

UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO

Curso de Engenharia Elétrica

RODRIGO MORAES LEME

**CARACTERÍSTICAS DOS FORNOS A INDUÇÃO COM
CONVERSORES IGBTs.**

Itatiba
2011

RODRIGO MORAES LEME – R.A. 002200900632

**IMPACTOS CAUSADOS PELOS FORNOS A INDUÇÃO –
CONVERSORES IGBTs - NA REDE DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade São Francisco, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Geraldo Peres Caixeta

Itatiba
2011

A minha amada mãe, Sueli Aparecida de Moraes Leme, e meu amado pai, Jair Raimundo Leme, por tudo que eles fizeram e continuam fazendo por mim.

“Se você quer ser bem sucedido, precisa ter dedicação total, buscar seu último limite e dar o melhor de si mesmo. ”

Ayrton Senna

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus por conceber o dom da vida e saúde para sempre seguir em frente e jamais desistir perante aos empecilhos que surgiram no decorrer desse trabalho e também durante todo o curso. E por guiar meus passos e por me conceder mais essa realização.

Agradeço a minha família, que me apóia e incentiva em cada momento de minha vida e sem a qual eu não seria nada.

Agradeço aos professores Geraldo Peres Caixeta e Renato Franco de Camargo que me deram orientações valiosas para a elaboração deste trabalho.

RESUMO

Em muitas empresas do ramo de fundição e forjaria de metais, o principal equipamento para realizar tal função são os fornos de indução magnética a cadinhos que utilizam de inversores de frequência em seu processo. Esse tipo de equipamento trabalha em frequências diferentes das frequências de rede e com isso causa danos a linha de transmissão de energia elétrica. Neste trabalho será realizado um estudo, através de harmônicas, sobre esse tipo de equipamento e seus impactos causados na linha de transmissão de energia e a obtenção de um índice de eficiência energética superior a 0,92 para que não implique em multa por parte das concessionárias de energia.

Palavras-chaves: fornos de indução. inversores de frequência. harmônicas. eficiência energética.

ABSTRACT

In many companies of the casting and forging of metals, the main device for performing this function are the magnetic induction furnaces crucibles that using the frequency inverters in the process. This type of device works on different frequencies of the network and thereby damages in the power lines. In this work will be a detailed study by harmonics on this type of equipment and their impacts on power lines and you obtain an energy efficiency index greater than 0,92 to not incurring fines by the concessionaires energy.

Key-words: induction furnaces. inverters. harmonics. energy efficiency.

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Alternative Current</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CREA	Conselho Regional de Engenharia e Arquitetura
DC	<i>Direct Current</i>
F.e.m	Força Eletro Motriz
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
Hz	Hertz
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IRCB	<i>Inverter Rectifier Control Board</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect</i>
MT	Média Tensão
NBR	Normas Técnicas Brasileiras
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SIT	<i>Static Induction Transistor</i>
TBP	Transistores Bipolares de Potência
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
TI	Teoria da Informação
$\Delta\Phi$	Variação de Fluxo Magnético
Δt	Variação de Tempo

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1. Diagrama elétrico unifilar do forno	16
FIGURA 2. Princípio de operação <i>TWIN-POWER</i> de 12 pulsos	17
FIGURA 3. Curvas de Impedância.....	19
FIGURA 4. Forno a Cadinhos por Indução tipo FS.....	21
FIGURA 5. Vista completa do forno tipo IFM-3	22
FIGURA 6. Forno a cadinhos em posição inclinada.....	23
FIGURA 7. Diagrama de blocos de um inversor de frequência.....	25
FIGURA 8. Forma de onda na saída do inversor	25
FIGURA 9. Púlpito de basculamento	26
FIGURA 10. Estrutura de um IGBT	30
FIGURA 11. Esquema de operação física de um IGBT.....	32
FIGURA 12. Bloco funcional de um inversor de 6 pulsos.....	35
FIGURA 13. Formas de onda da saída do inversor de 6 pulsos.....	35
FIGURA 14. Curva de tensão e corrente para o inversor em operação nominal	37
FIGURA 15. Circuito do inversor IGBT no <i>time range 1</i>	38
FIGURA 16. Circuito do inversor IGBT no <i>time range 2</i>	39
FIGURA 17. Circuito do inversor IGBT no <i>time range 3</i>	40
FIGURA 18. Circuito do inversor IGBT no <i>time range 4</i>	40
FIGURA 19. Circuito do inversor IGBT no <i>time range 5</i>	41
FIGURA 20. Limites de operação de componentes semicondutores de potência.....	43
FIGURA 21. Circuito retificador trifásico, com carga RL.....	45
FIGURA 22. Tensão de saída de retificador ideal.....	45
FIGURA 23. Tensões e corrente de entrada com carga indutiva e espectro da corrente	46
FIGURA 24. Área de seção e diâmetro de fio de cobre	49
FIGURA 25. Resposta em frequência de cabo trifásico (10 km).....	49
FIGURA 26. Perfil de tensão ao longo do cabo na frequência de ressonância.....	49
FIGURA 27. Resposta no tempo de cabo na frequência de ressonância....	50
FIGURA 28. Circuitos equivalentes para análise de ressonância	51
FIGURA 29. Formas de onda relativas	51
FIGURA 30. Esquema de um inversor de 12 pulsos.....	52
FIGURA 31. Formas de onda da saída do inversor de 12 pulsos	53

FIGURA 32. Entalpia para derretimento de ferro a 1500 °C em 396kWh/t	55
FIGURA 33. Projeção futura para redução de CO2 na Europa.....	56

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Corrente harmônica em % nos inversores.....	53
--	----

SUMÁRIO

1. Introdução.....	14
2. Princípios Básicos dos Fornos a Indução.....	16
2.1. Funcionamento Geral.....	16
2.1.1. Princípios de Funcionamento – Conversor IGBT.....	16
2.2. Sistemas de Potência.....	17
2.2.1. Sistema <i>Twin-Power</i>	17
3. Partes do Forno.....	21
3.1. Composição Mecânica.....	21
3.1.1. Cadinho.....	21
3.1.2. Unidade Hidráulica.....	22
3.1.3. Estação de Bombeamento (Pump-Stand).....	23
3.1.4. Torre de Resfriamento.....	24
3.2. Composição Elétrica.....	24
3.2.1. Conversor de Potência.....	24
3.2.2. Cubículo de Proteção.....	26
3.2.3. Púlpito de Basculamento.....	26
3.2.4. Transformador de Linha.....	27
4. Estudo do Inversor de Frequencia (IGBT).....	28

4.1. O que é um IGBT.....	28
4.2. Operação Física – IGBT.....	29
4.3. Aplicação – Fornos a Indução.....	34
4.4. Princípios de Operação.....	36
4.5. Funcionamento - Chaveamento.....	38
4.6. Comparativo entre IGBT's e demais semicondutores.....	42
5. Impactos na Rede de Transmissão.....	44
5.1. Harmônicas.....	44
5.2. Problemas causados.....	46
5.3. Melhorias.....	52
6. Preocupação com o meio ambiente.....	54
6.1. Vantagens do aquecimento por indução.....	55
7. Considerações Finais.....	57
8. Referencias Bibliográficas.....	58

1. INTRODUÇÃO

Quando o assunto em questão refere-se a Fornos a Indução Magnética, muitas pessoas desconhecem esse tipo de equipamento e que de uma maneira indireta, se faz presente na vida de todos.

Isso acontece porque atualmente é impossível não termos contato com algum equipamento de origem metálica, por exemplo, um carro. A “lataria” do carro não nasce com aquele formato na natureza, é preciso que se obtenha o metal bruto e posteriormente que se trabalhe o mesmo, para que se obtenha a forma desejada como produto final para determinado tipo de aplicação.

A principal função de um forno a indução é exatamente essa, pelo metal ser um elemento com rigidez altamente elevada não é tão simples trabalhá-lo. O forno através de indução magnética consegue derreter o metal para que posteriormente ele seja trabalhado e assuma a forma desejada de acordo com a finalidade do ramo em questão.

Os fornos de indução a cadinhos tornaram-se significantes no ramo industrial no começo do ano de 1930 com o desenvolvimento dos fornos de alta frequência, alimentados por geradores. Um grande número de fornos foi instalado nessa época nos USA, Rússia e Europa com capacidade de fundir por volta de 8 toneladas de metais

Depois da Segunda Guerra Mundial, ocorreu a migração da alta frequência para a média frequência em fornos à indução a cadinhos. Era o início da era de frequência de linha nos fornos a indução a cadinhos. Com esse avanço foi possível que se atingisse, na década de 70, uma potencia de 21MW de operação e assim fundir aproximadamente 60 toneladas de metal num curto espaço de tempo.

Aquecimento indutivo passou a ser considerado em fundições de ferro como uma tecnologia economicamente viável.

Em 1980, com o desenvolvimento dos inversores de frequência, também chamados de conversores de potência e a tecnologia dos tiristores, diversos pontos em caráter elétrico foram garantia de sucesso. Entre eles, a eficiência na conversão de frequência foi aumentada de 60 para 80%, o custo de capacidade operacional foi reduzido em aproximadamente 50%.

Se compararmos os antigos fornos que utilizavam alta frequência com os de hoje que utilizam frequência de linha, estes através dos conversores de potência levam larga vantagem, pois

sua capacidade de operação é três vezes maior do que a dos fornos antigos, sem perder rendimento no aquecimento.

Enquanto problemas como ruídos, transientes, subtensões, sobre tensões podem passar quase despercebidos por máquinas e equipamentos de uso comum em residências ou indústrias, esses mesmos problemas podem comprometer seriamente os dispositivos de TI.

O foco desse trabalho será um breve estudo sobre o funcionamento desse tipo de equipamento, dos conversores de potência a IGBT e por operar em potência relativamente alta e frequência diferente de 60 Hz, os impactos que os fornos (inversores de frequência) causam na rede de transmissão de energia elétrica. Esse trabalho será realizado através do estudo de harmônicas quando o forno está com potência máxima de operação.

2. PRINCÍPIOS BÁSICOS DOS FORNOS A INDUÇÃO

2.1. Funcionamento Geral

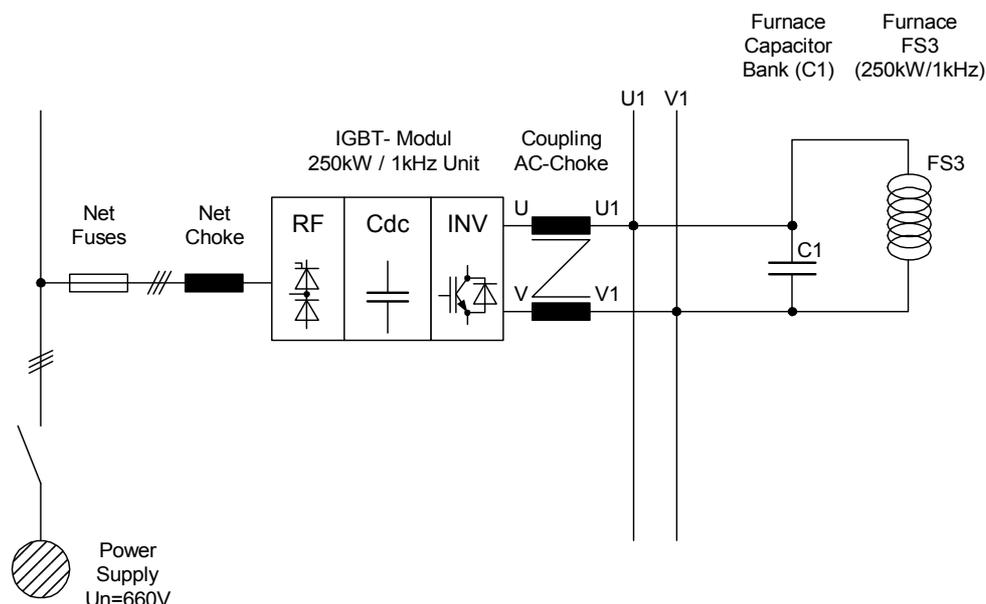
O funcionamento dos fornos de indução baseia-se na indução eletromagnética. Faraday estudou este fenômeno e concluiu que num condutor elétrico submetido a um fluxo magnético variável, surge uma f.e.m (força eletromotriz) tanto maior quanto maior for a variação $\Delta\Phi$ do fluxo.

(Para que a variação do fluxo no tempo seja grande é preciso que o fluxo Φ seja elevado e / ou que o tempo de variação Δt seja pequeno. Esta última condição corresponde a uma frequência elevada).

Sendo muito usado para fusão de materiais condutores, formam-se nestes materiais *correntes de Foucault* (correntes induzidas em massas metálicas) que produzem grande elevação de temperatura. Se os materiais forem magnéticos, haverá também o fenômeno da histerese, que contribui para o aumento de temperatura.

2.1.1. Princípios de Funcionamento – Conversor IGBT

Na figura 1 abaixo, temos o diagrama elétrico unifilar do forno e seus componentes.



Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT– Versão V3e_22-Okt-2003, autor: Rainald Lürick

Figura 1 – Diagrama elétrico unifilar do forno.

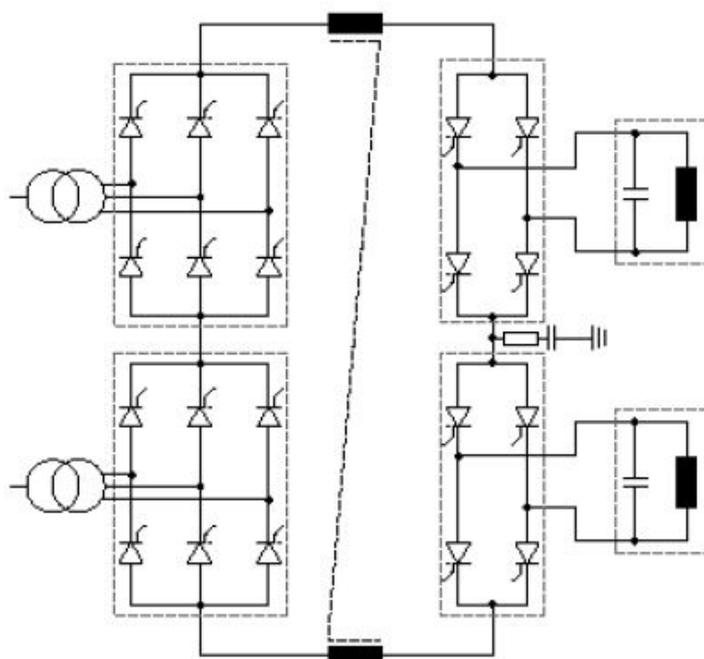
O princípio de funcionamento consiste em processar e condicionar a energia para alimentar a bobina do forno.

Para este fim é retificada a tensão, neste caso, de 660 volts de entrada (60Hz), elevada para uma tensão linear aproximada de 900 volts e invertida numa frequência de 1000Hz com tensão de pico igual a tensão retificada, tudo isso é obtido na saída do módulo IGBT, sendo os demais componentes complementos e sistemas de proteção.

2.2. Sistemas de Potência

2.2.1. Sistema *Twin-Power*

Com esta técnica de comutação é possível alimentar com potência dois fornos de fusão ao mesmo tempo, a partir de um único equipamento de conversor. Neste caso, somente é necessária uma conexão de rede e a potência retirada da rede poderá ser fornecida a ambos os fornos numa partição praticamente arbitrária e a qualquer tempo modificável.



Fonte: Adaptado do manual BA 30.24-182 PT item 1.2.3.2.8 – ABP INDUCTION SYSTEMS

Figura 2 - Princípio de Operação *TWIN-POWER* de 12 pulsos

Através de um transformador, será alimentado com corrente elétrica um retificador em circuito de ponte de corrente trifásica (de 6 pulsos, 12 pulsos ou 24 pulsos, conforme a potência). No exemplo de operação de 12 pulsos, figura 2, os retificadores GR1 e GR2 fornecem uma corrente contínua a dois inversores WR1 e WR2. Para que os inversores estejam bem desacoplados da rede, encontra-se entre os retificadores e os inversores uma bobina de auto-indução de alisamento.

Ambos os inversores estão ligados eletricamente em série. Com isso, flui pelos dois inversores a mesma corrente. Na saída de cada inversor está conectado um forno.

Os fornos serão ampliados, cada um, através de um banco de capacitores C, para um circuito oscilatório paralelo.

Modo de Funcionamento:

Um circuito oscilatório paralelo possui na sua frequência de ressonância, a sua maior impedância. Acima e abaixo de sua frequência de ressonância, a impedância diminui relativamente rapidamente. Um inversor paralelo trabalha, dependendo dos IGBT's utilizados, somente acima da frequência de ressonância do circuito de carga.

O controle cuida para que a frequência de serviço de cada inversor seja ajustada de maneira que a impedância do circuito oscilatório adapte-se à potência nominal desejada.

Como flui a mesma corrente em ambos os inversores, a potência efetiva transformada é, então, proporcional à parcela ôhmica da impedância.

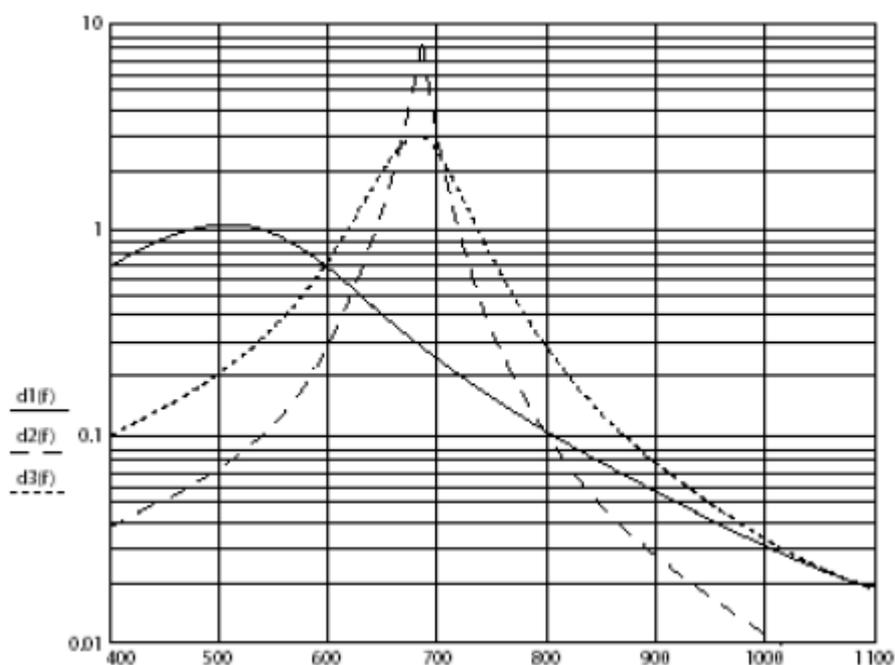
Através de ignição adequada dos IGBT's do inversor, a absorção de potência ativa de cada forno poderá ser grandemente modificada (até uma banda de regulação máxima de aproximadamente 50 por 1). Nesta ocasião, a regulação assegura que a potência total permitida de 100% não seja sobre passada.

Para, além disso, serão monitorizados, a todo o momento, os valores de sobrecarga dos IGBT's e, no caso de sobre passo ameaçador dos valores limites, reguladores de valor limite assumem uma limitação segura para valores permitidos. Com isso, pode ocorrer, por exemplo, que um forno, que deve atingir 90% de potência, não atinja este valor, pois a tensão nominal já foi anteriormente atingida. O outro forno, então, pode, entretanto, levar a potência restante até 100% da potência total.

Com esta técnica de controle, a potência poderá ser distribuída também arbitrariamente aos fornos, quando estes são muito diferentes no seu estado.

Exemplo: Um forno é sinterizado e funciona 12 horas com aproximadamente 10% da sua potência nominal. O outro forno tem à sua disposição, então, durante este tempo, 90% da potência remanescente.

Na figura 3 a seguir, está representada a parcela real da impedância (correspondente à potência ativa) como função da frequência de serviço, no caso de três diferentes estados de forno. A curva plana é operação de sinterização, no caso da curva central, o forno é “Totalmente fluido” e no caso da curva superior, o forno encontra-se em ponto morto.



Fonte: Adaptado do manual BA 30.24-182 PT item 1.2.3.2.9 – ABP INDUCTION SYSTEMS

Figura 3 – Curvas de Impedância

Proteção contra tensão excessiva:

A proteção contra tensão excessiva está disposta antes de cada retificador. Ela possui as seguintes funções:

- Interceptar as tensões de excesso da rede de corrente trifásica ou através dos procedimentos de comutação do conversor de corrente-transformador.

- Assimilar os picos da tensão de retorno dos tiristores do retificador.

A proteção contra tensão de excesso se encontra no armário do retificador.

Dispositivo de arranque:

O dispositivo de arranque cuida do processo de transcondutância inicial. Através de um retificador auxiliar, o capacitor de arranque é carregado em estado desligado da instalação. Quando do arranque, o capacitor de arranque será descarregado através do IGBT de arranque sobre o circuito de carga.

Na bobina de aquecimento (circuito oscilatório de carga) inicia o processo de transcondutância inicial através da descarga do capacitor de arranque. A lógica de controle detecta já a primeira meia-onda e fornece, correspondentemente ao estado ajustado do impulso, o impulso de ignição para os IGBT's - inversores.

Simultaneamente com o impulso de arranque, aumenta a corrente do circuito intermediário.

Auxiliado pelo controle, poderá ser verificado o funcionamento impecável dos inversores e do circuito de carga.

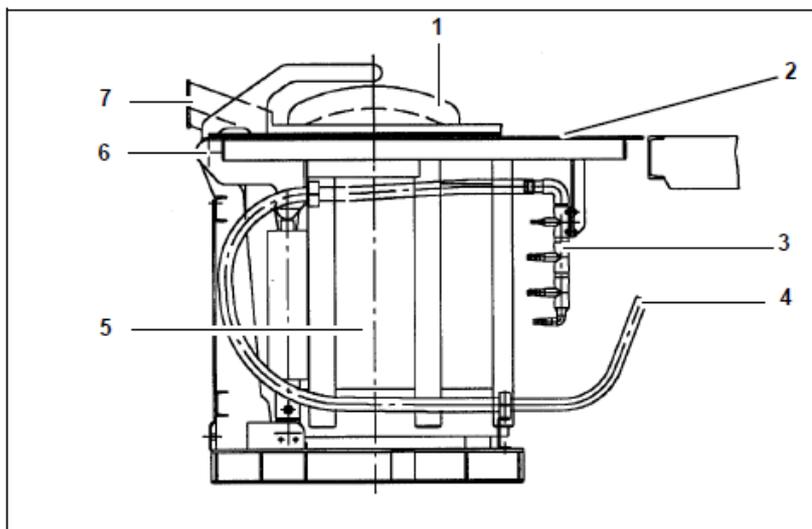
3. PARTES DO FORNO

3.1. Composição Mecânica

3.1.1. Cadinho

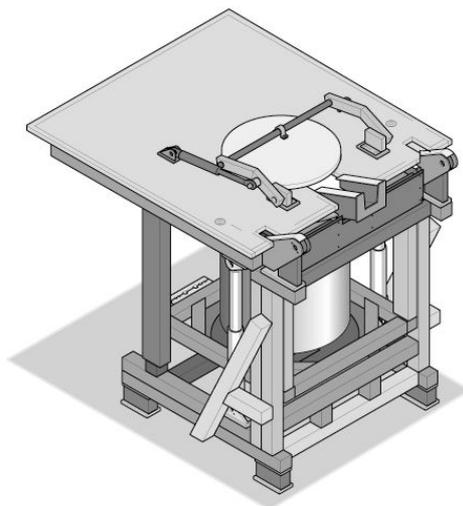
O forno de cadinho por indução FS (ver fig. 4 e fig. 5) consiste de:

- Tampa do forno (1)
- Plataforma do forno (2)
- Conexões para a alimentação de água de refrigeração (3+4)
- Corpo de forno (5) com cadinho e bobina
- Suporte de inclinação com apoio de inclinação (6) e dois cilindros de inclinação
- Bico para derramar (7)
- Conexões para alimentação de energia elétrica (não visível)
- Conexões para a alimentação com óleo hidráulico (não visível)



Fonte: Adaptado do manual BA 30.24-201PT_03-12-11 item 2.2 – ABP INDUCTION SYSTEMS

Figura 4 – Forno de Cadinhos por Indução tipo FS



Fonte: Adaptado do manual BA 30.24-201PT_03-12-11 item 2.4 – ABP INDUCTION SYSTEMS

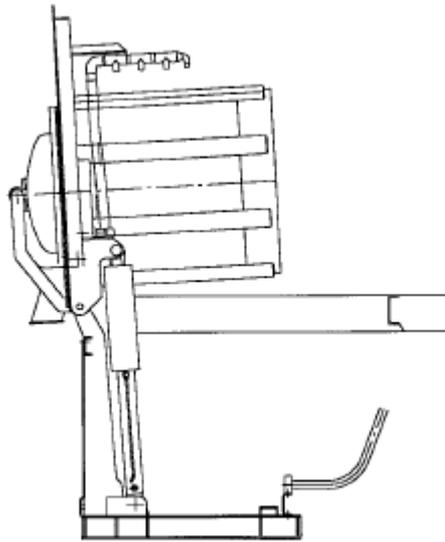
Figura 5 – vista completa do forno tipo IFM-3

3.1.2. Unidade Hidráulica

O forno de indução a cadinhos, possui alguns comandos que são acionados hidraulicamente. Quando o forno encontra-se em final de operação com o metal já totalmente derretido é preciso colocar esse metal nos moldes. Para tal fim, o forno possui um sistema de basculamento.

Esse sistema, como mostrado na figura 6, consiste numa inclinação do forno em torno de 91° até 93° para que o metal seja vazado nas “panelas coletoras de metal”. Esse sistema é acionado hidraulicamente, para tal fim entra o papel da unidade hidráulica.

A Unidade Hidráulica é a responsável pelo envio de óleo nos cilindros de basculamento para a execução de determinada função. Outra função desta é quando se deseja abrir e fechar a tampa do cadinho para que o metal em processo de fusão não saia de dentro do cadinho podendo colocar o operador, ou alguém próximo ao forno em perigo. O abre-fecha da tampa é acionado, assim como o basculamento, pela Unidade Hidráulica.



Fonte: Adaptado do manual BA 30.24-201PT_03-12-11 item 2.3 – ABP INDUCTION SYSTEMS

Figura 6 – Forno de cadinhos em posição inclinada

3.1.3. Estação de Bombeamento (Pump-Stand)

Esta unidade é responsável por bombear água para todas as partes que necessitem de refrigeração no equipamento.

São partes refrigeradas do equipamento:

- Núcleos da bobina
- Bobina
- Capacitores do conversor de potência
- Barramentos do conversor de potência
- Retificador
- Reator de linha
- Reatores de acoplamento
- Alguns cabos de energia

A unidade de bombeamento é um componente fundamental para o equipamento como um todo, por se tratar de um equipamento que opera em potência alta, a refrigeração é o primeiro componente a ser ligado no processo de startup de um forno a indução.

Na estação de bombeamento, existem 2 bombas para tal função. A primeira é a que executa diretamente o bombeamento e a outra fica em módulo de espera, pois qualquer problema que ocorra com a bomba primária, a de espera atua automaticamente para que não coloque em risco o equipamento por falta de refrigeração.

3.1.4. Torre de Resfriamento

A Torre de Resfriamento é ligada, assim como a estação de bombeamento, a parte de refrigeração do forno. No processo de refrigeração do equipamento, a água é aquecida, trata-se de um ciclo. Em novo ciclo a água tem de novamente estar em temperatura baixa na qual se terminou o ciclo anterior.

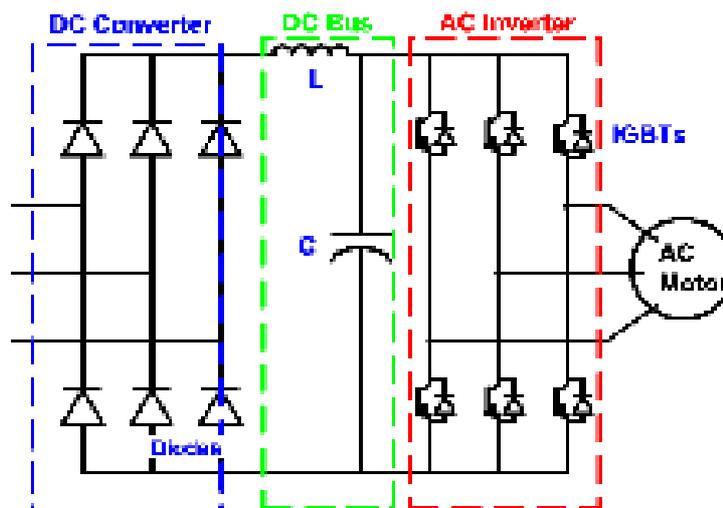
A Torre de Resfriamento faz exatamente essa função. Entre um ciclo e outro a água que já refrigerou as partes do forno entra na Torre para ser resfriada e novamente entra no ciclo de refrigeração. Existem diversos componentes para monitoração da água de refrigeração. Entre eles estão: termostatos, pressostatos, manômetros e fluxostatos com a finalidade de estarem monitorando o tempo todo, a pressão, temperatura e fluxo da água de refrigeração.

3.2. Composição Elétrica

3.2.1. Conversor de Potência

Um inversor de frequência é um dispositivo capaz de gerar uma tensão e frequências trifásicas ajustáveis, com a finalidade de controlar a velocidade de um motor de indução trifásico.

A figura 7 abaixo, mostra resumidamente o diagrama em blocos de um inversor de frequência escalar:



Fonte: Retirado do texto “Inversor”, autor: Joerg Hallwas

Figura 7 – diagrama de blocos de um inversor de frequência

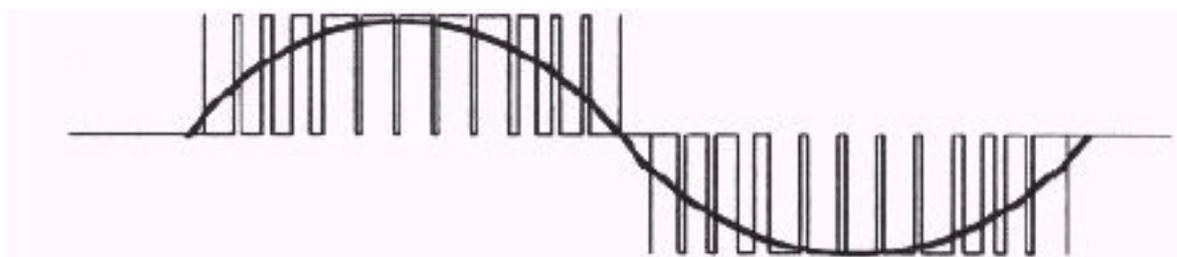
No Retificador:

Os seis diodos retificadores situados no circuito de entrada do inversor retificam a tensão trifásica da rede de entrada (L1, L2 e L3). A tensão DC resultante é filtrada pelo capacitor C e utilizada como entrada para a seção inversora.

No Inversor:

Na seção inversora, a tensão retificada DC é novamente convertida em Trifásica AC. Os transistores chaveiam várias vezes por ciclo, gerando um trem de pulsos com largura variável senoidalmente (PWM). Esta saída de tensão pulsada, sendo aplicada em um motor (carga indutiva), irá gerar uma forma de onda de corrente bem próxima da senoidal através do enrolamento do motor.

Na figura 8, a forma de onda na saída do inversor:



Fonte: Retirado do texto “Inversor”, autor: Joerg Hallwas

Figura 8 – forma de onda na saída do inversor

3.2.2. Cubículo de Proteção

Entre a linha de transmissão de média frequência 13.8kV e o transformador abaixador de tensão, que será explicado em outro tópico, existe o cubículo de proteção de MT.

Resumidamente, o Cubículo é composto por um disjuntor a vácuo para média tensão, que é acionado através de um relé de sobre corrente. Esse relé é parametrizado, de acordo do tipo de aplicação, para que caso haja um curto-circuito na instalação ele desarme o disjuntor não colocando em risco o equipamento.

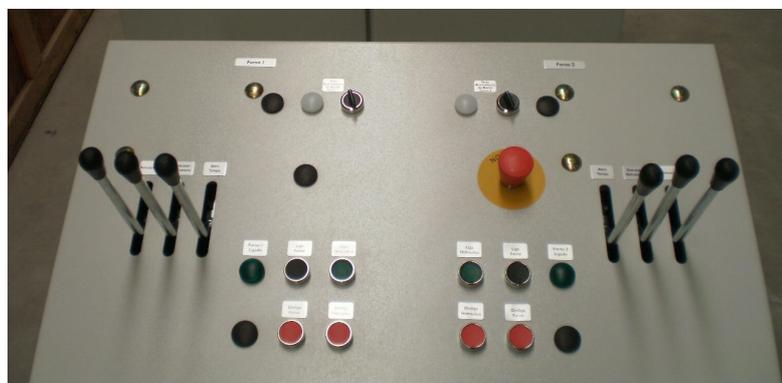
O cubículo de proteção é muito importante porque caso ocorra algum curto-circuito de grande porte no forno, ele evitará que o mesmo chegue até a linha de transmissão e comprometa a distribuição de energia elétrica na região em que o forno se encontra.

3.2.3. Púlpito de Basculamento

O púlpito é uma espécie de “mesa de operação” que geralmente fica próximo ao cadinho, a fim de facilitar a vida do operador. Para que o operador não precise ficar indo até o conversor para ligar e desligar o equipamento, o púlpito possui essa função, além da função de parada de emergência e aterramento do banho.

Todos os acionamentos hidráulicos encontram-se contidos no púlpito. Entre eles o basculamento do forno, e abrir e fechar tampa do cadinho.

Como demonstra a figura 9 a seguir:



Fonte: Fotografia tirada na fabrica ABP INDUCTION BRASIL

Figura 9 – Púlpito de Basculamento

3.2.4. Transformador de Linha

O transformador de linha é responsável em transformar a MT em BT. A tensão no primário, normalmente é 13,8kV, e a no secundário é de acordo com o tipo do equipamento em questão. Tendo em vista que existem vários tipos de fornos a indução e para esses, existem vários projetos com diferentes tensões de entrada.

4. ESTUDO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA

4.1. O que é um IGBT?

Com a invenção do primeiro tiristor de junção PNPN, houve um grande avanço nos dispositivos semicondutores de potência.

Para serem aplicados em sistemas de elevada potência e substituírem as rudimentares válvulas *ignitron*, *phanotron* e *thyatron*, os dispositivos semicondutores devem ser capazes de suportar grandes correntes e elevadas tensões reversas em seu chaveamento. Além disso, em várias aplicações de eletrônica de potência, há necessidade de uma operação em elevadas frequências de chaveamento dos dispositivos semicondutores, como, por exemplo, os inversores de tensão, necessários para a construção de filtros ativos de potência. Dessa forma, os dispositivos semicondutores devem possuir baixas perdas de potência durante o chaveamento.

Até 1970, os tiristores convencionais foram exclusivamente usados para o controle de potência em aplicações industriais. Vários tipos de dispositivos semicondutores de potência foram desenvolvidos e se tornaram disponíveis comercialmente. Estes dispositivos podem ser amplamente divididos em cinco tipos: os diodos de potência, os tiristores, os transistores bipolares de junção de potência, os MOSFET's de potência, os SIT's e os IGBT's.

Devido as características de comutação dos transistores bipolares de potência à elevada impedância de entrada dos MOSFET's, o IGBT se torna cada vez mais popular nos circuitos de controle de potência de uso industrial.

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

O IGBT reúne a facilidade de acionamento dos MOSFET's e sua elevada impedância de entrada com as pequenas perdas em condução dos TBP. Sua velocidade de chaveamento é determinada, a princípio, pelas características mais lentas – as quais são devidas às características do TBP. Assim, a velocidade dos IGBT's 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.

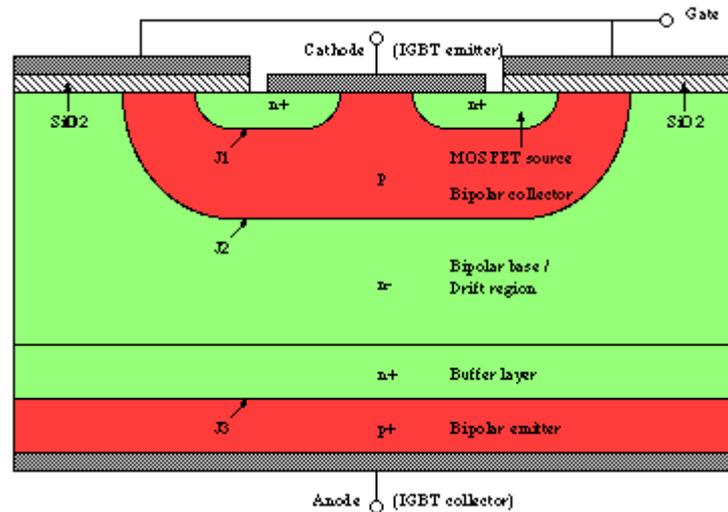
4.2. Operação Física - IGBT

A figura 10 apresenta a estrutura de um típico IGBT de canal tipo N. Onde, no caso o IGBT, terá uma dupla difusão de uma região do tipo P e uma do tipo N.

Abaixo da região da porta (*Gate*), uma camada de inversão pode ser formada a partir da aplicação de certa tensão entre a porta e o emissor (*emitter*), 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 (*collector*). 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 (*Drift region*) como é feito em um transistor bipolar do tipo PNP.

Na estrutura do IGBT, é importante notar que o terminal de porta está conectado a duas regiões – isoladas do material semiconductor através de uma camada isolante de óxido de silício (SiO_2) – ao invés de ser apenas uma região como costumamos ver em MOSFET's. Assim, o IGBT apresenta formação de dois canais ao invés de apenas um.



Fonte: Retirado do texto “O IGBT”, autor: Margorzata Lenk

Figura 10 – Estrutura de um IGBT

O IGBT é freqüentemente utilizado como uma chave, alternando os estados de condução (*On-state*) e corte (*Off-state*) os quais são controlados pela tensão de porta.

Se for aplicado uma pequena tensão de porta positiva em relação ao emissor, a junção J_1 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 porta 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 porta.

Enquanto não houver condução de corrente na região abaixo dos terminais de porta, não haverá condução de corrente entre o emissor e o coletor porque a junção J_2 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 J_2 . 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 J_2 é dependente da porção mais fracamente dopada da junção, isto é, a camada N-. Isto se deve ao fato de que a camada mais fracamente dopada resulta 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 que o dispositivo poderá 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 (*Body*). Os dispositivos práticos geralmente são projetados para possuírem uma tensão de *breakdown* entre 600 V e 1200 V.

Quando se aplica uma tensão entre porta e emissor do dispositivo, uma corrente de pequena intensidade e de curta duração circula pela porta de forma a carregar a capacitância parasita que existe entre a porta e a porção semicondutora logo abaixo do terminal de porta. A tensão faz com que um campo elétrico apareça entre o terminal de porta e a porção de semicondutor **p** logo abaixo da porta. 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 de essa região estar fortemente dopada. Ao se aumentar a tensão entre a porta e o emissor, conseqüentemente, aumenta-se esse campo elétrico e mais portadores negativos serão atraídos para a região imediatamente abaixo do terminal de porta.

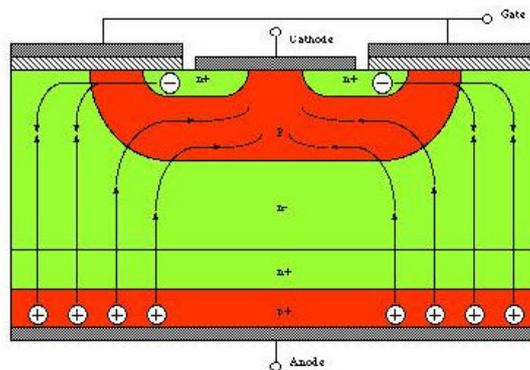
Quando a tensão entre a porta e o emissor atinge um determinado valor limite – que depende do dispositivo – conhecido como tensão de limiar (*threshold voltage*), simbolizada por V_{th} , a quantidade de elétrons livres atraídos pelo campo elétrico é tamanha que a região imediatamente abaixo da porta acaba por se transformar do tipo **p** para o tipo **n**, fenômeno conhecido como inversão – sendo 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 porta 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, atingem valores muito mais elevados que àquela 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 do IGBT 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 o 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 11 apresentada abaixo:



Fonte: Retirado do texto “O IGBT”, autor: Margorzata Lenk

Figura 11 – Esquema de operação física do IGBT

A figura 11 ilustra 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, existe uma estrutura que opera com uma corrente de dreno. Essa corrente 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 IGBT atua como o disparo do transistor.

Os IGBT's 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 I_{RR} . O máximo de corrente I_{RR} 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. Este pico de tensão é responsável por perdas e exige um aumento no tempo morto entre a condução de dois dispositivos semelhantes quando usados numa configuração de meia-ponte, como o que será mostrado no exemplo de aplicação desse dispositivo.

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 (V_{CE}), através da capacitância existente entre a porta e o coletor do dispositivo (C_{GC}).

Isso que dizer que uma variação da tensão entre o coletor e emissor (V_{CE}) tem o mesmo efeito que uma fonte de corrente interna no circuito de polarização.

Infelizmente, C_{GC} não é constante, mudando de valor com a tensão entre coletor e emissor. As maiores variações de C_{GC} 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 a porta, um aumento linear da tensão de porta é obtido.

Com a queda da tensão entre coletor e emissor V_{CE} , a corrente de polarização de porta é usada para carregar C_{GC} , e a tensão de porta permanece constante.

Mais tarde, quando a tensão entre o coletor e o emissor cai, C_{GC} aumenta de valor de tal forma que, uma pequena variação de V_{CE} é suficiente para levar a um aumento da corrente de porta. Somente quando a corrente necessária à carga se reduz novamente é que a tensão de porta aumenta.

Quando o IGBT desliga - partindo de V_{ce} baixa, V_{GE} positiva ou maior que a tensão limiar – V_{th} – a tensão de porta 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 da porta, a tensão porta-emissor se mantém constante.

Em conseqüência, V_{CE} aumenta e a maior parte da corrente de descarga da porta é usada para manter a tensão de porta constante. O processo de carga termina quando V_{CE} alcança a tensão de operação.

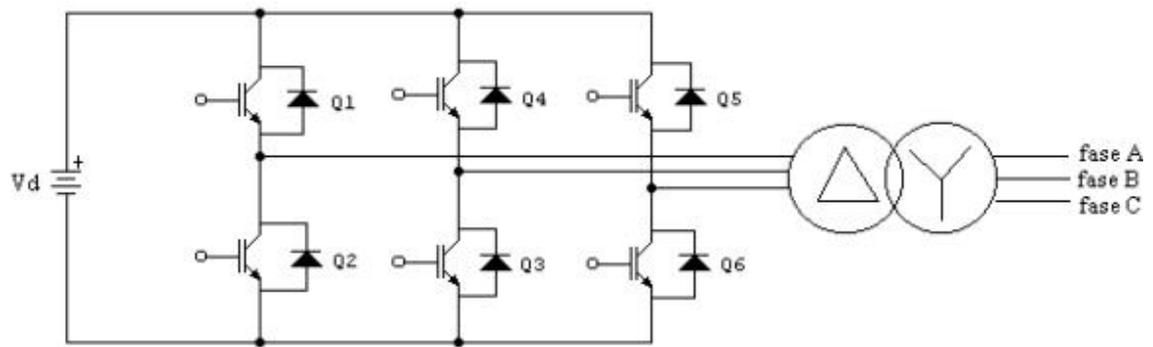
É devido ao Efeito Miller que a corrente de porta durante a comutação (ligado ou desligado) é usada antes de tudo para mudar a carga C_{GC} . Isto explica porque, carregando ou descarregando, a porta tem sua velocidade de resposta reduzida. Deve ser mencionado que as mudanças de C_{GC} e V_{CC} regulam por si próprias de tal forma que apenas a corrente disponível na porta é usada. Isso esclarece porque um resistor de grande valor ligado em série com a porta faz que todos os eventos que envolvam a comutação de uma IGBT tenham seu tempo de duração aumentado.

4.3. Aplicações dos IGBT's nos Inversores de Frequência

Uma das aplicações de IGBT que mais são utilizadas em eletrônica de potência é a construção de inversores de frequência, os quais produzem tensão alternada através de tensão contínua. Tal processo é muito utilizado na construção de filtros ativos de potência e em sistemas de transmissão HVDC de energia elétrica. A Usina de Itaipu pertencente ao Brasil e ao Paraguai produz energia com o sistema de corrente alternada, sendo que metade da produção é gerada em 60Hz e a outra metade é gerada em 50Hz. No entanto, boa parte da energia produzida pela parte paraguaia é vendida ao Brasil que consome tensão alternada em 60Hz. O problema foi resolvido instalando-se um retificador de potência que transforma a tensão a ser transmitida em tensão contínua e a energia é transmitida em DC até os centros consumidores onde é novamente alternada, agora em 60Hz para

ser enviada aos transformadores que irão abaixar a tensão para a distribuição entre os consumidores de energia. Este inversor de tensão pode geralmente ser construído com o uso de GTO's ou IGBT's. No caso de inversores de tensão que serão aplicados na construção de filtros ativos de potência dá-se preferência ao emprego de IGBT's devido à sua possibilidade de operar em elevadas frequências.

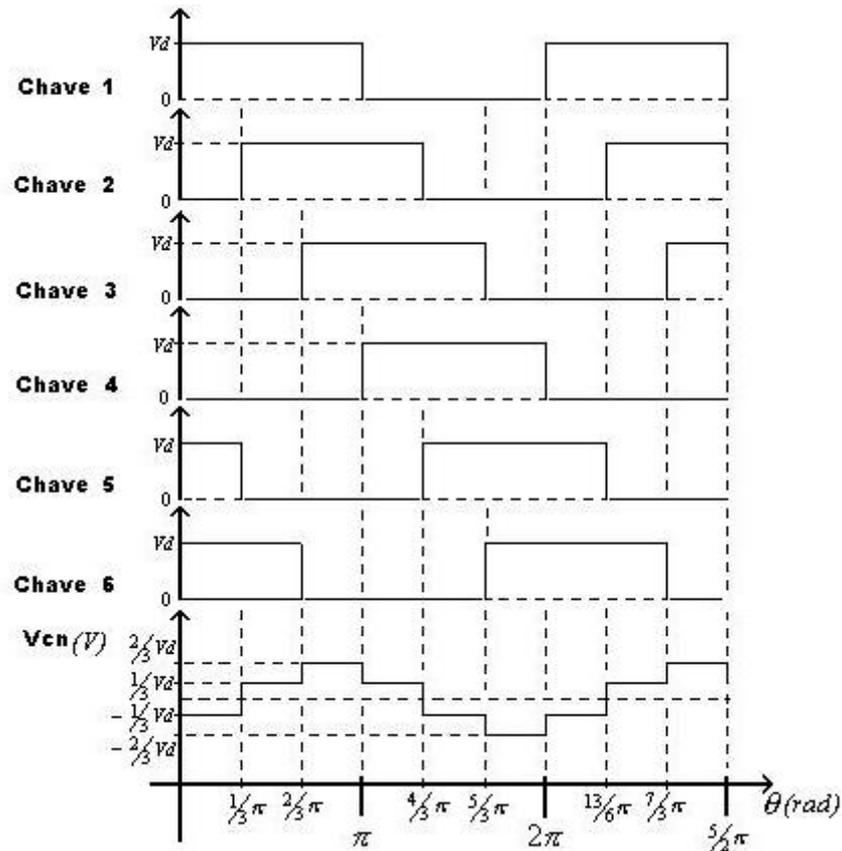
O bloco básico de construção de um inversor de tensão usando IGBT's é apresentado na figura 12 abaixo:



Fonte: Retirado do texto “Um inversor de Tensão”, autor: Erwin Dotsch

Figura 12 – Bloco funcional de um inversor de 6 pulsos

As tensões de porta de cada um dos IGBT's são controladas a partir de uma Máquina de Estados Finitos, onde cada estado corresponde ao chaveamento de apenas três IGBT's, a ordem de chaveamento é mostrada nos gráficos apresentados na figura 13, onde temos as tensões em cada uma das chaves com o tempo e a tensão total entre a fase C e o neutro da associação em Y na saída do transformador apresentado na figura 15 acima.



Fonte: Retirado do texto “Um inversor de Tensão”, autor: Erwin Dotsch

Figura 13 – Tensões em cada um dos IGBT’s e a forma de onda da tensão na fase C com relação ao neutro.

Assim, vemos que a forma de onda da tensão na fase C com respeito ao neutro é formada por 6 segmentos idealmente retos, como mostrado na figura. Por isso, este bloco funcional é denominado de um inversor de 6 segmentos. As formas de onda nas demais fases apresentam a mesma forma de onda que a da fase C, com apenas uma diferença de fase de 120° de uma em relação à outra.

4.4. Princípios de Operação

O sistema completo pode ser cortado a partir do fornecimento de energia por um disjuntor de circuito. O retificador é integrado ao módulo IGBT e ligados às três fases L1, L2 e L3 da fonte de alimentação através do disjuntor de circuito, os fusíveis de segurança e de rede trifásica. A ponte retificadora meia-controlada (Tiristor-Diodo-Ponte TDB1 TDB3 ...) serve apenas para o controle de carga dos capacitores *DC-link* (Cdc1. .. Cdc10), que também são integradas ao módulo

IGBT. A definição do *DC-link* tensão nominal da $UDC = 900V$ é alcançado quando a placa de controle do retificador do IGBT, ou seja, o IRCB, tem acionado o retificador com $\alpha = 0^\circ$. A ponte retificadora não é assim usado para regular o desempenho de potência. Isso significa que o fator de potência, que é o $\cos(\varphi)$ é $> 0,95$ ou 95% em todas as condições de funcionamento. A oferta secundária ou tensão de ligação é definida pelo *DC-link* tensão nominal e vem $U_{Lsek} = U_{dc}/1.35 = 660V$. Assim que a ligação DC-tensão nominal de 900V foi atingido, a liberação ocorre e o conversor de energia pode ser iniciado, desde que o sistema completo esteja em condições adequadas de funcionamento.

O conversor de energia completo, juntamente com o retificador e os capacitores do *DC-link* são combinados no módulo IGBT e permite um *design* compacto e de baixo indutividade do retificador de energia. O baixo acoplamento indutivo da tensão no *DC-link* é conseguido pelo barramento DC.

Um projeto de baixa indutância do sistema de corrente contínua é essencial, pois os IGBTs são operados por chaveamento e não possui um circuito de amortecimento também chamado de circuito *snubber*.

Os reatores de acoplamento $L_c = 110\mu H$ ($2 \times 55\mu H$) não servem para comutar o poder de uma diagonal para o outro, e não é portanto um reator de comutação.

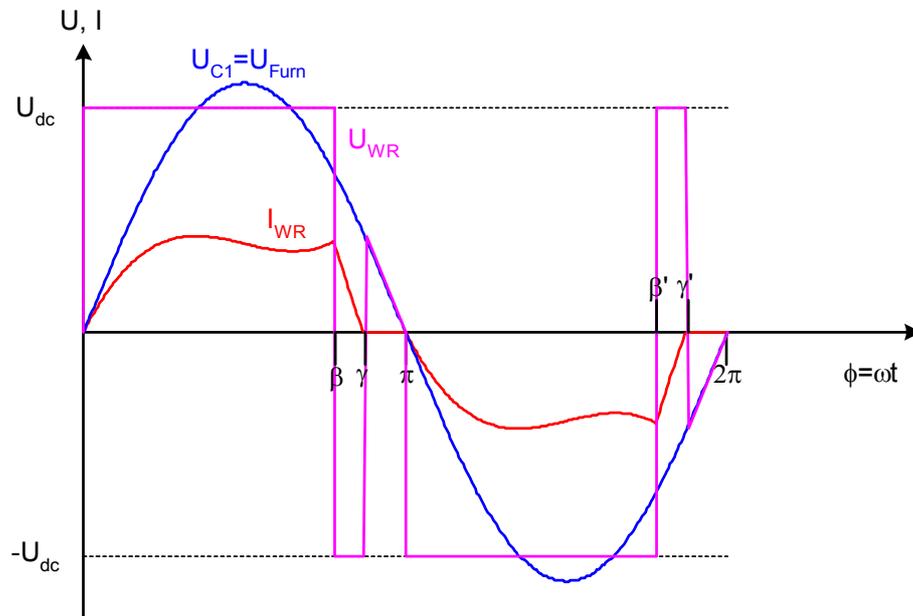
Os reatores de acoplamento servem para acoplar a tensão do *DC-link* para a tensão de saída do conversor U_{U1V1} , que por sua vez, é determinada pela condição de desligamento do inversor e a tensão do forno.

Os reatores de acoplamento devem ser instalados como uma corrente alternada. As perdas nos reatores tornam-se cada vez mais significativas nas frequências de funcionamento.

Para minimizar essas perdas, o motor de arranque é concebido como um núcleo de ar. Isso elimina as perdas de ferro (perdas de magnetização). A frequência de operação de 1000 Hz, o efeito da pele também entram em jogo. O efeito da pele minimiza o efetivo de seção transversal, de modo que as perdas de condução aumentam desproporcionalmente. O reator de acoplamento é, portanto, individualmente fios de cobre revestidos com um diâmetro de 0.2mm. Isto reduz significativamente as perdas de condução.

As curvas de tensão e corrente nos transistores do conversor na condição de operação estacionária são demonstradas na Figura 14.

As diferentes condições de comutação são descritas passo a passo pelos seguintes diagramas:



Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT– Versão *V3e_22-Okt-2003*, autor: Rainald Lürick

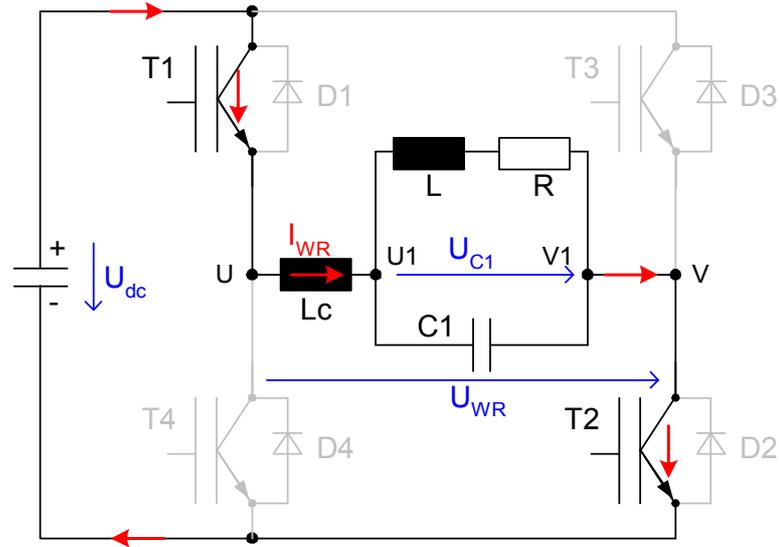
Figura 14 - Esquema da curva de tensão e corrente para o inversor em operação nominal

4.5. Funcionamento do Inversor

Time range 1 ($0 \leq \phi \leq \beta$):

No tempo $\phi = 0^\circ$, T1 e T2 estão ligados, de modo que a matriz diagonal A conduz. O tempo de ligação é sincronizado com a tensão do forno.

A tensão de saída do inversor UWR é equivalente ao do *DC-link* cuja tensão $U_{dc} = 900V$ e dirige uma corrente IWR crescente de tensão positiva através dos transistores T1 e T2 e o reator de acoplamento L_c . A curva de tensão do IWR é limitada apenas pela tensão U_{C1} e a indutividade do reator de acoplamento L_c .

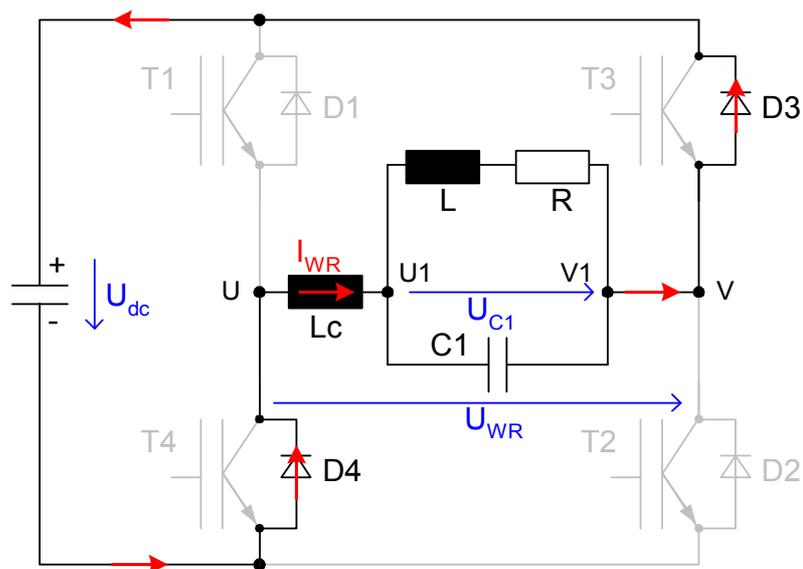


Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT– Versão *V3e_22-Okt-2003*, autor: Rainald Lürick

Figura 15 - Esquema do circuito do inversor IGBT no time range 1

Time range 2 ($\beta \leq \phi \leq \varphi$):

No tempo $\phi = \beta$ os transistores T1 e T2 são desligados novamente. O reator de acoplamento Lc agora dirige a tensão positiva do IWR através de diodos D3 e D4. A tensão de saída UWR do conversor agora é equivalente à tensão negativa UDC do *DC-link*. Juntamente com a tensão do forno (tensão recíproca) UC1, este, neutraliza o fluxo de corrente de IWR. A tensão rapidamente cai para zero. D3 e D4 agora também estão bloqueados.

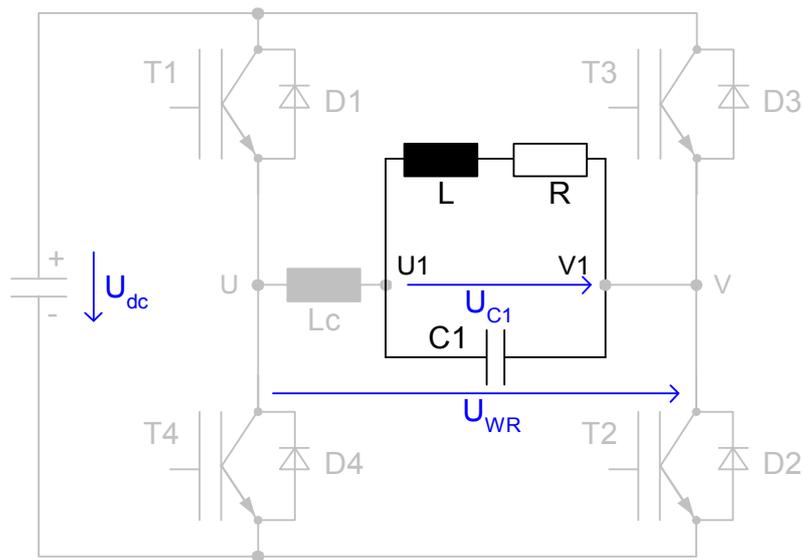


Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT– Versão *V3e_22-Okt-2003*, autor: Rainald Lürick

Figura 16 - Esquema do circuito do inversor IGBT no time range 2

Time range 3 ($\beta \leq \phi \leq \pi$):

Todas as tensões, exceto para a tensão de circuito ressonante, são zero. O circuito ressonante do forno, no entanto continua a oscilar. Se a tensão do forno agora se torna negativo, diagonal B será ativada por controle eletrônico. Portanto, no tempo $\phi = \pi$, os transistores T3 e T4 serão ligados.

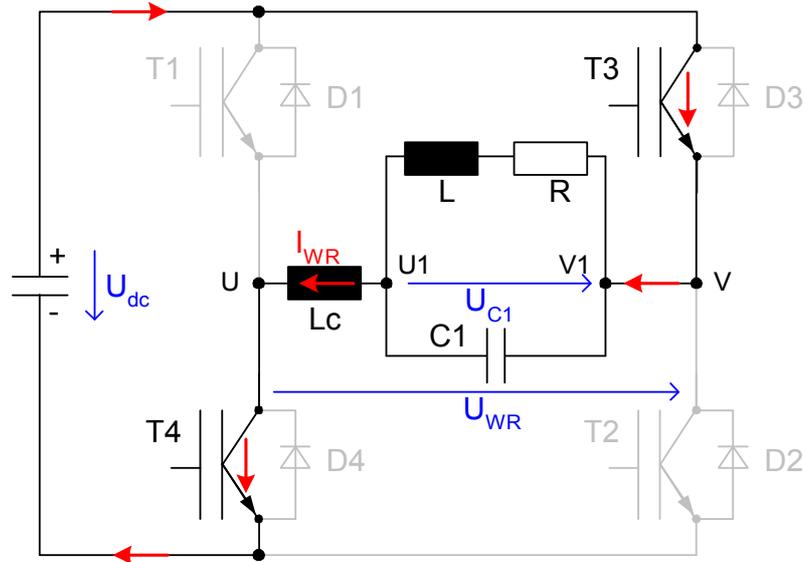


Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT– Versão V3e_22-Okt-2003, autor: Rainald Lürick

Figura 17 - Esquema do circuito do inversor IGBT no time range 3

Time tange 4 ($\pi \leq \phi \leq \beta'$):

Sincronizada com a tensão do forno, os transistores T3 e T4, agora serão ligados no momento $\phi = \pi$, de modo que diagonal B conduza. A tensão de saída do inversor UWR é equivalente à tensão negativa U_{dc} do *DC-link* e dirige uma corrente negativa IWR através dos transistores T3 e T4 e do reator de acoplamento L_c . O aumento da corrente negativa e também é limitado pela tensão negativa recíproca U_{C1} .

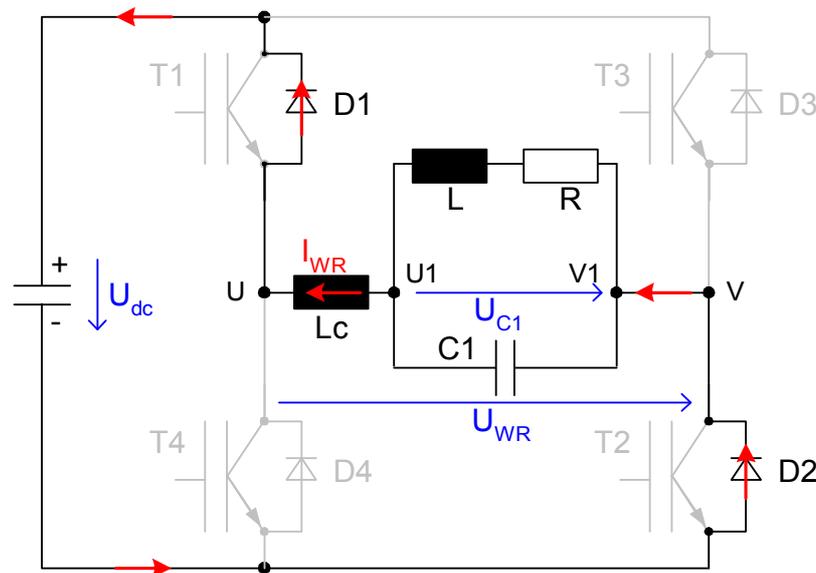


Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT- Versão *V3e_22-Okt-2003*, autor: Rainald Lürick

Figura 18 - Esquema do circuito do inversor IGBT no time range 4

Time range 5 ($\beta' \leq \phi \leq \phi'$):

No tempo $\phi = \beta'$, os transistores T3 e T4 estão desligados. O reator de acoplamento Lc inicialmente continua a impulsionar a corrente negativa IWR através dos diodos D1 e D2. A tensão de saída do inversor UWR agora é equivalente a tensão do DC-link positivo + UDC. Juntamente com a recíproca tensão UC1, este, neutraliza o fluxo de corrente de IWR. A corrente negativa rapidamente cai para zero. D1 e D2 agora também se encontram bloqueados.



Fonte: Retirado de Descrições Técnicas Conversor IGBT– Versão *V3e_22-Okt-2003*, autor: Rainald Lürick

Figura 19 - Esquema do circuito do inversor IGBT no time range 5

Time range 6 ($\varphi' \leq \phi \leq 2\pi$):

Todas as tensões, exceto para a tensão de circuito ressonante são zero. O circuito ressonante do forno no entanto continua oscilante. Se a tensão do forno agora torna-se positiva, os transistores T1 e T2 serão ligados e o padrão de mudança pode ser mantido em sincronização com a tensão do forno.

4.6. Comparativo: IGBT's X outros semicondutores de Potência

Embora tiristores sejam os dispositivos com maior capacidade de corrente e de tensão entre os dispositivos de estado sólido, eles não podem operar em frequências muito acima da rede elétrica.

Em geral, capacitores são componentes volumosos e caros, o que faz com que o aumento da frequência seja uma alternativa muito atraente. Assim, cada vez mais há necessidade de que os dispositivos de potência trabalhem em maiores frequências. Nos tiristores, o início da condução ocorre quando se tem a injeção de corrente elétrica na porta (*gate*), portanto trata-se de um componente controlado por corrente.

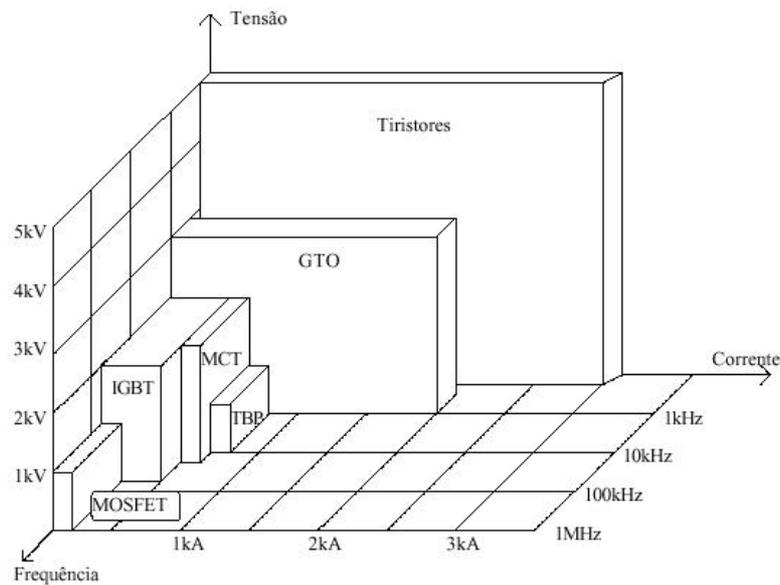
Como a operação dos tiristores fica limitada em frequência, outros dispositivos são desenvolvidos para tal fim.

O IGBT consiste em um transistor bipolar PNP acionado por um mosfet canal-n em uma configuração do tipo pseudo-darlington.

Um detalhe muito importante nesse tipo de estrutura é que no pseudo-darlington o transistor PNP nunca está em saturação profunda, o que faz com que um IGBT tenha tempos de armazenamento inferiores aos tiristores, tornando-os mais rápidos que estes. Hoje é comum encontrarmos IGBTs que operem até 100kHz.

Os IGBTs são acionados por tensão, diferentemente dos tiristores que são acionados por corrente elétrica.

Na figura 20, é mostrado o gráfico contendo uma comparação entre os principais dispositivos semicondutores de potência quanto às suas características de tensão, corrente e frequência de operação. Nesta figura, é possível observar 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 podemos 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. Como podemos notar a partir deste gráfico, a região de operação segura do IGBT é maior que as regiões reservadas ao MOSFET e ao transistor TBP, o que era desejado.



Fonte: Mohan, Undeland, Robbins, "Power Electronics", Second edition

Figura 20 – Gráfico comparativo entre semicondutores de potência

5. IMPACTOS NA REDE DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

5.1. Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica

A análise baseia-se no texto da recomendação IEEE-519 que trata de práticas e requisitos para o controle de harmônicas no sistema elétrico de potência. No referido texto são identificadas diversas referências específicas sobre os diferentes fenômenos abordados.

Serão apresentados os equipamentos, referentes aos fornos a indução, e fenômenos que produzem contaminação harmônica no sistema elétrico. Quando se fizer referência ao termo ideal, pode-se desconsiderar os efeitos indutivos do sistema de alimentação, ou seja, considera-se a alimentação feita a partir de uma fonte ideal.

- Em Conversores

Alguns casos típicos de componentes harmônicas produzidas por conversores eletrônicos de potência, tais como retificadores e controladores CA.

- Formas de onda em conversores ideais

A figura 21 mostra um retificador a diodos alimentando uma carga do tipo RL, ou seja, que tende a consumir uma corrente constante, caso sua constante de tempo seja muito maior do que o período da rede.

Na figura 22 tem-se a forma de tensão de saída do retificador, numa situação ideal. Supondo uma corrente constante, sem ondulação sendo consumida pela carga, a forma de onda da corrente na entrada do retificador é mostrada na figura 23.

As amplitudes das componentes harmônicas deste sinal seguem a equação:

$$I_h = I / h ;$$

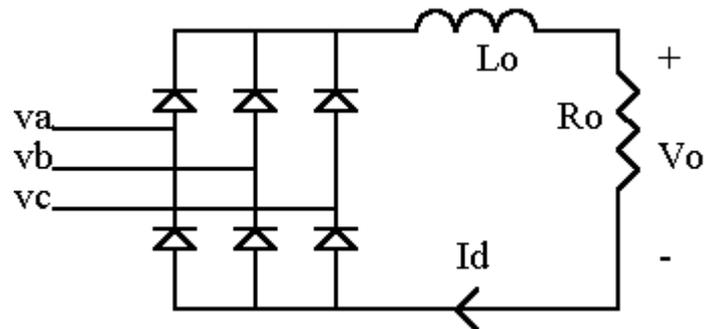
$$h = k * q * (+ - 1) ;$$

onde:

h é a ordem harmônica;

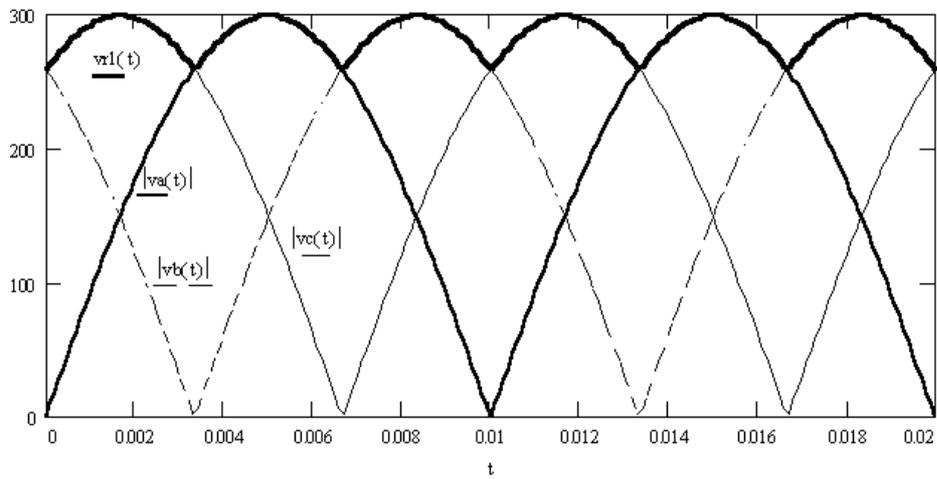
k é qualquer inteiro positivo;

q é o número de pulsos do circuito retificador (6, no exemplo).



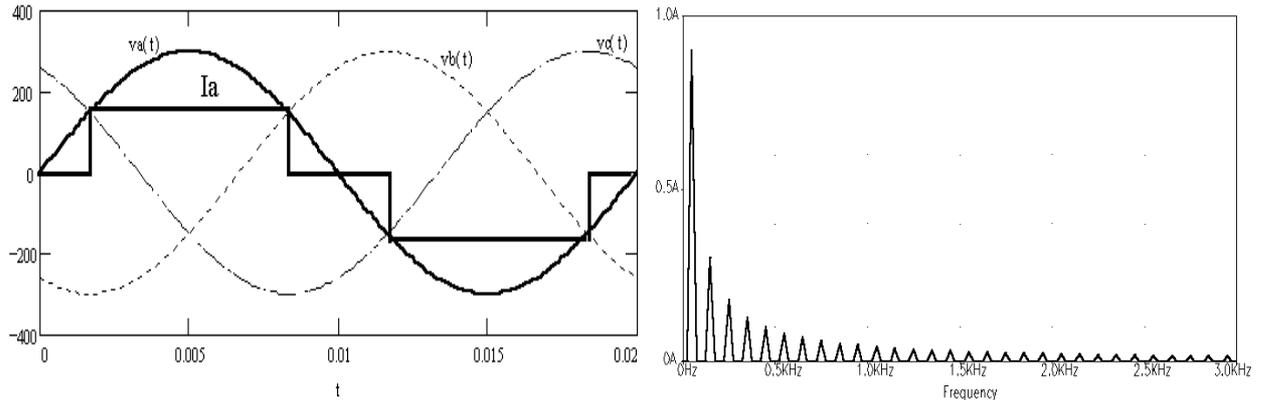
Fonte: Retirado do texto “Formas de onda em conversores”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 21 - Circuito retificador trifásico, com carga RL.



Fonte: Retirado do texto “Formas de onda em conversores”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 22 - Tensão de saída de retificador ideal.



Fonte: Retirado do texto “Formas de onda em conversores”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 23 - Tensões e corrente de entrada com carga indutiva ideal (a) e espectro da corrente (b).

5.2. Problemas encontrados, nos fornos a indução, devido as harmônicas

O grau com que harmônicas podem ser toleradas em um sistema de alimentação, depende da susceptibilidade da carga ou da fonte de potência. Os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimento (carga resistiva), para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal como, por exemplo, equipamentos de comunicação e processamento de dados. No entanto, mesmo para as cargas de baixa susceptibilidade, a presença de harmônicas (de tensão ou de corrente) pode ser prejudicial, produzindo maiores esforços nos componentes e isolantes.

- Motores e geradores

O maior efeito dos harmônicos em máquinas rotativas, indução e síncrona, é o aumento do aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre. Afeta em, assim, sua eficiência e o torque disponível. Além disso, tem-se um possível aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação senoidal.

Outro fenômeno é a presença de harmônicos no fluxo, produzindo alterações no acionamento, como componentes de torque que atuam no sentido oposto ao da fundamental, como ocorre com o 5^o, 11^o, 17^o, etc. harmônicos. Isto significa que tanto o quinto componente quanto o sétimo induzem uma sexta harmônica no rotor. O mesmo ocorre com outros pares de componentes.

O sobre-aquecimento que pode ser tolerado depende do tipo de rotor utilizado. Rotores bobinados são mais seriamente afetados do que os de gaiola. Os de gaiola profunda, por causa do efeito pelicular, que conduz a condução da corrente para a superfície do condutor em frequências elevadas, produzem maior elevação de temperatura do que os de gaiola convencional.

O efeito cumulativo do aumento das perdas reflete-se numa diminuição da eficiência e da vida útil da máquina. A redução na eficiência é indicada na literatura como de 5 a 10% dos valores obtidos com uma alimentação senoidal. Este fato não se aplica em máquinas projetadas para alimentação a partir de inversores, mas apenas àquelas de uso em alimentação direta da rede.

Algumas componentes harmônicas, ou pares de componentes (por exemplo, 5^a e 7^a, produzindo uma resultante de 6^a harmônica) podem estimular oscilações mecânicas em sistemas turbina-gerador ou motor-carga, devido a uma potencial excitação de ressonâncias mecânicas. Isto pode levar a problemas industriais como, por exemplo, na produção de fios, em que a precisão no acionamento é elemento fundamental para a qualidade do produto.

- Transformadores

Também neste caso tem-se um aumento nas perdas. Harmônicos na tensão aumentam as perdas ferro, enquanto harmônicos na corrente elevam as perdas cobre. A elevação das perdas cobre deve-se principalmente ao efeito pelicular, que implica numa redução da área efetivamente condutora à medida que se eleva a frequência da corrente.

Normalmente as componentes harmônicas possuem amplitude reduzida, o que colabora para não tornar esses aumentos de perdas excessivos. No entanto, podem surgir situações específicas (ressonâncias, por exemplo) em que surjam componentes de alta frequência e amplitude elevada.

Além disso, o efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência.

Associada à dispersão existe ainda outro fator de perdas que se refere às correntes induzidas pelo fluxo disperso. Esta corrente manifesta-se nos enrolamentos, no núcleo, e nas peças metálicas adjacentes aos enrolamentos. Estas perdas crescem proporcionalmente ao quadrado da frequência e da corrente.

Tem-se ainda uma maior influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamento) que podem realizar acoplamentos não desejados e, eventualmente, produzir ressonâncias no próprio dispositivo.

- Cabos de alimentação

Em razão do efeito pelicular, que restringe a secção condutora para componentes de frequência elevada, também os cabos de alimentação têm um aumento de perdas devido às harmônicas de corrente. Além disso, tem-se o chamado "efeito de proximidade", o qual relaciona um aumento na resistência do condutor em função do efeito dos campos magnéticos produzidos pelos demais condutores colocados nas adjacências.

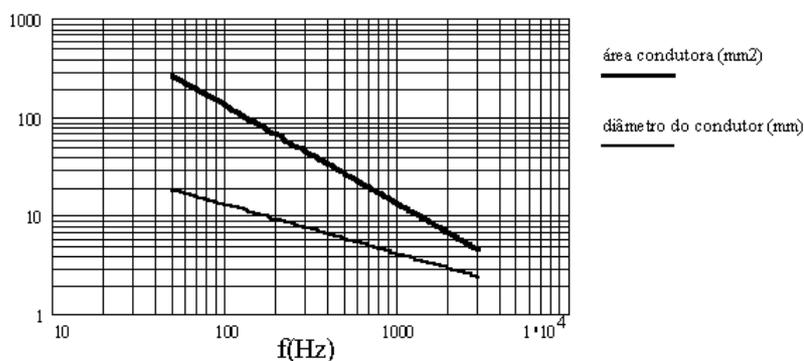
A figura 24 mostra curvas que indicam a seção transversal e o diâmetro de condutores de cobre que devem ser utilizados para que o efeito pelicular não seja significativo (aumento menor que 1% na resistência). Para 3kHz o máximo diâmetro aconselhável é aproximadamente 1mm ordem de grandeza menor do que para 50Hz. Ou seja, para frequências acima de 3 kHz um condutor com diâmetro maior do que 2,5 mm já começa a ser significativo em termos de efeito pelicular.

Além disso, caso os cabos sejam longos e os sistemas conectados tenham suas ressonâncias excitadas pelas componentes harmônicas, podem aparecer elevadas sobre-tensões ao longo da linha, podendo danificar o cabo.

Na figura 25 tem-se a resposta em frequência, para uma entrada em tensão, de um cabo de 10 km de comprimento, com parâmetros obtidos de um cabo trifásico 2 AWG, 6 kV. As curvas mostram o módulo da tensão no final do cabo, ou seja, sobre a carga (do tipo RL). Dada a característica indutiva da carga, esta se comporta praticamente como um circuito aberto em frequências elevadas. Quando o comprimento do cabo for igual a $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda do sinal injetado, este "circuito aberto" no final da linha reflete-se como um curto-circuito na fonte. Isto se repete para todos os múltiplos ímpares desta frequência. As duas curvas mostradas referem-se à resposta em frequência sem e com o efeito pelicular. Nota-se que considerando este efeito tem-se uma redução na amplitude das ressonâncias, devido ao maior amortecimento apresentado pelo cabo por causa do aumento de sua resistência.

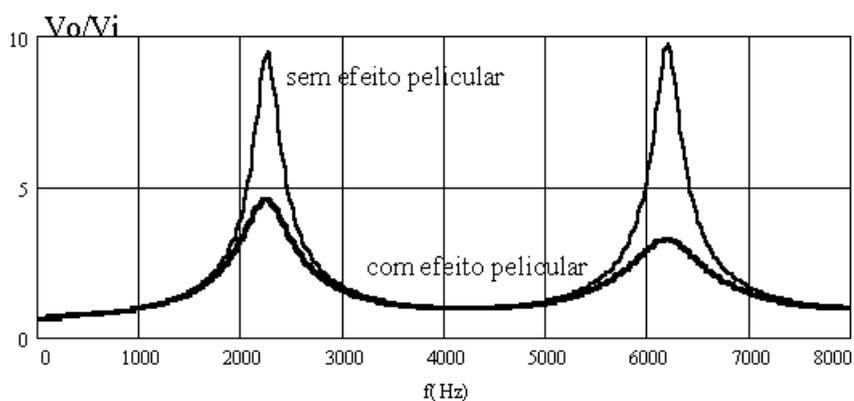
Na figura 26 tem-se a perfil do módulo da tensão ao longo do cabo quando o sinal de entrada apresentar-se na primeira frequência de ressonância. Observe que a sobre-tensão na carga

atinge quase 4 vezes a tensão de entrada (já considerando a ação do efeito pelicular). O valor máximo não ocorre exatamente sobre a carga porque ela não é, efetivamente, um circuito aberto nesta frequência de aproximadamente 2,3 kHz.



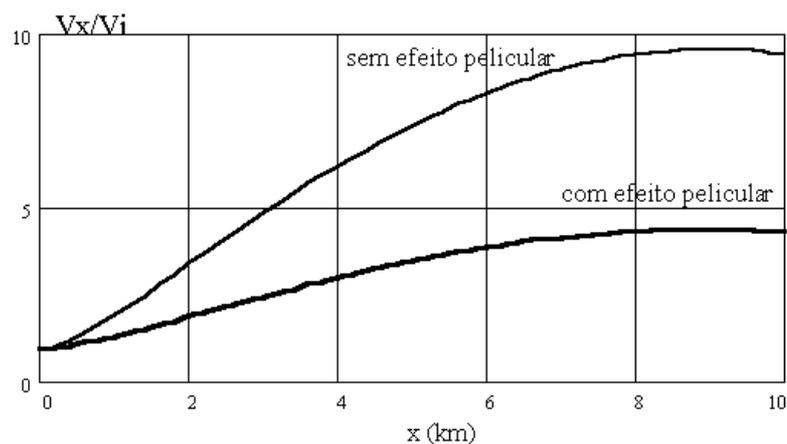
Fonte: Retirado do texto “Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 24 - Área de seção e diâmetro de fio de cobre que deve ser usado em função da frequência da corrente para que o aumento da resistência seja menor que 1%.



Fonte: Retirado do texto “Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 25 - Resposta em frequência de cabo trifásico (10 km).

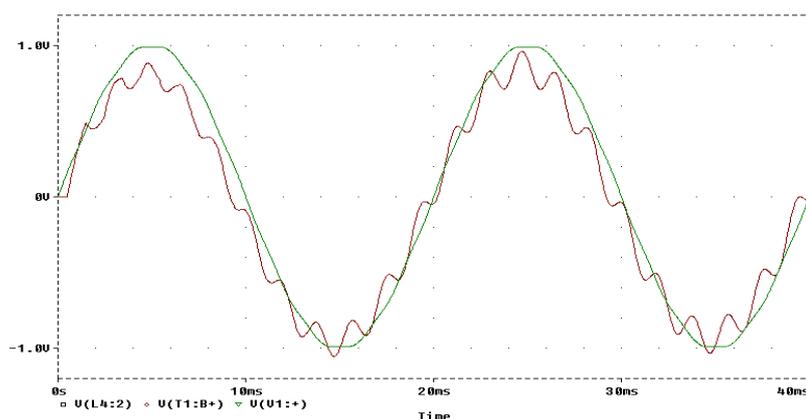


Fonte: Retirado do texto “Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 26 - Perfil de tensão ao longo do cabo na frequência de ressonância.

Na figura 27 tem-se a resposta no tempo de uma linha de 40 km (não incluindo o efeito pelicular), para uma entrada senoidal (50Hz), na qual existe uma componente de 1% da harmônica que coincide com a frequência de ressonância do sistema (11^a). Observe como esta componente aparece amplificada sobre a carga.

À medida que aumenta o comprimento do cabo à ressonância se dá em frequência mais baixa, aumentando a possibilidade de amplificar os harmônicos mais comuns do sistema.



Fonte: Retirado do texto “Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 27 - Resposta no tempo de cabo de transmissão a uma entrada com componente na frequência de ressonância.

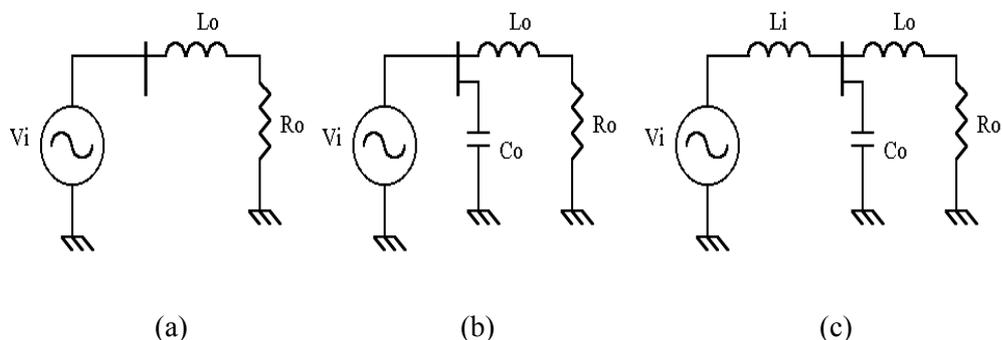
- Capacitores

O maior problema é a possibilidade de ocorrência de ressonâncias, excitadas pelas harmônicas, podendo produzir níveis excessivos de corrente e/ou de tensão. Além disso, como a reatância capacitiva diminui com a frequência, tem-se um aumento nas correntes relativas às harmônicas presentes na tensão.

As correntes de alta frequência, que encontrarão um caminho de menor impedância pelos capacitores, elevarão as suas perdas ôhmicas. O decorrente aumento no aquecimento do dispositivo encurta a vida útil do capacitor.

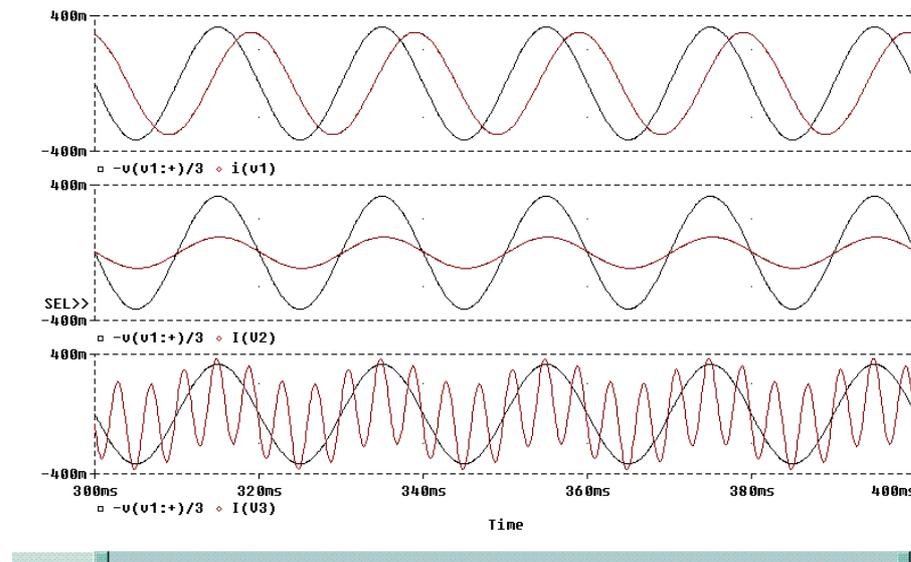
A figura 28 mostra um exemplo de correção do fator de potência de uma carga e que leva à ocorrência de ressonância no sistema. Na figura 29 são mostradas as figuras relativas à tensão e às correntes da fonte nos diferentes circuitos.

Considere o circuito (a), no qual é alimentada uma carga do tipo RL, apresentando um baixo fator de potência. No circuito (b), é inserido um capacitor que corrige o fator de potência, como se observa pela forma da corrente mostrada na figura 29 (intermediária). Suponhamos que o sistema de alimentação possua uma reatância indutiva, a qual interage com o capacitor e produz uma ressonância série (que conduz a um curto-circuito na frequência de sintonia). Caso a tensão de alimentação possua uma componente nesta frequência, esta harmônica será amplificada. Isto é observado na figura 29 (inferior), considerando a presença de uma componente de tensão de 5ª harmônica, com 3% de amplitude. Observe a notável amplificação na corrente, o que poderia produzir importantes efeitos sobre o sistema.



Fonte: Retirado do texto “Equipamentos eletrônicos”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 28 - Circuitos equivalentes para análise de ressonância da linha com capacitor de correção do fator de potência.

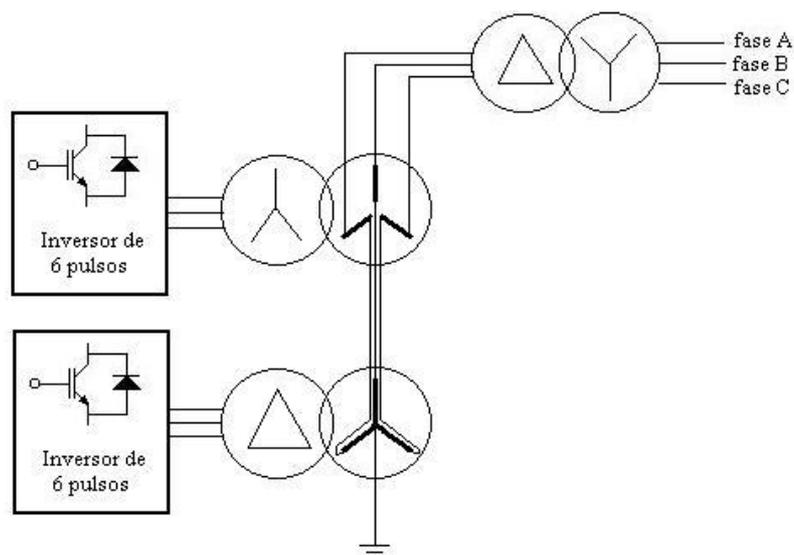


Fonte: Retirado do texto “Equipamentos eletrônicos”, autor: José Antenor Pomilio

Figura 29 - Formas de onda relativas aos circuitos da figura 29: (a) - superior; (b) - intermediário; (c) - inferior.

5.3. Melhorias referente as distorções harmônicas

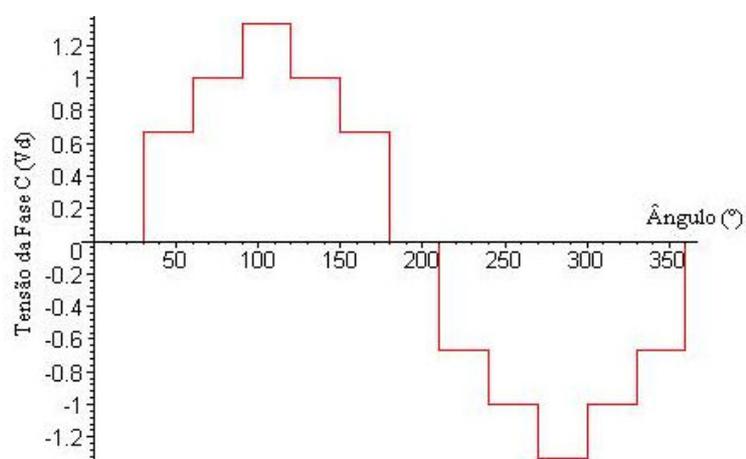
A forma de onda na saída do inversor é semelhante a uma forma de onda senoidal, embora ainda possua muita distorção harmônica que possui componentes harmônicos de frequências mais altas. Para melhorar o desempenho do inversor, geralmente o que se usa é a associação de mais blocos de inversores de 6 segmentos como o mostrado abaixo em série, da seguinte forma apresentada na figura 30:



Fonte: Retirado do texto “Um inversor de Tensão”, autor: Erwin Dotsch

Figura 30 – Esquema de um inversor de 12 segmentos com dois blocos de inversores de 6 segmentos.

Cada um dos inversores mostrados na figura acima é idêntico ao inversor de 6 segmentos do esquema anterior e geram as mesmas formas de onda. No entanto, o primeiro transformador é do tipo Y-Y, fazendo com que a forma de onda na saída não apresente nenhuma defasagem com relação ao sinal original; já no caso do segundo transformador do tipo D-Y, temos que a saída será defasada em 30° com relação à forma de onda original. Assim, a saída deste inversor será formada pela forma de onda de 6 segmentos normal somada a esta mesma forma de onda deslocada de 30° , o que irá gerar uma forma de onda na saída de 12 segmentos como mostrado na figura 31:



Fonte: Retirado do texto “Um inversor de Tensão”, autor: Erwin Dotsch

Figura 31 – Forma de onda da saída do inversor de 12 pulsos

Essa forma de onda se aproxima mais de uma senóide do que a forma de onda anterior. Para suavizar esta forma de onda de forma que se aproxime mais de uma senóide, bastando para isso utilizar um filtro passa-baixas para eliminar as componentes de altas frequências que são responsáveis pelas transições abruptas dessa forma de onda e causam um elevado fator de distorção harmônica.

No caso dos fornos a indução, os inversores de frequência, geralmente trabalham com 6, 12 e 24 pulsos. A tabela a seguir mostra a distorção harmônica para os três tipos de inversores:

TABELA1: Corrente harmônica em % da forma de onda fundamental

Harmonic current	6-pulse	12-pulse	24-pulse
5.	18.6	1.8	1.8
7.	12.4	1.1	1.1
11.	6.4	5.6	0.6
13.	4.6	3.8	0.4
17.	2.2	0.2	0.2
19.	1.5	0.1	0.1
23.	0.6	0.7	0.7
25.	0.6	0.7	0.7

Fonte: Adaptado da apresentação do Joerg Lenze IGBT Modul - Dortmund 2009

Pela tabela é possível observar que quanto maior o numero de pulsos que o inversor possuir, menor será a distorça harmônica na rede de transmissão de energia elétrica.

6. PREOCUPAÇÃO COM O MEIO AMBIENTE

Hoje em dia, um assunto que esta em pauta em todos os setores da indústria mundial, é a sustentabilidade. Quando nos referimos às indústrias de fundição e forjaria de metais esse assunto torna-se mais agravante pois na fusão do metal utiliza-se um equipamento bastante agressivo ao meio ambiente.

Atualmente, as industriais fabricantes de fornos a indução desenvolveram e continuam a desenvolver diversos mecanismos para que a agressão ao meio ambiente seja a mínima possível.

Sustentabilidade passa a ser o equilíbrio entre economia, ecologia e sociologia. E por que não falar que também é uma forma de estratégia de “marketing” em todo o mundo.

No caso dos fornos a indução que estão sendo estudados no trabalho, existem diversos mecanismos de economia de energia e conseqüentemente preocupação com o meio ambiente devido ao alto rendimento energético.

Partes do forno com alta eficiência energética: Fornalha, Fonte de Potência, Transformador e Estação de Bombeamento.

No processo de fusão pode-se observar um alto nível energético, entre eles: Quando o forno esta trabalhando em sistema *TWIN-POWER*, maior eficiência no tamanho da panela coletora de metal fundido, o sistema de exaustão só trabalha apenas quando a tampa é aberta, economizando grande quantidade de energia, e o sistema de basculamento é muito mais eficiente do que fornos que utilizam painéis abertos para coleta do metal fundido.

Outro sistema bastante importante e presente no equipamento estudado é o sistema de exaustão. No processo de basculamento do forno para a coleta do metal fundido, um gás com alto índice de CO₂ é liberado na atmosfera. Mas pensando no bem do meio ambiente, foi desenvolvido o sistema de exaustão para sugar todo esse gás tóxico ao meio ambiente. É a famosa tampa tornado.

O equipamento tem longa vida de duração, estima-se que um forno a indução a cadinhos suporte duas gerações de fundidores. É de fácil manutenção, baixo custo de peças de reposição.

Atualmente, o mundo esta ciente de que a água talvez seja o elemento mais importante e que corremos serio risco de ficar sem nas próximas gerações. Com esse pensamento em mente, damos

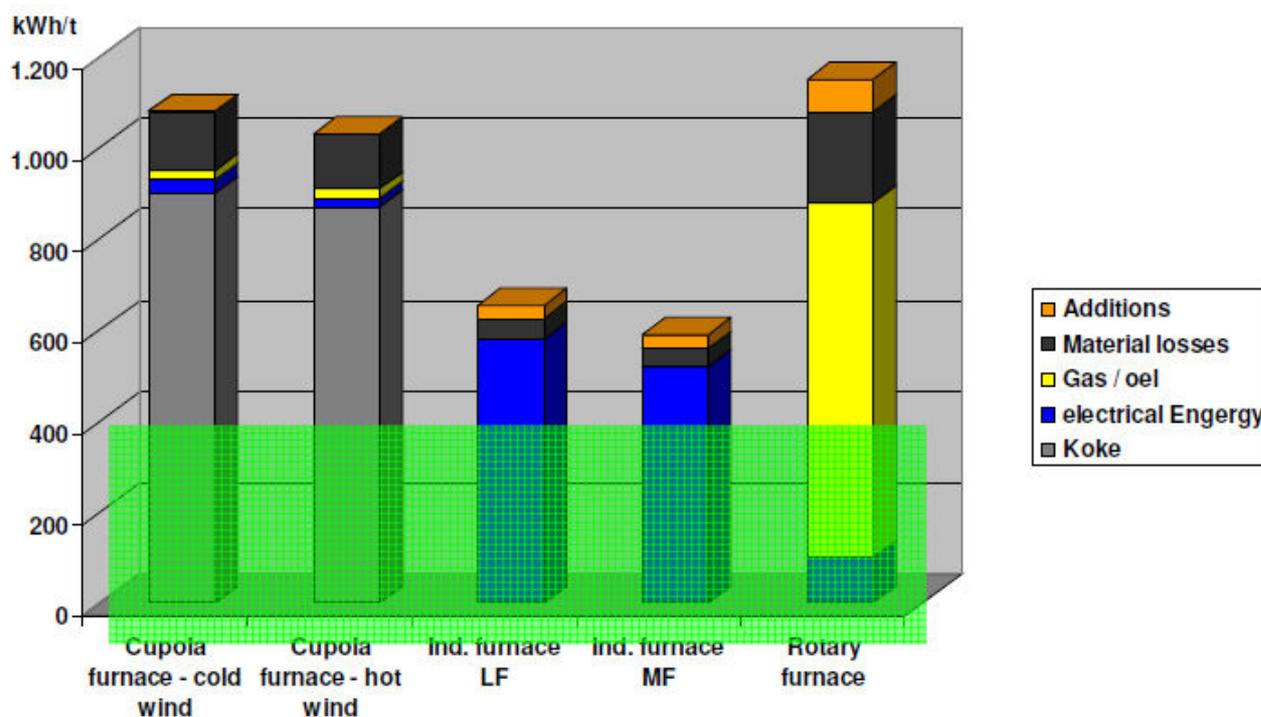
destaque aos fornos a indução a cadinhos, pois a principal característica destes em relação ao meio ambiente, é que esse tipo de forno não desperdiça água.

6.1. Vantagens do Aquecimento Indutivo

O avanço da tecnologia também atingiu as indústrias de fundição de forjaria de metais. Com o passar dos anos, os fornos a indução também sofreram melhorias em seu desempenho.

Existem diferentes tipos de mecanismos para a fundição de metais. A indução citada até a gora no trabalho é apenas um deles, porém o foco a ser estudado.

O gráfico 32 mostra a entalpia para derretimento de ferro a 1500 °C em 396kWh/t.



Fonte – GIFA 2011_Eficiência Energética_en110621

Gráfico 32 – Entalpia para derretimento de ferro a 1500 °C em 396kWh/t

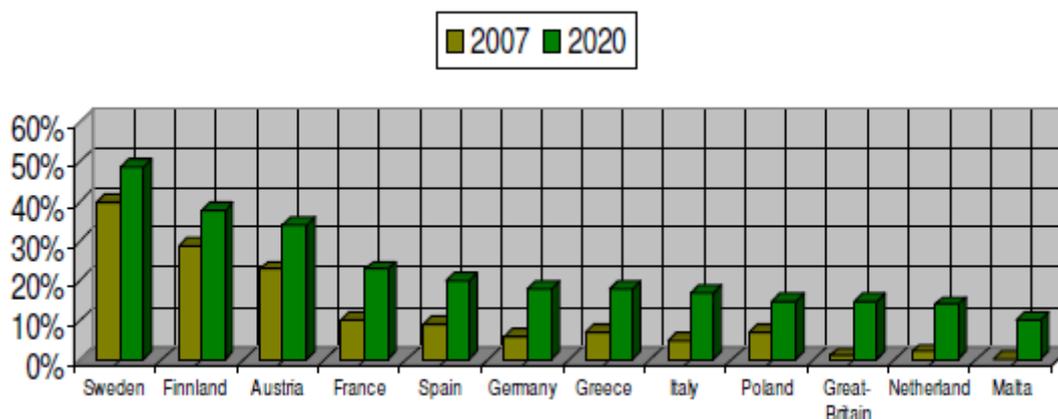
Através desse gráfico pode-se observar que aparecem novos mecanismos de fusão além dos indutivos.

O “Cupoia Furnace” é o famoso forno cubilô, e seu princípio de funcionamento consiste basicamente na queima de carvão mineral para atingir a temperatura necessária para a fusão do metal em questão.

Outro forno que está presente no gráfico é o “rotary furnace”, ou seja, o forno rotativo e seu princípio de operação é a queima de óleo e gás mineral para que a temperatura de fusão seja atingida.

Os fornos a indução levam larga vantagem quando se diz respeito a eficiência energética e sustentabilidade para com o meio ambiente e eficiência energética por se tratar de fornos basicamente elétricos e com fator de potência em torno de 95%.

O gráfico 33 mostra uma projeção futura em % para a redução de CO₂ na atmosfera através da indústria de fusão de metal:



Fonte – GIFA 2011_Eficiência Energética_en110621

Gráfico 33 – Projeção futura para redução de CO₂ na Europa

A redução de CO₂ na atmosfera já é uma realidade, e será maior nos próximos anos. Isso quer dizer que as industriais já estão aumentando, para a fusão de metal, os fornos a indução mais do que os outros tipos de fornos.

Dentre as existentes, a indução é a forma de derreter metais mais eficiente e ecologicamente correta no mercado.

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi possível verificar no decorrer desse trabalho que o setor de fundição e forjaria de metal estão crescendo gradativamente com o passar dos anos. Isso acontece porque cada vez mais estamos dependentes de equipamento de origem metálica e, portanto há a necessidade de fabricação de cada vez mais equipamentos para tal fim.

Observou-se que com o aumento do numero de fornos a indução, tem que se ter uma preocupação com a qualidade da energia elétrica porque são equipamentos que trabalham em frequências elevadas, diferentes das de linha, e devido ao processo de comutação dos semicondutores de potência para tal fim, as linhas de transmissão de energia elétrica sofrem danos.

Devido aos impactos causados nas linhas de transmissão as concessionárias de energia, através de contratos, aplicam multa a empresa que não atingir um fator de potencia superior a 0,92 ,ou seja, o equipamento tem que ter rendimento energético superior a 92% para que os impactos na linha de transmissão sejam satisfatórios e os problemas serem os menores possíveis.

Pôde-se observar que através dos conversores de potência com o uso de IGBT's, o rendimento energético do equipamento melhorou, e seu fator de potência atinge em torno de 0,95 ou 95%, estando livre de multas. O IGBT é um componente relativamente novo se comparado aos demais componentes de potência, e sua principal deficiência é de não suportar trabalhar em altas potências mas que através de estudos e pesquisas esta ganhando mercado e hoje existem diversos fornos a indução a IGBT's que podem atingir potencias na casa de mega watts.

Outro agravante que foi demonstrado é com relação ao meio ambiente, tema que preocupa o mundo todo atualmente, em consequência do problema do aquecimento global, problema no qual, o crescimento da fundição metálica tem grande participação.

Foi dado destaque para a fusão por indução, que através de dados e estudos leva larga vantagem em sustentabilidade e eficiência energética.

Os fornos a indução e seus devidos impactos na linha de transmissão aqui estudados atendem as exigências mínimas de eficiência energética exigidos pelos setores responsáveis pela qualidade da energia elétrica e cada vez mais com o desenvolvimento tecnológico de componentes eletro-eletrônicos estão melhorando seu desempenho energético e sustentável.

8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. AHMED. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000, ch3.
- [2] ALBUQUERQUE, Rômulo Oliveira. **Utilizando Eletrônica**. 1ª ed. São Paulo: 2009
- [3] DOTSCH, Erwin. **Inductive Melting and Holding**. Dortmund 2009
- [4] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems." Project IEEE-519. October 1991.
- [5] Mohan et. All., **“Power electronics: Converters, applications and design”**, Second edition
- [6] O IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Disponível em <<http://www.geocities.ws/moisescsilva/apostilaigt.doc>>
- [7] PENELLO, Luiz Fernando. Filtro **Ativo de Potência “Shunt”**. Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro – COPPE: 1992.
- [8] POMILIO, José Antenor. **Harmônicos e fator de potência: Um curso de extensão**. Publicação FEEC 05/97. Disponível em < <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor.html> >
- [9] RASHID, Muhammad Harunur. **Power Electronics – Circuits, devices and applications**. 2ª ed. Prentice Hall, New Jersey: 1993
- [10] "Sine-wave Distortions in Power Systems and the Impact on Protective Relaying." Report prepared by the Power System Relaying Committee of the IEEE Power Engineering Society. Novembro 1982.