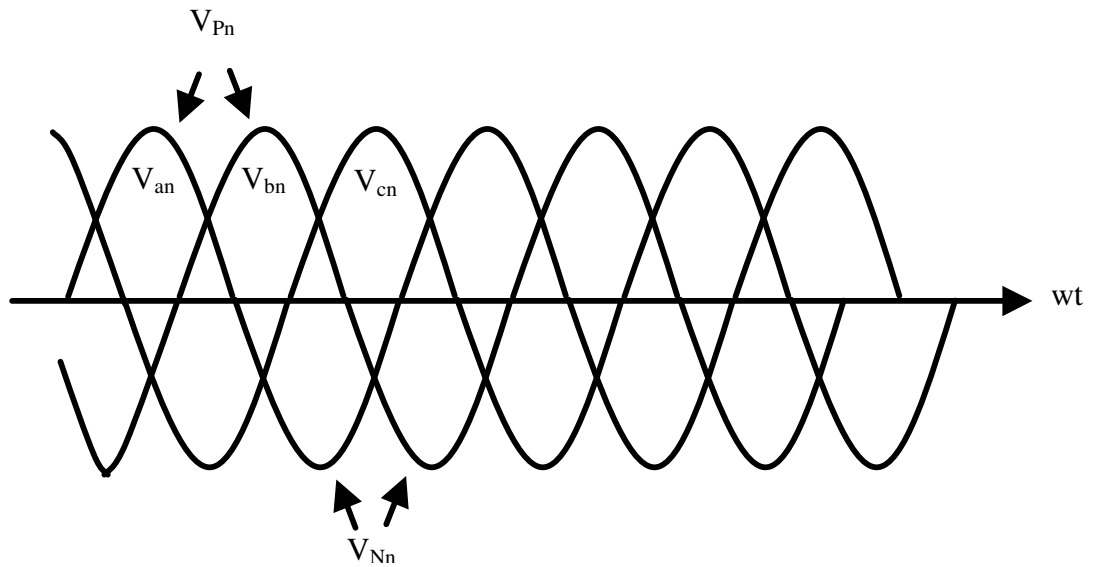


Figura 21 – Formas de onda do circuito da figura 20

A forma de onda instantânea de V_d consiste em seis segmentos por ciclo de linha de frequência. Cada segmento pertence à uma das seis combinações de tensões de linha, como pode ser visto na figura 22, e cada diodo conduzirá por 120° .

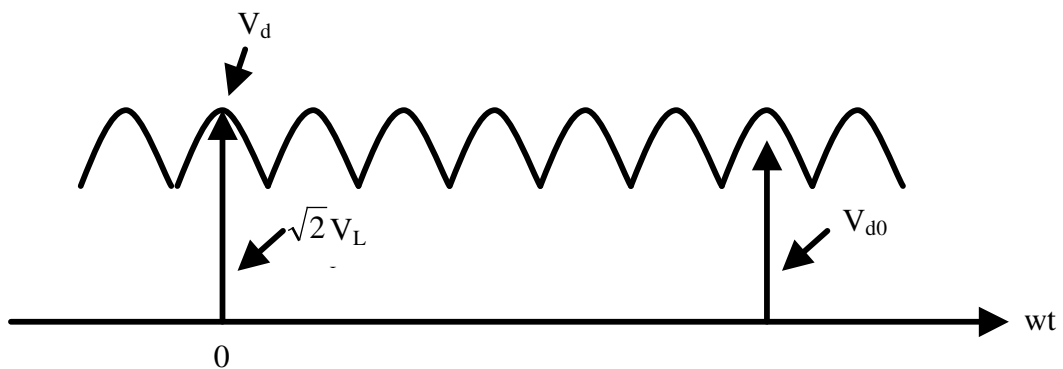


Figura 22 – Formas de onda do circuito da figura 19

O valor médio V_{d0} da tensão V_d é função da tensão de linha na entrada do retificador, dada pela expressão:

$$V_{d0} = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cong 1,35 \cdot V_{LL}$$

Na prática, a obtenção de uma tensão constante e igual a V_{d0} no lado CC está condicionada a uma escolha adequada do capacitor que compõe o *link* CC, a fim de minimizar o *ripple* na tensão. Quanto maior for o valor do capacitor, maior será sua capacidade de armazenamento de energia e, portanto, menor será o *ripple* ao redor do valor médio V_{d0} .

Considerando a forma de onda da corrente da fase a, para o circuito da figura 20, chega-se a:

$i_a = I_d$, quando o diodo 1 está conduzindo;

$i_a = -I_d$, quando o diodo 4 está conduzindo;

$i_a = 0$, quando nem o diodo 1 ou o diodo 4 estão conduzindo;

A comutação da corrente de um diodo para o próximo é instantânea, baseado na premissa de que $L_s = 0$.

Os diodos são numerados na figura 23 de acordo com sua ordem de entrada em condução:

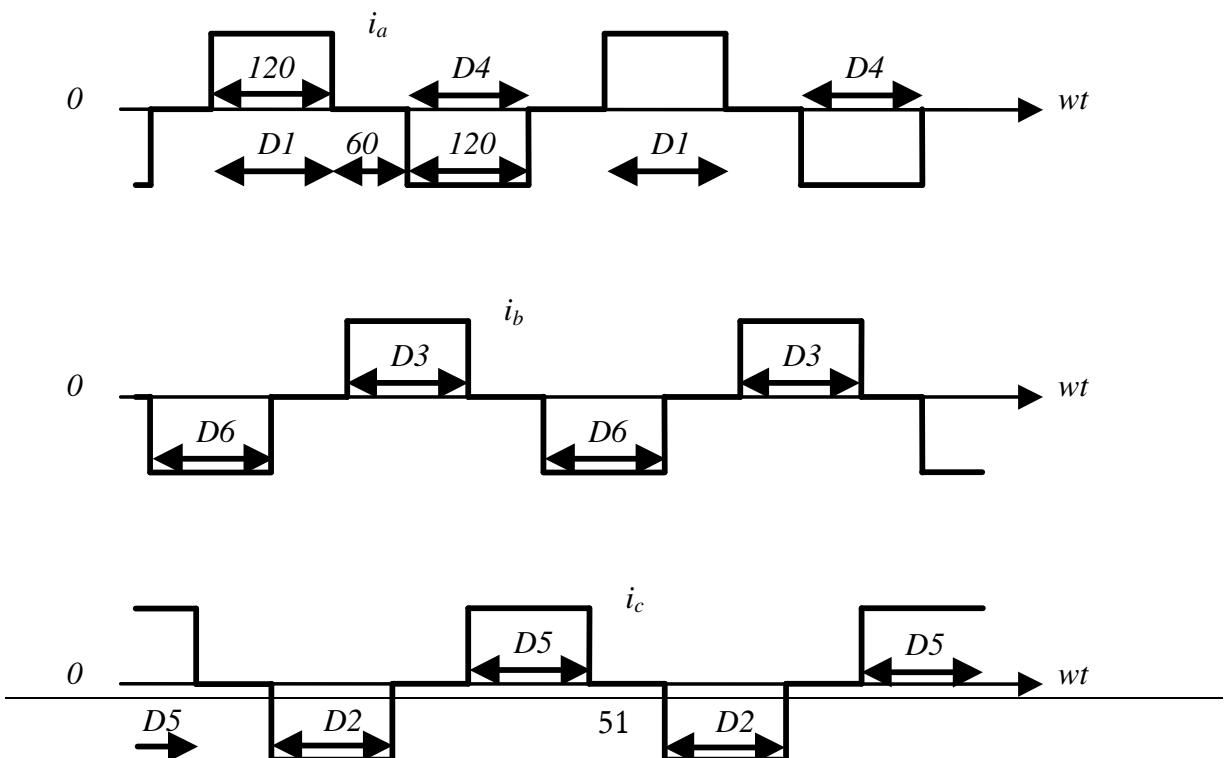


Figura 23 – Formas de onda do circuito da figura 20

Os resultados acima foram obtidos considerando-se um circuito ideal. Em circuitos reais sempre existirá impedância Z_s , e, por isso, na entrada do retificador, aparecerão tensões com conteúdo harmônico $6n \pm 1$, já que este é um retificador 6 pulsos. Conforme será visto na seção 2.10, o espectro harmônico poderá ser melhorado utilizando-se retificadores multipulsos, ou seja, 12, 18 ou 24 pulsos. Esse tipo de retificação é conseguida, utilizando-se um transformador especial na entrada do retificador.

A potência dos transformadores em questão é definida segundo a equação abaixo:

$$S_{trafo_no\ min\ al} = \sqrt{3} \cdot V_{no\ min\ al_saida_conversor} \cdot I_{no\ min\ al_saida_conversor}$$

Para um retificador a 12 pulsos, utiliza-se um transformador com duplo secundário, sendo que um enrolamento é conectado em delta em fase com o primário e o outro conectado em estrela com defasagem de $\pm 30^\circ$ em relação ao primário. O ponto neutro do enrolamento em estrela não é conectado a nenhum ponto e, portanto, não deve existir ponto de conexão disponível.

Para um retificador a 18 pulsos, utiliza-se um transformador com triplo secundário, sendo que o primeiro enrolamento é conectado em delta, em fase com o primário, o segundo enrolamento é conectado em delta estendido (eletricamente), defasado de $+ 20^\circ$ em relação ao primário e o terceiro enrolamento é conectado em delta estendido (eletricamente), defasado de $- 20^\circ$ em relação ao primário.

Para o retificador a 24 pulsos, utiliza-se um transformador com dois duplos secundários, sendo que o primeiro enrolamento é conectado em delta, defasado de + 7,5° em relação ao primário, o segundo enrolamento é conectado em delta defasado de - 7,5° em relação ao primário, o terceiro enrolamento é conectado em zig-zag, defasado de + 22,5° em relação ao primário e o quarto enrolamento é conectado em zig-zag defasado de + 37,5° também em relação ao primário.

O retificador a diodo que compõe a versão básica do CFW-09 propicia um fluxo de potência cujo sentido vai do lado CA para o lado CC, tendo em vista que os diodos não conduzem correntes no sentido inverso.

Entretanto, o modelo CFW-09RB (onde RB significa “Regenerative Braking”) possui a função de retificação regenerativa, na qual a rede alimentadora do conversor pode receber energia em vez de entregá-la, em um fluxo reverso de potência. O retificador deste tipo de conversor, portanto, não pode ser composto por diodos, mas sim por IGBTs.

Com os IGBTs no lugar dos diodos, o retificador pode operar nos quatro quadrantes da característica $v \times i$, fornecendo ou recebendo potência. No caso do fluxo de potência se dar do lado CA para o lado CC (motorização), o ângulo entre os fasores das tensões de fase e das correntes de linha no lado CA é inferior a 90°; durante a regeneração, a defasagem angular é superior a 90°.

A título ilustrativo, a figura 24 apresenta um exemplo de formas de onda da tensão e da corrente na fase “a” de um retificador que pode trabalhar em regime regenerativo, em função do ângulo de disparo de suas chaves.

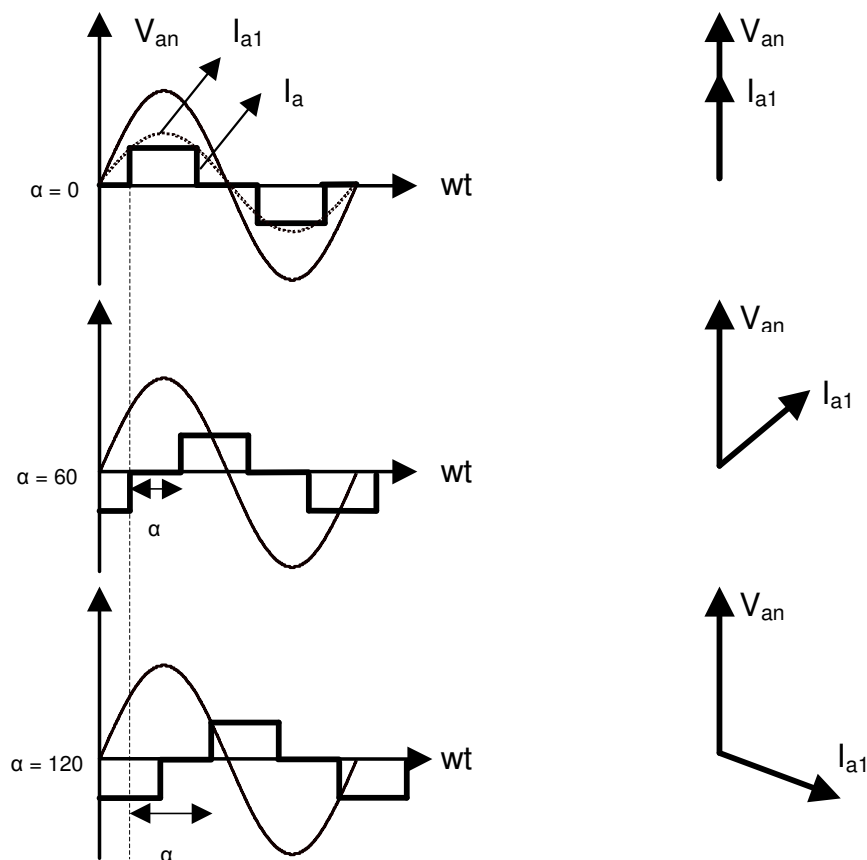


Figura 24 – Motorização e regeneração de retificadores

Mais detalhes sobre o conversor regenerativo CFW-09RB, incluindo seu esquema básico, podem ser encontrados no item 2.10.

2.8 Inversores

Retificadores a diodo proporcionam tensão CC constante. Para que se possa produzir uma tensão CA, controlada em magnitude e frequência, utiliza-se o controle PWM (Pulse Width Modulation). Neste tipo de técnica, é necessário o controle sobre a inserção e a retirada das chaves do circuito. Isto não é possível com tiristores, mas sim com IGBTs.

De maneira simplificada, este tipo de técnica de inversão PWM pode ser entendida com a figura 25, abaixo:

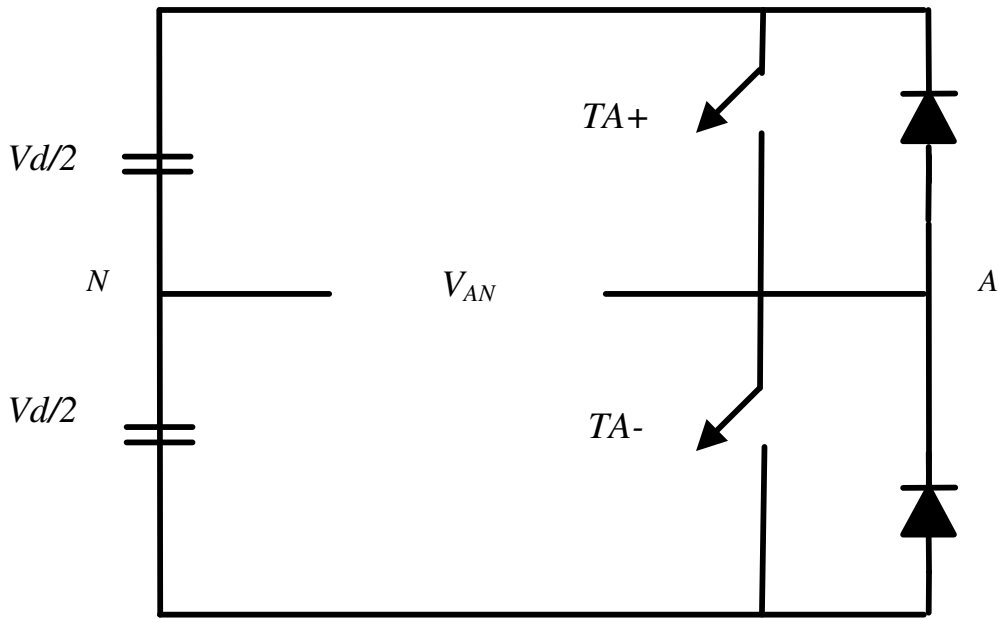


Figura 25 – Meia ponte conversora de tensão

A meia ponte mostrada na figura acima é composta por TA+ e TA-, que são comumente IGBTs, como no CFW-09.

É composta também por um diodo em anti-paralelo com TA+ e outro diodo, em anti-paralelo com TA-, onde o prefixo “anti” indica que o sentido de condução do diodo é contrário ao dos IGBTs.

Uma forma de criar o controle PWM é com a comparação ente duas formas de onda, por exemplo uma senoidal e outra triangular (PWM seno-triângulo), conforme mostra a figura 26.

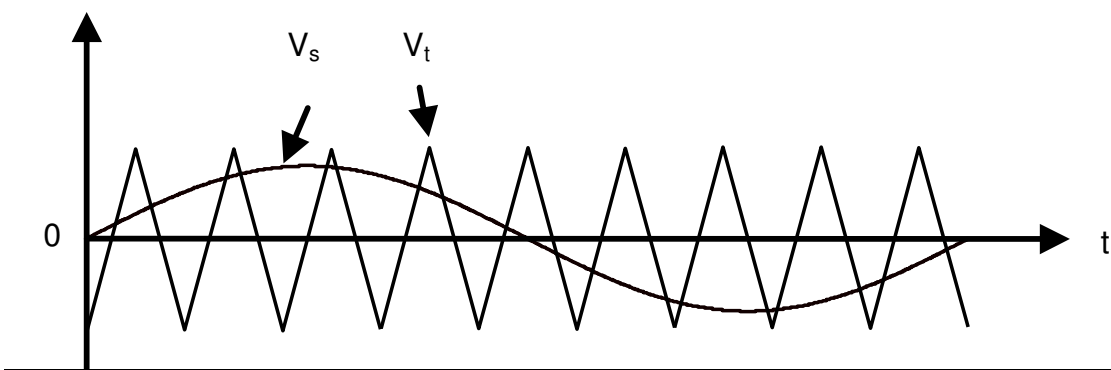


Figura 26 – PWM seno-triângulo

Na figura anterior, a tensão de controle V_s tem frequência fundamental, f_1 , enquanto a onda triangular V_t tem frequência f_s (em geral na faixa dos kHz). Tipicamente, definem-se os fatores de amplitude (m_a) e de frequência (m_f), dados pelas expressões:

$$m_a = \frac{V_{s,peak}}{V_{t,peak}}$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

Na figura 27 abaixo, tem-se o espectro harmônico da tensão de saída V_{A0} para as condições de $m_a=0,8$ e $m_f=15$:

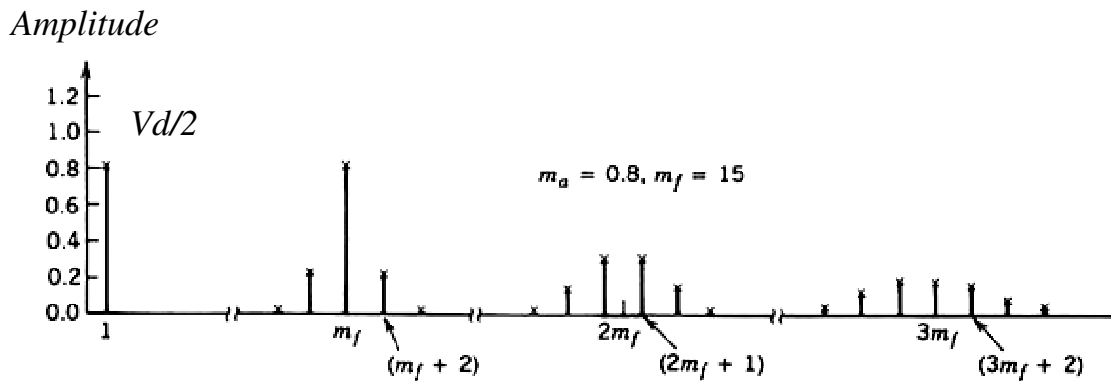


Figura 27 – Espectro Harmônico do PWM Seno-triângulo [8]

O valor de m_a está relacionado à componente fundamental da tensão de saída pela expressão $v_{A0} = m_a \cdot \frac{V_d}{2}$, enquanto m_f define os harmônicos presentes em V_{A0} . A figura 28 apresenta um exemplo da tensão de saída para $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$.

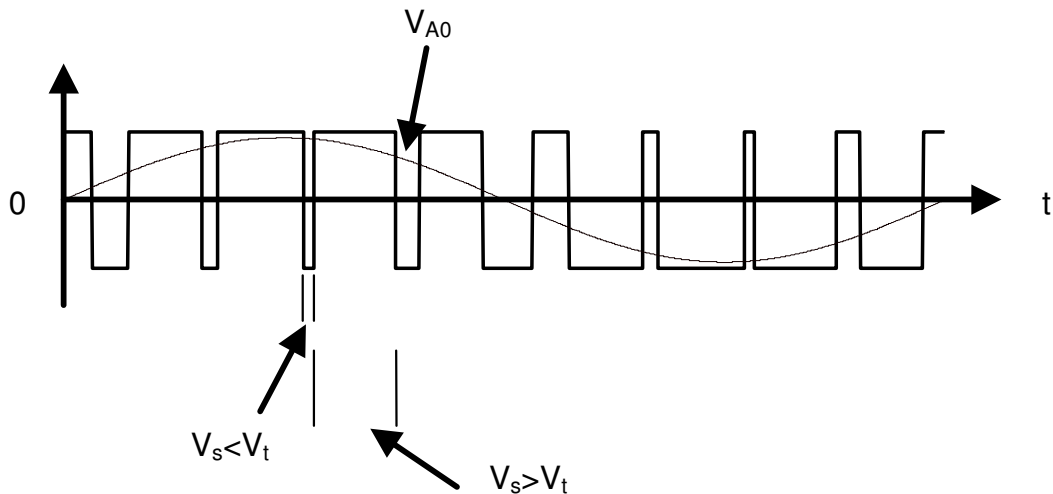


Figura 28 – Tensão de saída e seu conteúdo harmônico

Para o caso de $V_s < V_t$, o TA- estará fechado e TA+ estará aberto. Já no caso de $V_s > V_t$, TA+ estará fechado e TA- estará aberto. A obtenção da componente fundamental V_{A0} é feita mediante o uso de um filtro passa-baixas – um circuito LC, por exemplo. O inversor trifásico, mostrado na figura 29, é semelhante ao caso monofásico apresentando, estendendo-se o conceito da tensão de controle a três tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} , conforme mostra a figura 30.

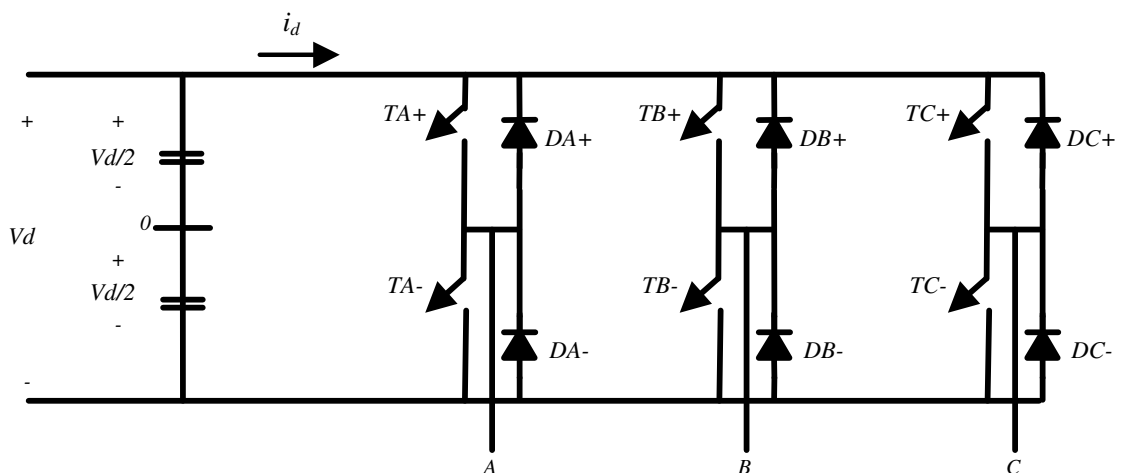


Figura 29 – Inversor trifásico

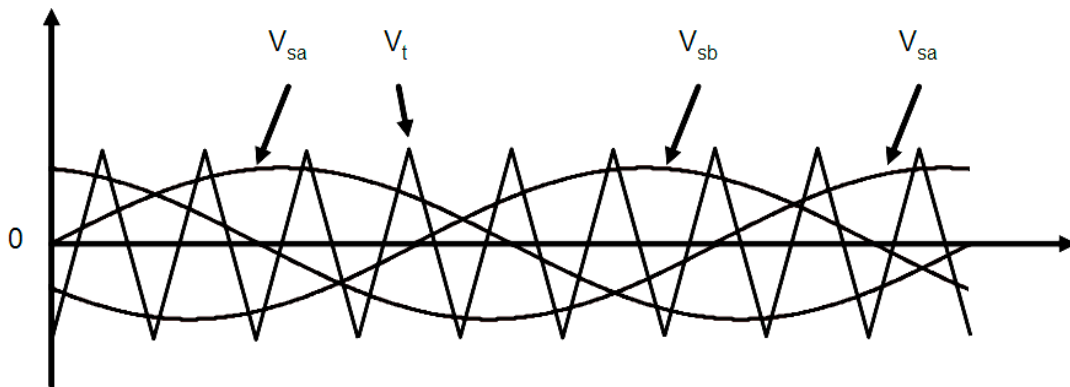


Figura 30 – Tensões de controle trifásicas

O chaveamento dos IGBTs que compõem os inversores pode ser feito com várias outras técnicas além do PWM senoidal apresentado anteriormente, visando a redução do conteúdo harmônico presente na saída CA. Duas dessas alternativas são apresentadas para a conclusão deste capítulo do trabalho.

Uma alternativa interessante para cargas com neutro isolado – como é típico em casos de acionamentos de motores – é o *Space-Vector* PWM, baseado no conceito do vetor espacial \bar{V} , de módulo V_m e com velocidade angular ω , formado a partir das tensões de fase da carga:

$$v_a = V_m \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$$v_b = V_m \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

$$v_c = V_m \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

Uma ponte inversora trifásica possui 8 combinações diferentes de estados de suas chaves, que produzem tensões diferentes de saída, incluindo os estados-zero, quando as chaves 1, 3 e 5 ou 2, 4 e 6 estão em condução e as tensões nas três fases são nulas. A idéia é controlar os vetores espaciais de modo a gerar tensões PWM com conteúdo mínimo de harmônicos.

Outra alternativa para a redução de harmônicos é o PWM com eliminação de harmônicos específicos. Nesta técnica, cria-se deliberadamente *notches* de tensão na forma de onda quadrada, em ângulos de disparo determinados previamente, conforme mostra a figura 31.

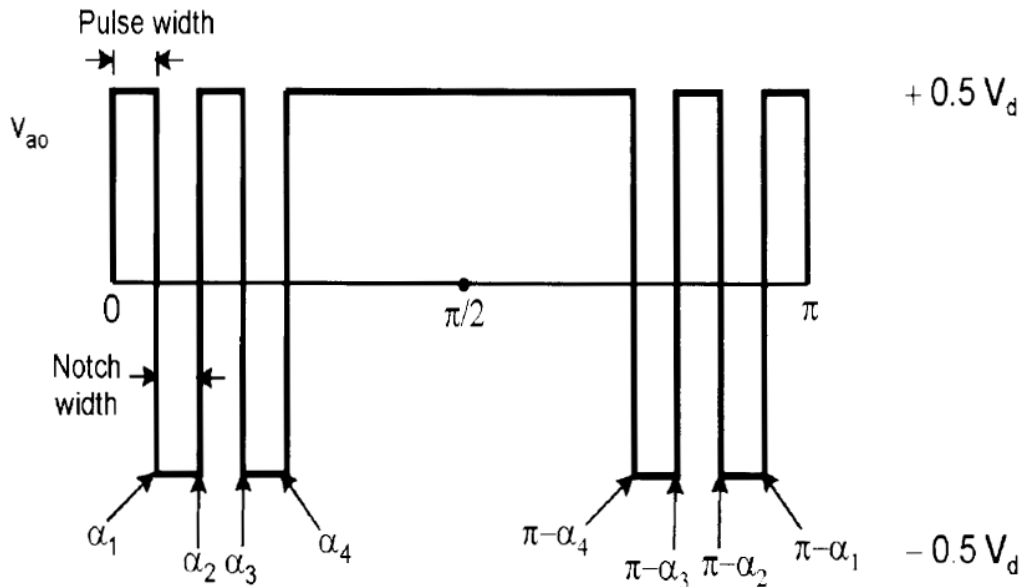


Figura 31 – PWM com eliminação de harmônicos específicos [6]

Quanto maior é o número de notches criados na onda quadrada, mais harmônicos são eliminados do espectro de frequências da tensão de saída. A determinação dos ângulos de disparo é feita a partir da série de Fourier da onda quadrada, dada pela expressão:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t)$$

Considerando a presença somente dos harmônicos ímpares (simetria em um quarto de ciclo), tem-se:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} v(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t)$$

Com o disparo de k chaves (*notches*), e levando em conta uma onda quadrada entre os valores $+1$ e -1 , b_n passa a valer:

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \left(1 + 2 \cdot \sum_{j=1}^k (-1)^j \cdot \cos(n \cdot \alpha_j) \right)$$

A expressão acima contém k variáveis ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$), permitindo a eliminação de $k-1$ harmônicos.

2.9 Acionamentos de Motores de Indução

Para um melhor entendimento de como funciona o acionamento de motores de indução através de inversores de frequência, será feita uma breve análise do funcionamento de um motor de indução.

Para análise de funcionamento, pode-se considerar o motor de indução como um transformador, onde o enrolamento primário deste é formado pelo estator e o enrolamento secundário pelo rotor. O próprio nome “motor de indução” se deve ao fato de que toda a energia requerida pelo rotor para geração de torque é induzida pelo primário do transformador (estator) no secundário (rotor).

Como existem dois campos magnéticos, um no estator e outro no rotor, aparecerá uma força entre o rotor e o estator que fará com que o rotor gire, já que é o único que pode se movimentar, pois está montado sobre rolamentos, disponibilizando assim energia mecânica (torque) no seu eixo.

Para facilitar esta análise, três casos serão demonstrados a seguir:

1) Neste caso será considerado um motor de dois polos com o “rotor bloqueado”, isto significa que através de algum dispositivo mecânico impediremos que o eixo do motor (rotor) gire. Nesta condição, se aplicarmos tensão trifásica de 60Hz nos terminais do bobinado do estator, este produzirá um campo magnético girante com velocidade de 3600rpm. As linhas de indução deste campo magnético “cortarão” as espiras do rotor com velocidade máxima induzindo assim a máxima tensão nas espiras do rotor, e como estas estão em curto-circuito, circulará também a máxima corrente por elas. Como toda a energia produzida no rotor tem de ser induzida pelo estator, circulará no bobinado do estator uma corrente elevada (seis a oito vezes maior que a corrente nominal do motor).

Se esta condição for mantida por mais do que alguns segundos, os fios do bobinado do estator irão esquentar de forma indevida, podendo até danificá-lo, pois não foram projetados para suportar esta corrente por um período de tempo grande.

2) Neste caso será suposto que o rotor irá girar exatamente à velocidade de 3600rpm. Assim as linhas de indução do campo magnético girante produzidas pelo estator “não cortarão” as espiras do rotor, pois os dois estão girando com a mesma velocidade. Sendo assim, não haverá tensão induzida, nem corrente, nem geração de campo magnético. Para produção de energia mecânica (torque) no motor é necessária a existência de dois campos magnéticos, sendo assim, não haverá torque no eixo do motor.

3) Neste caso, vamos supor que, nas mesmas condições do caso dois, baixamos a velocidade do rotor do motor para 3550rpm. O campo magnético girante tem uma velocidade de 3600rpm, é assim que as linhas de indução do campo magnético girante do estator “cortarão” as espiras do rotor com uma velocidade de 50rpm, produzindo uma tensão e uma corrente induzida no motor. A interação entre os dois campos magnéticos, o do estator e o do rotor, produzirá uma força, que pela sua vez produzirá torque no eixo do motor. A diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade do rotor é conhecida como “escorregamento”.

De posse destas três condições, pode-se imaginar o que acontece na prática com o motor de indução:

Na partida acontece algo similar ao descrito no caso 1, mas na prática a diferença do rotor bloqueado deste caso é que o motor de indução pode girar livremente. Sendo assim, circulará no bobinado do estator uma corrente de seis a oito vezes maior que a corrente nominal do motor, que diminuirá a medida que a velocidade do motor aumente.

Quando a velocidade do rotor se aproxima da velocidade síncrona, caso 2, o torque produzido diminuirá, fazendo diminuir também a velocidade do rotor. Existirá então um ponto de equilíbrio entre a carga do motor e a velocidade do rotor, caso 3.

Se a carga no eixo do motor aumenta, a velocidade do rotor tenderá a diminuir e o escorregamento a aumentar. Se o escorregamento aumenta, a velocidade com que as linhas de indução do campo magnético do rotor “cortam” o estator aumentará, aumentando também a tensão e corrente induzidas no rotor. Se a corrente é maior, o campo magnético gerado por esta também será maior, aumentando assim o torque disponível no eixo do motor, chegando novamente em uma condição de equilíbrio. Se o torque requerido pela carga é maior que o nominal do motor, e se esta condição é mantida por muito tempo, a corrente do motor será maior que a nominal e o motor sofrerá danos.

2.10 Configurações Alternativas para Redução do Nível Harmônico

A configuração da retificação a 6 pulsos pode nem sempre atender aos limites impostos pela IEEE 519, podendo não ser adequado e satisfatório no que diz respeito ao nível de distorção harmônica apresentada por um sistema como esse, pois surgem harmônicas da ordem $6n \pm 1$.

Abaixo tem-se algumas alternativas para a redução do nível de harmônica:

Configuração 12 pulsos:

Com este tipo de solução, reduz-se consideravelmente o nível de distorção harmônica, mas é muito importante observar que com essa solução, será necessário instalar a bordo do navio um grande transformador defasador, com duplo secundário, para cada inversor de frequência. O circuito típico de potência é mostrado abaixo, na figura 32:

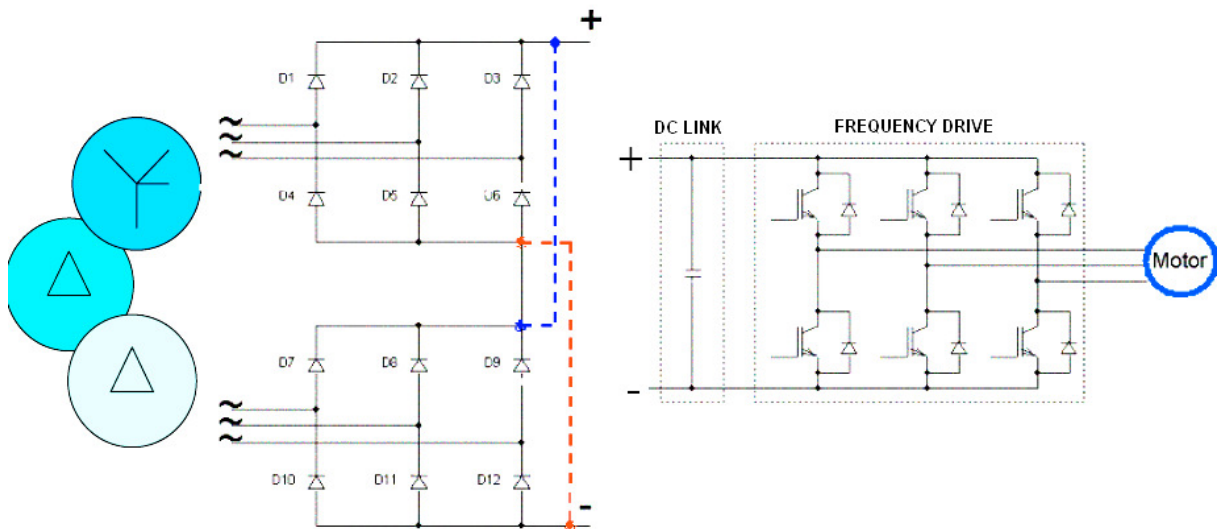


Figura 32 – Circuito típico de potência – Retificador 12 pulsos [1]

A forma de onda é aceitável nesta solução, mas o nível de distorção harmônica na corrente (THD-I), da ordem de 10 a 15%, continua sem atender às normas das sociedades classificadoras, a menos que considerações especiais sejam tomadas, o que pode tornar o sistema extremamente dedicado, demandando equipamentos que não estão sempre disponíveis no mercado, ou ainda, pessoal extremamente bem treinado para lidar com este tipo de equipamento. A figura 33 abaixo, mostra como são as formas de onda da corrente no primário do transformador defasador para esta solução:

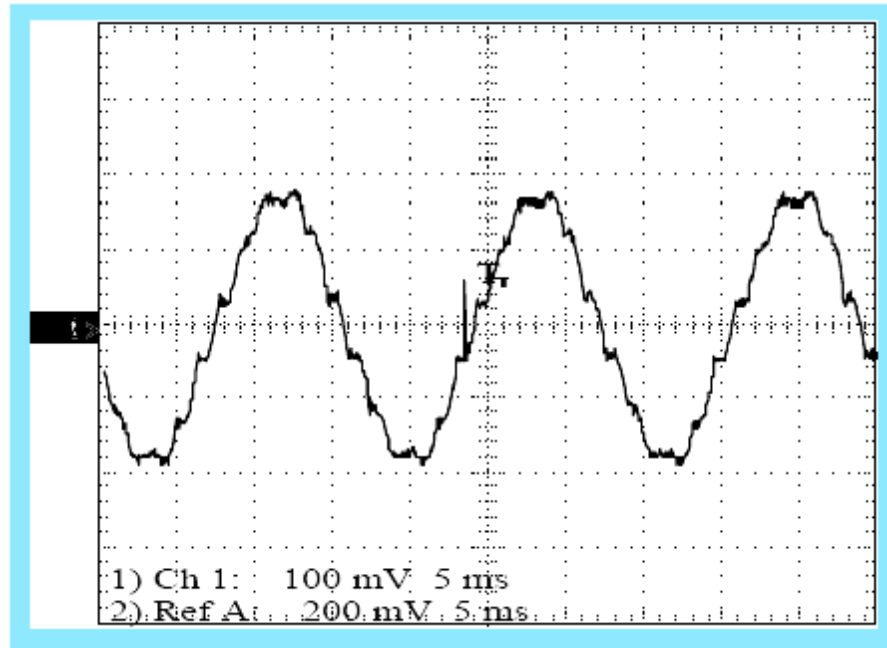


Figura 33 – Forma de onda da corrente no primário do transformador defasador [1]

Configuração 18 pulsos:

Este tipo de solução requer um transformador defasador com triplo secundário, extremamente grande. Os níveis de distorção harmônica (THD) são aceitáveis pelas sociedades certificadoras, mas devido ao espaço requerido para instalação deste tipo de transformador e o inversor de frequência, uma análise a fundo precisa ser feita para verificar se esta solução tem o melhor custo-benefício. Abaixo, na figura 34, tem-se o circuito típico de potência:

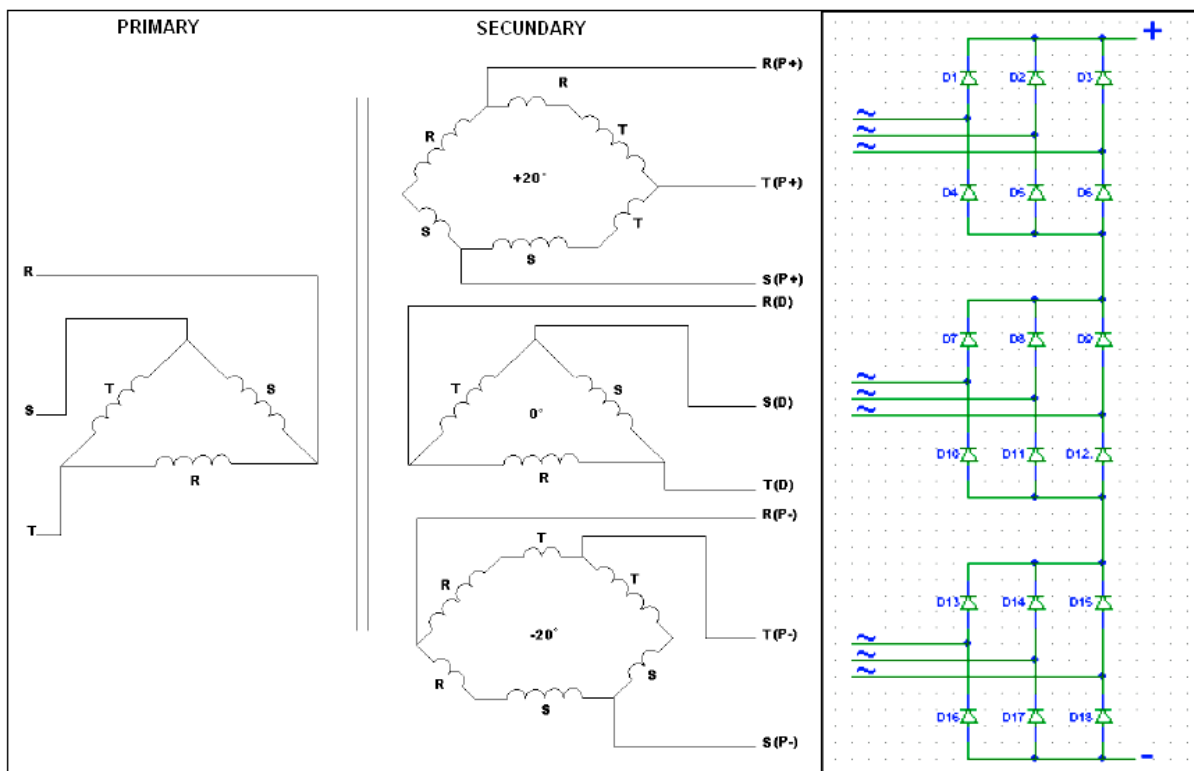


Figura 34 – Circuito típico de potência – Retificador 18 pulsos [1]

Abaixo, na figura 35, tem-se a forma de onda da corrente no primário do transformador defasador:

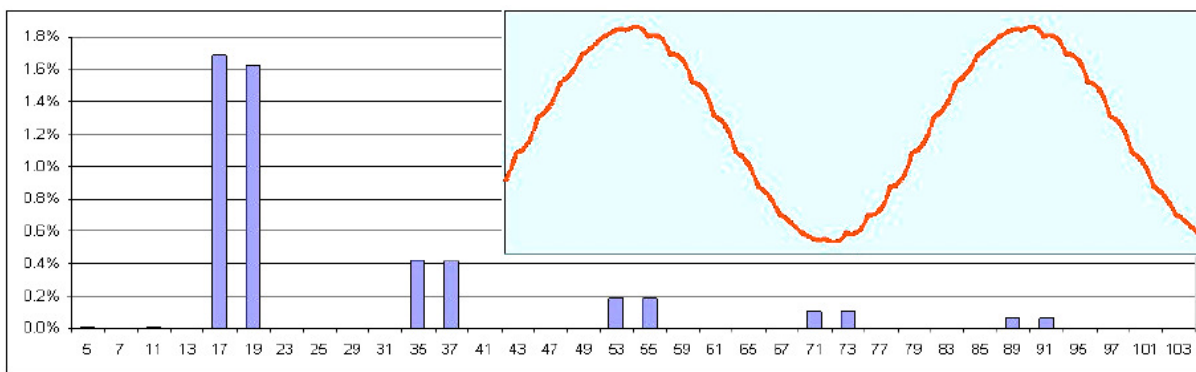


Figura 35 – Forma de onda da corrente no primário do transformador defasador [1]

Para a solução 12, 18 e 24 pulsos, o custo dos grandes transformadores defasadores deve sempre ser levado em consideração, devido ao elevado valor.

Por exemplo, o valor de um transformador defasador com duplo secundário corresponde a aproximadamente 25% do painel de um inversor 12 pulsos para acionar

um motor de 2000kW. O tamanho bastante elevado é outro ponto que deve ser observado, uma vez que para cada inversor de frequência é usado um transformador.

Outro ponto importante para ser lembrado é o fato que, tensões desbalanceadas na geração principal podem elevar o nível de distorção harmônica THD, afetando a confiança do sistema.

Para este caso, com solução 18 pulsos, o nível de distorção harmônica na corrente (THD-I), é por volta de 8%.

Além dos inversores de frequência 6, 12 e 18 pulsos, a WEG possui outro sistema com alto nível de confiança, o Inversor Regenerativo ou *Active Front End* (AFE).

Com esta solução, o nível de distorção harmônica (THD) requerida pelas sociedades certificadoras é alcançado facilmente, além do fato de não ser necessário nenhum tipo de transformador para o inversor de frequência.

A figura 36 abaixo, mostra a configuração típica de um inversor de frequência regenerativo ou AFE:

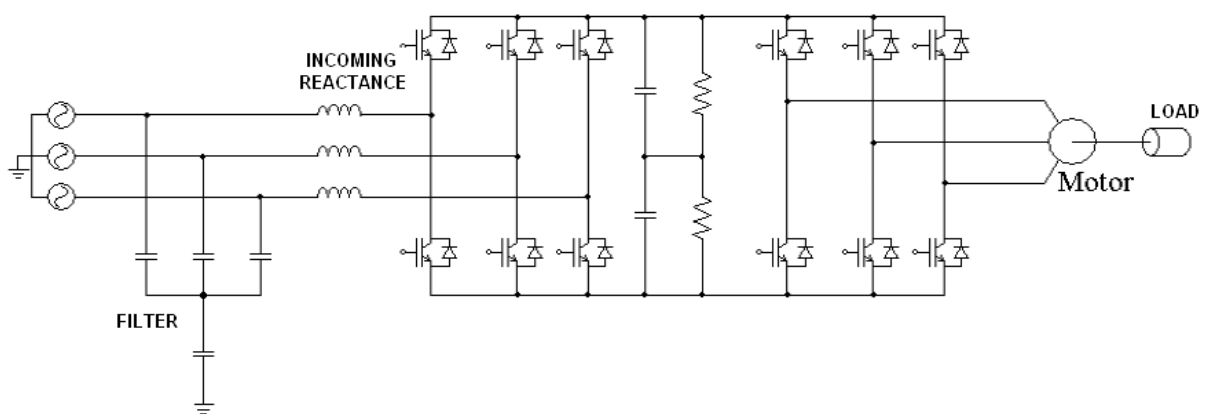


Figura 36 – Circuito típico de potência – Inversor Regenerativo [1]

Para este tipo de solução, a forma de onda e o nível de harmônica são aceitáveis em todas as normas internacionais, inclusive as navais, tendo em vista a aplicação do filtro de entrada para eliminação dos harmônicos à rede alimentadora.

Abaixo, na figura 37, tem-se a forma de onda da corrente na entrada do inversor de frequência:

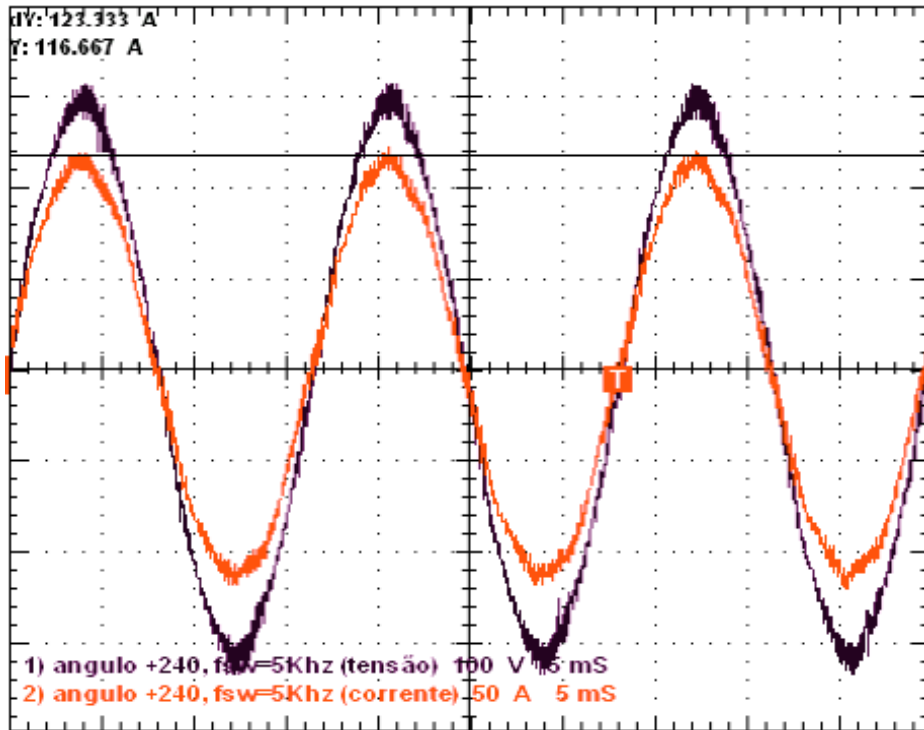


Figura 37 – Forma de onda da corrente na entrada do inversor de frequência [1]

Para efeito de ilustração, abaixo, na figura 38, tem-se uma figura de um painel de inversor de frequência regenerativo refrigerado a água, com grande utilização em embarcações atuais:



Figura 38 - Inversor de frequência Active Front End – 1500kW / 690V para acionamento de um propulsor principal de uma embarcação Platform Supply Vessel, PSV 3000 [1]

CAPÍTULO 3

DESCRIÇÃO DO CFW-09

Antes de apresentar as características gerais do CFW-09, é conveniente descrever duas de suas principais tecnologias: Vectrue Technology e Optimal Braking, relacionadas respectivamente ao tipo de controle do motor e à frenagem, respectivamente.

3.1 Controle do Motor

3.1.1 Controle escalar

O funcionamento dos inversores de frequência com controle escalar está baseado numa estratégia de comando chamada “V/f constante”, que mantém o torque do motor constante, igual ao nominal, para qualquer velocidade de funcionamento do motor.

O estator do motor de indução possui um bobinado trifásico como mostrado na figura 39 abaixo. Este bobinado tem dois parâmetros que definem suas características: Um deles é a sua resistência Ohmica R (Ohm) e o outro é a sua indutância L (Henry). A resistência depende do tipo de material (cobre) e do comprimento do fio com o qual é realizado o bobinado. Já a indutância depende fundamentalmente da geometria do bobinado e da interação com o rotor.

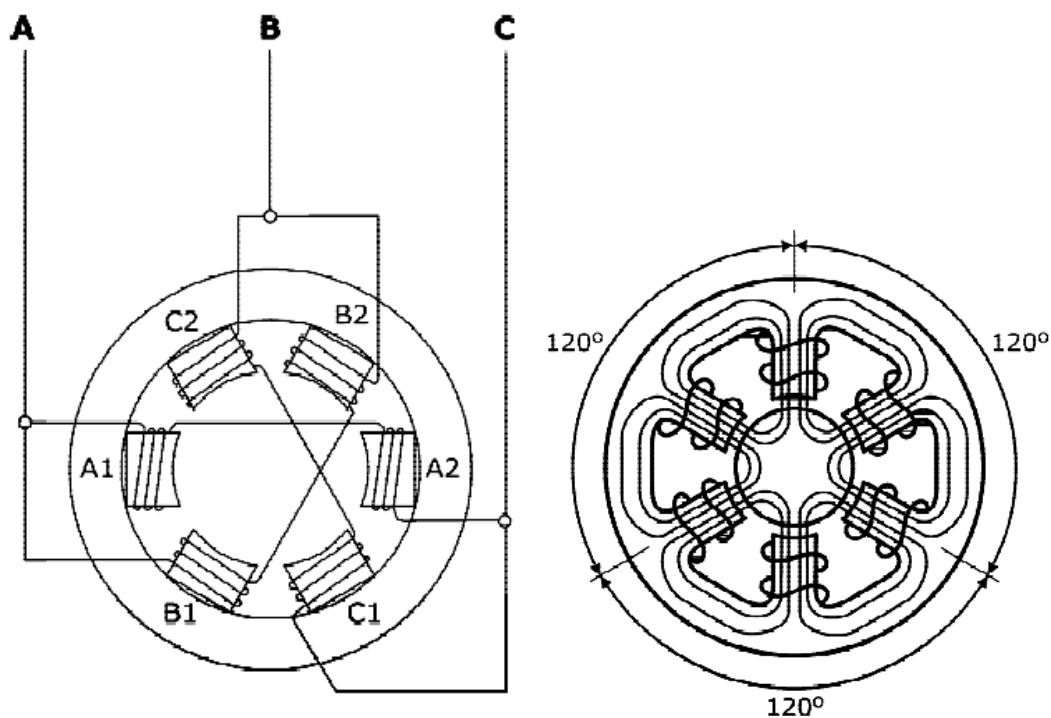


Figura 39 – Bobinado trifásico de um motor de indução [7]

Fazendo uma análise muito simplificada, podemos dizer que a corrente que circulará pelo estator do motor será proporcional ao valor da resistência “R” e ao valor da reatância indutiva “ X_L ”, que é dependente da indutância L e da frequência f. Assim temos:

$$X_L = 2\pi.f.L \text{ e } I = V / (R^2 + X_L^2)^{1/2}$$

Para valores de frequência acima de 30Hz o valor da resistência é muito pequeno quando comparado com o valor da reatância indutiva, desta maneira podemos, nesta aproximação, e para um método de controle simples como o escalar, desprezá-la. Assim teremos que o valor da corrente será proporcional a tensão de alimentação V, à indutância L e à frequência f. O valor da indutância L é uma constante do motor, mas a tensão e a frequência são dois parâmetros que podem ser controlados pelo inversor de frequência. Assim, se para variar a velocidade do motor de indução temos que variar a

frequência da tensão de alimentação, a estratégia de controle “V/f constante” varia a tensão proporcionalmente com a variação da frequência de alimentação (e da reatância indutiva) do motor para obter no estator uma corrente constante da ordem da corrente nominal do motor, como mostra a equação e a figura 40:

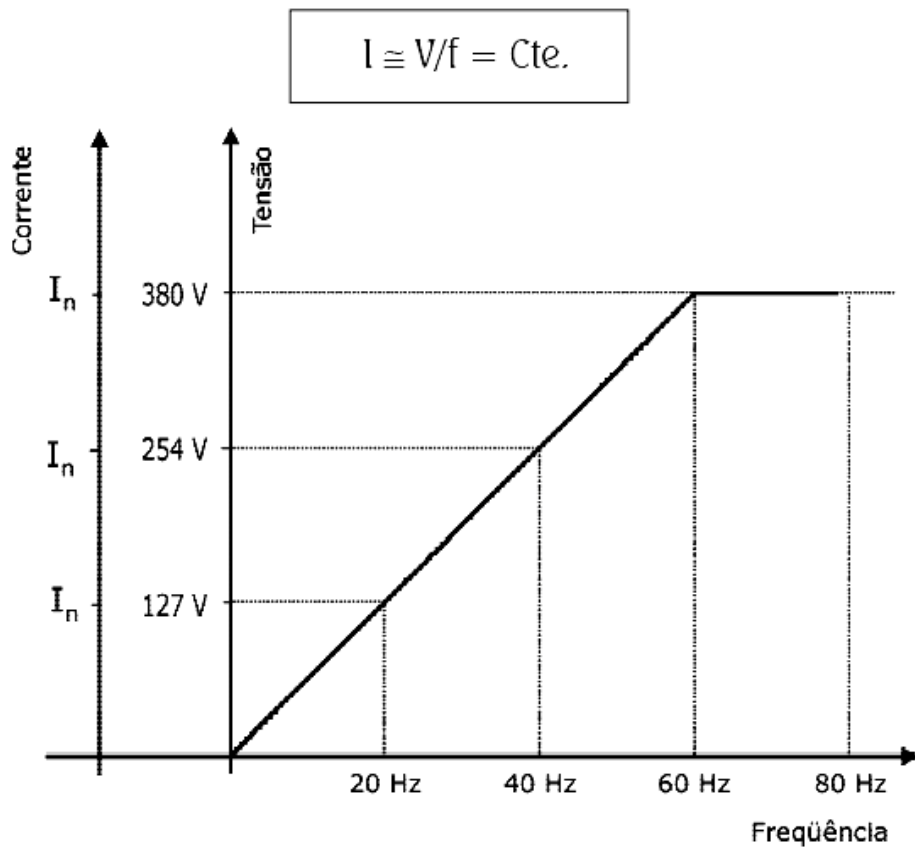


Figura 40 – Gráfico Corrente x Frequência [7]

Como se pode observar na figura 40, acima de 60Hz a tensão não pode continuar subindo, pois já foi atingida a tensão máxima (tensão de rede). É assim que a partir deste ponto a corrente, e conseqüentemente o torque do motor, diminuirão. Esta região (acima dos 60Hz) é conhecida como região de enfraquecimento de campo. A figura 41 a seguir, mostra o gráfico do torque em função da frequência, onde fica em evidência este comportamento.

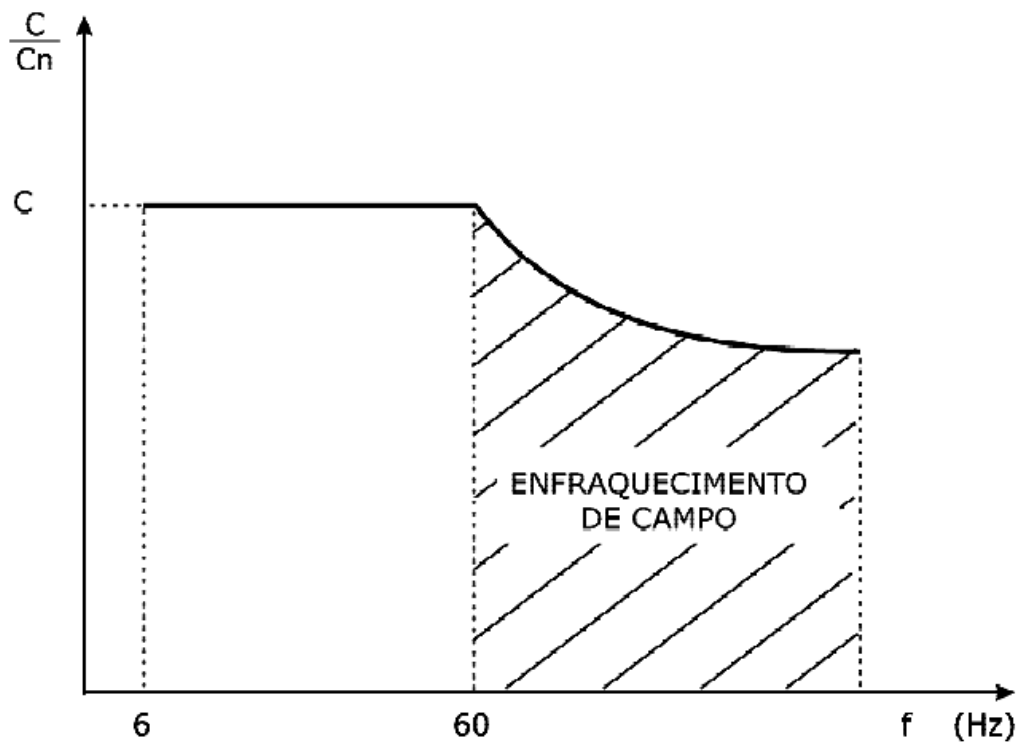


Figura 41 – Gráfico Torque x Frequência [7]

Para frequências abaixo de 30 Hz, o termo correspondente a resistência R do estator, que foi desprezado anteriormente, começa a ter influência no cálculo da corrente. É assim que, para baixas frequências, mantendo-se a proporcionalidade entre a frequência e a tensão, a corrente e conseqüentemente o torque do motor diminuem bastante. Para que isto seja evitado, a tensão do estator em baixas frequências deve ser aumentada através de um método chamado compensação $I \times R$, conforme figura 42 a seguir:

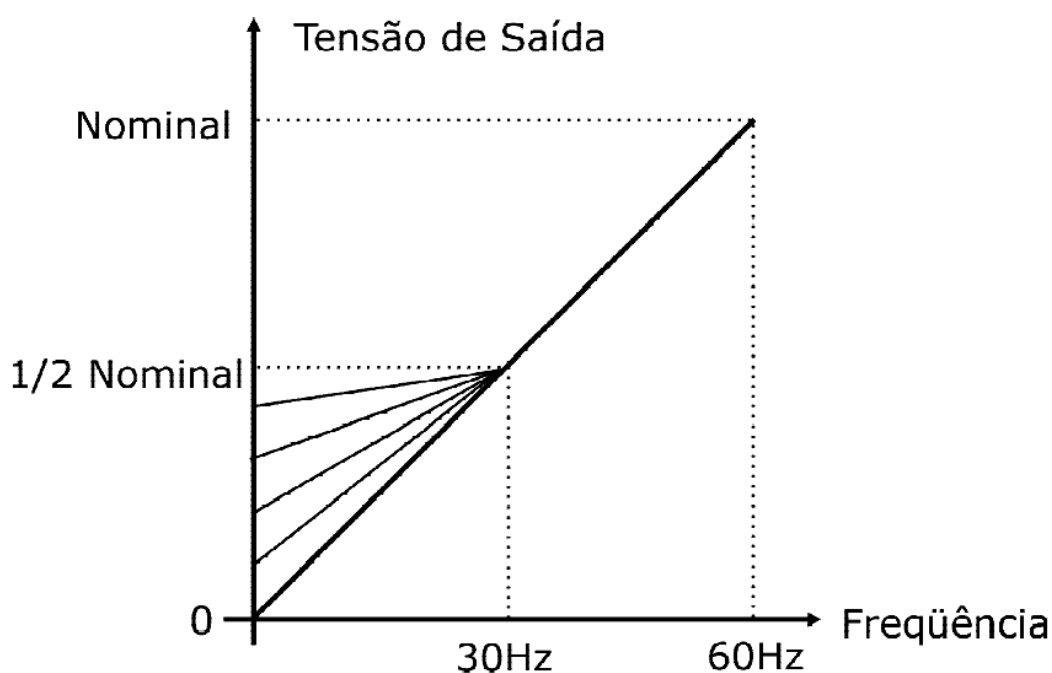


Figura 42 – Compensação $I \times R$ [7]

Podemos deduzir assim que o controle escalar em inversores de frequência é utilizado em aplicações normais que não requerem elevada dinâmica (grandes acelerações e frenagens), nem elevada precisão e nem 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. Pelo princípio de funcionamento e aplicação, são utilizados na maioria das vezes motores de indução convencionais sem nenhum sistema de realimentação de velocidade (tacogerador de pulsos acoplado ao motor) em malha fechada. A faixa de variação de velocidade é pequena e da ordem de 1:10 (ex de 6 a 60Hz).

Com estas características, o inversor de frequência escalar é o mais utilizado em sistemas que não requerem alto desempenho. Este apresenta um custo relativo menor

quando comparado com outros tipos de inversores mais sofisticados, como por exemplo, o inversor com controle vetorial.

3.1.2 Controle vetorial

Em aplicações onde se faz necessária um alto desempenho dinâmico, respostas rápidas e alta precisão de regulação de velocidade, o motor elétrico deverá fornecer essencialmente um controle preciso de torque para uma faixa extensa de condições de operação. Para tais aplicações os acionamentos de corrente contínua sempre representarão uma solução ideal, pois a proporcionalidade da corrente de armadura, do fluxo e do torque num motor de corrente contínua proporcionam um meio direto para seu controle.

Contudo, a busca por avanços tecnológicos significativos tem diminuído esta hegemonia e gradativamente estão aparecendo opções de novas alternativas, como o uso de acionamento em corrente alternada do tipo controle vetorial, cujas vantagens estão explicitadas abaixo:

- Elevada precisão de regulação de velocidade;
- Alta performance dinâmica;
- Controle de torque linear para aplicações de posição ou de tração;
- Operação suave em baixa velocidade e sem oscilações de torque, mesmo com variação de carga.

No motor de indução, a corrente do estator é responsável por gerar o fluxo de magnetização e o fluxo de torque, não permitindo obter um controle direto do torque. Basicamente, o circuito de potência do inversor de frequência vetorial não é diferente de um inversor de frequência V/f , sendo composto dos mesmo blocos funcionais. No inversor V/f a referência de velocidade é usada como sinal para gerar os parâmetros tensão/frequência variável e disparar os dispositivos de potência. Já o inversor vetorial

calcula a corrente necessária para produzir o torque requerido pela máquina, calculando a corrente do estator e a corrente de magnetização.

A palavra “vetorial” está sendo bastante utilizada atualmente para dar nome aos novos inversores, algumas vezes de maneira não muito apropriada. Vamos tentar esclarecer um pouco estes conceitos:

Um vetor é uma representação matemática de uma grandeza física que possui magnitude e direção, um exemplo típico é a representação vetorial de uma força ou uma corrente elétrica.

Os inversores vetoriais recebem este nome devido aos seguintes fatores:

- A corrente que circula no bobinado estatórico de um motor de indução pode ser separada em duas componentes: I_d , ou corrente de magnetização (produtora de fluxo) e I_q , ou corrente produtora de torque;
- A corrente total é a soma vetorial destas duas componentes;
- O torque produzido no motor é proporcional ao “produto vetorial” das duas componentes;
- A qualidade com a qual estas componentes são identificadas e controladas define o nível de desempenho do inversor.

Tem-se abaixo uma figura ilustrativa do sistema de coordenadas dq para os vetores de tensão e corrente:

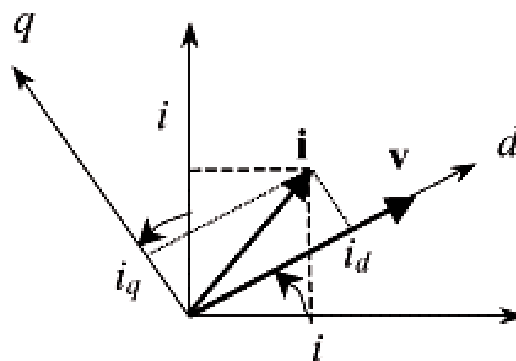


Figura 43 – Sistema de coordenadas dq para vetores de Tensão e Corrente [9]

Para calcular estas correntes é necessário resolver em “tempo real” uma equação que representa matematicamente o comportamento do motor de indução (modelo matemático do motor). Tempo real significa que este cálculo tem que ser feito muitas vezes por segundo, tantas vezes quanto necessário para poder controlar o motor. É por isso que este tipo de controle requer microprocessadores muito potentes que realizam milhares de operações matemáticas por segundo.

Para resolver esta equação é necessário conhecer ou calcular os seguintes parâmetros do motor:

- Resistência do estator;
- Resistência do motor;
- Indutância do estator;
- Indutância do motor;
- Indutância de magnetização;
- Curva de saturação.

Muitos inversores vêm com estes valores pré-programados para diferentes motores, outros mais sofisticados utilizam uma rotina de autoajuste para calcular estes parâmetros, característica muito útil quando são utilizados motores rebobinados ou já existentes.

O controle vetorial representa, sem dúvida, um avanço tecnológico significativo, aliando as performances dinâmicas de um acionamento CC e as vantagens de um motor CA. Porém, em alguns sistemas que utilizam controle vetorial é

necessário o uso de um encoder (tacogerador de pulsos) acoplado ao motor para que se tenha uma melhor dinâmica, o que torna o motor especial. Sendo assim, podemos dizer que existem dois tipos de implementação de inversores vetoriais: o inversor “sensorless” (sem sensores) e o inversor com realimentação por encoder (controle orientado pelo campo).

O inversor com realimentação por encoder é capaz de controlar a velocidade e o torque no motor, pois calcula as duas componentes da corrente do motor. Estes tipos de inversores conseguem excelentes características de regulação e resposta dinâmica, como por exemplo:

- Regulação de velocidade de 0,01%;
- Regulação de torque de 5%;
- Faixa de variação de velocidade de 1:1000;
- Torque de partida de 200% máx;
- Torque máximo não contínuo de 200%.

O inversor sensorless tem um grau de desempenho menor que o anterior, mas é superior ao inversor V/f. A seguir, alguns valores típicos para estes inversores:

- Regulação de velocidade de 0,3%;
- Regulação de torque de 5% (*);
- Faixa de variação de velocidade de 1:100;
- Torque de partida de 150% máx;
- Torque máximo não contínuo de 150%.

(*) a regulação de torque somente é possível para rotações acima de uma determinada frequência estatórica, que é tipicamente 3Hz.

3.2 Frenagem

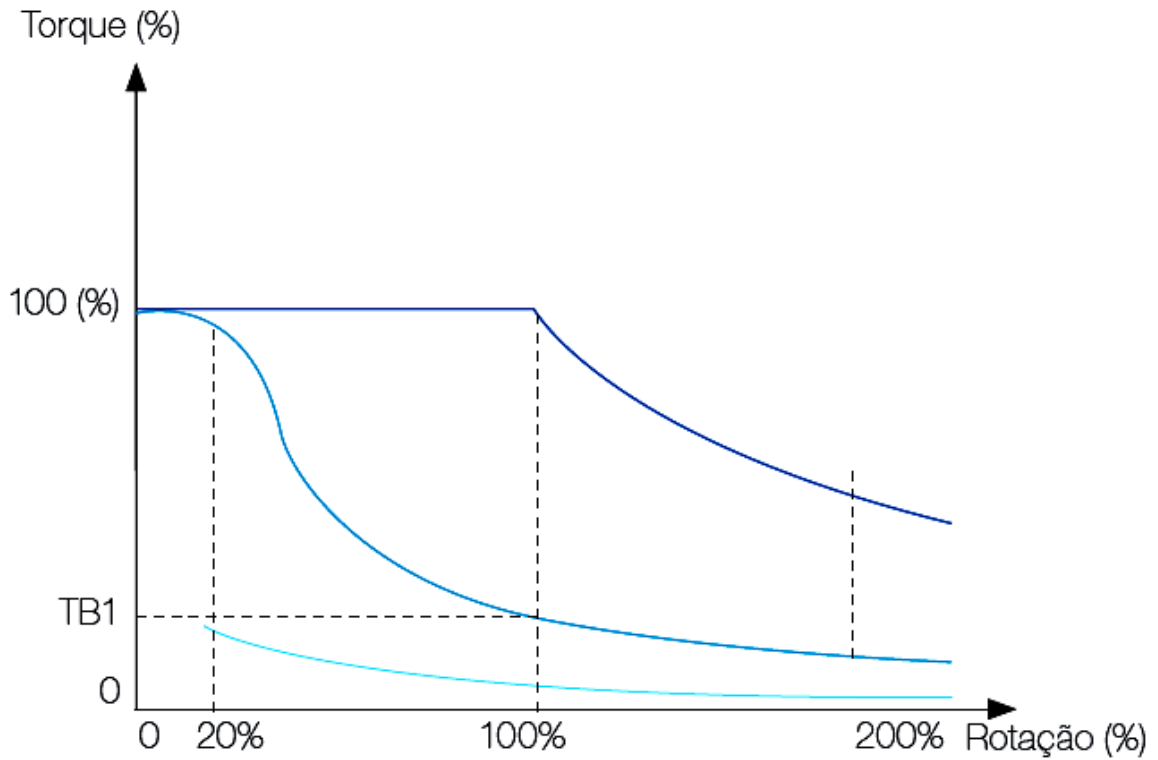
O inversor de frequência da WEG, pode operar com diferentes tipos de frenagem, tais como frenagem reostática, frenagem CC e a chamada frenagem ótima, ou Optimal Braking. Para aplicações que exijam tempo de parada reduzidas e / ou paradas de cargas de elevada inércia, os inversores tradicionais utilizam-se da frenagem reostática.

O conjugado de frenagem obtido através da aplicação de inversores de frequência sem resistores de frenagem reostática, varia de 10% a 35% do conjugado nominal do motor. Para se obter conjugados frenantes maiores, utiliza-se resistores para a frenagem reostática. Neste caso, a inércia cinética da carga é regenerativa ao link CC do inversor e o excesso é dissipado sob forma de calor em um resistor de frenagem, montado externamente ao inversor, interligado ao circuito de potência do mesmo. Este tipo de frenagem é utilizado em casos que são desejados tempos de desaceleração curtos ou quando forem acionadas cargas de elevada inércia.

A frenagem CC é obtida através da desconexão do estator da rede de alimentação e da posterior conexão à uma fonte de corrente contínua, através de contadores auxiliares. A corrente contínua enviada ao enrolamento estatórico estabelece um fluxo magnético estacionário cuja curva de distribuição, tem uma fundamental de forma senoidal. A rotação do rotor em seu campo produz um fluxo de corrente alternada no mesmo, o qual também estabelece um campo magnético estacionário com respeito ao estator. Devido à interação do campo magnético resultante e da corrente rotórica, o motor desenvolve um torque de frenagem cuja magnitude depende da intensidade do campo, da resistência do circuito rotórico e da velocidade do rotor.

Os inversores CFW-09 incorporam a função Optimal Braking para o modo vetorial, o qual possibilita uma frenagem ótima capaz de atender a muitas aplicações até então somente atendidas pela método da frenagem reostática. Esta inovação tecnológica permite obter acionamentos de altas performances dinâmicas, com torques frenantes da ordem de cinco vezes o torque característico de uma frenagem CC, além da grande

vantagem de dispensar o uso do resistor de frenagem. No gráfico da figura 44, comprovam-se as vantagens deste novo método de frenagem “Optimal Braking”, assegurando assim uma solução ideal, otimizada e de custo reduzido para as aplicações com frenagem.



- Curva de torque para Frenagem Reostática
- Curva de torque para Optimal Braking®
- Curva de torque para Frenagem CC

Figura 44 – Gráfico Torque x Rotação [7]

3.3 Características Gerais

Os inversores de frequência WEG, série CFW-09, incorporam a mais avançada tecnologia disponível mundialmente para acionamento de motores CA de indução trifásicos. A tecnologia Vectrue representa um avanço significativo permitindo à nova geração de inversores WEG incorporarem em um único produto, técnicas de controle escalar, Vetorial Sensorless e Vetorias com Encoder, sendo facilmente programável via parâmetro, pelo próprio usuário. Inovações também foram introduzidas para atender aplicações que exijam frenagem, onde um novo recurso denominado “Optimal Braking” pode ser utilizado sem a necessidade de instalação de resistor de frenagem, tornando a solução simples, compacta e mais econômica.

Vectrue Technology – Tecnologia desenvolvida pela WEG para inversores destinados à aplicações de variação de velocidade em motores CA de indução trifásicos, apresentando as seguintes vantagens:

- Controle escalar ou vetorial programáveis no mesmo produto;
- Controle vetorial com sensorless ou opcionalmente com encoder;
- Controle vetorial sensorless permitindo alto torque e rapidez na resposta, mesmo em velocidades muito baixas ou na partida;
- Alto-ajuste adaptando automaticamente o controle vetorial ao motor e à carga.

Vantagens adicionais:

- Microcontrolador de alta performance, tipo RISK 32 BITS;
- Controle vetorial e escalar selecionável via parâmetro;
- Interface Homem-Máquina destacável com duplo display, LED's (sete segmentos) e LCD (duas linhas de dezesseis caracteres), que permite

ótima visualização a distância além de incorporar uma descrição detalhada de todos os parâmetros de mensagens via display LCD alfanumérico;

- Dimensionamentos para torques constantes e torques variáveis;
- Grau de proteção NEMA 1 / IP-20 padrão até 200CV IP-20 até 500CV e NEMA 4X / IP-56 em aço inox até 10CV;
- Elevada compactação;
- Instalação e programação simplificadas;
- Posta em marcha (Start-Up) orientado. Inversores de frequência são equipamentos destinados ao acionamento de motores de indução, cuja adaptação e desempenho estão diretamente relacionados às características do mesmo, assim como da rede elétrica de alimentação. Os inversores da linha CFW-09 incorporam um recurso de programação especialmente desenvolvido com a finalidade de facilitar e agilizar a inicialização da posta em marcha (Start-Up) do produto, através de um roteiro orientado e automático, o qual guia o usuário para introdução sequencial das características mínimas necessárias a uma perfeita adaptação do inversor ou motor acionado;
- Possibilidade de fixação via flange, com dissipador atrás da placa de montagem;
- Programação e monitoração via micro-computador PC em ambiente Windows com software SUPERDRIVE (opcional) para parametrização, comando e monitoração dos inversores CFW-09. Permite editar parâmetros “Online” diretamente no inversor ou editar arquivos de parâmetros “Offline”, armazenados no microcomputador. É possível armazenar arquivos de parâmetros de todos os inversores CFW-09 existentes na instalação. O software também incorpora funções para

transferir o conjunto de parâmetros do microcomputador para o inversor, como também do inversor para o microcomputador. A comunicação entre o inversor é feita via interface serial RS-232 (ponto a ponto) ou RS-485 para interligação em rede;

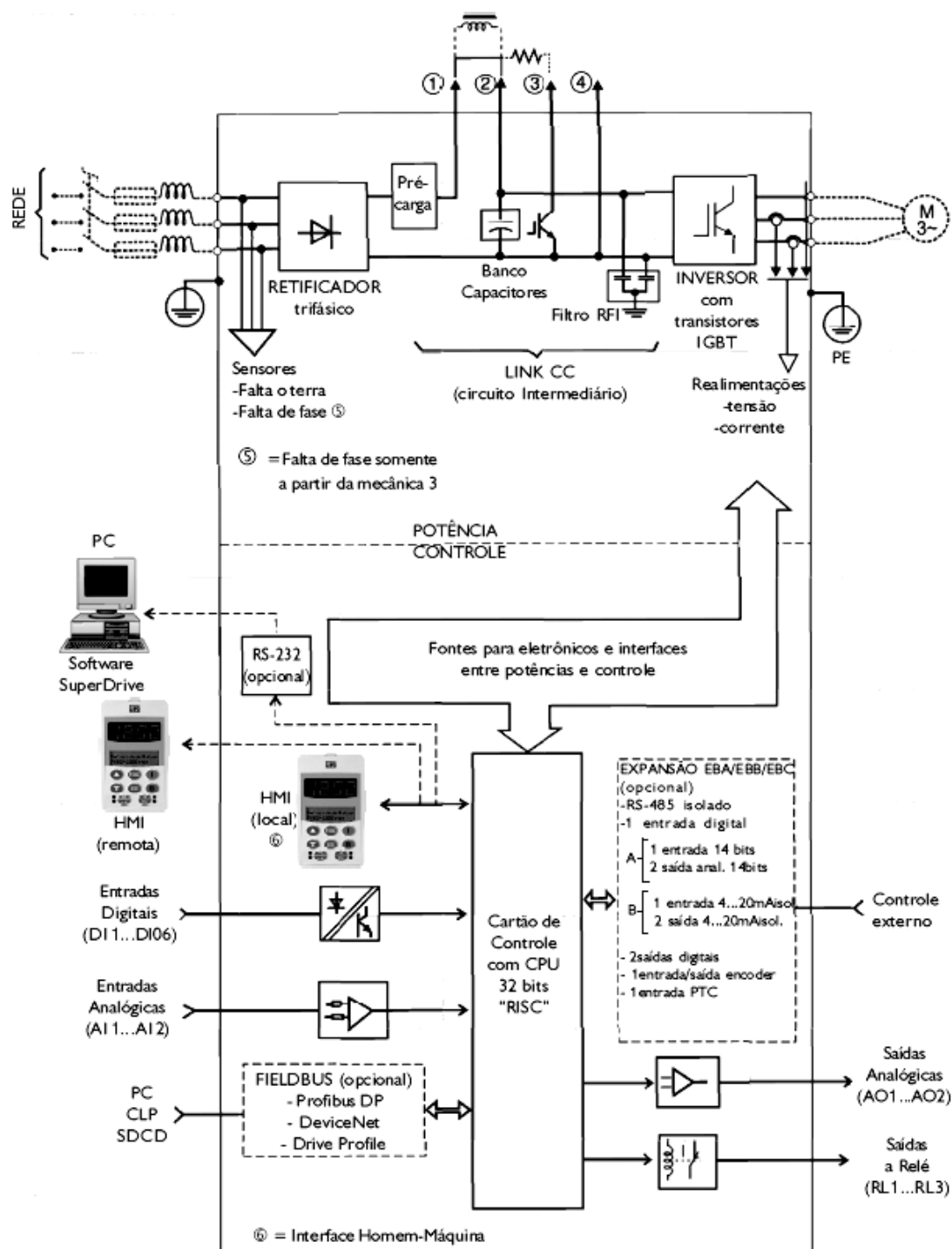
- Link CC acessível para alimentação em CC ou retificador regenerativo;
- Comunicação FIELDBUS: os inversores CFW-09 podem ser interligados em redes de comunicação rápidas FIELDBUS através dos protocolos padronizados mais difundidos mundialmente, podendo ser:
 - ✓ PROFIBUS DP (opcional)
 - ✓ DEVICE NET (opcional)
 - ✓ DEVICE NET DRIVE PROFILE (opcional)
 - ✓ MODBUS RTU (software incorporado)
- Destinados principalmente a integrar grandes plantas de automação industrial, as redes de comunicação rápidas conferem vantagens na supervisão, monitoração e controle, “Online” e total, sobre os inversores, proporcionando elevada performance de atuação e grande flexibilidade operacional, características estas exigidas em aplicações de sistemas complexos e / ou integrados. Para interligação em redes de comunicação do tipo FIELDBUS, PROFIBUS DP OU DEVICE NET, os inversores CFW-09 permitem incorporar internamente um cartão de rede, de acordo com o protocolo desejado. Para interligação em redes de comunicação “FIELDBUS” MODBUS RTU deverá ser utilizado conexão via interface RS-232 (opcional) ou RS-485 (disponível nos cartões EBA ou EBB);
- Certificações internacionais UL e Cul, CE, C-Tick e IRAM.

Tipos de montagem:

Os inversores CFW-09 permitem montagem flexível, sendo possível, além do modo de fixação tradicional pela base, também o modo de fixação pela flange, possibilitando desta forma montar o dissipador de calor para atrás da placa de montagem. Esta opção de montagem resultará em uma canalização do ar quente gerado pelos componentes de potência dentro do painel, facilitando assim sua condução para fora do mesmo e ainda permitirá minimizar o sobreaquecimento do inversor de corrente das fontes geradoras de calor periféricas dentro do painel.

No circuito da figura 45, abaixo, tem-se um blocodiagrama do inversor CFW-09, onde podem ser observados os circuitos de potência e controle:

BLOCODIAGRAMA



- ① e ② = Conexão indutor (opcional)
(somente a partir da mecânica 2)
- ② e ④ = Conexão LINK CC
- ② e ③ = Conexão para resistor de frenagem
(somente até mecânica 7, sendo opção para mecânica de 4 a 7)

Figura 45 – Blocodiagrama CFW-09 [7]

Na parte de potência, tem-se a tensão de entrada oriunda da rede trifásica que alimenta uma ponte de retificação. A tensão retificada e filtrada por um banco de capacitores alimenta a ponte inversora com IGBTs. A tensão resultante e controlada é usada para variar a velocidade do motor de indução.

Na tabela abaixo, figura 46, tem-se as especificações técnicas do CFW-09, tais como, tensão, modelo básico, transistor para frenagem reostática, corrente nominal, modelo adequado para torque constante ou torque variável e o tipo de mecânica.

TABELA DE ESPECIFICAÇÕES - CFW-09

TENSÃO DA REDE	INVERSOR CFW-09				MOTOR MÁXIMO APLICÁVEL °				MECÂNICA		
	Modelo Básico CFW-09...	Transistor para Frenagem Reostática	Corrente Nominal (A)		Tensão (V)	Torque Constante		Torque Variável			
			CT*	VT*		CV	kW			CV	kW
220 / 230V	0006 T2223P S	Padrão Incorporado no Produto	6,0 ^Φ		220	1,5	1,1	1,5	1,1	1	
	0007 T2223P S		7,0 ^Φ			2,0	1,5	2,0	1,5		
	0010 T2223P S		10 ^Φ			3,0	2,2	3,0	2,2		
	0013 T2223P S		13			4,0	3,0	4,0	3,0		
	0016 T2223P S		16			6,0	4,4	6,0	4,4		
	0024 T2223P S		24			7,5	5,5	7,5	5,5		
	0028 T2223P S		28			10	7,5	10	7,5		
	0033 T2223POHW		33			12,5	9	12,5	9		
	0038 T2223P S		38			12,5	9	12,5	9		
	0045 T2223P S	45		15		11	15	11	3		
	0054 T2223P S	Opcional	54	88		20	15	25	18,5	4	
	0070 T2223P S		70	86		25	18,5	30	22		
	0086 T2223P S		86	105		30	22	40	30	5	
	0105 T2223P S	Interno	105	130		40	30	50	37	6	
	0130 T2223P S		130	150		50	37	60	45		
	0142 T2223P S		142	174		60	45	75	55		
	0180 T2223P S	Opcional com Unidade Externa	180			75	55	75	55	8	
	0240 T2223P S		240			100	75	100	75		
	0361 T2223P S		361			150	110	150	110		
380 / 400 / 415 / 440 / 460 / 480V	0003 T3848P S	Padrão Incorporado no Produto	3,6		380	1,5	1,1	1,5	1,1	1	
	0004 T3848P S		4,0			2,0	1,5	2,0	1,5		
	0005 T3848P S		5,5			3,0	2,2	3,0	2,2		
	0009 T3848P S		9,0			5,0	3,7	5,0	3,7		
	0013 T3848P S		13			7,5	5,5	7,5	5,5		
	0016 T3848P S		16			10	7,5	10	7,5		
	0024 T3848P S		24			15	11	15	11		
	0030 T3848P S		30 36			20	15	20	15		
	0038 T3848P S		38 45			25	18,5	30	22		
	0045 T3848P S	Opcional	45	54		30	22	30	22	4	
	0060 T3848P S		60	70		40	30	50	37		
	0070 T3848P S		70	86		50	37	60	45		
	0086 T3848P S	Interno	86	105		60	45	75	55	5	
	0105 T3848P S		105	130		75	55	75	55		
	0142 T3848P S		142	174		100	75	125	92		
	0180 T3848P S	Opcional com Unidade Externa	180			125	90	125	90	8	
	0211 T3848P S		211			150	110	150	110		
	0240 T3848P S		240			150	110	150	110		
	0312 T3848P S		312			200	150	200	150		
	0361 T3848P S		361			250	185	250	185		
	0450 T3848P S		450			300	220	300	220		
	0515 T3848P S		515			350	260	350	260		
	0600 T3848P S		600			450	330	450	330		
	0686 T3848P S		686			500	370	500	370		
	0855 T3848P S		855			600	450	600	450		
	1140 T3848P S		1140			800	600	800	600		
	1283 T3848P S	1283		900		660	900	660			
	1710 T3848P S	1710		1300		950	1300	950			
	0003 T3848P S	Padrão Incorporado no Produto	3,6			440	1,5	1,1	1,5	1,1	1
	0004 T3848P S		4,0				2,0	1,5	2,0	1,5	
	0005 T3848P S		5,5				3,0	2,2	3,0	2,2	
	0009 T3848P S		9,0				6,0	4,4	6,0	4,4	
	0013 T3848P S		13				10	7,5	10	7,5	
0016 T3848P S	16		12,5	9,2	12,5		9,2				
0024 T3848P S	24		15	11	15		11				
0030 T3848P S	30 36		20	15	25		18,5				
0038 T3848P S	38 45		25	18,5	30		22				
0045 T3848P S	Opcional	45	54	30	22		40	30	4		
0060 T3848P S		60	70	40	30		50	37			
0070 T3848P S		70	86	50	37		60	45			
0086 T3848P S	Interno	86	105	60	45		75	55	5		
0105 T3848P S		105	130	75	55		100	75			
0142 T3848P S		142	174	100	75		125	92			

TENSÃO DA REDE	INVERSOR CFW-09				MOTOR MÁXIMO APLICÁVEL *				MECÂNICA	
	Modelo Básico CFW-09...	Transistor para Frenagem Resistiva	Corrente Nominal (A)		Tensão (V)	Torque Constante		Torque Variável		
			CT*	VT*		CV	kW	CV		kW
380 / 400 / 415 / 440 / 460 / 480V	0180T 3848 PS	Opcional com Unidade Externa	180		440	150	110	150	110	8
	0211T 3848 PS		211			175	131	175	131	
	0240T 3848 PS		240			200	150	200	150	9
	0312T 3848 PS		312			250	187	250	187	
	0361T 3848 PS		361			300	220	300	220	10
	0450T 3848 PS		450			350	260	350	260	
	0515T 3848 PS		515			450	336	450	336	-
	0600T 3848 PS		600			500	370	500	370	
	0686T 3848 PS		686			600	450	600	450	-
	0855T 3848 PS		855			700	500	700	500	
	1140T 3848 PS		1140			900	660	900	660	-
	1283T 3848 PS		1283			1000	730	1000	730	
	1710T 3848 PS		1710			1500	1100	1500	1100	
500 / 525 / 575 / 600 V	0002T 5060 PS	Padrão Incorporado no Produto	2,9	4,2	575	2	1,5	3	2,2	2
	0004T 5060 PS		4,2	7		3	2,2	5	3,7	
	0007T 5060 PS		7	10		5	3,7	7,5	5,5	4
	0010T 5060 PS		10	12		7,5	5,5	10	7,5	
	0012T 5060 PS		12	14		10	7,5	12,5	9,2	7
	0014T 5060 PS		14	14		15	11	15	11	
	0022T 5060 PS	22	27	20		15	25	18,5	8E	
	0027T 5060 PS	27	32	25		18,5	30	22		
	0032T 5060 PS	32	32	30		22	30	22	10E	
	0044T 5060 PS	44	53	40		30	50	37		
	0053T 5060 PS	53	63	50		37	60	45	-	
	0063T 5060 PS	63	79	60		45	75	55		
	0079T 5060 PS	79	99	75		55	100	75	-	
0107T 5069 PS	Opcional Interno	107(100)	147(127)	100	75	150	110			
0147T 5069 PS		147(127)	196(179)	150	110	200	150			
0211T 5069 PS		211(179)	211(225)	200	150	200	150			
0247T 5069 PS		247(225)	315(259)	250	185	300	220			
0315T 5069 PS		315(259)	343(305)	300	220	350	250			
0343T 5069 PS		343(305)	318(340)	350	250	400	300			
0418T 5069 PS		418(340)	472(428)	400	300	500	370			
0472T 5069 PS		472(428)	555(428)	500	370	600	450			
660 / 690V	0100T 6669 PS	Opcional com Unidade Externa	100	127	690	90	125	110	150	8E
	0127T 6669 PS		127	179		110	150	160	220	
	0179T 6669 PS		179			160	220	180	220	10E
	0225T 6669 PS		225	259		200	275	250	350	
	0259T 6669 PS		259	305		250	350	280	370	-
	0305T 6669 PS		305	340		280	370	315	430	
	0340T 6669 PS		340	428		315	430	400	500	-
	0428T 6669 PS		428			400	500	400	500	

*CT = Torque Constante (T carga = CTE); VT = Torque Variável (Ex.: Torque Quadrático => T carga - n²)

Notas: 1 - As potências máximas dos motores, na tabela acima, foram calculadas com base nos modelos WEG de 2 e 4 pólos.

Para motores de outras polaridades (Ex.: 6 e 8 pólos), outras tensões (Ex.: 230, 400, e 460 V) e/ou motores de outros fabricantes, especificar o inversor através da corrente nominal do motor.

2 - Os modelos de inversores CFW09 de 6, 7 e 10 A, na tensão 220-230 V, podem opcionalmente ser alimentados por rede monofásica, sem redução de corrente (potência) nominal de saída.

3 - Os modelos com correntes iguais ou superiores a 44A / 500-600 V e todos os modelos 500-690 V e 660-690 V não requerem impedância de linha mínima, porque possuem indutor no link CC interno no produto padrão.

4 - Os valores apresentados entre parênteses referem-se à corrente nominal de saída para alimentação em 660 e 690 V.

Figura 46 – Características técnica do CFW-09 [7]

Além do CFW-09, a WEG já disponibiliza para o mercado os modelos CFW-10 e CFW-11.

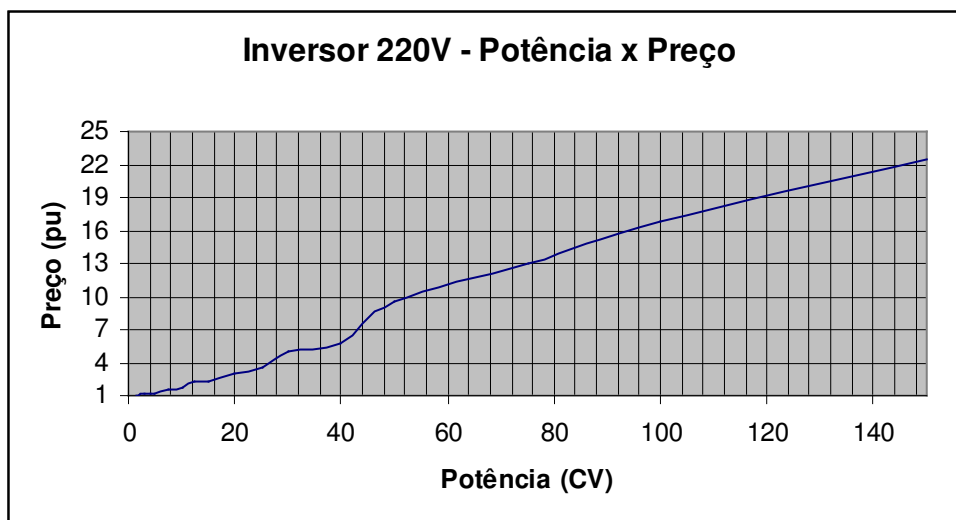
O CFW-10 é geralmente utilizado em aplicações que necessitem de baixa potência e pouca tecnologia incorporada, pois só chega a 10cv de potência em 220V. A grande vantagem deste conversor é que consegue-se converter tensão de entrada monofásica em tensão de saída trifásica. É utilizado em pequenas bombas d'água e etc.

Já o CFW-11 é um produto que está em fase inicial, porém em rápida evolução e foi criado para substituir o CFW-09. Contempla tecnologia Plug & Play, seus componente são em blocos com cores diferenciadas de acordo com seus contatos para que sua montagem e desmontagem seja facilitada, tem entrada USB, tem IHM com múltiplas linhas, já vem com micro clp incorporado e com bobina no link CC, evitando a necessidade de uma reatância de entrada. Atinge a potência máxima de 220cv em 440V.

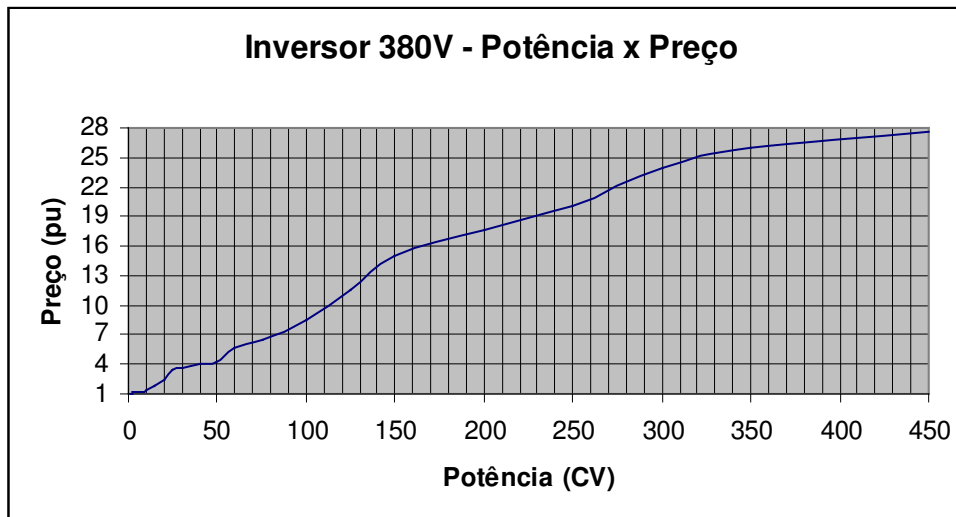
3.4 Estatísticas de venda

Para ilustrar o grande crescimento dos inversores CFW-09 no mercado atual, tem-se abaixo gráficos que ilustram este fato:

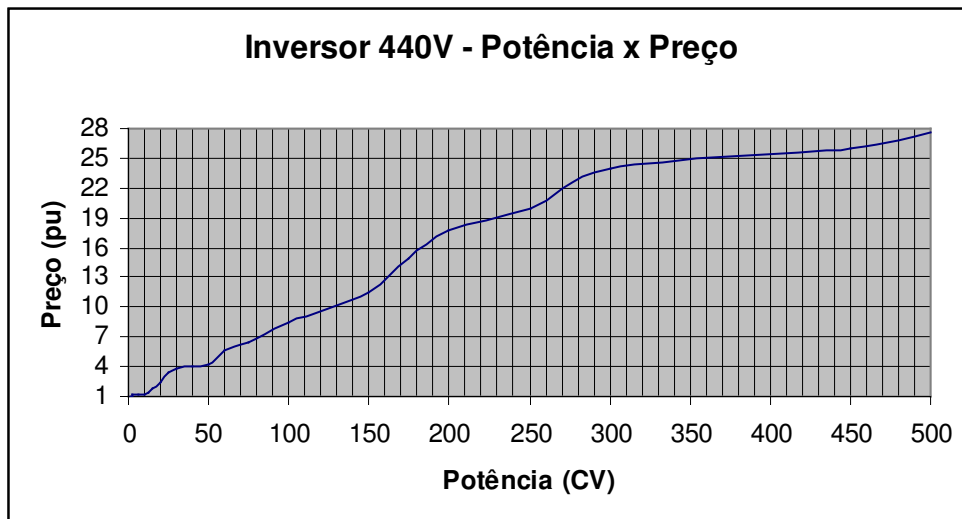
Primeiramente, será mostrado o gráfico da variação de preço do inversor de frequência padrão da WEG, em 220V, em função de sua potência em cavalos.



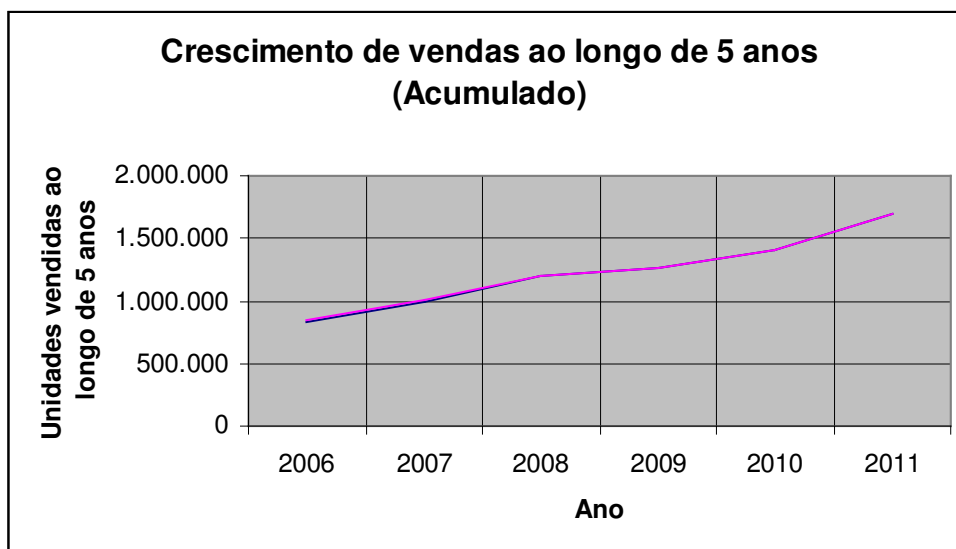
Abaixo tem-se o gráfico da variação de preço do inversor de frequência padrão da WEG, em 380V, em função de sua potência em cavalos.



Abaixo tem-se o gráfico da variação de preço do inversor de frequência padrão da WEG, em 440V, em função de sua potência em cavalos.



Para se ter uma noção da grande evolução e introdução deste tipo de equipamento na indústria nacional, abaixo tem-se o gráfico do crescimento de venda do CFW-09 ao longo de 5 anos, começando-se pelo ano de 2006.



Pela análise dos gráficos acima, podemos concluir que existe uma grande variação de preço de acordo com a potência dos inversores e, além disso, que a projeção de venda para o futuro é bastante promissora, mesmo com a crise mundial instalada no mercado mundial.

Resumidamente, 1 p.u. corresponde ao preço do CFW-09 de 220V e 1,5 cv, que não será mencionado por questões de confidencialidade.

CAPÍTULO 4

APLICAÇÕES

4.1 Indústria Naval

Os inversores de frequência são amplamente utilizados em várias aplicações na indústria naval, seja para acionamento de motores de bombas de carga ou para acionamento de motores de propulsão principal e ou de túnel das embarcações, fora outras aplicações. Como exemplo, podemos citar algumas embarcações com sistema elétrico WEG, onde os motores que fazem girar os propulsores azimutais são acionados com Inversores de Frequência Regenerativo e refrigerados a água, os chamados “Active Front End - Water Cooled”. Neste caso, o inversor precisa ser refrigerado a água, pois o compartimento onde ele é instalado não tem um sistema de troca de calor adequado, ultrapassando os limites de temperatura aceitáveis para operação de inversores de frequência WEG, refrigerados a ar.

Chegando a potências relativamente altas em baixa tensão, os inversores de frequência da WEG podem acionar motores de até 2500kW em 690V.

Como as plantas elétricas de embarcações requerem alguns detalhes especiais, foram criadas sociedades classificadoras que certificam os projetos e inspecionam os equipamentos presentes na mesma. Após esse processo, diz-se que o barco é classificado, e adquire um certo grau de confiança por isso. Por este motivo, alguns cuidados com relação a qual tipo de inversor de frequência deverá ser utilizado tem que ser tomados, principalmente no que diz respeito ao nível de distorção harmônica que este tipo de equipamento gera na rede elétrica, ou seja, o nível de THD (Total Harmonic Distortion).

Abaixo tem-se uma breve explanação sobre os inversores de frequência padrões da WEG, 6 pulsos, e seus níveis de THD:

É a solução padrão para todos os inversores de frequência do mercado. O circuito típico de potência é mostrado abaixo, na figura 47:

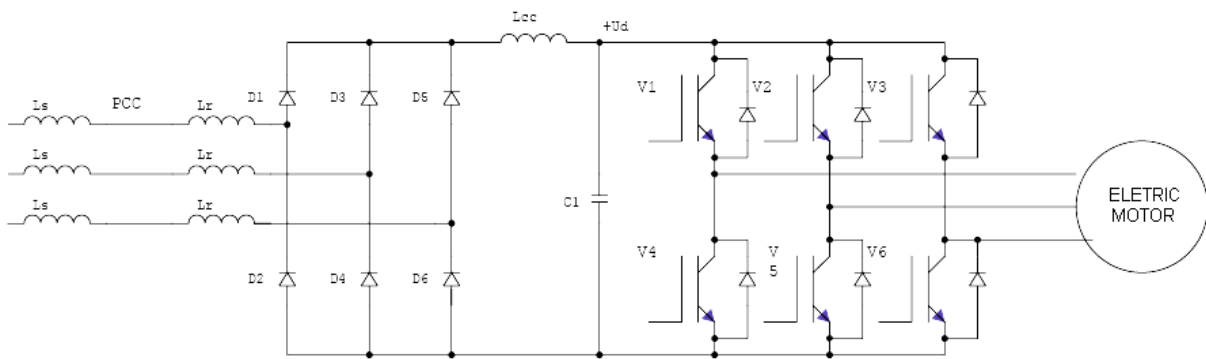


Figura 47 – Circuito típico de potência para inversor padrão WEG [1]

Para este tipo de solução, o nível de THD é muito alto. A forma de onda da corrente é muito afetada como mostrado na figura 48, abaixo:

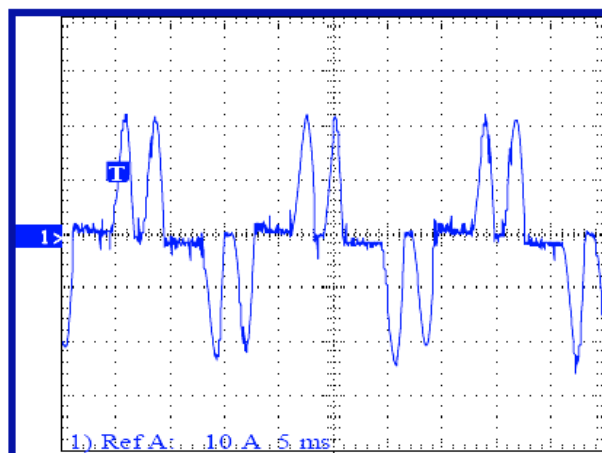


Figura 48 – Forma de onda da corrente na entrada do inversor padrão WEG [1]

Seguem algumas características técnicas deste tipo de inversor:

- 400V: 380-480V;
- 500V: 500-600V;
- 600V: 660-690V
- 300 até 2500kW;
- Suportam sobrecarga de 110% durante 1 minuto;

- São plug and play;
- Funções de monitoramento e diagnose completa.

O inversor padrão da WEG - CFW-09, 6 pulsos, na realidade para área naval, é utilizado apenas para acionamento dos motores de bombas de carga, ventiladores, outras cargas com baixa potência que necessitem de variação de velocidade e não estejam conectadas diretamente ao barramento principal, pois geram alto nível de distorção harmônica e, como geralmente os equipamentos mais sensíveis da embarcação (navegação, GPS, sonares e etc.) estão conectados a ele, as certificadoras não permitem este tipo de operação.

Quando a carga necessita estar ligada ao barramento principal e tem potência elevada, utilizam-se os inversores com retificadores 12, 18 ou 24 pulsos, ou ainda os inversores regenerativos, pois possuem menor nível de distorção harmônica do que o inversor 6 pulsos, não afetando assim, os equipamentos mais sensíveis da embarcação. Dessa forma, o barco é classificado pelas sociedades classificadoras sem maiores problemas.

Para efeito de ilustração, segue abaixo, a Figura 49 que mostra claramente uma planta elétrica padrão para embarcações com sistema de propulsão Diesel-Elétrica:

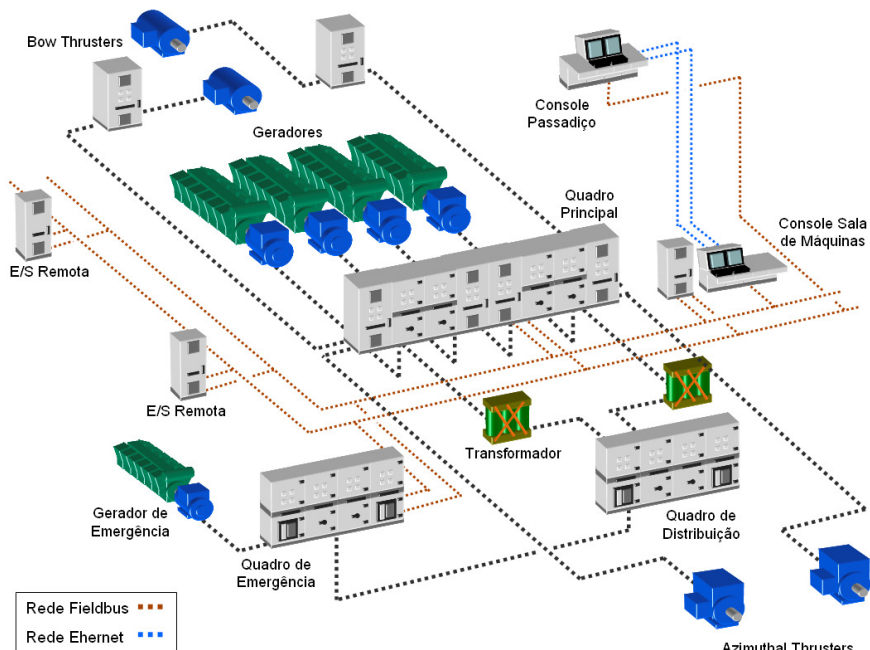


Figura 49 – Planta elétrica típica de embarcações Diesel-Elétricas [1]

Na figura acima, tem-se os quatro grupo-geradores protegidos e controlados pelo Quadro Elétrico Principal (QEP). O QEP ainda alimenta os motores de propulsão principal e de tunel da embarcação, alimenta os primários de dois transformadores abaixadores (redundantes), que por sua vez, através de seus secundários, alimentam o Quadro Elétrico de Distribuição (QED). O QED alimenta, geralmente, as cargas não essenciais da embarcação e o Quadro Elétrico de Emergência (QEE). O QEE geralmente protege e controla o gerador de emergência e alimenta algumas cargas não essenciais também.

A primeira embarcação que está navegando com sistema elétrico da WEG é o Saveiro Fragata, um PSV 3000, que conta com os seguintes equipamentos WEG instalados:

- 04 x Geradores principais 1375kVA / 690V;
- 01 x Gerador de emergência 250kVA / 690V
- 02 x Motores 600kW / 690V acionados por Soft-Starter SSW06, para propulsão lateral da embarcação;
- 02 x Motores 1500kW / 690V acionados por Soft-Starter SSW06, para propulsão principal da embarcação;
- Quadros Elétricos Principais, de distribuição, de emergência e de iluminação;
- Sistema de automação – Gerenciamento de energia;

- Sistema de automação – Alarmes.

A indústria naval Brasileira está em alta atualmente. Em 2006, teve um faturamento de US\$3 bilhões e foram gerados 36 mil empregos diretos. Tem um futuro bastante promissor, pois a transpetro ainda tem encomenda para 26 petroleiros, 146 embarcações de apoio à plataforma (PSV) e 28 plataformas para exploração da camada do pré-sal, todas encomendas provavelmente serão construídas nos Estaleiros Brasileiros.

4.2 Indústria de Petróleo

Os inversores de frequência CFW-09 são bastante utilizados em cargas de baixa potência para a indústria de Petróleo, tais como pequenas bombas, ventiladores e etc. Em sua grande maioria, as cargas com maiores potências, que necessitam de variação de velocidade, são alimentadas em média tensão, daí surge a necessidade de se utilizar outra linha de inversores da WEG, a linha MVW.

Dependendo do tipo de plataforma, uma importante utilização é para acionar os motores das bombas de combate a incêndio, pois geralmente estes motores são alimentados pelo gerador de emergência, em baixa tensão, e necessitam de uma partida suave ou o próprio inversor de frequência para controle da velocidade do motor, não exigindo assim, alta demanda de corrente na partida do mesmo, “poupando” o gerador.

4.3 Indústria de Cana de Açúcar

Já para a indústria de cana de açúcar, os inversores da família CFW são utilizados em praticamente todos os processos para fabricação do álcool.

Desde bombas, ventiladores da caldeira, esteira transportadora, picadores, desfibrador, moenda, mesa alimentadora, centrífugas, guincho hilo e etc.

Os valores de potência e tensão para os inversores de frequência estão na faixa de 1cv a 2500cv e 380 a 690V, respectivamente.

4.4 Siderurgia

Já para a área de siderurgia, variadores de velocidade são utilizados para controle de trens de laminação, mesa de rolos, sistemas de lingotamento, e diversos outros sistemas deste segmento. Aplicações como estas têm grande variação de velocidade e exigem torque contínuo em toda a faixa de operação, por este motivo, até poucos anos atrás, os acionamentos eram baseados em variadores de velocidade tipo conversores de tensão, pois, para obter tal resultado de controle, era necessário a aplicação de motores de corrente contínua (CC).

Somente com o aparecimento dos inversores de frequência com controle vetorial foi possível a utilização de motores de corrente alternada (CA), que possuem baixo custo de compra e operação, quando comparados ao motores de corrente contínua.

A faixa de potência nestas aplicações podem variar bastante, partindo de motores de 10kW até motores de 5000kW, sendo os de maior potência, normalmente em média tensão para reduzir a corrente dos mesmos, fator este que define os custos da instalação e dos acionamentos destes motores. As tensões podem variar de 380Vac à 6.6kV.

4.5 Veículos Elétricos

No século XIX, mais precisamente antes de 1830, a era das máquinas a vapor imperava no mundo inteiro para fornecer propulsão mecânica. A partir daquele ano, começa a revolução tecnológica que chega aos dias de hoje com os veículos elétricos, algo um tanto quanto impensável há algum tempo atrás.

Tem-se abaixo, em ordem cronológica, um resumo da evolução tecnológica no que diz respeito à tração dos meios de transporte:

- 1831 – Invenção do motor de corrente contínua;
- 1834 – Carro a bateria não recarregável, usado em pequenos circuitos;
- 1851 – Carro elétrico a bateria não recarregável chega a atingir 30km/h;
- 1859 – Primeira bateria de chumbo recarregável;
- 1870 – Produção de energia por dínamos;
- 1874 – Carruagem movida a bateria;
- 1885 – Carro tipo triciclo movido a gasolina;
- 1900 – 4200 carros vendidos (40% a vapor, 38% elétricos, 22% a gasolina);
- 1911 – Invenção do motor de arranque para motores a combustão;
- 1960 – Ressurge a pesquisa em veículos elétricos devido a poluição dos veículos à combustão;
- 1970 – O cenário mundial começa a voltar-se em favor dos veículos elétricos devido ao preço do petróleo;
- 1980 a 1990 – Tremendo avanço nos semicondutores de alta potência e frequência de chaveamento viabiliza controle;

- Situação atual – Apelo ecológico, elevado preço dos combustíveis, elevados níveis de poluição aceleram a pesquisa mundial sobre veículos elétricos.

Uma das mais importantes razões para se investir e começar a pensar na utilização dos veículos elétricos, é a utilização de energia limpa, diferente dos motores de combustão, que lançam resíduos poluentes diariamente no ar, aumentando efetivamente o aquecimento global:

Atualmente, a área dos veículos elétricos vem crescendo demais no mundo inteiro, por isso a WEG não poderia deixar de investir em um mercado tão promissor como este, motivo pelo qual já tem em funcionamento em sua fábrica em Jaraguá do Sul, uma saveiro com tração elétrica . Esse veículo elétrico funciona com um conjunto de 20 baterias Lítio-Ion de 12Vcc, ligadas em série, que funciona como elemento acumulador e fornecedor de energia. Um motor de indução trifásico de 220V e 20cv converte energia elétrica em mecânica transmitindo tração para as rodas do veículo através da caixa de marchas. Um inversor trifásico de 220V e 45A converte a energia das baterias em tensão alternada para o motor quando o veículo está em tração. O mesmo inversor converte a energia elétrica proveniente do motor em tensão CC quando o veículo está em frenagem. Uma placa PLC embutida no inversor monitora o pedal do acelerador, freio e embreagem executando as rotinas do software de controle. Externamente existe ainda um carregador que é usado para completar a carga do banco de baterias sempre que necessário.

Abaixo, na figura 50, tem-se uma foto da saveiro em questão:



Figura 50 - Veículo elétrico WEG [1]

Outro exemplo de veículo elétrico para testes de produtos da WEG é o VEW-T1 (figura 51), que transporta pequenas cargas no pátio fabril da WEG e cuja estrutura é extremamente leve, como pode-se ver na figura 52, abaixo:



Figura 51 – Veículo VEW-T1 [1]

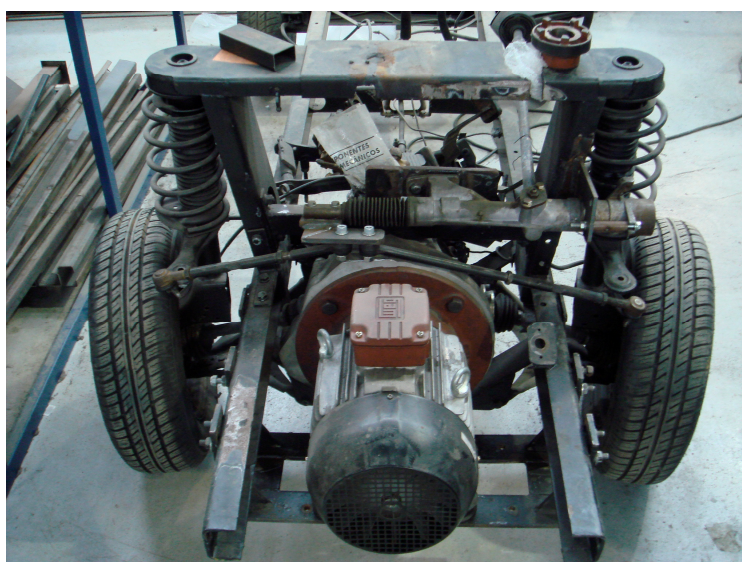


Figura 52 – Estrutura leve [1]

Abaixo, na figura 53, tem-se a foto dos tipos de baterias utilizadas, no caso, baterias Lítio-Íon:

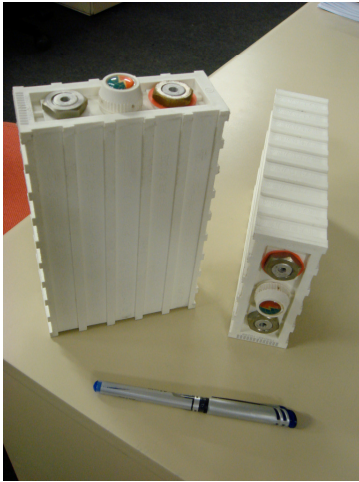


Figura 53 – Baterias Lítio-Íon [1]

Abaixo, na figura 54, tem-se a foto do inversor de frequência WEG, especial para este tipo de aplicação:



Figura 54 – Inversor de frequência especial [1]

Abaixo, na figura 55, tem-se a foto do motor de imã permanente que foi utilizado para o veículo VEW-T1. Nota-se que, para este caso, são utilizados motores de imã permanente ao invés de motores de indução. Isso acontece, pois o espaço dentro de um automóvel é sempre reduzido, e com motores de imã permanente, consegue-se atingir a potência necessária para a tração do veículo, com o dimensional reduzido:



Figura 55 – Motor de imã permanente [1]

Podemos citar como algumas vantagens dos veículos com tração elétrica, as seguintes condições:

- Solução compacta;
- Eficiência superior a 90%;
- Poluição reduzida a valores mínimos;

Perspectivas futuras na área em questão:

- O conjunto será modular de tamanho e peso semelhante às rodas atuais porém de preço elevado;
- A tração será puramente elétrica aproveitando 96% da energia armazenada contra os 30% do motor de combustão interna (MCI);
- Os discos de freios serão acionados eletricamente e a regeneração de energia irá recarregar as baterias;
- A suspensão será ativa com sensores eletrônicos e amortecedores motorizados para melhorar aderência;

- O sistema de direção passa a ser todo eletrônico e motorizado abolindo conexões mecânicas.

Abaixo, na figura 56, tem-se a foto da roda dos carros elétricos do futuro. O motor, direção, suspensão e freio serão instalados dentro de cada roda, ou seja, o sistema será independente para cada roda:

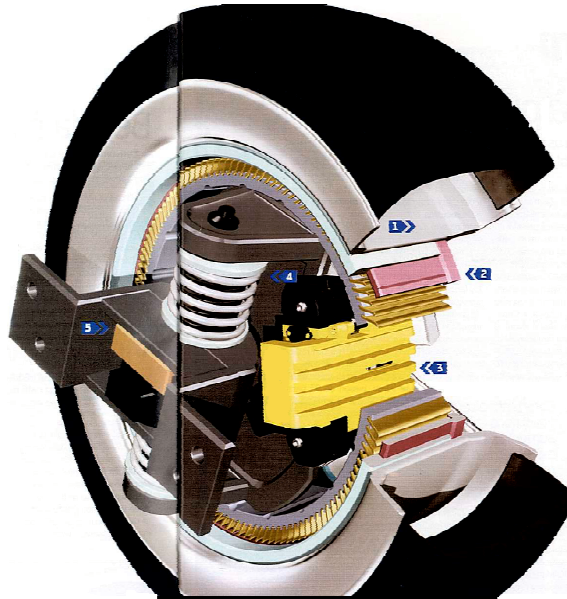


Figura 56 – Roda do carro elétrico do futuro [1]

Nos dias atuais, essa tecnologia está sendo bastante estudada e já pode ser considerada como uma grande alternativa a falta de combustível barato e de qualidade para um futuro bem próximo. Abaixo temos alguns dados de pesquisas feitas mundialmente:

- Toyota Prius;



Figura 57 – Veículo Elétrico Toyota Prius [1]

- Produção acumulada de 97 a 03: 200.000 unidades;
 - Produção acumulada em 04 e 05: 500.000 unidades;
 - Já são 5 modelos diferentes à disposição do público;
 - Carro comum faz 10km/l (autonomia 600km);
 - Prius faz 23km/l (autonomia 900km).
- TESLA;



Figura 58 – Veículo Elétrico TESLA [1]

- 100% elétrico;
- 0 a 96Km/h em cerca de 4s;
- Equivalente a 57Km/l;
- 400Km por recarga;
- Cerca de U\$0,01 por milha;
- 200km/h.

4.6 Maglev Cobra

Assim como já citado anteriormente, atualmente existe uma grande necessidade de se ter um transporte, principalmente o público, que utilize energia limpa, diferentemente dos transportes já utilizados hoje em dia, que utilizam motores a combustão altamente poluentes. Uma excelente alternativa para contornar essa situação é a criação do trem com levitação magnética supercondutora.

Vamos abordar aqui, resumidamente, os sistemas de levitação e tração do trem.

No que diz respeito à levitação supercondutora, esta se baseia na propriedade diamagnética dos supercondutores para exclusão do campo magnético do interior dos supercondutores. No caso dos supercondutores do tipo II, esta exclusão é parcial, o que diminui a força de levitação, mas conduz a estabilidade da levitação, dispensando sistemas de controle sofisticados ou rodas. Esta propriedade, que representa o grande diferencial em relação aos métodos EDL (Eletrodinamic Levitation) e EML (Eletromagnetic Levitation), só pôde ser devidamente explorada a partir do final do

século XX com o advento de novos materiais magnéticos e pastilhas supercondutoras de alta temperatura crítica, como o $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{OX}$ (YBCO).

Como é sabido, uma placa de cerâmica supercondutora ao ser resfriada com nitrogênio líquido, produz o efeito de levitação sobre um ímã de terras raras.

Este é o tipo de levitação mais recente, pois ele se dá graças aos supercondutores de alta temperatura crítica.

Por se tratar da tecnologia mais moderna, ainda não existe linha de teste em escala real. Em outros países, como no Brasil, construíram-se linhas em modelo reduzido. No protótipo brasileiro, o formato oval tem 30 metros de extensão, com guia linear formada por ímãs permanentes de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB) compondo o circuito magnético (interagindo com os supercondutores) para levitação.

É esta a tecnologia de levitação passiva, que vem sendo aperfeiçoada para a aplicação no sistema Maglev Cobra. Ela apresenta um grande número de vantagens:

- Baixo custo global
- Rapidez de aplicação e implantação
- Leveza
- Baixo custo de obras civis
- Não poluente
- Racionalização energética

No que diz respeito à tração, esta será dada por um motor linear assíncrono, de primário curto, alimentado por um inversor de frequência de fabricação nacional WEG.

Na subestação do Maglev Cobra, a rede trifásica alimenta o primário de um transformador trifásico, ligado em estrela-delta, e a tensão do secundário será retificada

por um retificador trifásico, que por fim alimentará diretamente o link CC do inversor de frequência. A figura 59, abaixo, ilustra com melhor clareza o sistema em questão:

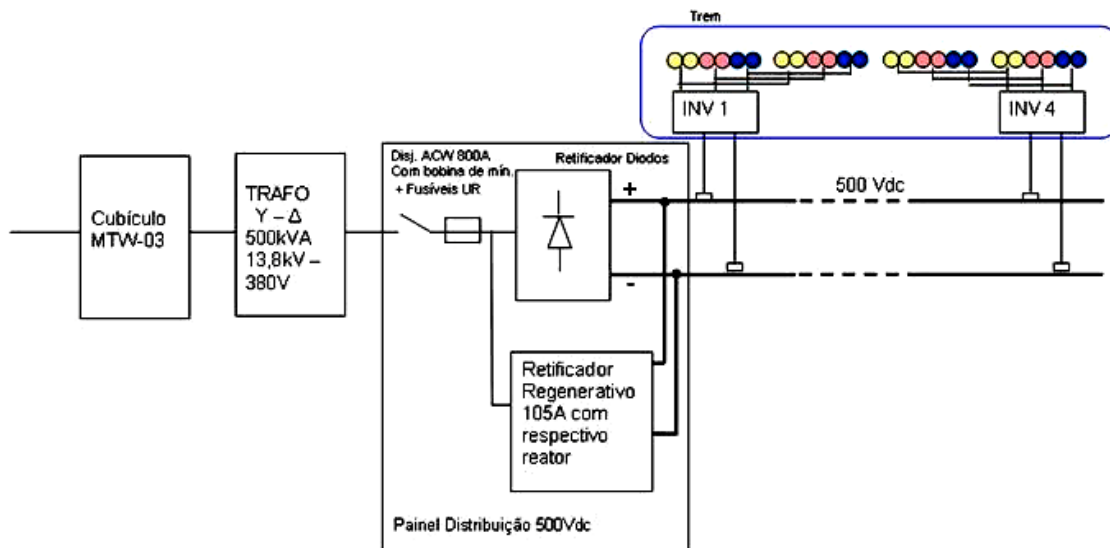


Figura 59 – Alimentação do veículo MagLev-Cobra [1]

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS FUTURAS

Este trabalho abordou o estado da arte da aplicação de inversores de frequência na indústria nacional, focando a discussão sobre o CFW-09, conversor de frequência comercial fabricado pela WEG Automação S/A no Brasil.

Trata-se de um conversor para o acionamento de motores de indução cuja topologia básica apresenta um retificador trifásico a diodo e um inversor trifásico a IGBTs, unidos por um capacitor formando o link CC. Configurações alternativas permitem a operação regenerativa, devolvendo energia para a rede em situações específicas.

Aplicados a motores cujas tensões e potências variam desde 220 V a 690 V e de 1,5 cv a 1500 cv, estes conversores são encontrados principalmente na indústria naval, siderúrgica e, mais recentemente, em veículos elétricos.

O trabalho abordou ainda aspectos teóricos dos retificadores trifásicos a diodo e dos inversores trifásicos, bem como do controle de disparo das chaves desses conversores, visando um melhor desempenho quanto à introdução de harmônicos nas grandezas da rede elétrica.

Por fim, dados importantes como a crescente utilização deste tipo de conversores para acionamento de motores foram apresentados. Modelos subsequentes do CFW-09 já vêm sendo desenvolvidos pela WEG, tais como o CFW-10 e o CFW-11 Modular Drive. Este último permite o acionamento de motores de 2500 kW em 690 V.

Após a realização deste trabalho, estudos futuros poderiam se concentrar no desenvolvimento de um modelo digital dos conversores comerciais em simuladores de transitórios eletromagnéticos como o ATP ou PSCAD/EMTDC, aproveitando-se das linguagens de programação destes para a modelagem do circuito digital de controle das chaves.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Arquivo interno WEG.
- [2] Site Universidade do Algarve: www.ualg.pt.

Acesso em 25 de Junho de 2009.
- [3] Site Universidade de Campinas: www.dsce.fee.unicamp.br.

Acesso em 19 de Junho de 2009.
- [4] Site Universidade Federal do Rio de Janeiro: www.gta.ufrj.br.

Acesso em 15 de Julho de 2009.
- [5] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. Power Electronics – Converters, Application and Design, Second Edition. John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [6] Bose, BIMAL K., Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2002.
- [7] Guia de aplicação de Inversores de Frequência, 3º Edição, WEG, 2005.
- [8] Richard M. Stephan - Acionamento, Comando e Controle de Máquinas Elétricas, 1º edição, UFRJ, 2007.
- [9] Site Scientific Electronic Library Online: www.scielo.br.

Acesso em 10 de Agosto de 2009.

- [10] Site Departamento de Engenharia Elétrica - UFC: www.dee.ufc.br.

Acesso em 18 de Agosto de 2009.

APÊNDICE

Rio de Janeiro, (05) de (setembro) de 2008

AUTORIZAÇÃO

Conforme solicitação prévia, a WEG AUTOMAÇÃO S/A, CNPJ 08.520.338/0001-86, autoriza a utilização do conteúdo gráfico do Guia de aplicação do inversor de frequência, 3º edição e figuras do site corporativo da WEG, de sua propriedade, no projeto final de curso de graduação em Engenharia Elétrica, de seu colaborador Fábio Meireles Gurgel inscrição nº 30222, na Universidade Federal do Rio de Janeiro.

Esta autorização é válida tão somente para este projeto, não tendo valor para outros documentos, de autoria ou não deste colaborador.

Rubéns José de Oliveira
Chefe de Marketing

WEG AUTOMAÇÃO S.A.

