

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA

**REATOR SÉRIE CHAVEADO POR  
TIRISTORES PARA FORNOS  
ELÉTRICOS A ARCO**

por  
Marcelo Murta Gaspar Cardoso

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho  
Orientador

Belo Horizonte, Fevereiro de 2006

**Ao meu pai,  
em memória**

# Agradecimentos

Agradeço ao Prof. Braz, pelas demonstrações de incentivo.

Ao Prof. Herwig Renner, da Technische Universität Graz, pelas medições do forno a arco.

À Heloísa e Ana, pela paciência.

# Resumo

Este trabalho apresenta o conceito do Reator Série Chaveado por Tiristores, RSCT, para a otimização da conversão da energia elétrica na energia térmica dos fornos elétricos a arco de corrente alternada. A viabilidade do RSCT é demonstrada pela análise e simulação da operação dos fornos a arco, com e sem o reator série, e pelo detalhamento dos pontos críticos para a construção de uma chave estática com tiristores de média tensão, utilizando-se componentes disponíveis comercialmente no mercado. O levantamento dos custos de construção da chave estática para o chaveamento dos reatores séries é usado como base para a estimativa do retorno do investimento na implementação do RSCT e para a comparação com o custo da alternativa de chaveamento dos reatores séries com os disjuntores de média tensão convencionais.

## *Abstract*

*This work introduces the concept of the Thyristor Switched Series Reactor, TSSR, for the optimization of the electrical power conversion into the thermal power of alternate current electric arc furnace. The TSSR feasibility is demonstrated by the analysis and simulation of the arc furnace operation with and without the series reactor and by an in detail analysis of the critical points for building a static switch with medium voltage thyristors making use of commercially available components. The cost survey for building the series reactor static switch is used as a basis for estimating the return on the investment on the TSSR implementation and for comparison with the alternative solution of switching the series reactor with conventional medium voltage circuit breakers.*

# Índice

<b>1 Introdução .....</b>	<b>12</b>
<b>2 O Forno Elétrico a Arco.....</b>	<b>14</b>
2.1 Introdução .....	14
2.2 As Instalações de um Forno Elétrico a Arco .....	14
2.3 O Circuito Secundário do Transformador do Forno.....	17
2.4 O Circuito Equivalente Monofásico do FEA.....	20
2.5 Os Modelos do Arco Elétrico .....	20
2.6 O Modelamento do Arco Elétrico Pelos Pontos Característicos .....	23
2.7 A Simulação do Forno .....	36
2.8 A Ação do Regulador de Eletrodos .....	39
2.9 Conclusão .....	43
<b>3 O Reator Série Chaveado Por Tiristores.....</b>	<b>44</b>
3.1 Introdução .....	44
3.2 A Comutação dos <i>Taps</i> dos Reatores Séries.....	49
3.3 O Módulo do Reator Série Chaveado Por Tiristores .....	53
3.4 O RSCT e o Comutador de <i>Taps</i> do Transformador do Forno.....	58
3.5 Conclusão .....	59
<b>4 A Realização do RSCT .....</b>	<b>60</b>
4.1 Introdução .....	60
4.2 Os Tiristores de Média Tensão .....	61
4.3 A Proteção de Sobretensão .....	69
4.4 O Circuito de Snubber .....	73
4.5 Os Sistemas de Resfriamento .....	73
4.6 Os Circuitos de Disparo em Média Tensão .....	79
4.7 Os Custos e o Retorno do Investimento .....	82
4.8 Conclusão .....	84

<b>5 Conclusão.....</b>	<b>85</b>
<b>6 Bibliografia.....</b>	<b>87</b>
<b>Anexos .....</b>	<b>90</b>
A.1 Folhas de Dados dos Dispositivos Semicondutores .....	90

# Índice de Figuras

Fig. 1 - Configuração Típica da Subestação de Entrada de Uma Aciaria Elétrica .....	15
Fig. 2 - Instalação Típica de um FEA.....	16
Fig. 3 - Forno Com Vazamento Excêntrico (EBT) .....	17
Fig. 4 - Medição da Tensão Secundária.....	18
Fig. 5 - Equivalente Trifásico e Monofásico do Circuito Secundário .....	19
Fig. 6 - Circuito Equivalente Monofásico do FEA .....	20
Fig. 7 - Valores Medidos da Relação Tensão-Corrente no Arco .....	23
Fig. 8 - Desvio Padrão dos Pontos 'abcd' na Primeira Carga .....	25
Fig. 9 - Padrão do Arco no Minuto 2 da Fusão .....	25
Fig. 10 - Padrão do Arco no Minuto 4 da Fusão.....	26
Fig. 11 - Padrão do Arco no Minuto 6 da Fusão.....	26
Fig. 12 - Padrão do Arco no Minuto 7 da Fusão.....	27
Fig. 13 - Padrão do Arco no Minuto 8 da Fusão.....	27
Fig. 14 - Cálculo da Tensão no Arco.....	29
Fig. 15 - Tensão Secundária e Tensão no Arco x Corrente no Minuto 5.....	30
Fig. 16 - Tensão Secundária e Tensão no Arco x Corrente no Minuto 7.....	30
Fig. 17 - Grandezas Medidas e Tensão no Arco na Fase 1 no Minuto 26 .....	32
Fig. 18 - Corrida Típica Com Três Carregamentos.....	32
Fig. 19 - Grandezas Medidas e Tensão no Arco na Fase 1 no Minuto 1 .....	33
Fig. 20 - Grandezas Medidas e Tensão no Arco na Fase 1 no Minuto 5 .....	33
Fig. 21 - Determinação dos Pontos 'abcd' .....	34
Fig. 22 - Implementação do Método da Integração Trapezoidal .....	36
Fig. 23 - Transformação do Modelo de Indutância da Integração Trapezoidal.....	36
Fig. 24 - Forma de Onda da Simulação de um Padrão de Arco Inicial .....	37
Fig. 25 - Simulação de 50 Ciclos Com o Padrão do Minuto 3 .....	38



Fig. 26 - Simulação do Minuto 3 Com 1,2 x Posição dos Eletrodos.....	40
Fig. 27 - Simulação do Minuto 3 Com 0,8 x Posição dos Eletrodos.....	40
Fig. 28 - Impedância Operacional Segundo Bowman [24].....	41
Fig. 29 - Circuito Equivalente Com a Impedância Operacional.....	41
Fig. 30 – Circuito Equivalente Referido ao Secundário .....	45
Fig. 31 - Simulação do Minuto 3 Sem o Reator Série.....	46
Fig. 32 - Simulação do Minuto 3 Sem o Reator Série e Com o Aumento da Tensão no Arco ..	47
Fig. 33 – Simulação do Minuto 8 Com o Reator Série.....	48
Fig. 34 – Simulação do Minuto 8 Sem o Reator Série .....	48
Fig. 35 – Simulação do Minuto 8 Sem o Reator Série e Com Aumento da Tensão no Arco ....	49
Fig. 36 - Reatores Séries Sem Dispositivo de Comutação de 'Taps' .....	50
Fig. 37 - Comutador de 'Taps' Sem Carga Para Reator .....	51
Fig. 38 - Comutador de <i>Taps</i> Tiristorizado .....	51
Fig. 39 - Configuração Alternativa de Comutação de Taps .....	52
Fig. 40 - Circulação de Corrente no Reator .....	53
Fig. 41 - Desacoplamento dos Trechos dos Reatores.....	54
Fig. 42 - Chaveamento de Reator Ajustado Para 70 % .....	54
Fig. 43 - Situação de Máxima Tensão na Chave Estática.....	55
Fig. 44 - Tensão no Reator no Minuto 3 e 1,0 x Posição dos Eletrodos.....	56
Fig. 45 - Tensão no Reator no Minuto 3 e 1,2 x Posição dos Eletrodos.....	57
Fig. 46 - Tensão no Reator no Minuto 3 e 0,8 x Posição dos Eletrodos.....	57
Fig. 47 - Cubículo Com Disjuntor a Vácuo de 36 kV .....	60
Fig. 48 - Tiristor Disparado Por Luz - LTT .....	63
Fig. 49 – Estrutura dos Tiristores ETT e LTT.....	64
Fig. 50 - Corrente de Curto-Circuito nos Tiristores .....	66
Fig. 51 - Circuito Para a Simulação da Comutação do Reator .....	66
Fig. 52 - Chaveamento do Reator no Ponto de Maior Corrente .....	67
Fig. 53 – Implementação da Simulação da Comutação de Corrente da Chave Estática Para o Reator .....	68
Fig. 54 - Comutação da Corrente do Tiristor Para o Reator.....	68
Fig. 55 - Estrutura do Diodo de <i>Breakover</i> .....	70
Fig. 56 - Configuração da Proteção com BODs .....	70
Fig. 57 - Comutação da Corrente do Tiristor Para o Reator.....	71
Fig. 58 – Correntes no Forno, no Reator e no Tiristor no Desligamento do Tiristor.....	71

Fig. 59 - Derivada Máxima da Corrente de Recuperação do Tiristor .....	72
Fig. 60 - Transformador de Distribuição de 300 kVA e 15 kV .....	75
Fig. 61 - Vista em Planta do Transformador de 300 kVA .....	75
Fig. 62 - Vista Lateral do Transformador de 300 kVA .....	76
Fig. 63 - Montagem dos Tiristores e Dissipadores .....	77
Fig. 64 - Modelo Térmico do Tanque com os Tiristores Imersos em Óleo .....	78
Fig. 65 - Elevação de Temperatura Para o Tiristor Eupec .....	79
Fig. 66 - Circuito de Disparo de Tiristores de Média Tensão .....	80
Fig. 67 - Isolação da Placa de Disparo .....	80
Fig. 68 - Circuito de Disparo de Tiristores a Luz .....	81
Fig. 69 - Desequilíbrio Máximo do Chaveamento do Reator Para a Chave Estática.....	82

# Índice de Tabelas

Tabela 1 - Coeficientes de Correlação dos Pontos 'abcd' do Minuto 3.....	35
Tabela 2 - RSCT x Comutador de <i>Taps</i> .....	59
Tabela 3 - Tiristores de Tensão de Bloqueio Elevada.....	62
Tabela 4 - Tiristores de Média Tensão Analisados Para a Chave Estática.....	65
Tabela 5 - Perdas nos Tiristores Para Regime Contínuo.....	74
Tabela 6 - Temperaturas na Junção dos Tiristores.....	78
Tabela 7 - Custos de Fabricação da Chave Estática.....	83

# 1 Introdução

*Este capítulo descreve a motivação, os objetivos gerais e as contribuições do trabalho executado, bem como a organização e conteúdo de cada capítulo deste texto.*

Os reatores séries são instalados no circuito dos Fornos Elétricos a Arco, FEAs, para permitir a operação com tensões de arco maiores e correntes menores, com a conseqüente redução do consumo de eletrodos. O consumo de eletrodos representa atualmente cerca de 6 a 10 % do custo adicional de uma aciaria elétrica que opera com arcos longos e reatores séries, sendo um item de custo maior até mesmo que o custo do consumo de materiais refratários, que corresponde à cerca de 5 a 8 % do custo adicional [1]. Em aciarias que operavam com arcos curtos e correntes elevadas, antes da introdução dos reatores séries e tensões secundárias maiores, o custo relativo do consumo de eletrodos era ainda maior, representando cerca de 15 a 20 % do custo de transformação [2].

Os reatores séries não se fazem necessário, contudo, na etapa final da fusão da carga metálica dos fornos, quando os arcos elétricos estão encobertos pela escória espumante e a combinação do arco com a escória apresenta uma resistência elétrica relativamente constante. O circuito do forno sem o reator série disponibiliza uma maior potência ativa no arco elétrico, o que possibilita um ganho de produção pelo menor tempo de fusão possível com o aumento da potência. A retirada do reator série do circuito do forno com o uso de disjuntores convencionais de média tensão não é viável pelos inconvenientes da necessidade de manutenção freqüente do acionamento mecânico do disjuntor e pelos riscos de segurança associados ao chaveamento em média tensão de altas correntes indutivas.

Este trabalho verifica as implicações nas condições operacionais do forno, com a retirada do reator série do circuito na etapa final da fusão, e analisa as principais questões tecnológicas para a construção de uma chave estática apropriada para executar o *bypass* do reator série, utilizando-se tiristores de média tensão disponíveis no mercado. O projeto desta chave estática é beneficiado pelo fato de que a tensão suportável pelo tiristor deve ser apenas a queda de tensão no reator série, ao invés da tensão nominal do circuito do forno.

Como principais contribuições deste trabalho, podem ser citadas as seguintes:

- Desenvolvimento de uma metodologia para a elaboração de um modelo para a simulação computacional das características operacionais do forno, visando à determinação especialmente da potência ativa e corrente no arco em cada etapa da fusão.
- Elucidação e embasamento teórico para o conceito da impedância operacional comumente usado nos cálculos das características operacionais dos fornos elétricos.
- Avaliação das tecnologias de tiristores de média tensão e dos circuitos de disparo apropriados para estes tiristores, bem como dos circuitos de proteção contra sobretensão e dispositivos de resfriamento disponíveis comercialmente.
- Elaboração de uma metodologia para o projeto da dissipação de calor e cálculo da elevação da temperatura de dispositivos semicondutores imersos em tanques de óleo de transformadores de distribuição comerciais.
- Proposição de uma nova orientação para o projeto do circuito elétrico de novas instalações de forno elétrico a arco visando a substituição da comutação de *taps* sob carga do transformador do forno pelo chaveamento de unidades de Reatores Séries Chaveados por Tiristores, RSCTs.

No capítulo 2 deste trabalho é feita uma descrição das instalações de fornos elétricos a arco de corrente alternada, dos modelos de arcos elétricos e da nova metodologia proposta para o modelamento do arco.

O capítulo 3 trata das configurações possíveis para a instalação dos RSCTs, com as simulações dos circuitos do forno correspondentes, e de alternativas para o projeto de novos circuitos elétricos para FEAs, possibilitadas pela disponibilidade de RSCTs de baixo custo.

No capítulo 4 são analisadas as principais questões tecnológicas para a seleção dos tiristores de média tensão, dos dispositivos de proteção de sobretensão, circuitos de disparo e dos métodos de resfriamento apropriados para a chave estática para a implementação do RSCT. O levantamento dos custos e estimativas do retorno do investimento do empreendimento para a instalação de RSCTs em circuitos existentes de FEAs também são realizadas neste capítulo.

O capítulo 5 apresenta a conclusão e sugere temas para trabalhos de continuação.

## 2 O Forno Elétrico a Arco

*Este capítulo descreve as instalações típicas, os principais componentes e o circuito equivalente de um forno elétrico a arco. Após uma revisão dos modelos citados na literatura, é proposto um novo modelamento matemático para a determinação das características operacionais dos fornos elétricos a arco.*

### 2.1 Introdução

A produção de aço pela fusão de sucatas metálicas em Fornos Elétricos a Arco, FEAs, representa cerca de 35 % da produção total de aço dos EUA e cerca de 20 % da produção brasileira [3]. Esta relação tende a aumentar principalmente no Brasil, onde a energia elétrica de origem hídrica tem um baixo custo relativo e a disponibilidade de sucata se sustentará com o aumento da produção industrial do país. As aciarias proporcionam ainda o benefício ambiental da reciclagem do processo de transformação da sucata em aço, que se contrapõe aos vários cuidados necessários de proteção contra a emissão de poluentes atmosféricos, poluição sonora e problemas de qualidade da energia elétrica de alimentação destas aciarias.

A pesquisa de meios e equipamentos para o aumento da eficiência e produtividade dos FEAs, em t/h, é motivada pelas altas cifras envolvidas, dado que tipicamente um FEA tem uma produção superior a 100 t/h e uma tonelada de aço processado tem um preço típico de aproximadamente US\$ 200.

### 2.2 As Instalações de um Forno Elétrico a Arco

As subestações das usinas siderúrgicas com aciarias elétricas são geralmente supridas por alimentadores de alta tensão, com níveis de tensão superiores a 100 kV e com uma potência de curto-circuito, no ponto de acoplamento comum com outras cargas, superior a pelo menos 30 vezes a potência nominal do transformador do forno. Na subestação de entrada da usina, um ou mais transformadores abaixam a alta tensão do alimentador da planta para a média tensão do circuito do forno, que tipicamente é de 13 ou 33 kV. Os transformadores de novas instalações de fornos elétricos têm potências que tipicamente excedem 100 MVA e, para esta faixa de potência, o nível de 33 kV é

mais apropriado, sendo o mais adotado no projeto de novas instalações. A figura 1 indica uma configuração típica da subestação de uma aciaria elétrica.

Os bancos de capacitores para a correção do fator de potência e filtros de harmônicos também estão geralmente localizados na subestação de entrada da usina e interligados ao barramento de média tensão do circuito do forno. A este barramento se conecta ainda o compensador estático de reativos eventualmente existente. Deste barramento se origina o alimentador do reator série, que geralmente também está localizado na subestação de entrada. O alimentador do transformador do forno tem origem no reator série da subestação de entrada e pode se constituir de cabos isolados ou de uma linha aérea em função da distância até o prédio do forno propriamente dito.

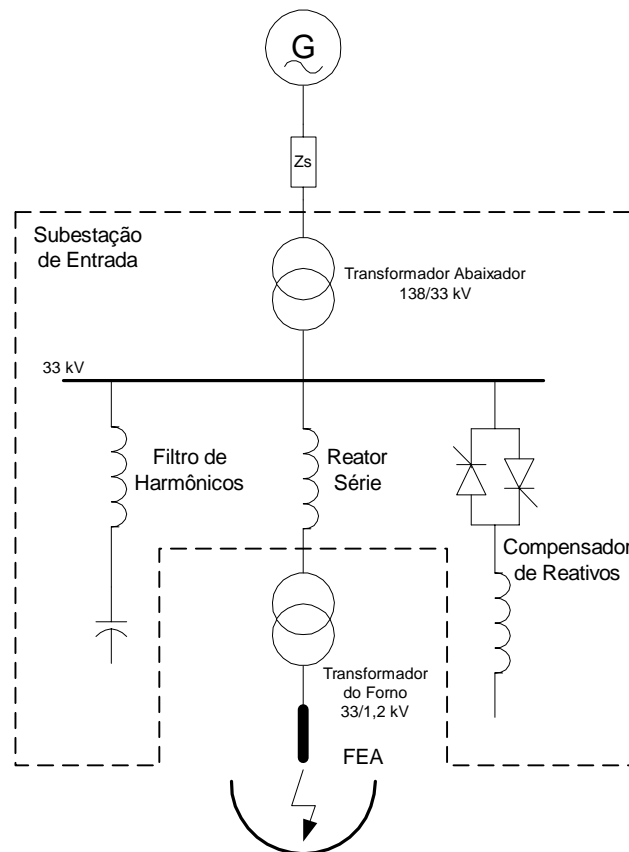


Fig. 1 - Configuração Típica da Subestação de Entrada de Uma Aciaria Elétrica

O prédio do forno elétrico tem tipicamente a forma indicada na figura 2, onde o alimentador oriundo da subestação se interliga aos cubículos da sala de média tensão. Um destes cubículos alimenta o transformador do forno localizado na sala superior e de onde sai o barramento secundário para a conexão dos cabos refrigerados a água. O barramento secundário faz o fechamento em delta dos seis terminais secundários, dois

por fase, do transformador do forno. Normalmente este fechamento é externo ao transformador do forno, pelas altas correntes secundárias. O circuito secundário deve ser conectado em delta, sem ponto de conexão com a terra, para que não haja um caminho de circulação de corrente pela água de refrigeração dos cabos ou pela carcaça do forno, que estão em contato com a terra. Tipicamente, a tensão secundária das novas instalações de FEAs tem um valor máximo de 1100 a 1400 V;

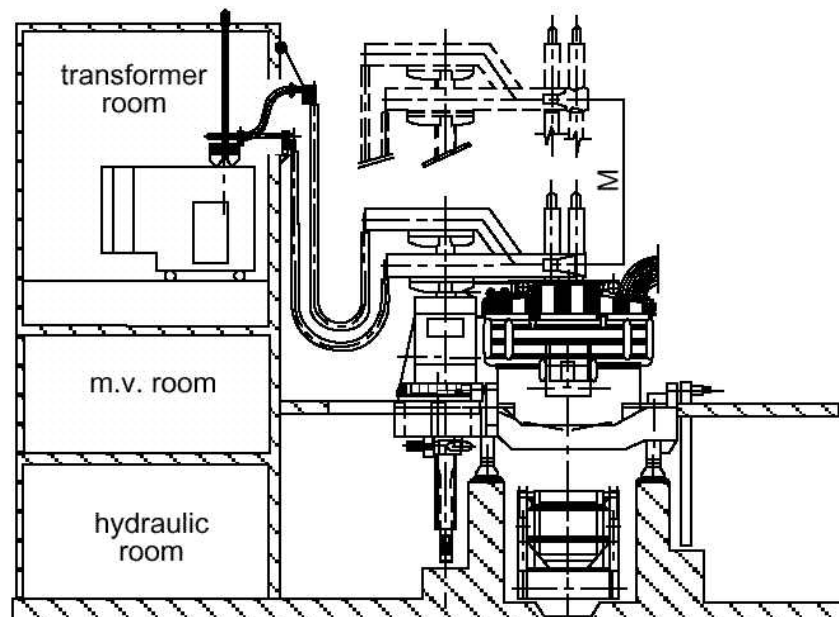


Fig. 2 - Instalação Típica de um FEA

Os cabos refrigerados se conectam nas outras extremidades aos braços de suportaçõ dos eletrodos. Os braços dos eletrodos se movimentam verticalmente acionados por cilindros hidráulicos movidos por bombas localizadas na sala hidráulica, em um percurso indicado pela cota M na instalação da figura 2. A distância da extremidade inferior dos eletrodos até a superfície do material no interior do forno é controlada pelo regulador de posição do eletrodos, em função do comprimento do arco elétrico desejado. A tampa superior do forno ou abóbada é acionada por cilindros hidráulicos para um pequeno deslocamento vertical e giro lateral para permitir o carregamento do forno por cestões carregados de sucata metálica. O conjunto da abóbada, braços e eletrodos giram lateralmente para o carregamento do forno. O desenho superior da figura 3 indica simultaneamente os eletrodos na posição lateral de carregamento do forno e na posição de fusão da carga.



Após a fusão da carga metálica carregada, um cilindro hidráulico bascula lateralmente o forno para o vazamento no furo excêntrico na parte inferior da carcaça do forno. O vazamento pelo furo excêntrico, *Excentric Bottom Tapping*, EBT, permite um melhor controle do vazamento, através do controle do ângulo de basculamento, com o intuito de minimizar o vazamento da escória, que pela sua menor densidade se localiza sobre o aço líquido, e possibilita que um resto líquido de aço permaneça no interior do forno, para facilitar a fusão da próxima carga.

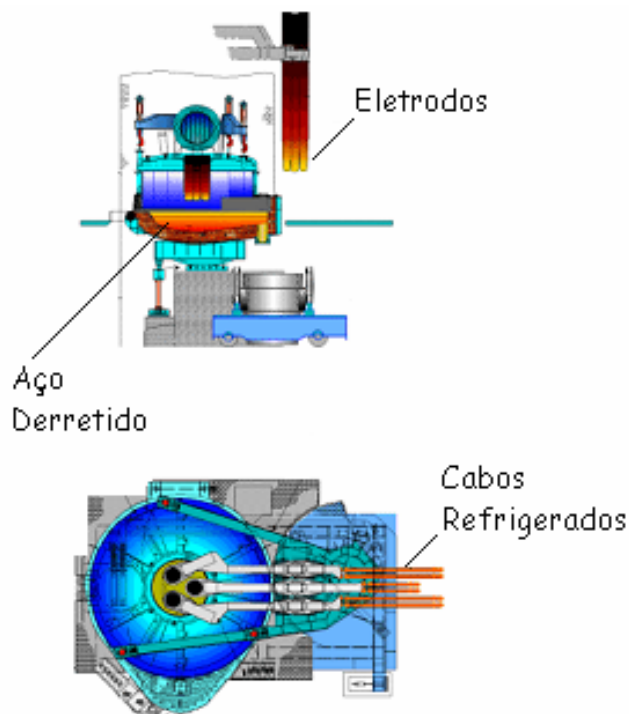


Fig. 3 - Forno Com Vazamento Excêntrico (EBT)

### 2.3 O Circuito Secundário do Transformador do Forno

Os seis terminais dos enrolamentos secundários do transformador do forno são geralmente acessíveis para o fechamento em delta através de um barramento externo ao tanque do transformador. Aos pontos de fechamento do delta, são conectados os cabos refrigerados e os cabos do primário dos transformadores de potencial para a medição da tensão secundária. Os transformadores de potencial medem a diferença de potencial entre os pontos no barramento secundário e um ponto na parte inferior da carcaça do forno, como indicado na figura 4. A tensão e corrente secundárias são necessárias para o controle de posição dos eletrodos, ao qual é dada uma impedância de referência para determinação do erro em relação à impedância calculada pelos valores eficazes medidos

da tensão e corrente secundários. A corrente secundária é geralmente determinada pela medição da corrente primária ou medida diretamente no circuito secundário através de bobinas de Rogowski ou transformadores de alta corrente. É interessante observar que, pela conexão em delta do secundário, a medição da tensão secundária, pelo esquema da figura 4, somente é possível quando pelo menos dois eletrodos tocam a carga metálica ou quando já existe um arco elétrico nas extremidades dos eletrodos. Se não existe o arco e os eletrodos não tocam a carga, não existe circulação de corrente pelo voltímetro e o valor medido da tensão secundária é zero, mesmo com o transformador do forno energizado.

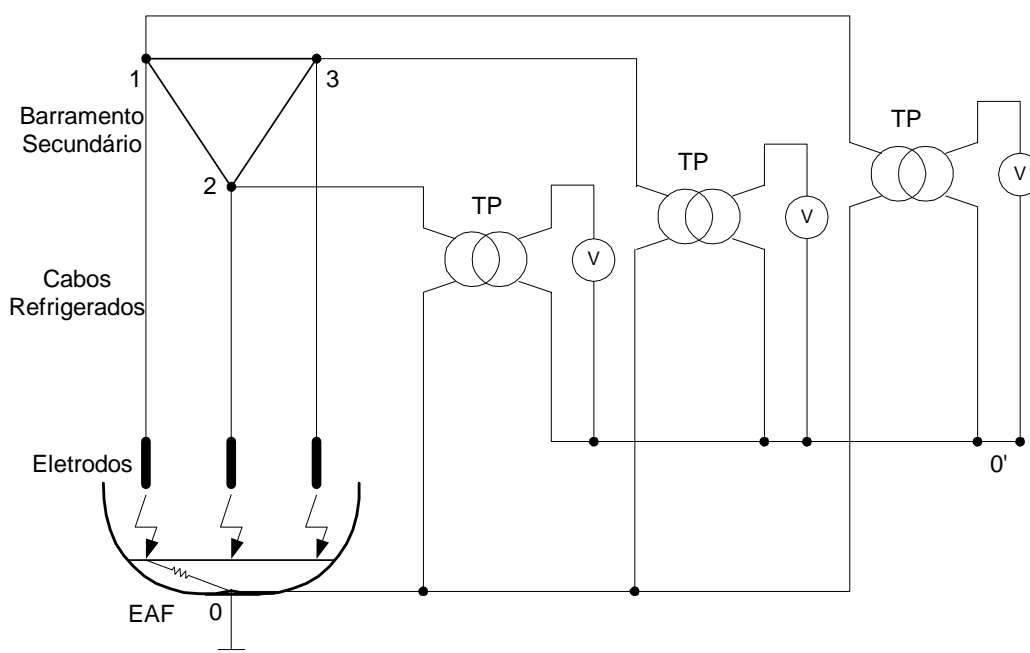


Fig. 4 - Medição da Tensão Secundária

A tensão medida entre o barramento secundário e a carcaça do forno compreende a queda de tensão na impedância dos cabos refrigerados, do braço de suportação do eletrodo, do eletrodo, do arco elétrico propriamente dito e da impedância da carga metálica entre o arco elétrico e o ponto de medição na carcaça. A impedância da carga metálica, como a indicada na figura 4 para a fase 1, é mais acentuada na parte inicial da fusão, quando ainda existem peças sólidas e eventuais materiais não condutores na carga. As impedâncias dos componentes deste circuito compreendem ainda as indutâncias próprias e as indutâncias mútuas entre cada duas fases do circuito secundário, como indicado no circuito equivalente trifásico na figura 5. Para uma

situação do circuito com correntes senoidais balanceadas, pode ser determinada uma impedância equivalente desacoplada [4], como o equivalente monofásico da figura 5, onde todas as indutâncias do circuito foram incorporadas à indutância  $L_{sec}$  e todas as resistências à resistência  $R_{arc}$ . O arco elétrico tem uma característica essencialmente resistiva [5] e representa quase a totalidade da resistência  $R_{arc}$ .

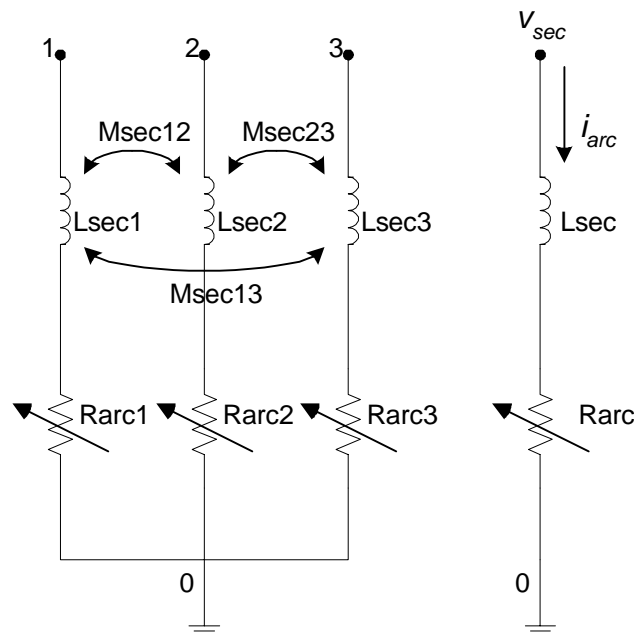


Fig. 5 - Equivalente Trifásico e Monofásico do Circuito Secundário

O comutador de *taps* sob carga dos transformadores para fornos permite o ajuste da tensão secundária ao longo da corrida, possibilitando a limitação da potência do arco elétrico no início da fusão, por exemplo. No início da fusão, logo após o carregamento do forno, os arcos elétricos estão acima da carga, próximos da abóbada, e a limitação de potência é necessária para a proteção da abóbada do forno até que os eletrodos penetrem na sucata. Após cerca de 1 minuto, os eletrodos já penetraram na carga e a sucata ao redor do arco fornece uma proteção contra o calor irradiado do arco para a abóbada e para os painéis refrigerados da carcaça do forno [6]. Após a fusão completa da carga metálica, o arco deve ser recoberto pela escória espumante, formada principalmente pela adição controlada de cal no interior do forno, para proteção do revestimento refratário e painéis refrigerados [7]. Se não houver escória espumante com altura suficiente, o *tap* da tensão secundária deve ser novamente reduzido para a limitação da potência no arco.

## 2.4 O Circuito Equivalente Monofásico do FEA

O equivalente monofásico de todo o circuito do forno é indicado no diagrama da figura 6, onde  $V_s$  é a tensão secundária,  $X_s$  é a reatância equivalente do sistema da concessionária, determinada pela potência de curto circuito no ponto de suprimento,  $X_{ts}$  é a reatância do transformador abaixador,  $X_r$  é a reatância do reator,  $X_{tf}$  é a reatância do transformador do forno,  $X_{sec}$  é a reatância do forno e  $R_{arc}$  é a resistência do arco elétrico. Neste diagrama, as reatâncias estão referidas à tensão secundária  $V_s$ .

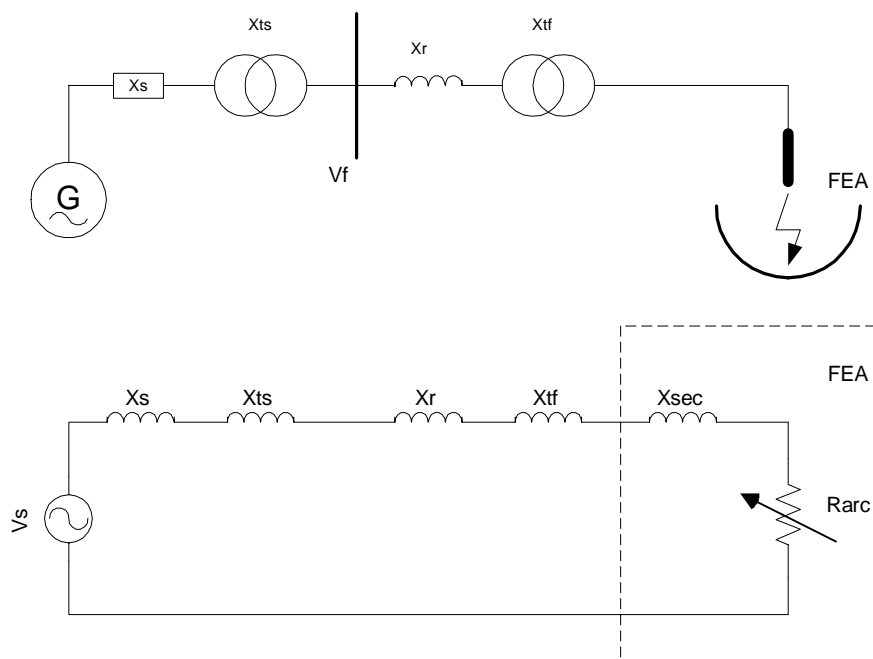


Fig. 6 - Circuito Equivalente Monofásico do FEA

## 2.5 Os Modelos do Arco Elétrico

O arco elétrico é formado entre as extremidades dos eletrodos e a carga metálica no interior do forno. Para a formação inicial do arco, após o primeiro carregamento do forno, os eletrodos são abaixados pelo regulador de posição dos eletrodos até a circulação inicial de corrente no contato com a carga fria no forno. Logo em seguida, os eletrodos são erguidos e o arco inicial é mantido pela ação do regulador que ajusta o comprimento do arco, através do acionamento dos cilindros hidráulicos de movimentação dos eletrodos, em função da impedância de referência para o circuito secundário do forno.

O arco elétrico se forma e é extinto a cada semiciclo da corrente alternada. Uma tensão superior à tensão de ignição do arco inicia o processo de avalanche característico do arco elétrico, quando os elétrons emitidos pelo catodo adquirem energia suficiente para libertar vários outros elétrons, após a colisão com moléculas do gás existentes entre o eletrodo e a carga. Os elétrons libertados pela ionização do gás adquirem, por sua vez, energia suficiente para libertar outros elétrons, criando um processo auto-sustentado de avalanche para a corrente elétrica [8]. A corrente no arco aumentará então sem limites, se não houver uma limitação no circuito externo ao arco e se for mantida uma diferença de potencial suficiente para manter o caminho condutor entre o eletrodo e catodo. Este processo é caracterizado por uma descarga elétrica de alta corrente, baixa tensão e altas temperaturas, sendo os elétrons inicialmente emitidos pelos pontos de concentração do campo elétrico na superfície irregular da sucata e, posteriormente, com o aquecimento da extremidade dos eletrodos e da carga metálica, passa a ser o efeito termiônico a principal fonte de emissão de elétrons para o arco. O aquecimento do ambiente no interior do forno contribui ainda para uma maior estabilidade do arco [9].

Para a condição de condução de altas correntes, vários autores consideram o módulo da tensão no arco elétrico constante, independente da corrente e função apenas do comprimento do arco [10, 11], como na equação (1),

$$V_{arc} = 10 \times l + 40, \quad (1)$$

onde  $l$  é o comprimento do arco em centímetros e  $V_{arc}$  é a tensão no arco em Volts. Um desenvolvimento analítico detalhado é feito em [10], para o cálculo da corrente no circuito do forno, pressupondo a tensão no arco como uma onda quadrada em fase com a corrente e de módulo dado pela equação (1). Este é o mesmo modelo descrito em [11], que tem por base a equação (2),

$$v_{arc} = V_{arc} \times \text{sgn}(i_{arc}), \quad (2)$$

onde  $i_{arc}$  é o valor instantâneo da corrente alternada no arco e  $v_{arc}$  é o valor instantâneo da tensão no arco em Volts.

O modelo proposto em [12] considera que a tensão no arco é determinada por (3),

$$v_{arc} = \left( Varc + \frac{C}{D + |i_{arc}|} \right) \times \text{sgn}(i_{arc}), \quad (3)$$

onde  $Varc$  é dada por (1) e as constantes  $C$  e  $D$  assumem valores distintos para o trecho de crescimento e de diminuição da corrente no arco.

Outros autores aproximam a tensão no arco a uma forma de onda senoidal cujo valor eficaz é independente da corrente [4, 13]. Modelos derivados das equações clássicas de Mayr e Cassie são descritos em [14, 15] e modelos implementados por aproximações em trechos lineares da relação da tensão pela corrente no arco são descritos em [15, 16, 17]. A referência [18] divide a relação da tensão pela corrente em três partes, o trecho inicial até a ignição do arco, o trecho de estabilização do arco e o trecho até a extinção do arco. Os mesmos autores da referência [18] fazem uma classificação dos diversos modelos do arco em [19]. Uma síntese geral dos modelos para dispositivos com características não lineares da relação tensão-corrente é feita em [20].

Os modelos devem ainda ser capazes de reproduzir a variação no tempo da tensão e a conseqüente variação da corrente no arco, devidos principalmente às variações no comprimento do arco. A adequada implementação da variação no tempo das características do arco é fundamental para a validação do modelo para a análise coerente de indicadores de qualidade da energia, como harmônicos e flicker, por exemplo, e de itens operacionais do forno. Para tanto, a referência [13] considera que o comprimento  $l$  da equação (1) pode variar senoidalmente no tempo, como em (4),

$$l(t) = l_0 - \frac{dl}{2} \times (1 + \sin(\omega t)), \quad (4)$$

onde  $dl$  é a máxima variação desejada, em relação ao comprimento inicial  $l_0$  dado em centímetros, e  $\omega$  é a frequência da variação desejada em rad/s. Para a simulação de flicker, por exemplo,  $\omega$  pode ser feito igual a  $2\pi 8,8$  rad/s, uma vez que 8,8 Hz é a frequência mais crítica deste fenômeno. O comprimento do arco pode ainda variar aleatoriamente, como em (5),

$$l(t) = l_0 - r(t), \quad (5)$$

onde  $r(t)$  é um gerador de números aleatórios.

Os modelos das referências [14, 17] consideram de forma semelhante uma variação senoidal e aleatória, sendo que a referência [17] implementa uma entrada indireta no modelo para a potência de operação desejada para o forno. A referência [11] utiliza um modelo complexo, com blocos de auto-regressão, para a estimação dos parâmetros estocásticos da variação do arco, bem como para a estimação dos parâmetros físicos do circuito do forno, apesar de utilizar o modelo simples da equação (2) para a relação tensão-corrente do arco. Um método que utiliza a teoria do caos para a determinação das características da variação do forno é descrito em [21].

## 2.6 O Modelamento do Arco Elétrico Pelos Pontos Característicos

A figura 7 indica os valores de um ciclo da tensão e corrente no arco, determinados a partir da medição da tensão e corrente secundárias.

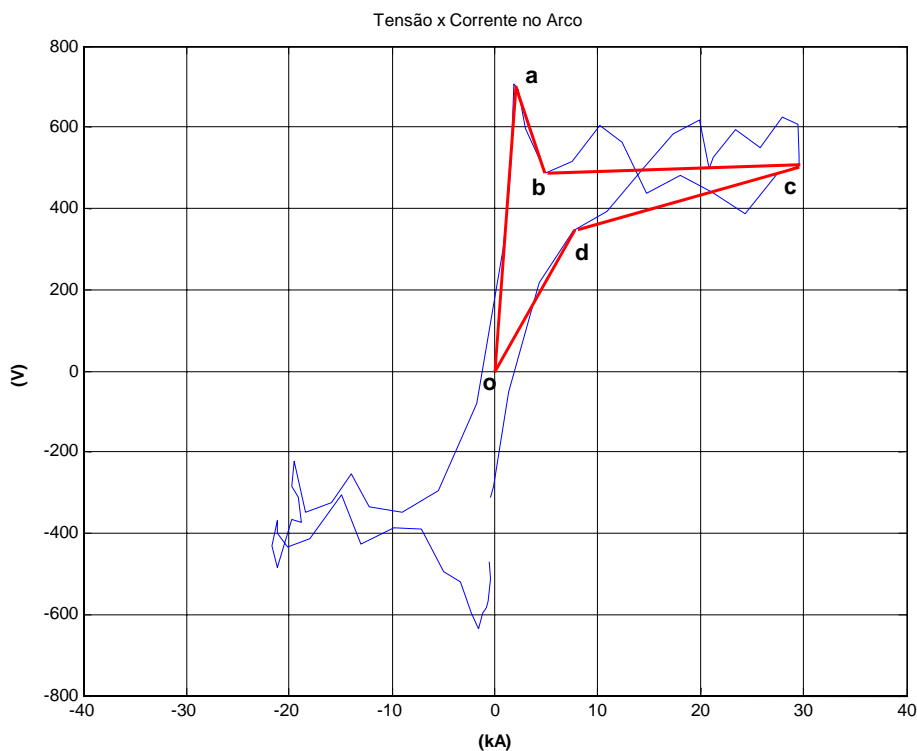


Fig. 7 - Valores Medidos da Relação Tensão-Corrente no Arco

Os quatro pontos notáveis indicados no semiciclo positivo deste gráfico definem cinco trechos característicos do arco em cada semiciclo. Como o arco elétrico tem uma

característica essencialmente resistiva [5], o seu equivalente no circuito pode ser modelado por uma resistência que varia em um modo não linear com a corrente no circuito elétrico do forno. Em fornos CA, o arco elétrico se extingue a cada passagem da corrente pelo ponto 'o'. O processo de restabelecimento do arco é caracterizado por uma alta resistência, aproximada pela inclinação da reta 'ao', onde a corrente se mantém baixa até que a tensão no arco atinja o ponto 'a'. O ponto 'a' corresponde à ignição do arco, que marca o início do trecho onde ocorre uma queda da tensão com o aumento da corrente e que se estende até o ponto 'b'. Do ponto 'b', a corrente aumenta de modo irregular até o valor máximo do ponto 'c'. A resistência dada pelos pontos ao longo da reta 'bc' é uma aproximação para o comportamento do arco elétrico neste trecho. O trecho de diminuição da corrente é aproximado pela reta 'cd', onde a tensão não apresenta uma variação significativa, e o trecho onde ocorre uma queda acentuada da tensão, a partir do ponto 'd' até a origem.

Os pontos característicos 'abcd' variam drasticamente ao longo da corrida [6] e ao longo de um mesmo ciclo da frequência fundamental. Como pode ser visto no exemplo da figura 7, o semiciclo positivo apresenta neste caso uma tensão de ignição próxima da verificada no semiciclo negativo, apesar da corrente positiva ser cerca de 50 % maior que a do semiciclo negativo. A figura 8 indica o desvio padrão dos pontos característicos para os 8 minutos da fusão da primeira carga de uma corrida do forno.

O padrão do arco também se altera significativamente ao longo da corrida, como pode ser visto nas figuras 9 a 13, para os minutos 2, 4, 6, 7 e 8 da primeira carga do forno.



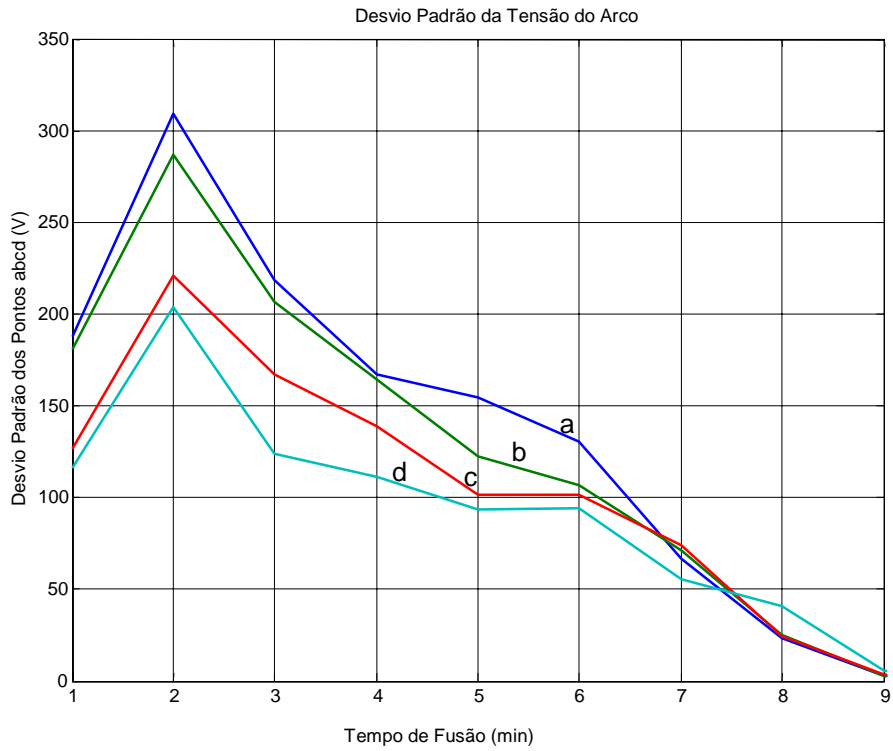


Fig. 8 - Desvio Padrão dos Pontos 'abcd' na Primeira Carga

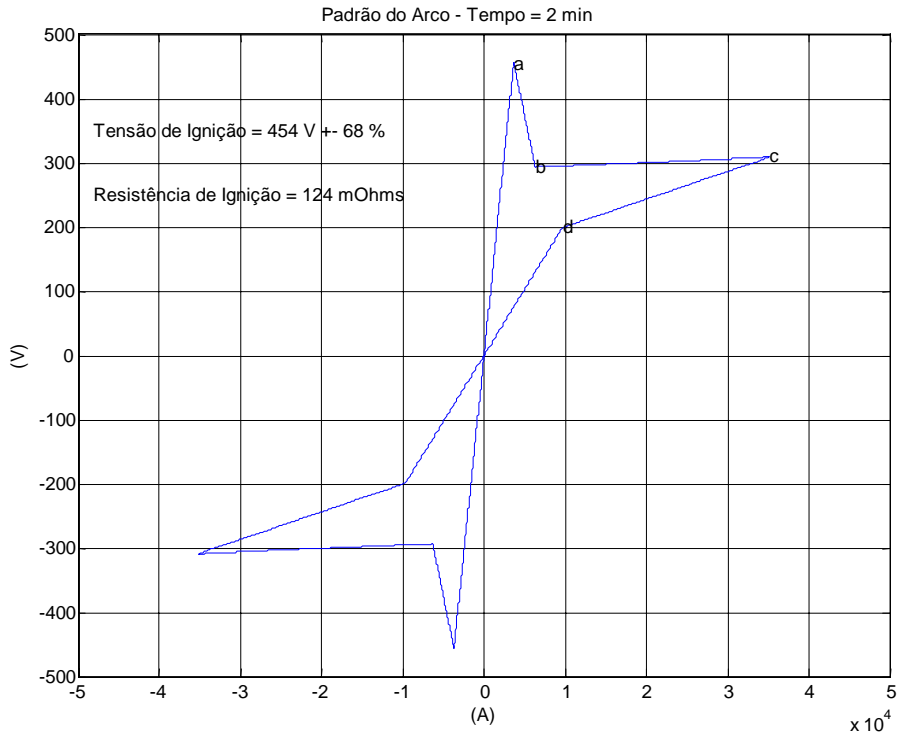


Fig. 9 - Padrão do Arco no Minuto 2 da Fusão

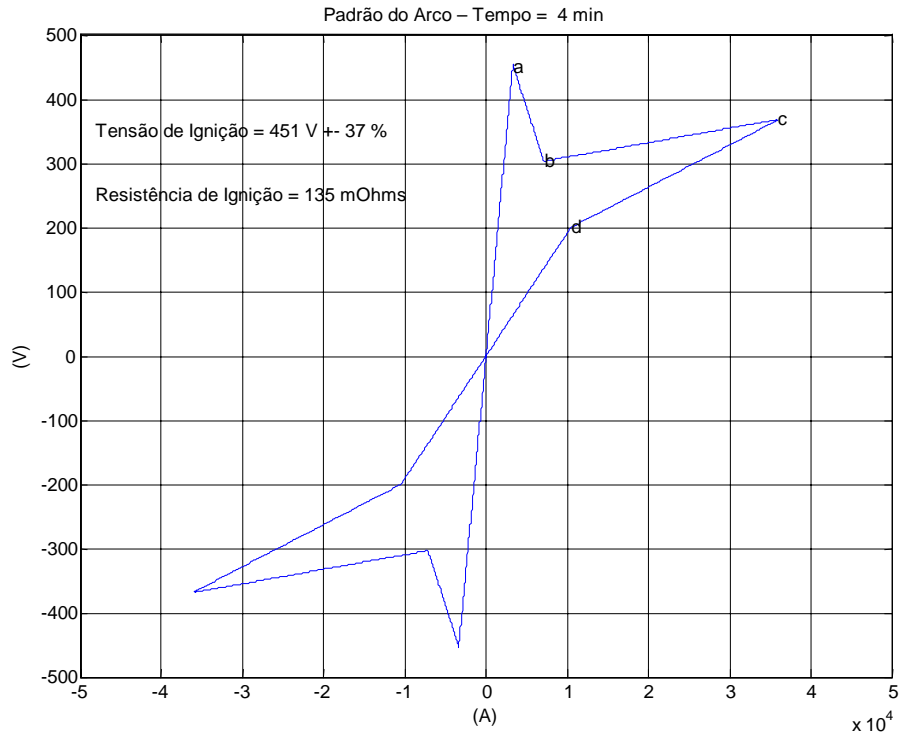


Fig. 10 - Padrão do Arco no Minuto 4 da Fusão

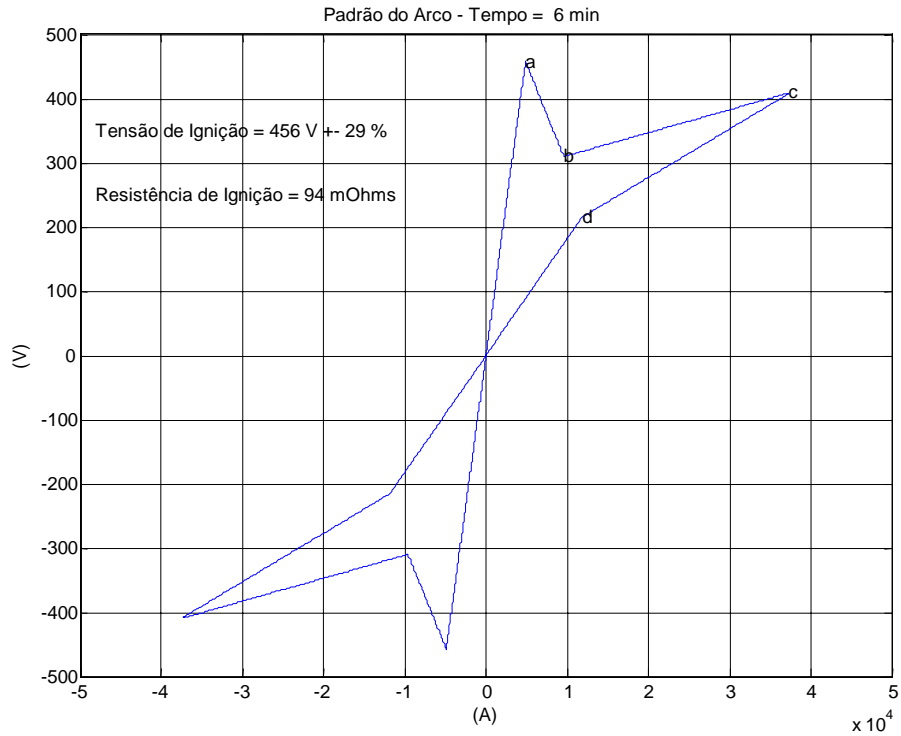


Fig. 11 - Padrão do Arco no Minuto 6 da Fusão

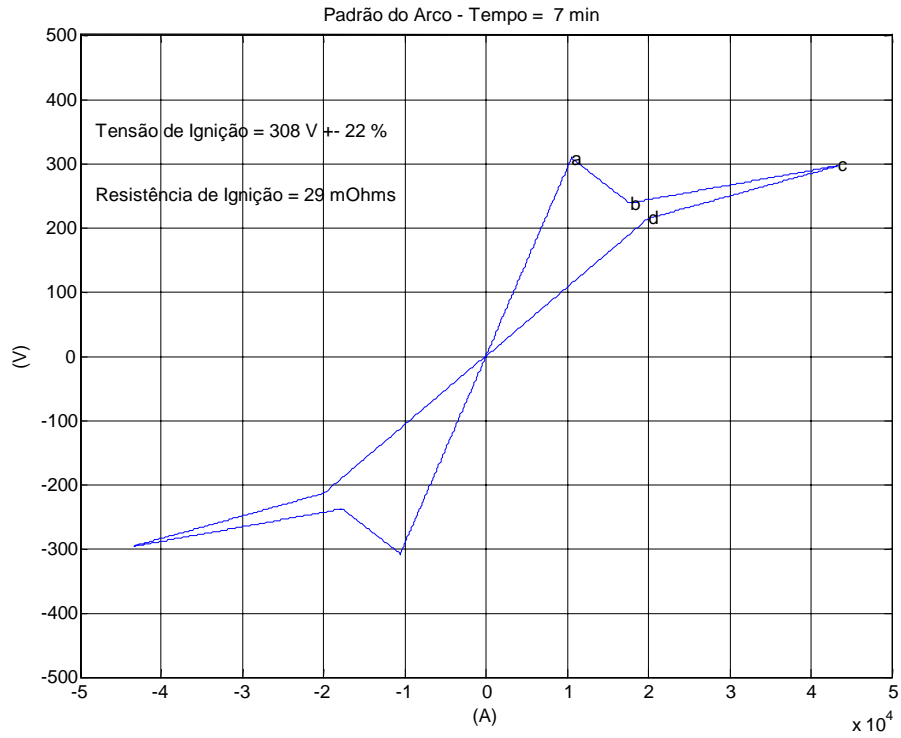


Fig. 12 - Padrão do Arco no Minuto 7 da Fusão

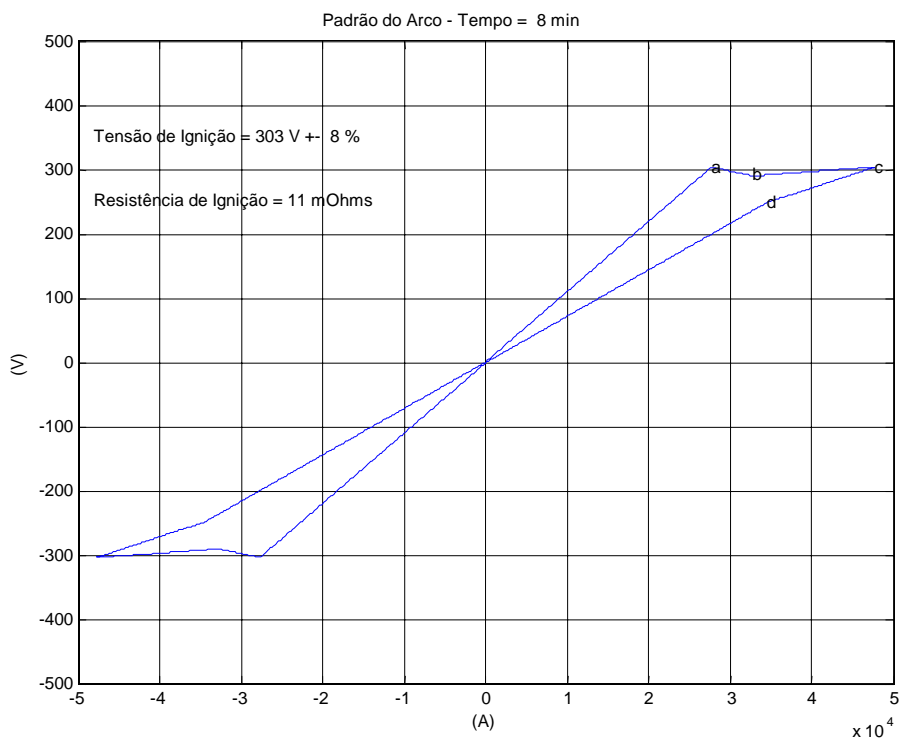


Fig. 13 - Padrão do Arco no Minuto 8 da Fusão

A característica condutora da escória espumante circundante [7] e as condições do ambiente no interior do forno, na etapa final da fusão, como o oitavo minuto da figura 13, fazem com que haja uma circulação de corrente significativa antes mesmo da formação do arco elétrico propriamente dito. Nesta fase, a dependência da tensão com a corrente é acentuada e linear, caracterizando uma resistência relativamente constante do meio condutor.

Os pontos ‘abcd’ podem ser determinados automaticamente a partir da medição da corrente e tensão secundários, utilizando-se os transformadores de corrente e de potencial existentes para o controle do regulador de posição dos eletrodos. Tais transformadores estão conectados aos transdutores de corrente e tensão, que condicionam os sinais de corrente e de tensão em uma forma adequada ao regulador de eletrodos. Os transdutores do regulador não podem ser utilizados, porém, para esta medição, pois os sinais de saída destes transdutores são geralmente sinais eficazes, calculados sobre um ou mais ciclos da corrente e tensão, sem a resolução necessária para a determinação dos pontos característicos. Deve ser utilizado, portanto, um equipamento de aquisição de dados com uma taxa de amostragem e condicionamento de sinais apropriados para ligação direta aos transformadores de corrente e de potencial existentes. Para as medições das figuras 8 a 13, foi utilizada a placa de aquisição de dados DAQCard 516 da National Instruments, de 6 canais e taxa de amostragem de 3200 Hz por cada canal. Esta taxa corresponde a 64 amostras por ciclo de 50 Hz e 53 amostras por ciclo de 60 Hz. Os transdutores de correntes usados são para 5 A, para ligação ao TC existente de 42 kA / 5 A, e os transdutores de tensão para 400 V, para ligação ao TP existente de 750 V / 400 V em estrela, como na figura 4. Os sinais foram amostrados na seqüência  $i_3, i_2, i_1, v_3, v_2, v_1$ , com um atraso de 52  $\mu$ s entre eles, uma vez que esta placa não faz a aquisição simultânea dos sinais.

Os valores medidos correspondem às grandezas  $v_{sec}$  e  $i_{arc}$  do circuito equivalente da figura 5 e, portanto, a tensão no indutor equivalente  $L_{sec}$  deve ser subtraída da tensão medida, para a determinação da tensão na resistência equivalente  $R_{arc}$ . A figura 14 mostra no gráfico da esquerda a tensão secundária pela corrente medida e, no gráfico da direita, a tensão  $v_{arc}$ , calculada através de (6),

$$v_{arc} \Big|_n = v_{sec} \Big|_n - L_{sec} \frac{di_{arc}}{dt} = v_{sec} \Big|_n - L_{sec} \frac{i_{arc} \Big|_{n+1} - i_{arc} \Big|_n}{t \Big|_{n+1} - t \Big|_n}, \quad (6)$$

onde o intervalo de tempo entre duas medições consecutivas,  $t|_{n+1} - t|_n$ , é de  $312 \mu s$ .

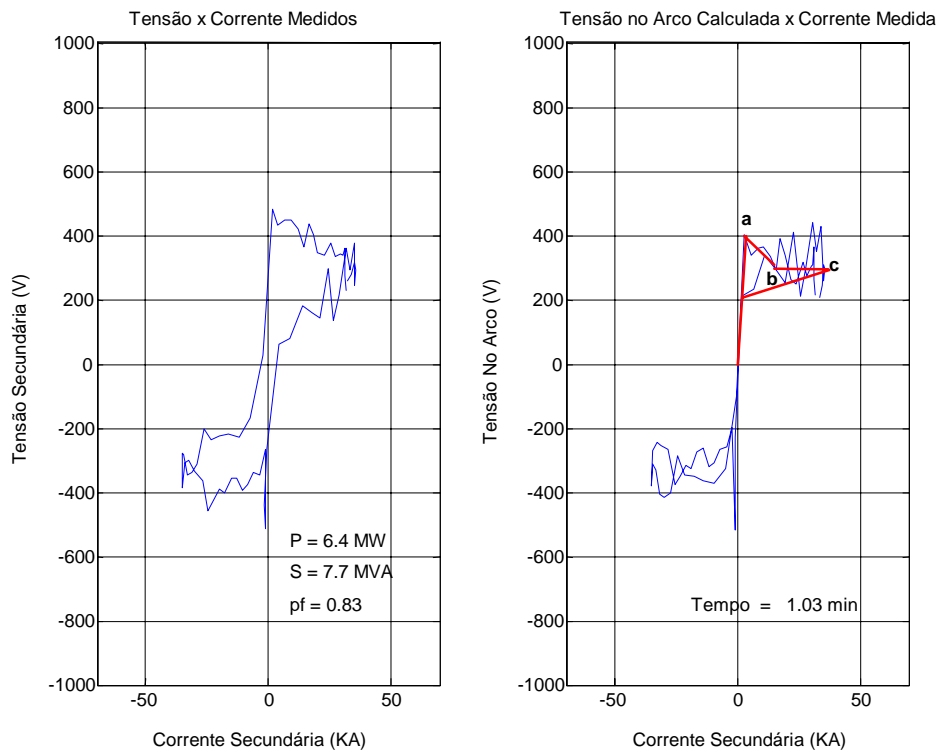


Fig. 14 - Cálculo da Tensão no Arco

Os gráficos das figuras 15 e 16 ilustram outros exemplos da determinação da tensão do arco pelos valores medidos da tensão secundária.

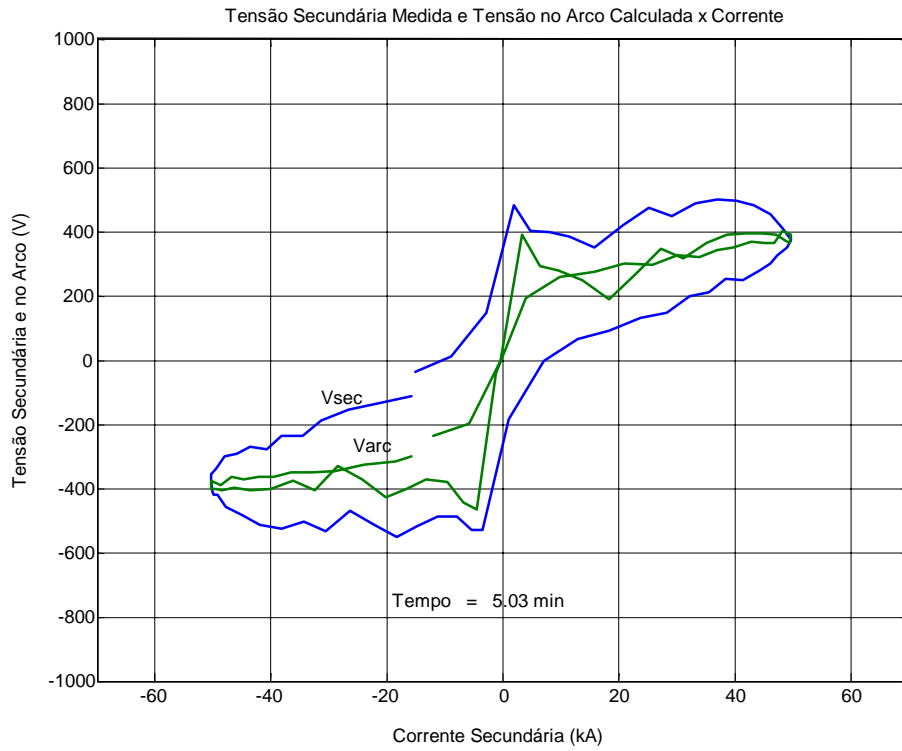


Fig. 15 - Tensão Secundária e Tensão no Arco x Corrente no Minuto 5

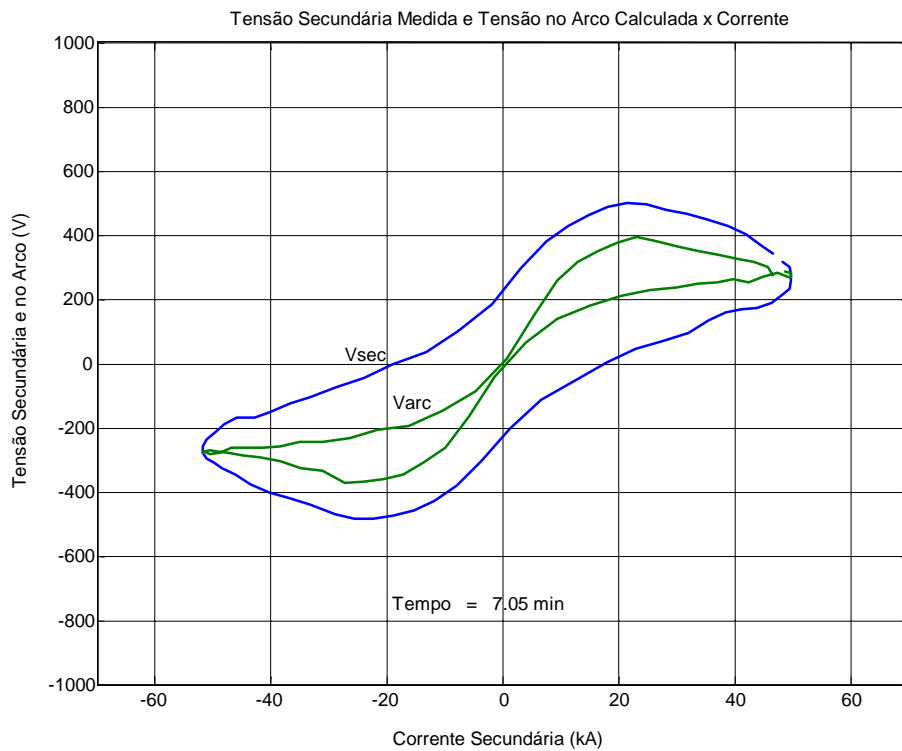


Fig. 16 - Tensão Secundária e Tensão no Arco x Corrente no Minuto 7

A indutância equivalente  $L_{sec}$  é a média dos valores determinados por (7), durante ciclos em que a distorção harmônica e desequilíbrio são mínimos. Na equação (7), o valor da derivada da corrente é calculado para o primeiro ponto do par de pontos amostrados seqüencialmente que satisfaça a condição (8), i.e, o valor da derivada é calculado para pontos de corrente próximos de zero e, por conseguinte, a queda de tensão na resistência  $R_{arc}$  pode ser desprezada.

$$L_{sec\ est} = \frac{\left. \frac{di_{arc}}{dt} \right|_{i_{arc}=0}}{v_{sec} \big|_n} \quad (7)$$

$$i_{arc} \big|_{n+1} \times i_{arc} \big|_n \leq 0 \quad (8)$$

A estimativa da indutância equivalente  $L_{sec}$  dada pela equação (7) somente é válida para situações de pequena distorção harmônica, como a indicada na figura 17. Os gráficos da figura 17 são para o minuto 26 de uma corrida típica de um FEA, quando a carga metálica já está completamente fundida e o aço líquido passa por um processo de refino com uma camada adequada de escória espumante. Nesta situação, a distorção harmônica de tensão e corrente são pequenas, como indicado no sub-gráfico inferior direito da figura 17.

As medições para determinação do padrão do arco das figuras 8 a 13 fazem parte de um conjunto de medidas realizadas em um FEA com transformador de 30 MVA, 20 kV / 700 V. Foram medidas as 3 tensões e 3 correntes secundárias, durante 10 segundos de cada minuto de várias corridas, com a frequência de amostragem de 3200 Hz por canal. Uma corrida típica deste forno consiste de três carregamentos, como pode ser visto no gráfico da figura 18. As figuras 19 e 20 mostram ciclos do primeiro e quinto minutos, onde pode ser visto a descontinuidade da corrente na fase 1, provocada pelo atraso na ignição do arco, os valores acentuados de distorção harmônica de tensão e corrente, bem como o desequilíbrio típico das fases iniciais da fusão da carga.

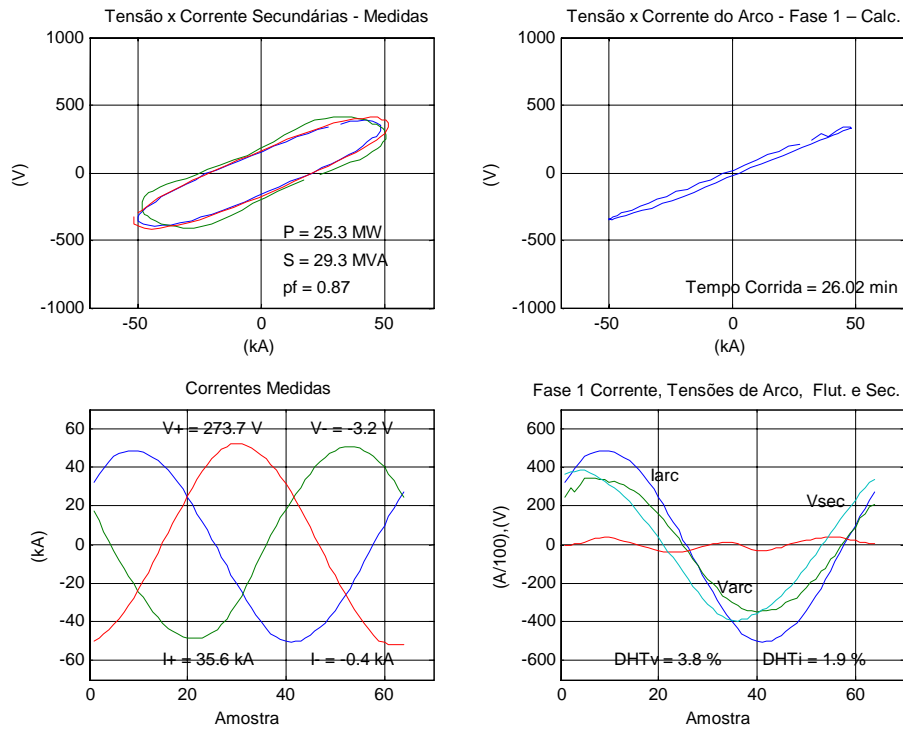


Fig. 17 - Grandezas Medidas e Tensão no Arco na Fase 1 no Minuto 26

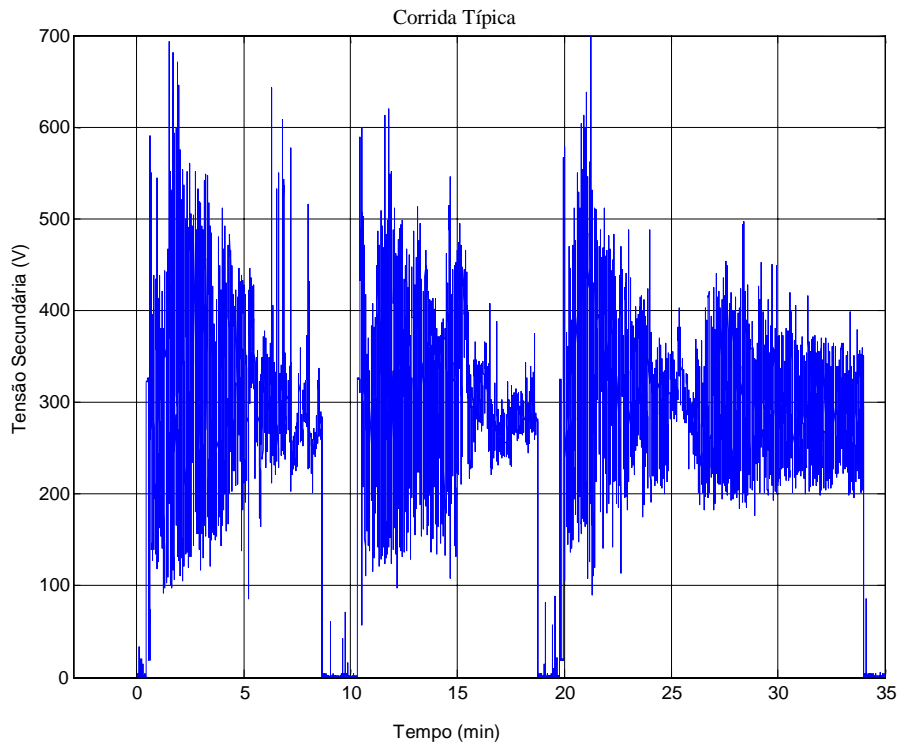


Fig. 18 - Corrida Típica Com Três Carregamentos



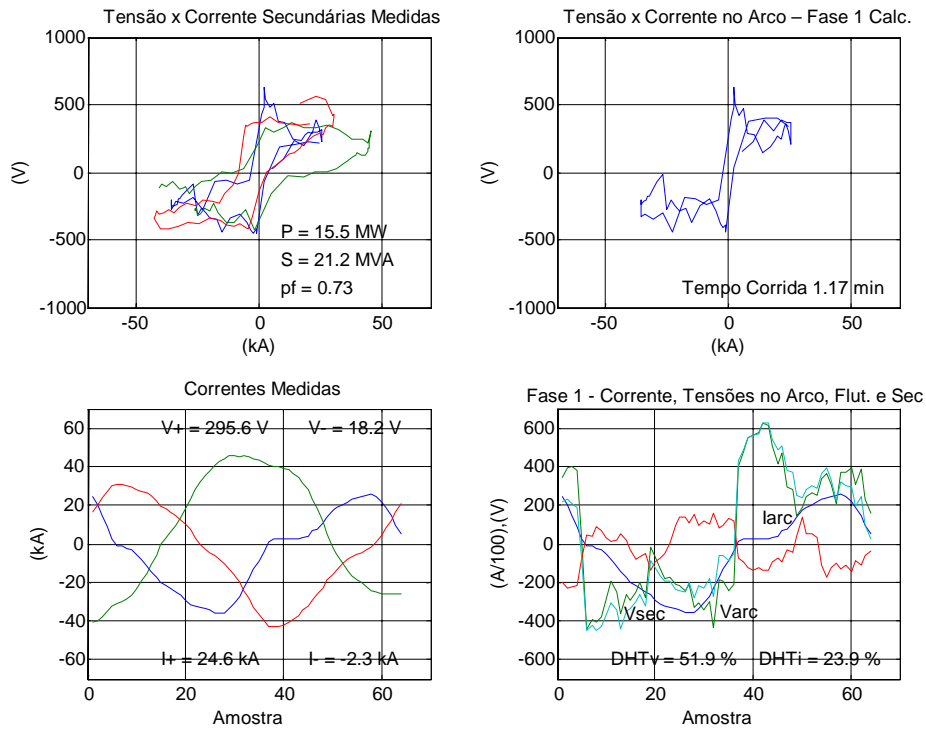


Fig. 19 - Grandezas Medidas e Tensão no Arco na Fase 1 no Minuto 1

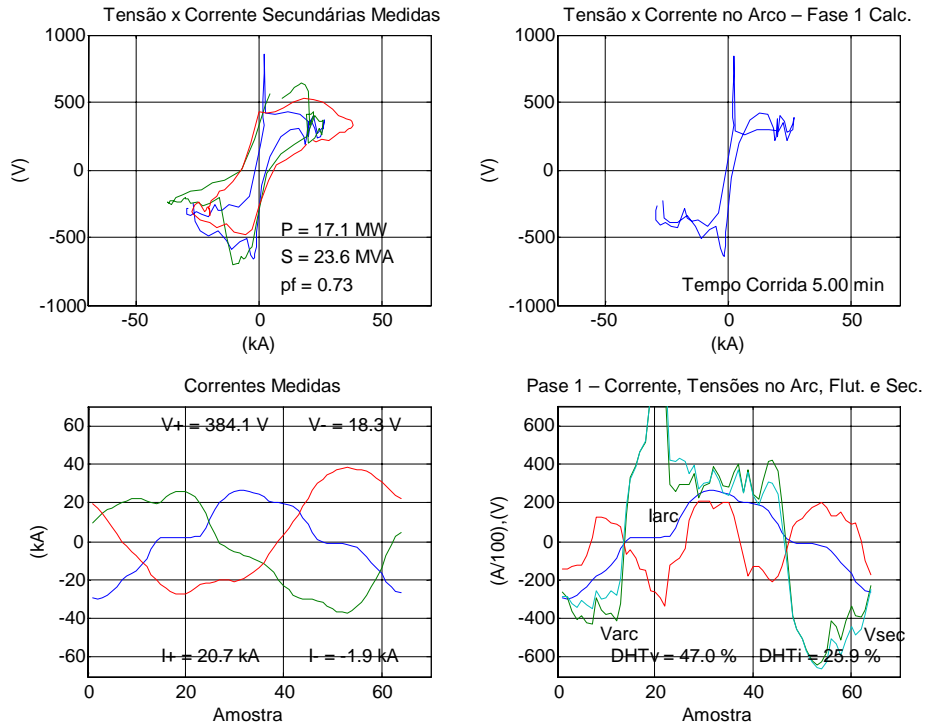


Fig. 20 - Grandezas Medidas e Tensão no Arco na Fase 1 no Minuto 5

Os pontos característicos 'abcd' foram determinados automaticamente, para todos os ciclos dos 10 segundos medidos em cada minuto, pela implementação de um algoritmo com as seguintes definições:

- O ponto 'a' é o ponto onde ocorre a primeira mudança de sinal da derivada da tensão no arco, ao se percorrer a relação da tensão no arco x corrente em ordem cronológica crescente a partir do ponto de corrente zero.
- O ponto 'b' é o ponto onde ocorre a primeira mudança de sinal da derivada da tensão no arco, ao se percorrer a relação da tensão no arco x corrente em ordem cronológica crescente a partir do ponto 'a'.
- O ponto 'c' é o ponto de máxima corrente.
- O ponto 'd' é o último ponto de corrente maior que a corrente no ponto 'b', ao se percorrer a relação da tensão no arco x corrente em ordem cronológica crescente a partir do ponto 'c'.

A figura 21 é o resultado do programa para a determinação automática dos pontos 'abcd' em um determinado ciclo do minuto 6.

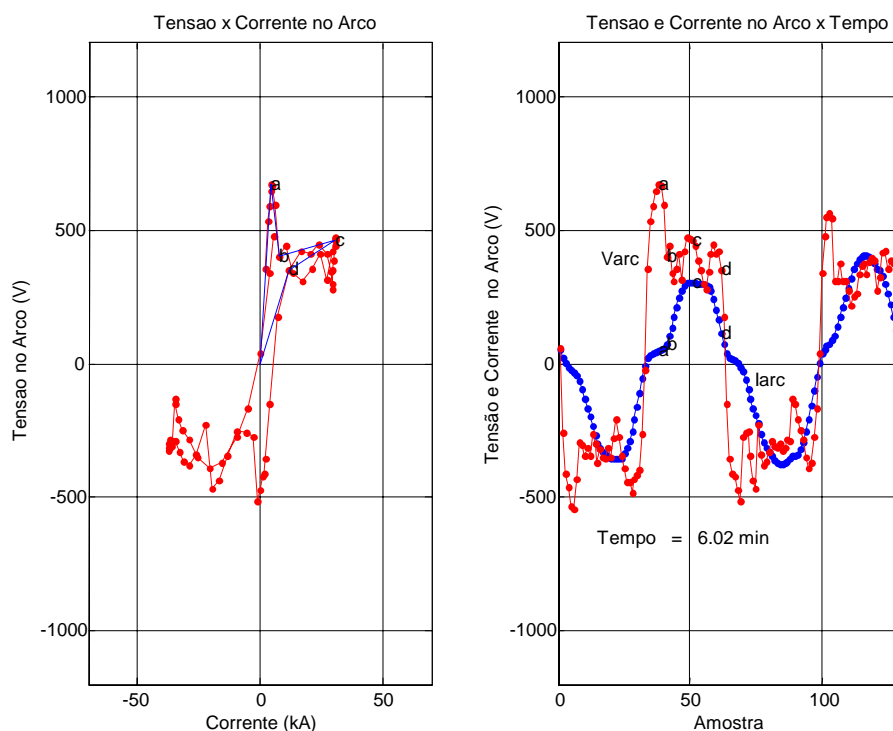


Fig. 21 - Determinação dos Pontos 'abcd'

Os coeficientes de correlação entre as coordenadas de corrente e tensão dos pontos 'abcd' estão indicados na tabela 1, para os pontos característicos determinados na medição do minuto 3. A alta correlação relativa entre a ordenada da tensão do ponto 'a' com as ordenadas de tensão dos pontos 'b' e 'c', verificada na tabela 1, pode ser explicada pela dependência direta da tensão com o comprimento do arco, i.e., um aumento aleatório do comprimento do arco, por exemplo, ocasiona também um aumento da tensão de ignição e das tensões dos pontos 'b' e 'c'. A alta correlação relativa da corrente do ponto 'b' com a corrente do ponto 'd' é oriunda da definição do ponto 'd'. Existe uma boa correlação entre as abscissas de corrente dos pontos 'a', 'b' e 'd', mas tal correlação não existe com o ponto 'c'. Esta constatação pode ser explicada pelo fato de que a corrente no ponto 'c' está associada às limitações do circuito elétrico externo ao arco, pela fenômeno da descarga elétrica do arco [8], enquanto que as correntes dos pontos 'a' e 'b' estão relacionadas com a característica do meio condutor no processo de ignição do arco.

<b>Coefficientes de Correlação Entre os Pontos 'abcd' do Minuto 3</b>							
ai	av	bi	bv	ci	cv	di	dv
1.0000	-0.3224	0.7854	-0.2055	0.3379	-0.3185	0.7446	0.0622
-0.3224	1.0000	-0.3634	0.7686	-0.5296	0.5742	-0.4165	-0.0054
0.7854	-0.3634	1.0000	-0.3763	0.4979	-0.4022	0.9430	0.1869
-0.2055	0.7686	-0.3763	1.0000	-0.5226	0.4386	-0.4121	-0.1924
0.3379	-0.5296	0.4979	-0.5226	1.0000	-0.4836	0.4720	0.1560
-0.3185	0.5742	-0.4022	0.4386	-0.4836	1.0000	-0.4176	0.1878
0.7446	-0.4165	0.9430	-0.4121	0.4720	-0.4176	1.0000	0.1757
0.0622	-0.0054	0.1869	-0.1924	0.1560	0.1878	0.1757	1.0000

Tabela 1 - Coeficientes de Correlação dos Pontos 'abcd' do Minuto 3

Após a determinação dos pontos característicos para o conjunto de dados de cada minuto, foram determinados o valor médio e o desvio padrão de cada um dos pontos 'abcd'. O resultado do processamento das medições é, desta forma, um valor médio para os pontos 'abcd', com o respectivo desvio padrão, para cada um dos minutos da fusão do forno. Estes valores podem ser usados, então, para a simulação do forno em situações operacionalmente semelhantes à de cada minuto medido. Para a simulação, por exemplo, de uma situação semelhante ao terceiro minuto da fusão, são usados os

valores médios medidos neste minuto, com uma variação aleatória dos pontos médios dentro do desvio padrão verificado.

### 2.7 A Simulação do Forno

O modelo do arco elétrico baseado nos pontos característicos ‘abcd’, cujos valores médios e desvios padrões foram determinados para cada minuto da fusão, foi implementado para o circuito da figura 22, utilizando-se o método numérico da integração trapezoidal [22] para a solução do circuito.

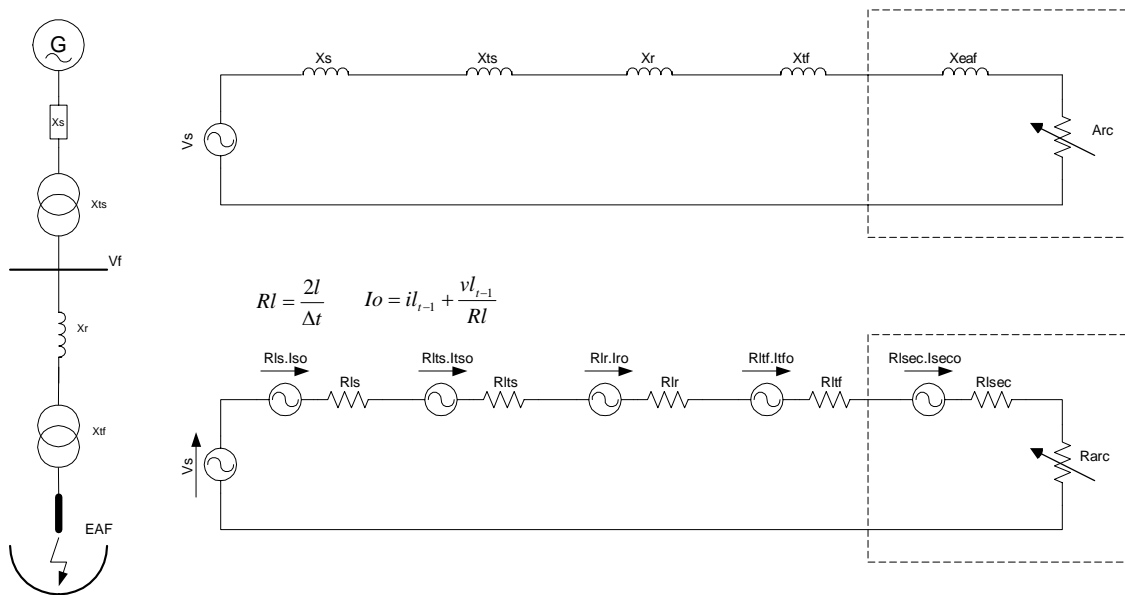


Fig. 22 - Implementação do Método da Integração Trapezoidal

Como se trata de um circuito com uma malha apenas, a fonte de corrente dos modelos de indutância da integração trapezoidal foram transformadas no equivalente de Thevenin de tensão, como indicado na figura 23, para uma solução mais direta do circuito.

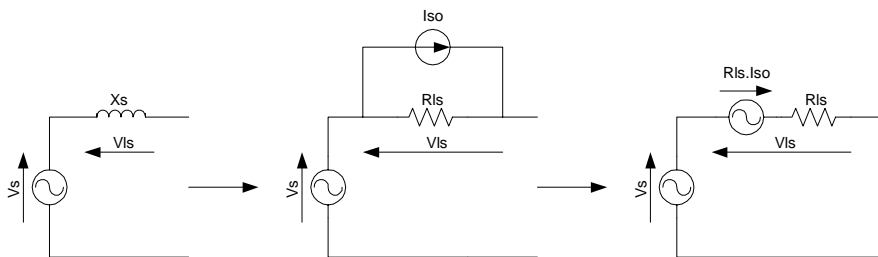


Fig. 23 - Transformação do Modelo de Indutância da Integração Trapezoidal

Em cada semiciclo da corrente, o programa gera um novo conjunto dos pontos ‘abcd’, a partir de um gerador de números aleatórios distribuídos dentro do desvio padrão e valor médio informados para a etapa de simulação desejada, assumindo-se uma distribuição normal para estes pontos. Na validação do modelo, foi verificado ser necessário um ajuste do desvio padrão em relação ao valor medido, sendo considerado um terço do desvio padrão medido para a geração do número aleatório. Pela correlação verificada entre as abscissas de corrente e entre as ordenadas de tensão dos pontos ‘abcd’, as novas coordenadas dos pontos ‘b’, ‘c’ e ‘d’ são derivadas dos valores aleatórios gerados para as coordenadas do ponto ‘a’ apenas. Isto significa que são gerados dois valores aleatórios apenas, um para a nova abscissa de corrente e um para a nova ordenada de tensão do ponto ‘a’. A partir do novo ponto ‘a’, variações proporcionais são feitas aos demais pontos. O valor da resistência  $R_{arc}$  é, então, dado pelos pontos ao longo das retas características do modelo, para cada valor de corrente da simulação.

A figura 24 mostra um ciclo do resultado de uma simulação com o padrão de arco da fase inicial da fusão, caracterizado por um valor alto da tensão de ignição e descontinuidade da corrente do arco.

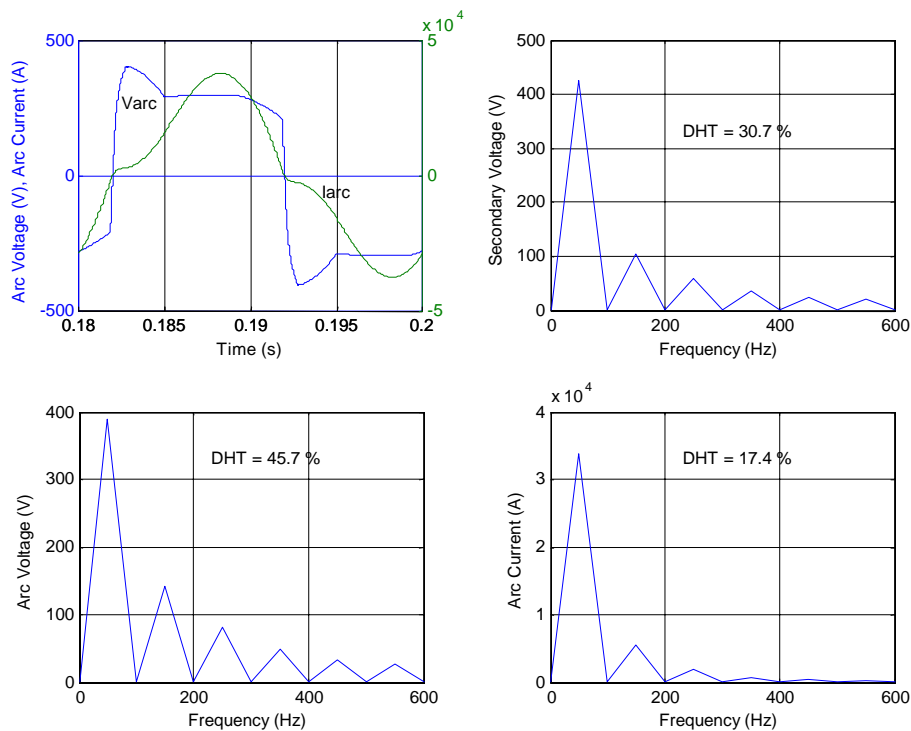


Fig. 24 - Forma de Onda da Simulação de um Padrão de Arco Inicial

Para a verificação de grandezas operacionais, como a potência ativa e corrente eficaz, é necessário que a simulação seja feita em um período de tempo maior, de modo que os valores simulados destas grandezas reflitam o aspecto estocástico do modelo. A figura 25 mostra o resultado da simulação de 50 ciclos com o padrão de arco do terceiro minuto da fusão do FEA de referência. Os 5 primeiros ciclos da simulação são descartados, por envolver transitórios da energização inicial. Pela repetição da simulação com os mesmos dados, a variação verificada nos resultados é pequena, o que demonstra que 50 ciclos são suficientes para a incorporação dos dados estatísticos do modelo. Verificou-se ainda que para algumas situações é necessário que o modelo seja calibrado para adequação com os valores operacionais medidos. Como os pontos ‘abd’ estão diretamente ligados ao comprimento do arco, que é uma característica física do forno, optou-se pela calibração do modelo através do ajuste do ponto ‘c’, que é o ponto mais associado com a condição do circuito externo ao forno. Para a simulação da figura 25, não foi necessário o ajuste do ponto ‘c’, uma vez que o resultado está próximo dos valores medidos no terceiro minuto da fusão, com corrente de 26,5 kA, potência ativa de 20,5 MW e fator de potência de 0,7.

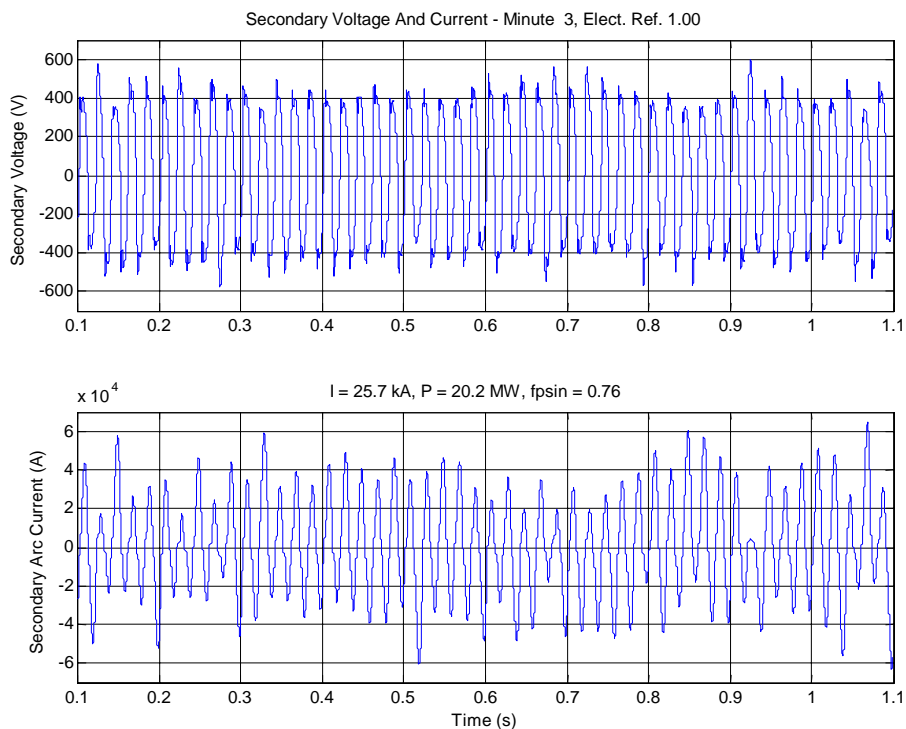


Fig. 25 - Simulação de 50 Ciclos Com o Padrão do Minuto 3

## 2.8 A Ação do Regulador de Eletrodos

O regulador dos eletrodos procura manter a admitância ou a impedância,  $R_{arc} + jX_{sec}$ , do circuito secundário próxima da referência desejada para o ponto de operação do forno. Para tanto, o regulador mede continuamente as tensões e correntes secundárias, para a determinação da impedância secundária. Uma vez calculada a impedância atual do forno, o regulador comanda o circuito hidráulico, para aumentar ou diminuir o comprimento do arco elétrico, em função do erro verificado. O aumento do comprimento provoca um aumento da tensão no arco até o limite da estabilidade no arco correspondente ao limite do ‘tap’ de tensão do transformador do forno. O ‘tap’ do transformador determina a tensão secundária e a máxima potência possível com a regulação do posicionamento dos eletrodos.

A atuação do regulador de eletrodos foi implementada na simulação através da correção das ordenadas da tensão dos pontos ‘abcd’, uma vez que a tensão no arco depende principalmente do seu comprimento. O gráfico da figura 26 é o resultado da simulação com um aumento de 20 % das ordenadas de tensão, equivalente a um aumento correspondente no comprimento do arco, pela ação do regulador de eletrodos. Como pode ser visto, a instabilidade do arco aumenta significativamente, com uma diminuição acentuada da potência, já que em vários ciclos a tensão do circuito não foi suficiente para a ignição do arco, cujo valor médio é agora 20 % maior. A figura 27 mostra o resultado para a simulação com uma diminuição de 20 % das ordenadas de tensão. Neste caso, a corrente aumenta significativamente, ultrapassando o valor nominal do transformador do forno de 24,7 kA. Apesar de geralmente ser possível uma sobrecarga de até 20 % nos transformador para fornos a arco, correspondente a 29,7 kA, a situação da figura 27 não seria suportável por muito tempo, pois a corrente é superior à sobrecarga admissível.

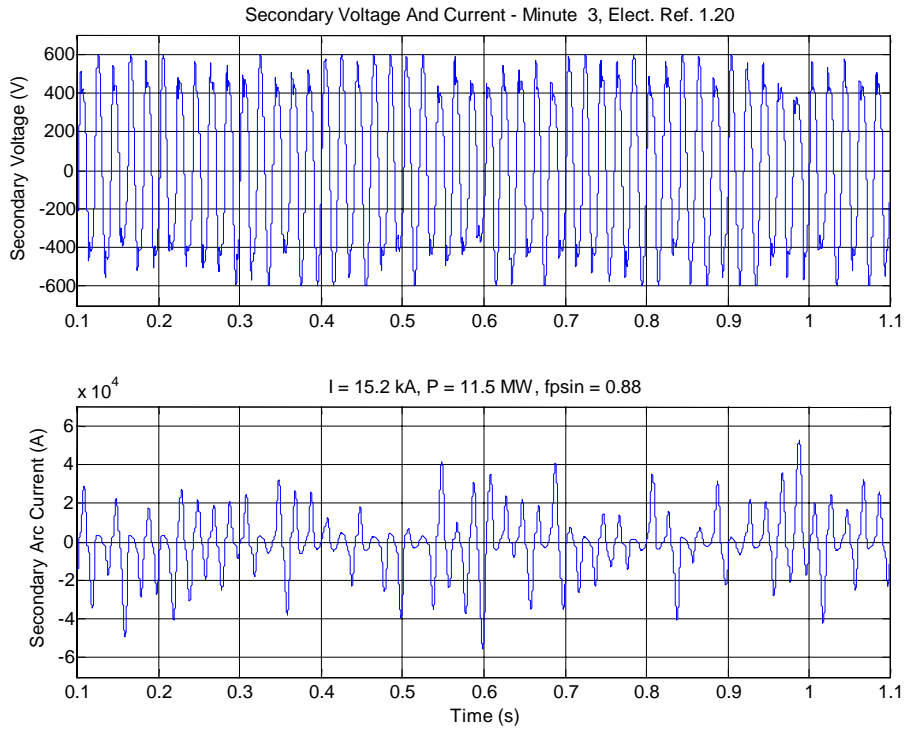


Fig. 26 - Simulação do Minuto 3 Com 1,2 x Posição dos Eletrodos

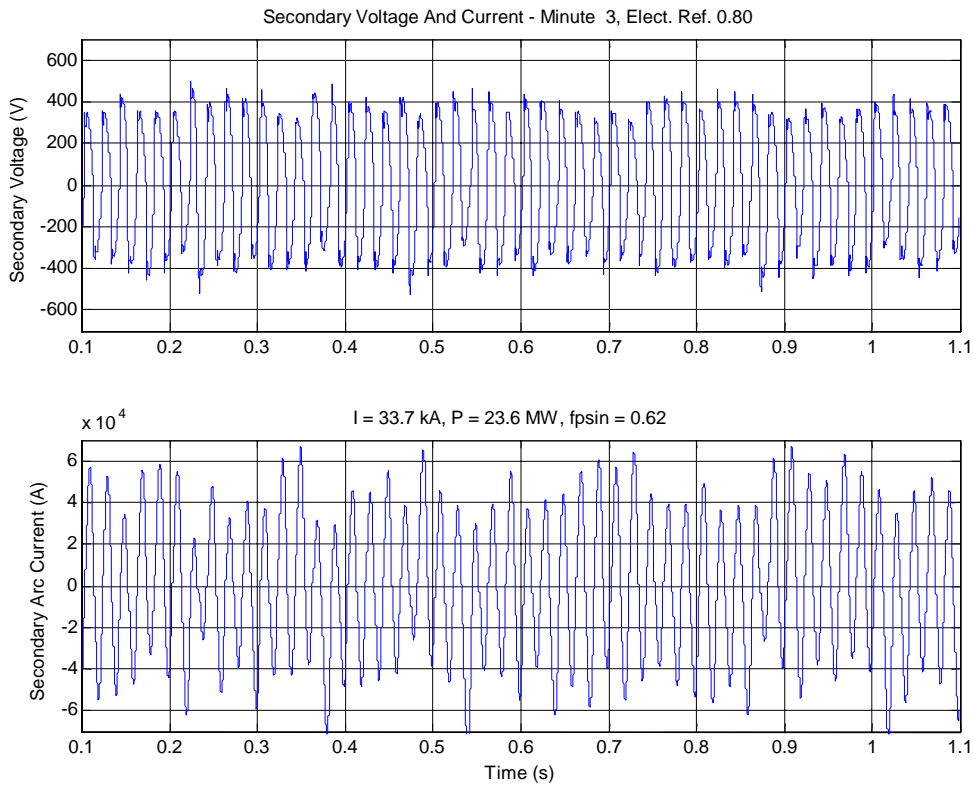


Fig. 27 - Simulação do Minuto 3 Com 0,8 x Posição dos Eletrodos



Tradicionalmente, o cálculo da potência e corrente no circuito do forno é feito com uso do conceito da impedância operacional [23, 24]. A impedância operacional é determinada pela multiplicação da impedância total do circuito por um índice empírico, que depende da etapa da fusão e do fator de potência do forno, como indicado na figura 28, sendo equivalente à seleção do padrão do arco e comprimento do arco da simulação deste trabalho. A impedância operacional é usada, então, para a resolução do circuito da figura 29, através do cálculo fasorial convencional.

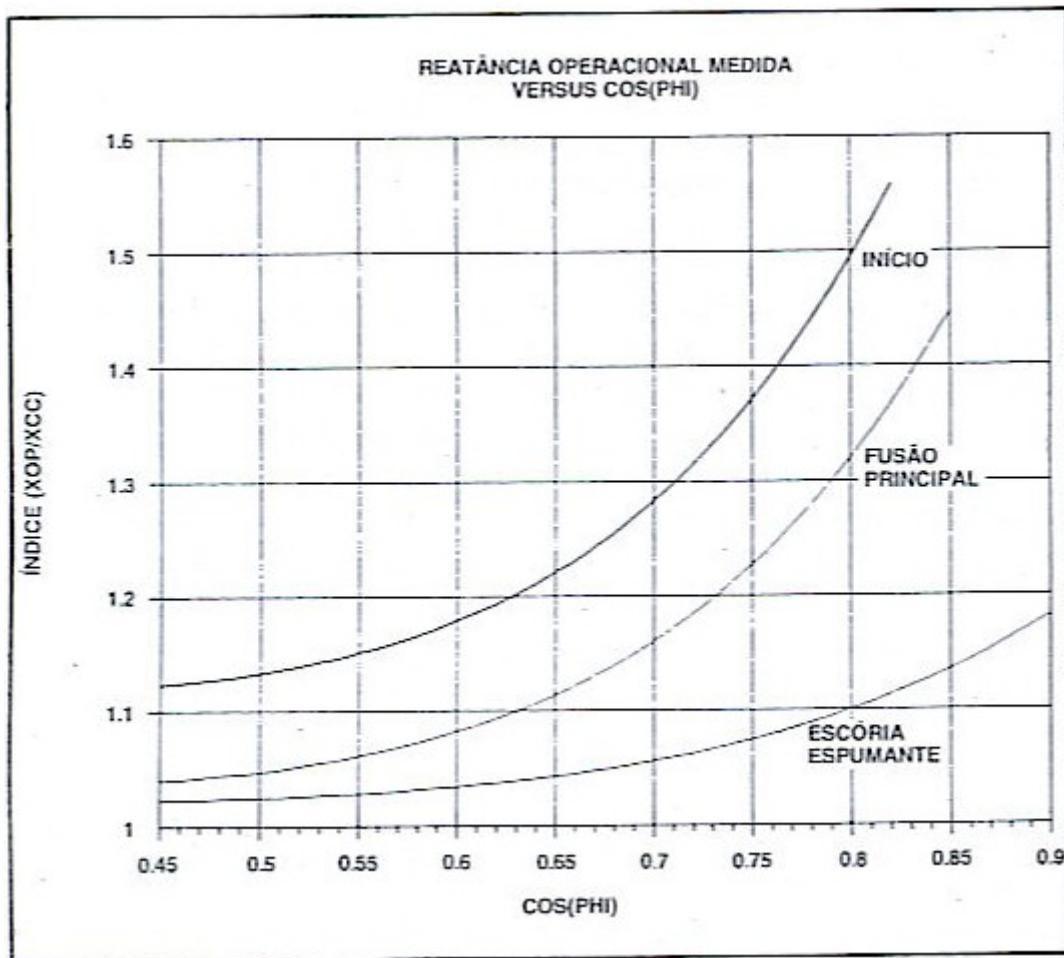


Fig. 28 - Impedância Operacional Segundo Bowman [24]

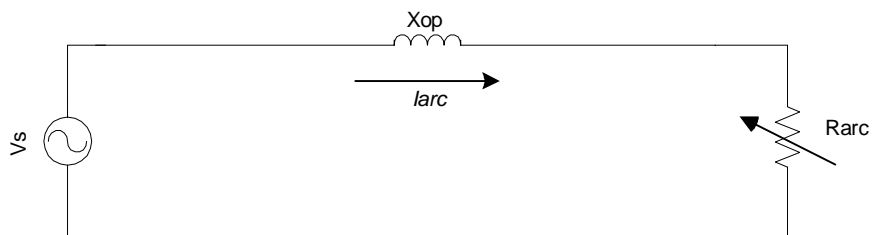


Fig. 29 - Circuito Equivalente Com a Impedância Operacional

No circuito da figura 29,  $X_{op}$  é a impedância operacional, dada pela multiplicação da impedância total do circuito pelo índice da figura 28, e  $R_{arc}$  é a resistência do arco considerada constante. Na análise tradicional dos circuitos dos FEAs, assume-se que  $X_{op}$  e  $R_{arc}$  são constantes para o ponto de operação a ser analisado, sendo usadas, então, as técnicas da análise fasorial convencionais para a resolução do circuito do forno. As equações (9) e (10) são válidas para um regime senoidal no circuito equivalente monofásico da figura 29, onde  $V_s$  é a tensão do sistema da concessionária, e  $X_{op}$ , é a impedância operacional relativa à impedância equivalente total, compreendendo a impedância do sistema,  $X_s$ , do transformador abaixador,  $X_{ts}$ , do reator série,  $X_r$ , do transformador do forno,  $X_{tf}$ , e do circuito do forno propriamente dito,  $X_{sec}$ .

$$I_{arc} = \frac{V_s}{\sqrt{3} \times Z_{tot}} \quad (9)$$

$$P_{arc} = 3 \times R_{arc} \times I_{arc}^2 \quad (10)$$

$$Z_{tot} = \sqrt{R_{arc}^2 + X_{op}^2} .$$

Geralmente, os dados de entrada adotados são a tensão secundária, o fator de potência e a impedância operacional. A corrente e a potência no arco, especificadas em termos de  $V_s$ ,  $X_{op}$  e  $\varphi$ , são dadas pelas equações (11) e (12).

$$\cos \varphi = \frac{R_{arc}}{Z_{tot}} \Rightarrow R_{arc} = \cos \varphi \times Z_{tot}$$

$$\sin \varphi = \frac{X_{op}}{Z_{tot}} \Rightarrow Z_{tot} = \frac{X_{op}}{\sin \varphi}$$

$$I_{arc} = \sin \varphi \times \frac{V_s}{\sqrt{3} \times X_{op}} \quad (11)$$

$$P_{arc} = \cos \varphi \times \sin \varphi \times \frac{V_s^2}{X_{op}} \quad (12)$$

Na análise convencional, portanto, são necessárias uma estimativa inicial para o fator de potência do circuito, considerando a resistência do arco desejada, e a avaliação da impedância operacional, definida pelo fator de potência e a etapa da fusão a ser analisada. Uma vez estimados o fator de potência e impedância operacional, a corrente e potência no arco podem ser determinados por (11) e (12). Em uma analogia com o modelo de simulação deste trabalho, verifica-se que a estimativa do fator de potência do método convencional é equivalente à escolha do comprimento de arco desejado e a determinação da impedância operacional é semelhante à escolha do padrão e da característica estocástica do arco.

## 2.9 Conclusão

Como verificado na análise das medições de um FEA, a característica estocástica e os padrões do arco variam significativamente ao longo da fusão e devem ser considerados na simulação da operação desejada para o forno. A determinação dos pontos característicos definidos neste trabalho, através do processamento da medição da tensão e corrente secundários, possibilita o modelamento da característica da variação e do padrão do arco. O modelo implementado permite, desta forma, a simulação da atuação do regulador de posição dos eletrodos, com a característica estocástica e o padrão de arco do ponto da fusão a ser analisado. A potência ativa e a corrente no forno são, portanto, determinados em uma maneira mais direta do que o método convencional, que necessita de uma estimativa inicial do fator de potência e da impedância operacional do sistema.

## 3 O Reator Série Chaveado Por Tiristores

*Este capítulo explica a necessidade da instalação de reatores séries nos circuitos dos FEAs e analisa as possibilidades para a comutação de 'taps' ou para o chaveamento completo dos reatores séries. E demonstrado o ganho de potência com a retirada do reator série do circuito do forno ao final da fusão e apresentada a ambigüidade da variação de potência do arco, ou com o chaveamento dos reatores séries, ou com a comutação de 'taps' do transformador do forno.*

### 3.1 Introdução

Para uma mesma potência no arco, a operação do forno com uma tensão secundária maior possibilita uma diminuição da corrente e, conseqüentemente, um menor consumo de eletrodos. Como os eletrodos representam um item representativo na distribuição dos custos de uma aciaria [1], o projeto ou alteração do circuito do forno para a viabilização de uma maior tensão secundária é geralmente justificada economicamente. O simples aumento da tensão secundária ocasiona, porém, um aumento proporcional na corrente secundária, se for mantida a mesma impedância do circuito do forno. A impedância do circuito deve ser, portanto, aumentada adequadamente, de modo que a tensão no arco seja suficiente para que seja mantida a potência desejada e, ao mesmo tempo, seja apropriadamente diminuída a corrente nos eletrodos. A inserção de reatores em série no circuito do forno possibilita o aumento necessário da impedância, para a diminuição desejada da corrente secundária do transformador do forno.

A indutância necessária para o reator série pode ser estimada através do circuito da figura 30, onde foram assumidas condições senoidais. Para uma mesma potência no arco,  $R_{arc} \times I_{arc}^2$ , a operação com uma corrente  $I_{arcn} = n \times I_{arc}$  implica no aumento de  $R_{arc}$  para  $R_{arcn} = \frac{R_{arc}}{n^2}$ , onde  $n$  é um fator menor que 1. O aumento de  $R_{arc}$  significa o aumento da tensão no arco por um fator de  $\frac{1}{n}$ , considerando-se constante a resistência equivalente do arco. A reatância do reator série,  $X_r$ , deve ser calculada,

portanto, para que a reatância total equivalente do circuito,  $X_{eqn} = X_r + X_{eq}$ , satisfaça (13), onde  $V_{sn}$  é a nova tensão secundária do transformador do forno.

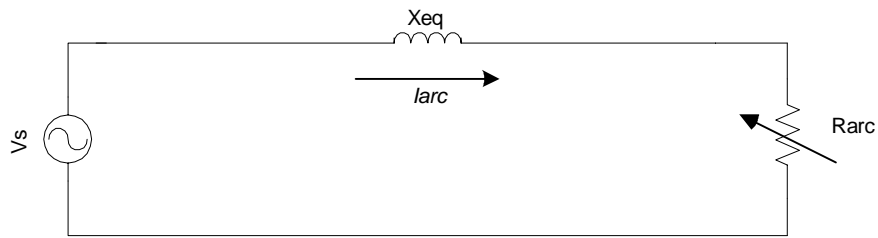


Fig. 30 – Circuito Equivalente Referido ao Secundário

$$V_{sn} = \sqrt{X_{eqn}^2 + R_{arcn}^2} \times I_{arcn} \quad (13)$$

A relação entre  $V_{sn}$  e a nova tensão no arco deve ser suficiente ainda para acomodar as variações aleatórias do circuito não linear real durante a fusão, uma vez que a tensão necessária para a ignição do arco varia drasticamente ao longo da corrida.

Caso não houvesse os reatores no circuito do forno onde foram realizadas as medições deste trabalho, a corrente no circuito do forno ultrapassaria em muito o valor nominal do transformador, como demonstra o resultado da simulação da figura 31, para uma mesma referência de tensão no arco. O fenômeno de condução da corrente elétrica no arco elétrico fornece uma explicação física para a necessidade de uma limitação externa ao arco, pois o arco elétrico pode ser aproximado por uma fonte de tensão constante, sem capacidade de limitação de corrente por si só.

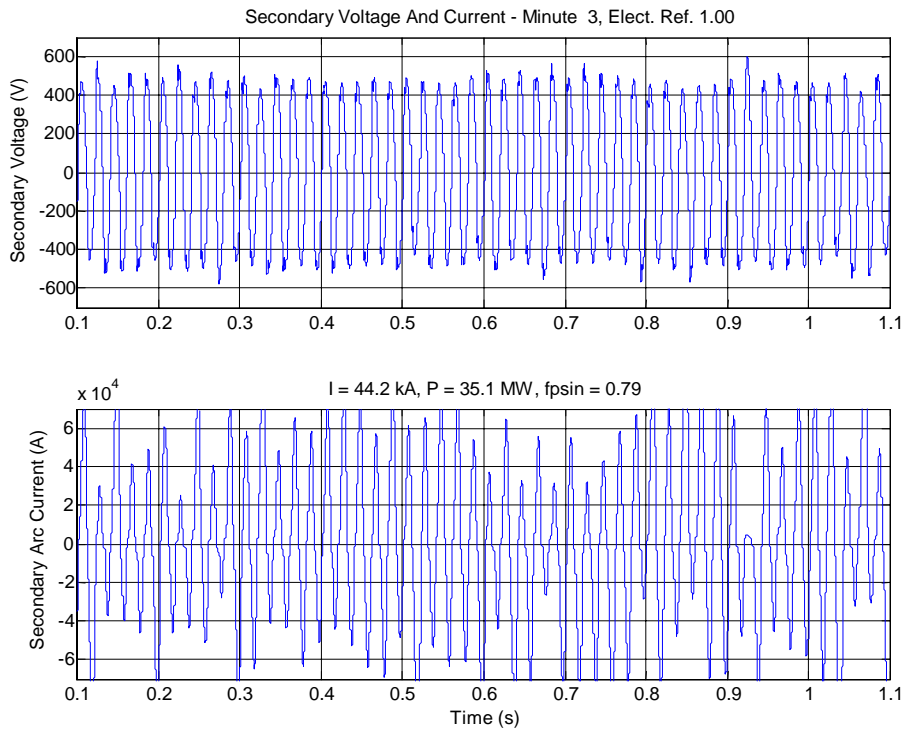


Fig. 31 - Simulação do Minuto 3 Sem o Reator Série

A limitação da corrente no circuito sem o reator, através do aumento da tensão pelo aumento do comprimento do arco, não é viável praticamente, pois a instabilidade do arco aumenta sensivelmente, pela maior probabilidade de ocorrerem ciclos sem a ignição do arco. Como pode ser visto na simulação da figura 32, para o mesmo nível de corrente eficaz do circuito com o reator, o comprimento do arco foi aumentado em 20 % e a potência foi reduzida de 20,2 para 18,8 MW, sendo observado ainda picos de corrente superiores ao nominal da instalação.

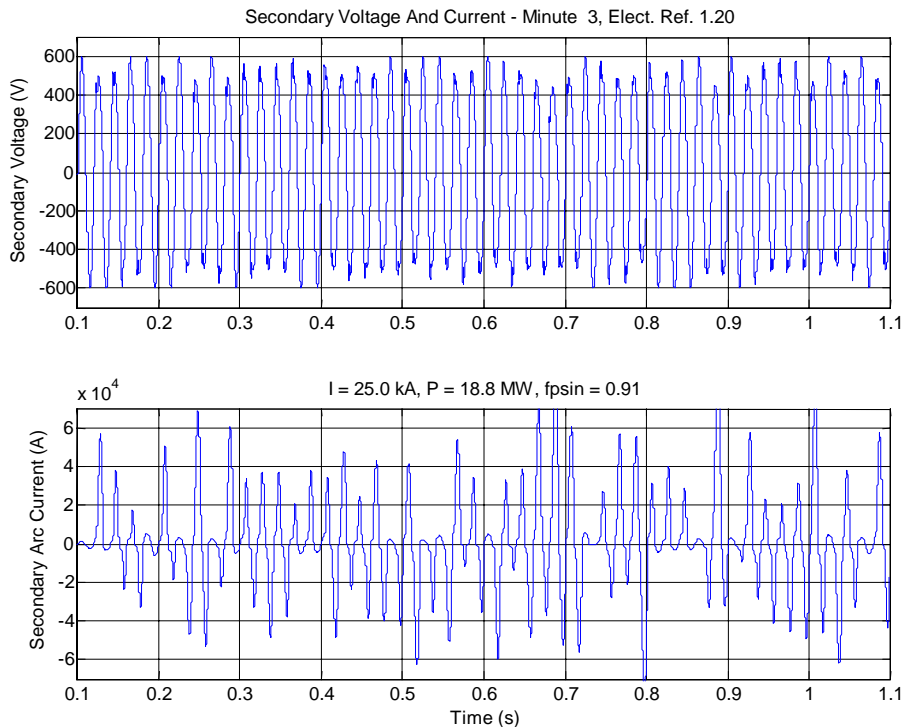


Fig. 32 - Simulação do Minuto 3 Sem o Reator Série e Com o Aumento da Tensão no Arco

O padrão do arco elétrico medido para os minutos iniciais da fusão comprova a incapacidade de limitação própria da corrente do arco nesta fase. Como pode ser visto no padrão do minuto 2 da figura 9, por exemplo, a resistência do arco diminui com o aumento da corrente, após a ignição do arco, sem restrição própria para o aumento da corrente.

Durante a fase final da fusão da carga, como durante o minuto 8 da figura 13, a relação tensão-corrente do arco apresenta um trecho de resistência constante, uma vez que nesta fase já existe um percurso condutor da corrente, devido à existência da escória espumante, que independe da formação do arco elétrico. A retirada do reator do circuito do forno nesta etapa também provoca um aumento da corrente no arco, como pode ser visto nas figuras 33 e 34, mas se as condições do forno permitirem o aumento do comprimento do arco, como na figura 35, tem-se um ganho de potência de 24,5 para 30,3 MW, para o mesmo nível de corrente no forno. Contudo, o aumento do comprimento do arco somente é viável se houver uma boa formação de escória espumante no forno, de modo a manter o arco encoberto, sem o comprometimento da exposição direta dos painéis refrigerados ao calor irradiado do arco.

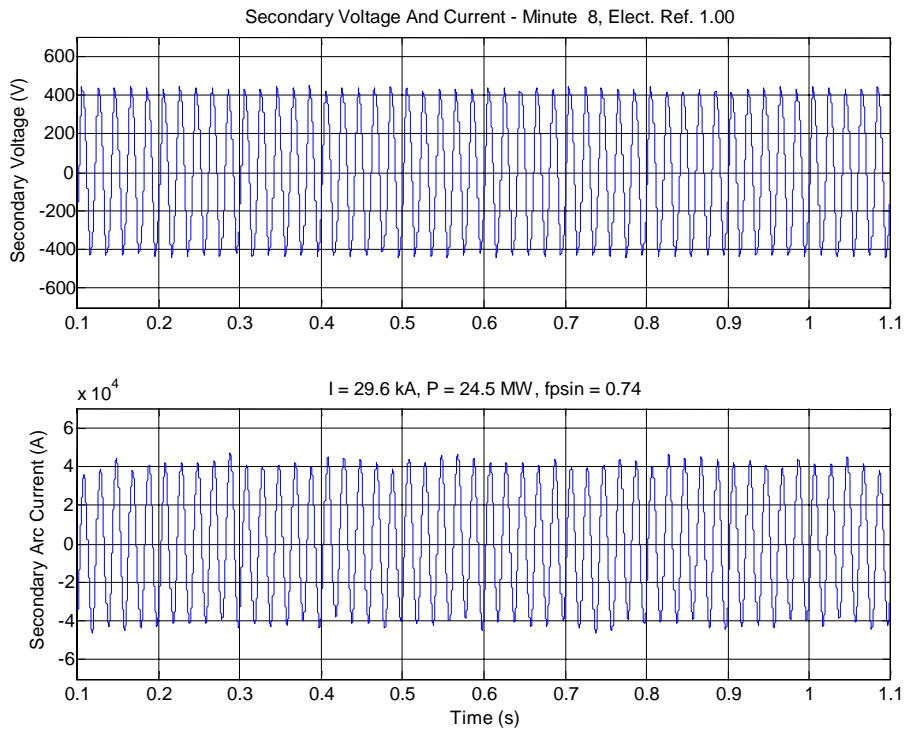


Fig. 33 – Simulação do Minuto 8 Com o Reator Série

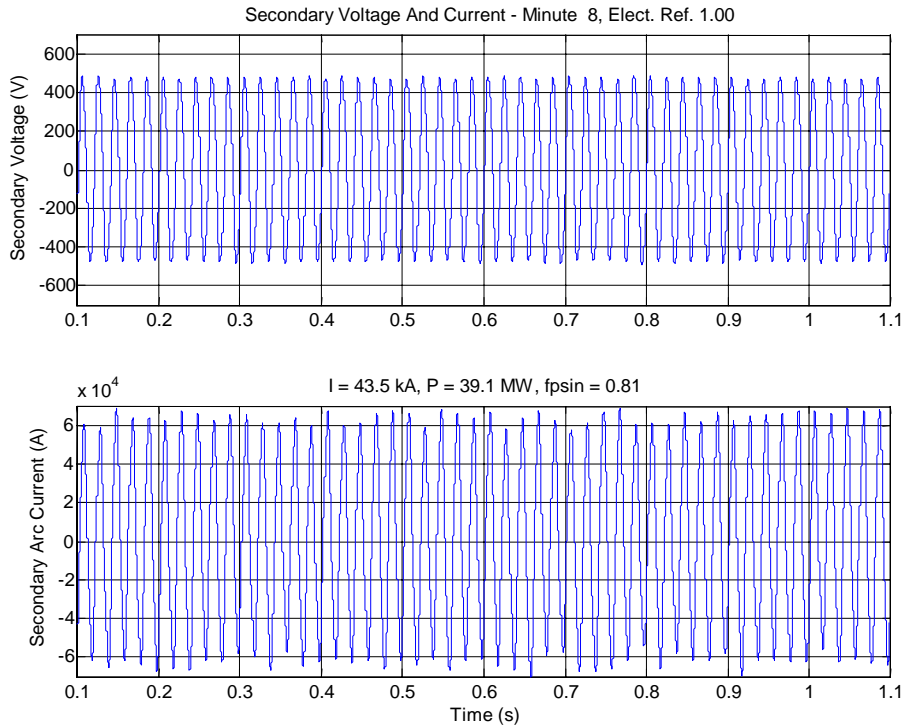


Fig. 34 – Simulação do Minuto 8 Sem o Reator Série



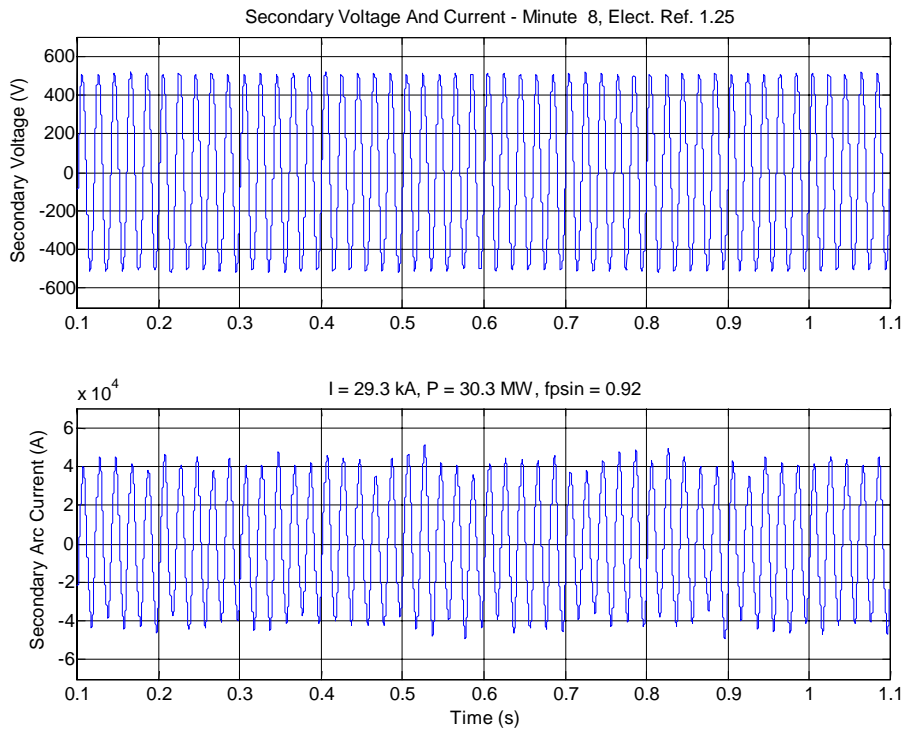


Fig. 35 – Simulação do Minuto 8 Sem o Reator Série e Com Aumento da Tensão no Arco

O ganho de potência com a retirada do reator série do circuito do forno pode ser previsto com a aproximação de condições senoidais no circuito do forno nos minutos finais da fusão. Nestas condições, a equação (12) pode ser usada para a determinação da máxima transferência de potência possível, que ocorre quando  $\varphi$  é igual a  $45^\circ$ , conforme (14). Para o forno onde foram realizadas as medições usadas neste trabalho, a retirada do reator série representa um aumento de 87 % da potência máxima, pela análise aproximada para as condições senoidais. O ganho de potência é, porém, limitado pela restrição inicial de se manter a potência e a corrente secundária igual ao valor original, para que o consumo de eletrodos não aumente proporcionalmente ao aumento da corrente.

$$\varphi = 45^\circ \Rightarrow \text{Parc}_{\max} = \frac{1}{2} \times \frac{V_s^2}{X_{\text{tot}}} \quad (14)$$

### 3.2 A Comutação dos *Taps* dos Reatores Séries

Os reatores para instalação em série no circuito do forno são geralmente do tipo seco, com derivações disponíveis para a conexão direta aos cabos de interligação, como

na ligação dos reatores da figura 36, ou a um dispositivo para a comutação das derivações para a seleção da indutância do reator.



Fig. 36 - Reatores Séries Sem Dispositivo de Comutação de 'Taps'

Os dispositivos mais usuais para a comutação de derivações ou para a retirada completa do reator do circuito do forno, com o intuito de aproveitamento da maior potência disponível no arco, são do tipo para comutação sem carga da derivação, como o da figura 37. Estes dispositivos têm o inconveniente da necessidade de manutenção freqüente no dispositivo mecânico e o inconveniente inerente de ser necessário o desligamento do forno para a comutação da derivação. O desligamento do forno causa transtornos operacionais principalmente na fase final da fusão, quando o seu desligamento afeta o estado da escória espumante, que tende a diminuir a sua altura com o desligamento do forno. Este fenômeno é de certa forma semelhante ao que o desligamento da chama que aquece o leite provoca na diminuição da sua espuma fervente. Isto é um efeito incoerente com o objetivo inicial da comutação do tap, que

era a maximização dos benefícios proporcionados pela operação com o arco elétrico encoberto pela escória.

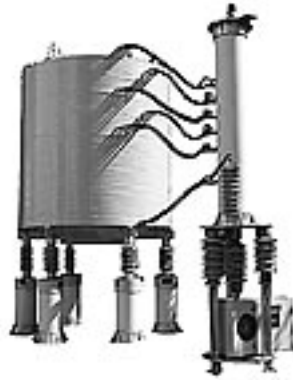


Fig. 37 - Comutador de 'Taps' Sem Carga Para Reator

A comutação das derivações sob carga pode ser feita com dispositivos de custo relativamente elevado, com contatos em óleo ou no vácuo, que também apresentam o inconveniente da manutenção mecânica. Os dispositivos para comutação sob carga devem ser capazes de suportar a tensão nominal do circuito, se ligados na maneira convencional da figura 38, onde a comutação é feita por chaves tiristorizadas. Para esta configuração com tiristores, cada chave deveria ser formado por pelo menos 12 tiristores, sendo 6 tiristores em série para cada sentido da chave, considerando os tiristores com a maior tensão de bloqueio disponível comercialmente atualmente.

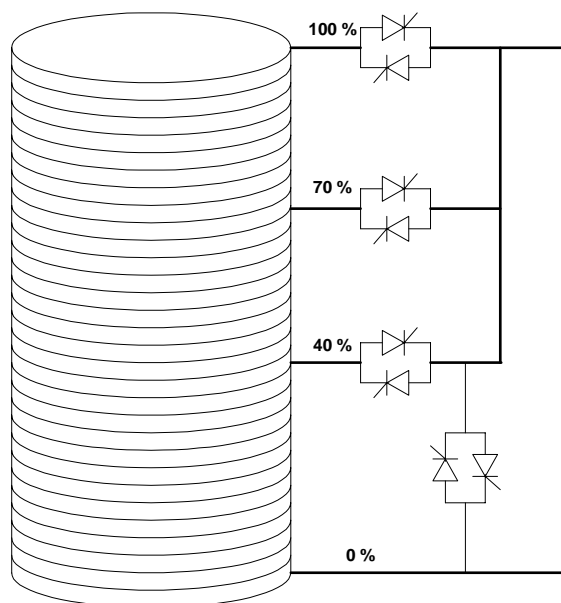


Fig. 38 - Comutador de *Taps* Tiristorizado

Para a configuração da figura 39, contudo, a tensão nos tiristores é apenas a queda de tensão no trecho correspondente do reator, não sendo necessário, portanto, um número elevado de tiristores em série em cada chave. Porém, esta configuração não é realizável praticamente, uma vez que a corrente induzida no trecho curto-circuitado é alta, como indicado na figura 40, podendo ser superior aos valores de projeto do reator e chave.

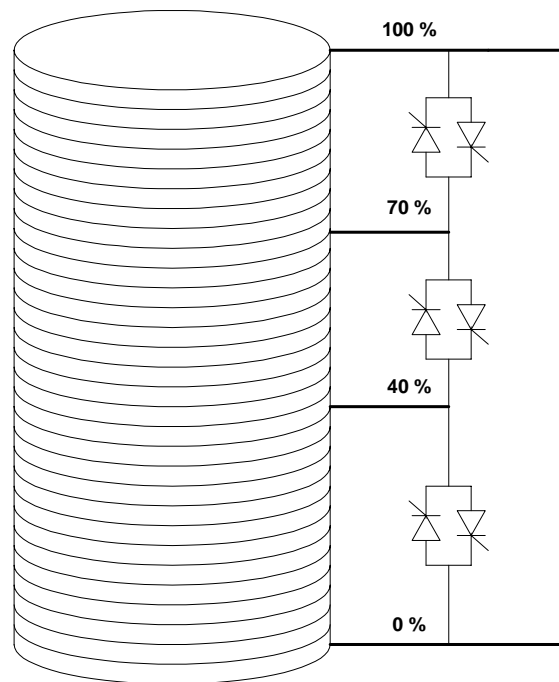


Fig. 39 - Configuração Alternativa de Comutação de Taps

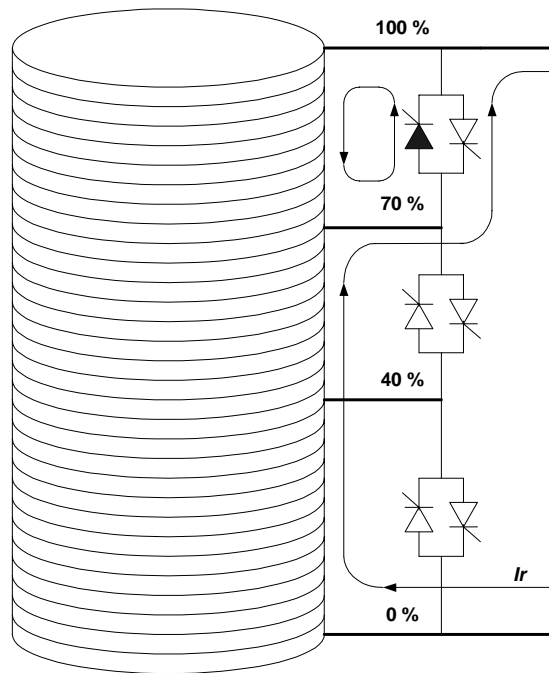


Fig. 40 - Circulação de Corrente no Reator

### 3.3 O Módulo do Reator Série Chaveado Por Tiristores

O problema da circulação de corrente no trecho curto-circuitado pela chave estática pode ser eliminado pelo desacoplamento entre os trechos do reator, como a configuração da figura 41. Contudo, a seleção de *taps* dos reatores é feita geralmente durante os ajustes iniciais da operação do forno e, uma vez verificado o melhor ponto de operação, a comutação de *taps* é usualmente justificada apenas para a retirada total do reator série do circuito, como demonstrado no item 3.1. A figura 42 exemplifica um reator série, ajustado para o *tap* de 70 %, inteiramente chaveado por tiristores.

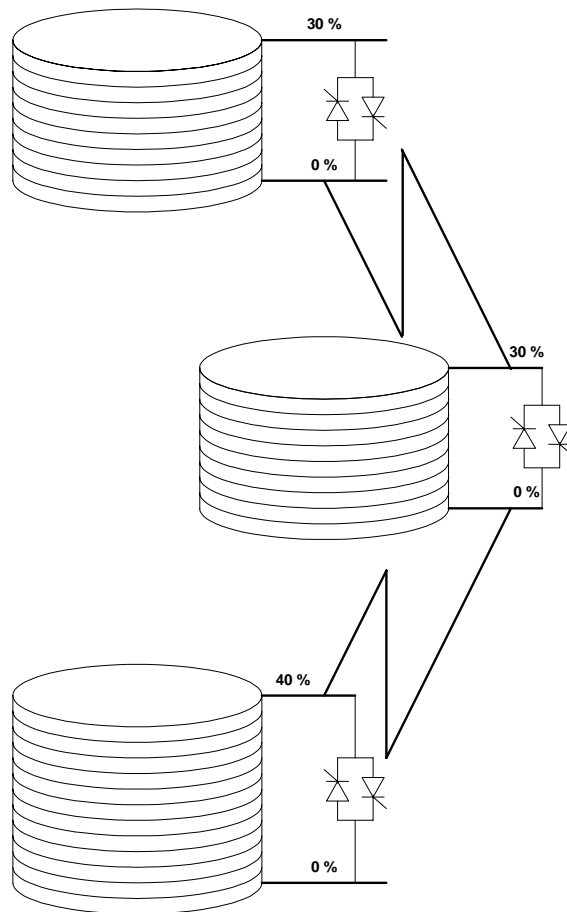


Fig. 41 - Desacoplamento dos Trechos dos Reatores

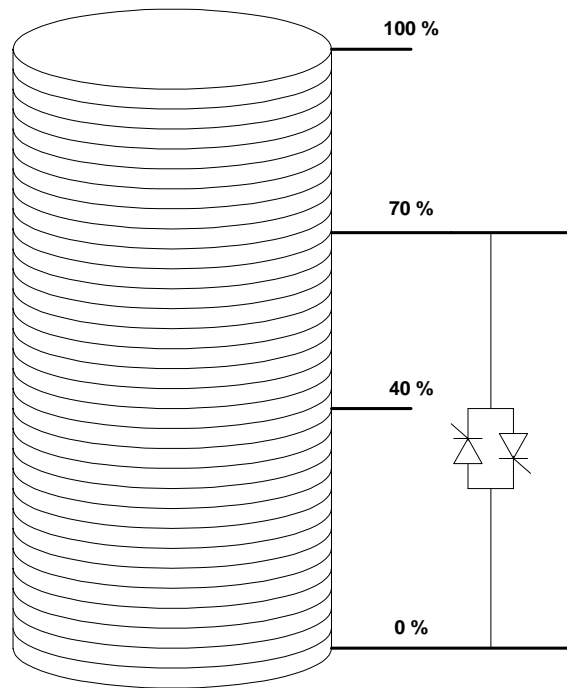


Fig. 42 - Chaveamento de Reator Ajustado Para 70 %

A máxima tensão aplicada aos tiristores em condições senoidais é dada pelo circuito da figura 43, que mostra uma situação de curto-circuito nos eletrodos do forno, onde  $X_r$  é a reatância do reator em paralelo com a chave estática. Esta é uma situação freqüente, provocado por um contato direto da sucata com os eletrodos, sem a formação do arco elétrico. A tensão nos tiristores nesta situação foi usada como um critério de projeto para a capacidade de bloqueio de tensão dos tiristores da chave estática. Para um circuito de 33 kV, como o da figura 43, e considerando-se a situação de curto-circuito entre dois eletrodos com o reator de uma fase curto-circuitado, a tensão de pico nos tiristores do reator da outra fase é dada pelo divisor de tensão das reatâncias do circuito equivalente, conforme (15), onde  $V_{ts}$  é igual a 33 kV.

$$V_r = \sqrt{2} \times V_{ts} \times \frac{X_r}{2X_s + 2X_{ts} + X_r + 2X_{tf} + 2X_{sec}} \quad (15)$$

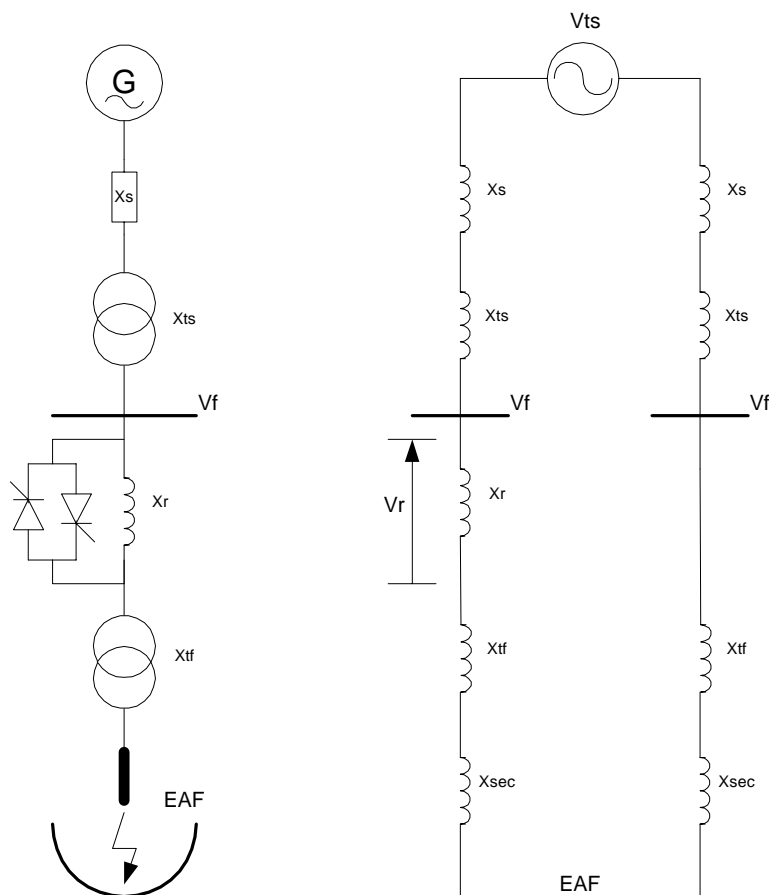


Fig. 43 - Situação de Máxima Tensão na Chave Estática

Para o forno onde foi medido o padrão de arco das figuras 8 a 13, o nível da média tensão  $V_{ts}$  é de 20 kV e o resultado de (15), para o cálculo com as reatâncias deste forno, é de uma tensão de pico nos tiristores de 8,6 kV. As figuras 44, 45 e 46 indicam os resultados da simulação da tensão no reator, para diferentes comprimentos de arco, que validam o critério para grandezas senoidais dado por (15), uma vez que a máxima tensão no reator foi sempre inferior a 8,6 kV.

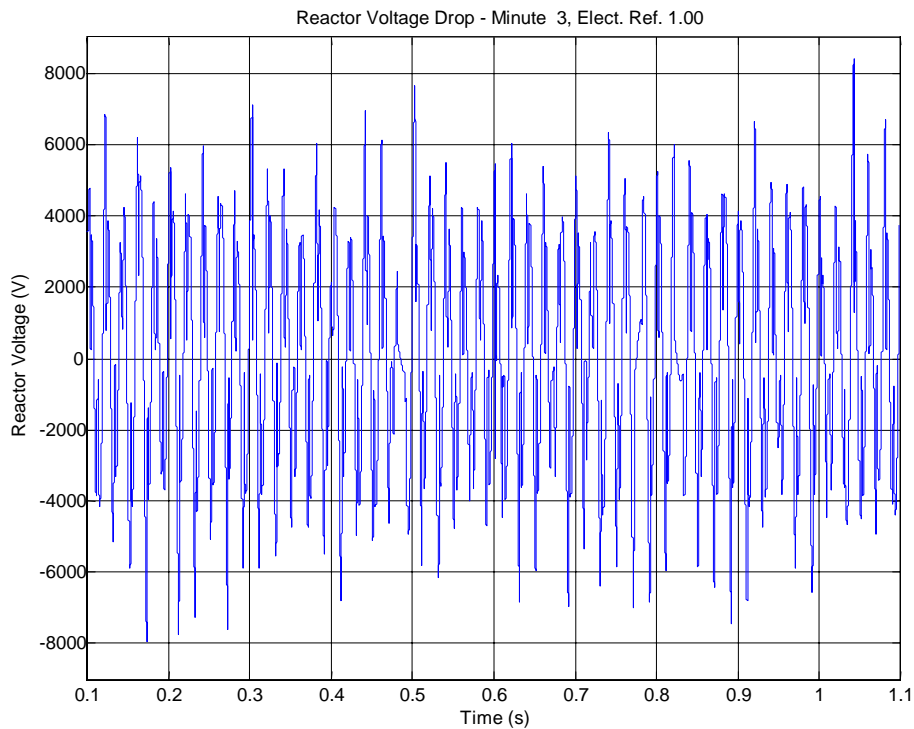


Fig. 44 - Tensão no Reator no Minute 3 e 1,0 x Posição dos Eletrodos



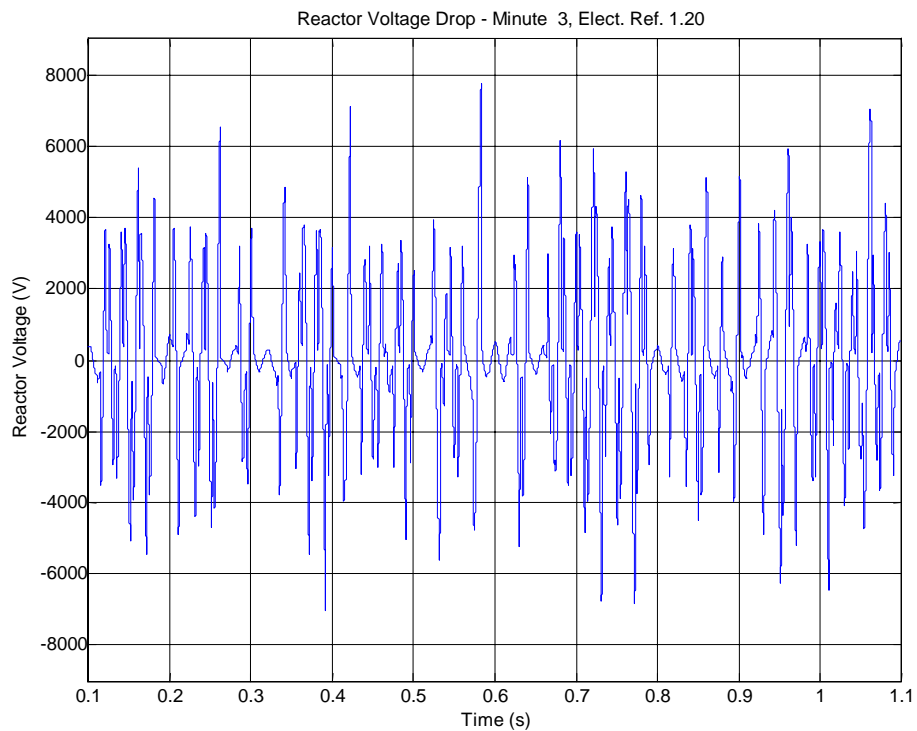


Fig. 45 - Tensão no Reator no Minute 3 e 1,2 x Posição dos Eletrodos

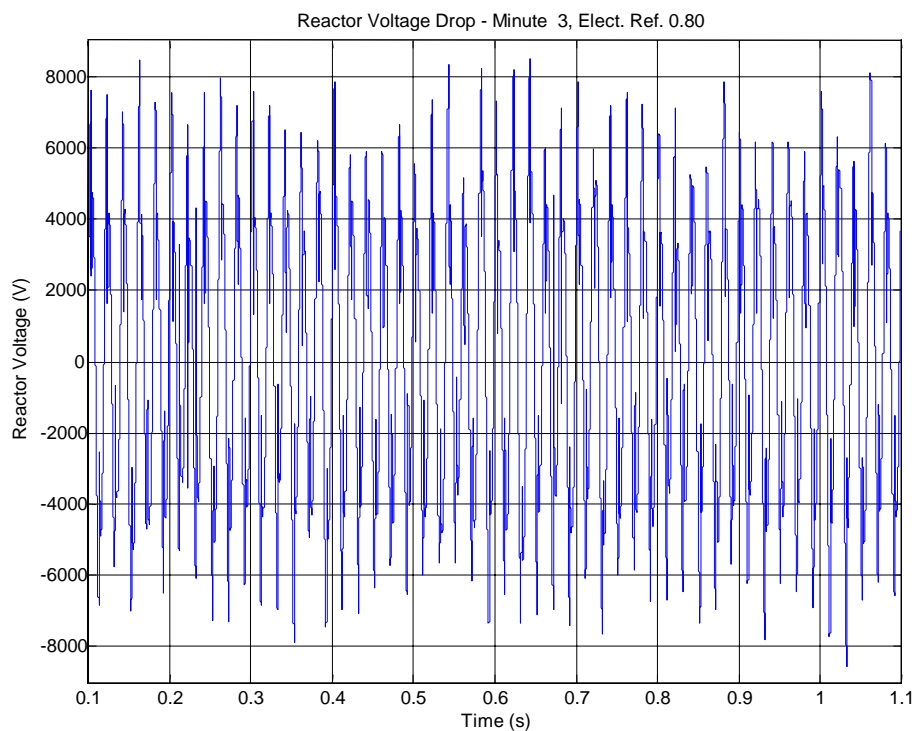


Fig. 46 - Tensão no Reator no Minute 3 e 0,8 x Posição dos Eletrodos

### 3.4 O RSCT e o Comutador de *Taps* do Transformador do Forno

O comutador de *taps* do transformador do forno é um dispositivo eletromecânico geralmente instalado no interior do forno, que executa a comutação de ligações internas do primário do transformador, para variação da tensão secundária e, por conseguinte, para variação da máxima potência no transformador. Por representar uma parte significativa do custo do transformador do forno e, por se tratar de um equipamento sujeito a manutenções periódicas, o uso de módulos do Reator Série Chaveado por Tiristores se justifica para a minimização da comutação de *taps* ou mesmo para a eliminação da necessidade de instalação de comutadores de *taps* sob carga nos transformadores de fornos elétricos a arco. Os módulos do RSCT têm a vantagem adicional de não envolver o chaveamento de altas correntes indutivas, pela característica intrínseca de comutação com corrente nula dos tiristores, o que evita os inconvenientes do desgaste dos contatos do comutador de *taps* sob carga. A tabela 2 exemplifica o caso do forno das medições das figuras 8 a 13, onde são usados os *taps* 10, 12 e 13 para a fusão da carga. O *tap* 10 é usado nos primeiros 30 segundos da fusão, o *tap* 13 é usado na maior parte da fusão e o *tap* 12, quando necessário, é usado no final da fusão. A primeira coluna desta tabela indica o *tap* de tensão do transformador do forno, a segunda coluna o valor total dos reatores séries,  $X_r$ , e a terceira coluna a máxima potência possível no forno,  $P$ , tomando-se como referência o valor original do reator série,  $X_{ro}$ , e a potência na situação de *tap* 13 e reator série no seu valor original,  $P_o$ , considerando-se uma situação de grandezas elétricas senoidais. Como pode ser visto, a limitação de potência indicada na última linha da tabela, com a inserção de um módulo do RSCT no circuito do forno, com 50 % do valor nominal do reator original, é aproximadamente equivalente à operação com o *tap* 10, indicada na primeira linha da tabela e, com a inserção do RSCT de 13 % do valor nominal do reator original, indicada na quarta linha, a limitação de potência é semelhante à do *tap* 12, da segunda linha.

Tap	$X_r/X_{ro}$	P/Po
10	1,00	0,81
12	1,00	0,93
13	1,00	1,00
13	1,13	0,94
13	1,25	0,90
13	1,50	0,81

Tabela 2 - RSCT x Comutador de *Taps*

Um transformador com uma tensão secundária fixa possui ainda uma construção mais leve e compacta, pelo fato do enrolamento primário não necessitar de uma isolação para um nível de tensão superior à tensão nominal do circuito. Se o transformador tivesse, por exemplo, um *tap* para variação da metade da tensão secundária, o enrolamento primário deveria ter uma isolação para o dobro da tensão primária.

### 3.5 Conclusão

Os módulos do RSCT podem ser justificados pelo ganho de potência, com a retirada destes módulos na fase final da fusão, ou pela substituição da comutação de taps do transformador do forno pela comutação de módulos RSCT. Uma nova instalação de forno elétrico a arco pode ser beneficiada pelo dimensionamento ótimo de módulos do RSCT e por transformadores sem o uso dos comutadores de taps sob carga.

## 4 A Realização do RSCT

*Neste capítulo são analisados os componentes disponíveis comercialmente para a construção de uma unidade de baixo custo do RSCT e é feita uma estimativa do retorno do investimento para a instalação industrial de tal unidade.*

### 4.1 Introdução

A premissa do baixo custo para a chave tiristorizada tem como referência o custo da alternativa de chaveamento dos reatores séries com os disjuntores convencionais de média tensão. Apesar de apresentar vantagens significativas em relação aos disjuntores convencionais, como a ausência de partes mecânicas móveis e a característica inerente aos tiristores de chaveamento durante a passagem por zero da corrente, foi usado o critério de projeto de custo da chave tiristorizada próximo ao de um disjuntor convencional equivalente, como o da figura 47.



Fig. 47 - Cubículo Com Disjuntor a Vácuo de 36 kV

A chave estática será dimensionada para chaveamento dos reatores de um FEA típico com as seguintes características:

- Potência nominal: 100 MVA
- Potência de sobrecarga em um ciclo de 40 min ligado e 10 min desligado: 120 MVA
- Tensão nominal: 33 kV em estrela com neutro aterrado
- Tensão máxima no reator pelo diagrama de impedâncias da figura 42: 5,16 kV
- Corrente de curto-circuito simétrica no ponto de instalação do RSCT: 11,9 kA

Como critério de projeto para o dimensionamento dos tiristores, será considerada uma margem de segurança de 40 % para a tensão suportável pelos tiristores e, para a corrente dos tiristores, será considerada a corrente durante a sobrecarga. Os tiristores deverão ter, portanto, as seguintes características:

- Tensão de bloqueio de pico:  $> 7,7$  kV
- Corrente nominal eficaz:  $> 2100/\sqrt{2} = 1485$  A

Serão ainda considerados componentes disponíveis para a aquisição local ou para a importação direta por uma firma responsável pela montagem do conjunto da chave estática. Para tanto, foram considerados apenas os componentes cujos representantes ou fabricantes apresentaram propostas orçamentárias para o fornecimento local ou para a importação direta.

O ganho de potência, verificado nas simulações do capítulo 3, relativas ao FEA de 30 MVA onde foram realizadas as medições, será usado como base para a estimativa do retorno do investimento na construção de uma chave estática para o chaveamento do reator série do forno típico de 100 MVA, com as características descritas acima.

## 4.2 Os Tiristores de Média Tensão

A configuração da chave estática com apenas dois tiristores em antiparalelo foi analisada inicialmente, devido à simplicidade construtiva possibilitada pelo número reduzido de componentes. Para o nível de tensão de projeto, existem atualmente três fabricantes de tiristores com tensões de bloqueio suficientes para a construção de uma chave estática com apenas dois tiristores, quais sejam, ABB, Dynex e Eupec. Apesar de possuir uma estrutura de porte no Brasil, a ABB não faz o fornecimento avulso destes

componentes e, portanto, o tiristor do catálogo da ABB com tensão de bloqueio de 8000 V, indicado na tabela 3, não foi considerado para esta aplicação. A Dynex possui listados em seu catálogo os dados preliminares de um tiristor com tensão de bloqueio de 8500 V que, apesar da indicação de preliminar, foi cotado pelo seu representante no Brasil, sendo portanto considerado para esta aplicação. A Eupec possui uma linha de tiristores convencionais, identificados como ETT, com tensão de bloqueio de até 8000 V, e uma linha de tiristores disparados por luz, LTT, com tensão de bloqueio de 5500, 7000 e 8000 V [25]. O disparo por luz é particularmente interessante para esta aplicação, pela característica inerente de isolamento galvânica entre o circuito de disparo e o nível de potência dos tiristores. A família de tiristores disparados por luz possui uma outra característica que vem ao encontro de uma outra especificidade desta aplicação, que é a proteção de sobretensão incorporada ao tiristor. Os tiristores disparados por luz foram cotados pela Eupec com um preço razoável para a importação direta na Brasil e, pelas razões expostas, foram analisados para a construção da chave estática.

<b>Fabricante</b>	<b>ABB</b>	<b>Dynex</b>	<b>Eupec</b>
<b>Tiristor</b>	5STP12N8500	DCR2400B85	T1503N
<b>Tecnologia</b>	ETT	ETT	LTT
<b>V<sub>RRM</sub></b>	8000 V	8500 V	8200 V
<b>I<sub>TRMSM</sub></b>	1880 A	3723 A	3900 A

Tabela 3 - Tiristores de Tensão de Bloqueio Elevada

Os tiristores disparados por luz possuem, ao invés de um terminal de *gate*, uma tubulação guia de luz até o centro do tiristor [26]. Como pode ser visto na figura 48, a tubulação guia penetra lateralmente, através de um rasgo no catodo do tiristor, até uma janela no centro do tiristor. A extremidade da tubulação guia é hermeticamente selada no interior do tiristor por um vidro de safira e não é necessário nenhum condutor elétrico para o sinal de disparo do tiristor. Exceto pela estrutura central de disparo, não existem diferenças significativas entre as pastilhas dos ETTs ou LTTs, em termos do arranjo do *gate* e as estruturas do catodo e anodo. Mecanicamente, o tiristor LTT é bastante semelhante ao tiristor convencional, em relação ao diâmetro dos contatos e altura do encapsulamento.

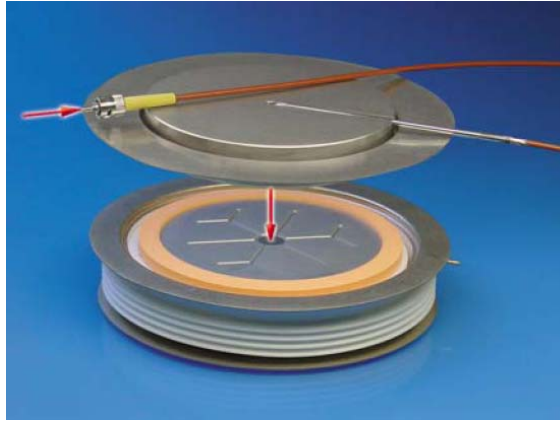


Fig. 48 - Tiristor Disparado Por Luz - LTT

A figura 49 indica a estrutura de disparo dos tiristores convencionais e dos tiristores disparados por luz. O processo de disparo do LTT é iniciado pela aplicação de um pulso de luz no centro foto-sensível de uma estrutura de disparo com vários estágios de amplificação do LTT. Enquanto que uma corrente de gatilho de alguns watts é necessária para o disparo dos ETT, o pulso de luz para o disparo dos LTT requer apenas algumas dezenas de miliwatts. No início do processo de disparo, os portadores de carga são criados apenas no centro da pastilha. O centro do tiristor é, neste momento, condutor, enquanto que a lateral do catodo ainda se encontra bloqueada. Isto provoca uma grande diferença de potencial entre o centro e as laterais do catodo no início do processo de disparo. Para se evitar uma corrente destrutiva na direção radial, um resistor integrado é incorporado ao tiristor para a limitação da corrente do centro para o catodo do LTT. Os tiristores disparados por luz da Eupec possuem ainda uma proteção de sobretensão incorporada, baseada em junções pn de curvaturas definidas, localizadas no centro do tiristor. Estas junções curvas provocam um aumento da concentração do campo elétrico no centro em relação ao resto da pastilha do tiristor. Quando a tensão entre o anodo e catodo atinge um determinado valor, o campo elétrico ultrapassa o limite crítico para o início da amplificação dos condutores de carga e o tiristor começa a conduzir em um modo seguro, inicialmente pelo centro e utilizando o arranjo do *gate*. A estrutura central de disparo também é projetada para a proteção contra uma alta taxa da variação positiva da tensão entre anodo e catodo, de modo que esta variação também inicie o processo de condução do tiristor através da região central de disparo.

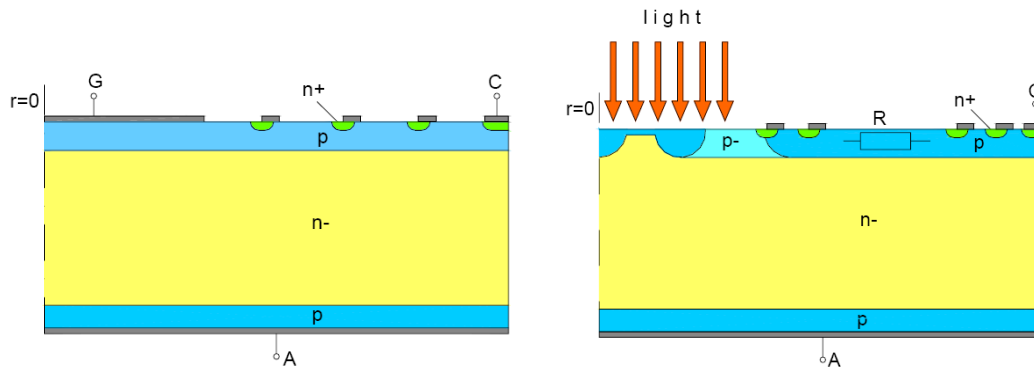


Fig. 49 – Estrutura dos Tiristores ETT e LTT

O uso de dois tiristores de menor tensão de bloqueio, em uma montagem com os dois tiristores em série para a composição do nível de tensão de projeto da chave, também foi analisado. Nesta configuração, a família de tiristores bidirecionais da ABB, com dois tiristores integrados em antiparalelo em uma única pastilha semicondutora, com tensão de bloqueio de 6,5 kV cada [27], seria particularmente interessante para a montagem de uma chave para tensões de até 13 kV. O número de dispositivos desta montagem seria apenas quatro, a mesma quantidade da chave com os tiristores de 8,0 kV da tabela 3. Porém, a dificuldade da cotação avulsa destes tiristores pela ABB inviabiliza a sua utilização para o projeto da chave estática. O outro tiristor considerado para a montagem com dois tiristores em série foi o tiristor SKT3001, com tensão de bloqueio de 4200 V e vendido diretamente pela filial no Brasil da Semikron. A tabela 4 contém os dados principais dos três tiristores considerados para o projeto da chave estática. O total de tiristores a ser considerado com os tiristores da Semikron é de quatro tiristores, para cada RSCT, pois são dois tiristores em série para cada um dos dois sentidos da montagem em antiparalelo.



<b>Tiristor</b>	<b><i>T1503N</i></b>	<b><i>DCR2400B85</i></b>	<b><i>2 x SKT3001</i></b>
<b>Fabricante</b>	Eupec	Dynex	Semikron
<b>Tecnologia</b>	LTT	ETT	ETT
<b>V<sub>RRM</sub> Tv<sub>j</sub> max</b>	8200 V	8500 V	2 x 4200 V
<b>I<sub>TRMSM</sub></b>	3900 A	3723 A	2350 A
<b>I<sub>TSM</sub> Tv<sub>j</sub> max tp 10 ms</b>	55000 A	32500 A	52000 A
<b>I<sup>2</sup>t Tv<sub>j</sub> max tp 10 ms</b>	15125 10 <sup>3</sup> A <sup>2</sup> s	5280 10 <sup>3</sup> A <sup>2</sup> s	13500 10 <sup>3</sup> A <sup>2</sup> s
<b>di<sub>T</sub>/dt</b>	300 A/us	300 A/us	250 A/us
<b>dv<sub>D</sub>/dt</b>	2000 V/us	1500 V/us	1000 V/us
<b>tq</b>	550 us	1000 us	600 us

Tabela 4 - Tiristores de Média Tensão Analisados Para a Chave Estática

Os valores limites de tensão e corrente dos tiristores da tabela 4 são superiores aos valores máximos adotados para o projeto da chave. Além disto, os limites para as condições de surto, como a situação de curto-circuito monofásico indicado na figura 50, também devem ser verificados. Para tanto, foi admitido que o disjuntor da proteção de sobrecorrente do alimentador do forno tem um tempo de abertura máximo de 100 ms, com uma margem de segurança em relação ao tempo típico de 70 ms. Foi considerado, ainda, um fator multiplicador de 1,6 vezes, para o cálculo da corrente de curto-circuito assimétrica. O valor da integral de Joule a ser suportado por cada tiristor, para a corrente de curto-circuito e tempo de abertura considerados, é, portanto, de 5664 10<sup>3</sup> A<sup>2</sup>s. Este valor é inferior, aos indicados na tabela 4 para os tiristores da Eupec e Semikron, e ligeiramente superior ao valor suportável pelos tiristores da Dynex. A taxa máxima de variação de corrente nesta situação é de 10,2 A/μs, sendo bastante inferior aos limites indicados no tabela 4.

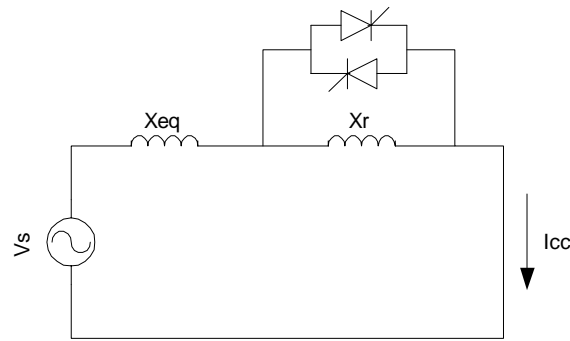


Fig. 50 - Corrente de Curto-Circuito nos Tiristores

Para a avaliação da taxa de variação de corrente durante a comutação da corrente do reator para a chave estática, foi simulado o circuito da figura 51, utilizando-se o programa de simulação Simplorer. Neste circuito, o modelo do tiristor foi parametrizado com os dados dos tiristores da Eupec e a resistência do reator série foi representada por uma resistência discreta em série com a indutância ideal do reator.  $Leq$  é a indutância equivalente do sistema, do transformador abaixador, do transformador do forno e do circuito secundário, e  $Rarc$  representa a resistência equivalente do arco para uma operação do forno com um fator de potência de 0,75.

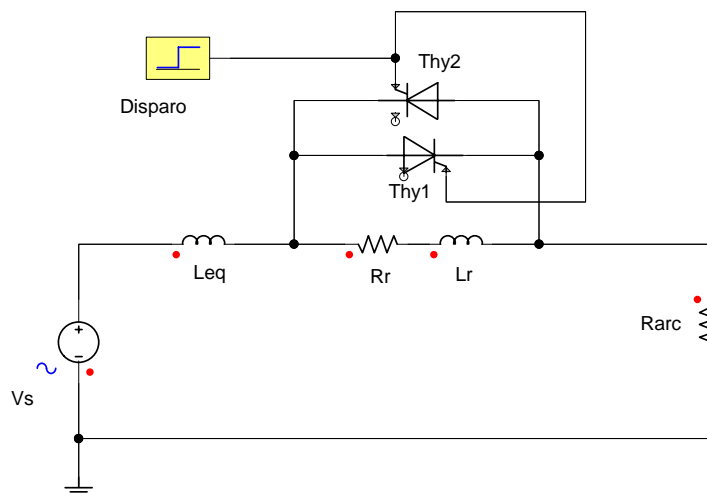


Fig. 51 - Circuito Para a Simulação da Comutação do Reator

A figura 52 indica o resultado da simulação para o chaveamento no ponto de maior corrente no reator. Apesar do desequilíbrio da corrente entre os tiristores, a taxa de variação da corrente é ditada pelo circuito externo e permanece bem abaixo dos limites suportáveis pelos tiristores. A constante de tempo para o decaimento da corrente no reator verificada nesta simulação é de 140 ms, aproximadamente.

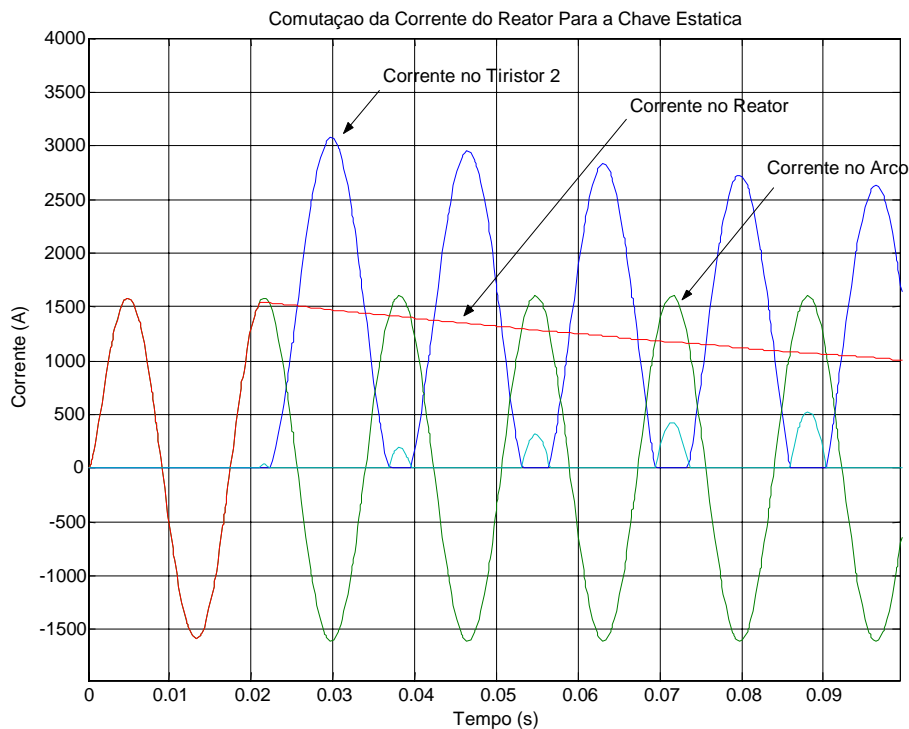


Fig. 52 - Chaveamento do Reator no Ponto de Maior Corrente

Como os modelos de tiristores disponíveis no Simplorer não representam a corrente reversa de recuperação dos tiristores, o chaveamento da corrente da chave estática para o reator foi simulado através da implementação da figura 53, onde uma fonte de corrente senoidal foi usada para a representação da corrente no circuito do forno. Nesta simulação, o tiristor que está em condução na chave estática foi representado pela resistência  $R_{thy}$  e pela fonte de tensão  $V_{thy}$ , da tensão de limiar do tiristor. O gráfico da figura 54 mostra os resultados da simulação da comutação do reator para a chave estática, partindo-se de uma condição de regime permanente até o desligamento com uma corrente reversa máxima específica. Observa-se nesta figura que a taxa de variação da tensão é elevada, durante o desligamento do tiristor que conduzia, mas que não compromete a comutação deste, uma vez que a tensão estabelecida tem sentido oposto ao da condução do tiristor. Não existe possibilidade, portanto, de que este tiristor volte ao estado de condução pela elevada taxa de variação da tensão verificada, mas o pico de tensão pode, porém, provocar o ligamento do tiristor que já havia sido desligado. Esta situação será analisada no item seguinte.

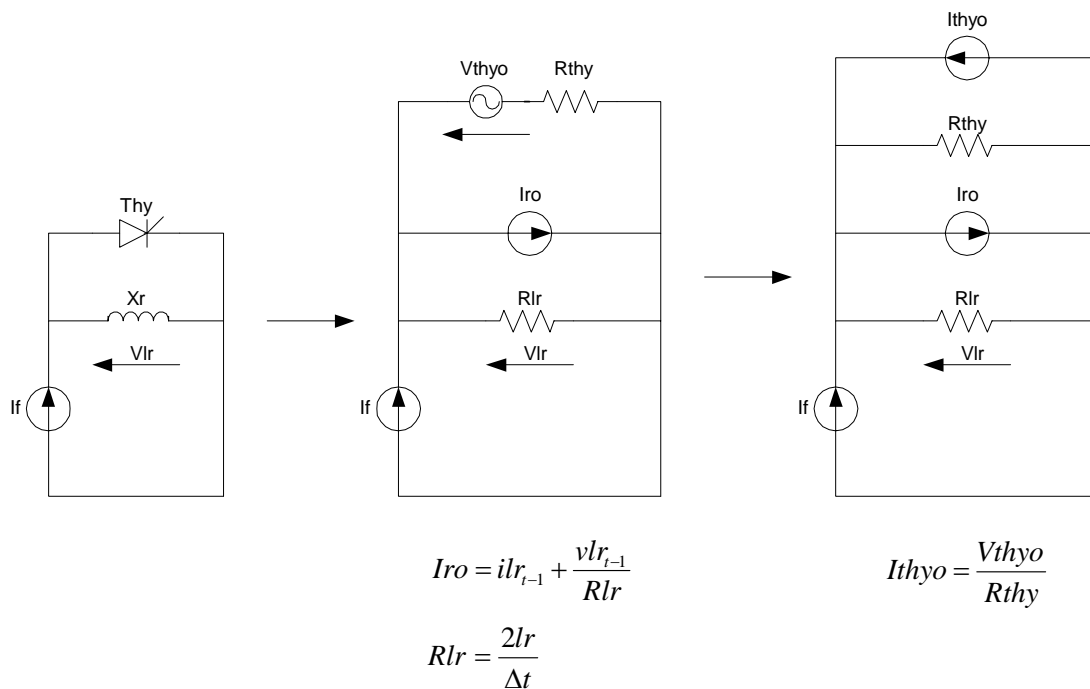


Fig. 53 – Implementação da Simulação da Comutação de Corrente da Chave Estática Para o Reator

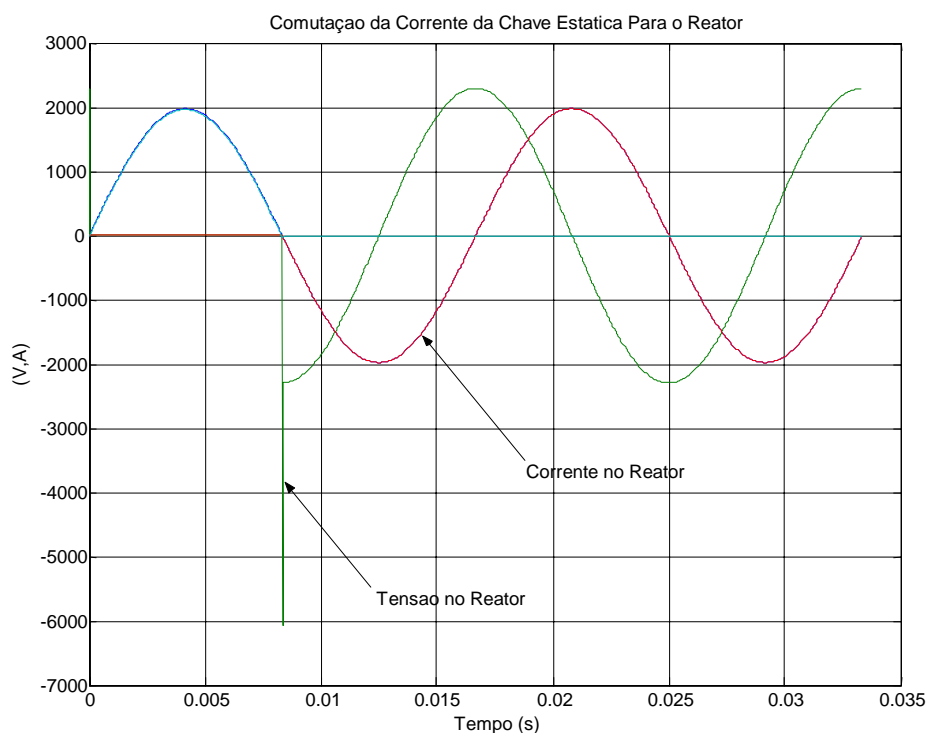


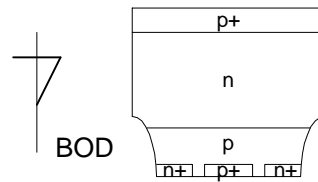
Fig. 54 - Comutação da Corrente do Tiristor Para o Reator

### 4.3 A Proteção de Sobretensão

O dimensionamento da chave estática para o chaveamento dos reatores séries é beneficiado pela pequena queda de tensão nestes reatores, durante condições normais do circuito. A chave estática deve ser projetada, porém, para suportar as tensões no reator durante as situações anormais de falta do circuito. A corrente de curto-circuito de projeto da chave estática provoca, por exemplo, uma queda de tensão de pico de 19,6 kV, que é maior que o dobro suportável pelos tiristores da tabela 4. A corrente de *in-rush* do transformador do forno também é várias vezes maior que a corrente nominal do circuito e resulta em uma tensão nos tiristores superior à máxima suportável pelos tiristores. Uma proteção rápida e eficiente contra a sobretensão nas condições de falta é, portanto, fundamental para a viabilidade do RSCT.

As proteções contra sobretensão em equipamentos de média tensão são geralmente feitas com os centelhadores do tipo *spark gap* ou com varistores de óxido metálico. Estes dispositivos não apresentam, contudo, a seletividade necessária ou não são suficientemente confiáveis para a proteção de dispositivos semicondutores de potência. Para esta aplicação, é necessária uma proteção com uma tensão de corte bem determinada, próxima da tensão de bloqueio do dispositivo, e com características estáveis com o tempo [28]. Estes requisitos são atendidos pelos diodos de *breakover*, BOD.

O diodo de *breakover* é um pequeno tiristor com uma estrutura de quatro camadas, como indicado na figura 55, sem a conexão de gatilho. Se a tensão de anodo é positiva em relação ao catodo, a junção n-p está polarizada inversamente e o aumento da tensão aplicada até a tensão de *breakdown* provoca o início controlado da condução pela região periférica do dispositivo. A condução se inicia na região de depleção próxima da extremidade negativa abaulada e posteriormente se distribui até a região central do BOD. O BOD é um dispositivo assimétrico com uma tensão de bloqueio reversa de 10 a 50 V e, portanto, é necessária a instalação de um diodo em série com capacidade de bloqueio da mesma ordem do dispositivo a ser protegido. Alguns BODs possuem o diodo de bloqueio incorporado em um mesmo encapsulamento, como os modelos da Ixys. Os tiristores disparados por luz da Eupec, do tipo indicado na tabela 4, possuem uma estrutura de proteção de sobretensão já incorporada na mesma pastilha do tiristor, conforme descrito no item anterior.

Fig. 55 - Estrutura do Diodo de *Breakover*

A figura 56 mostra o circuito completo com elementos discretos dos BODs para proteção dos tiristores convencionais da chave estática. A condução do BOD, devido a uma tensão excessiva nos terminais da chave estática, provoca o disparo do tiristor correspondente, eliminando a sobretensão na chave. O BOD mostrado nesta figura possui o diodo de bloqueio incorporado e a resistência  $R_{lim}$  tem a função de limitar a corrente no BOD,  $R_p$  é uma proteção contra disparos por correntes parasíticas,  $D_p$  e  $D_g$  são diodos de proteção do terminal de gatilho. O disparo da chave estática pela proteção de sobretensão não apresenta inconvenientes na operação do forno, uma vez que esta proteção atuará em situações anormais de falta ou de transientes do circuito.

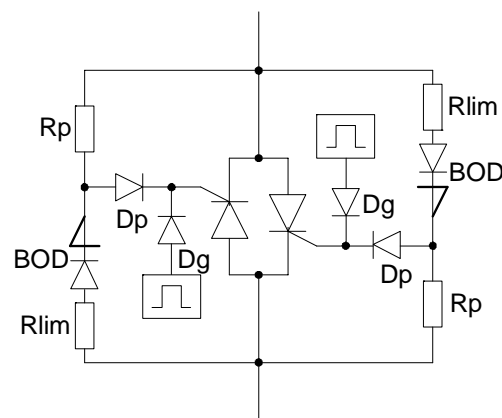


Fig. 56 - Configuração da Proteção com BODs

Para os tiristores que não possuem o BOD incorporado, i.e., para os tiristores da Dynex e Semikron listados na tabela 4, foi considerada uma placa de proteção com o circuito da figura 56, utilizando dois BODs Ixys IXBOD1-40R, com uma tensão de *breakdown* de 4000 V cada, para cada sentido da chave da estática.

A sobretensão no desligamento da chave estática observada na figura 54 pode, contudo, provocar a atuação da proteção de sobretensão e, conseqüentemente, disparar o tiristor que já havia sido desligado. Uma análise quantitativa dos valores de

sobretensões envolvidos no desligamento pode ser feita com o auxílio do circuito da figura 57, onde a corrente no circuito do forno foi representada pela fonte de corrente senoidal  $I_f(t) = I_{fm} \times \sin(\omega t)$ . Na situação indicada no lado esquerdo da figura, o tiristor está ligado e conduz toda a corrente do circuito, i.e., a corrente no reator é nula. A circulação da corrente reversa no tiristor, durante o processo de desligamento, é indicada no lado direito da figura 57 e detalhada no gráfico da figura 58.

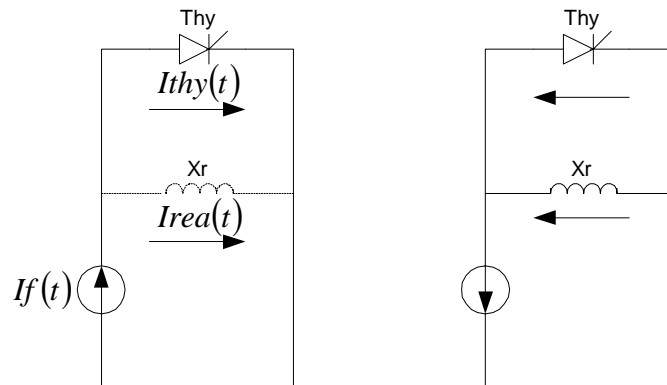


Fig. 57 - Comutação da Corrente do Tiristor Para o Reator

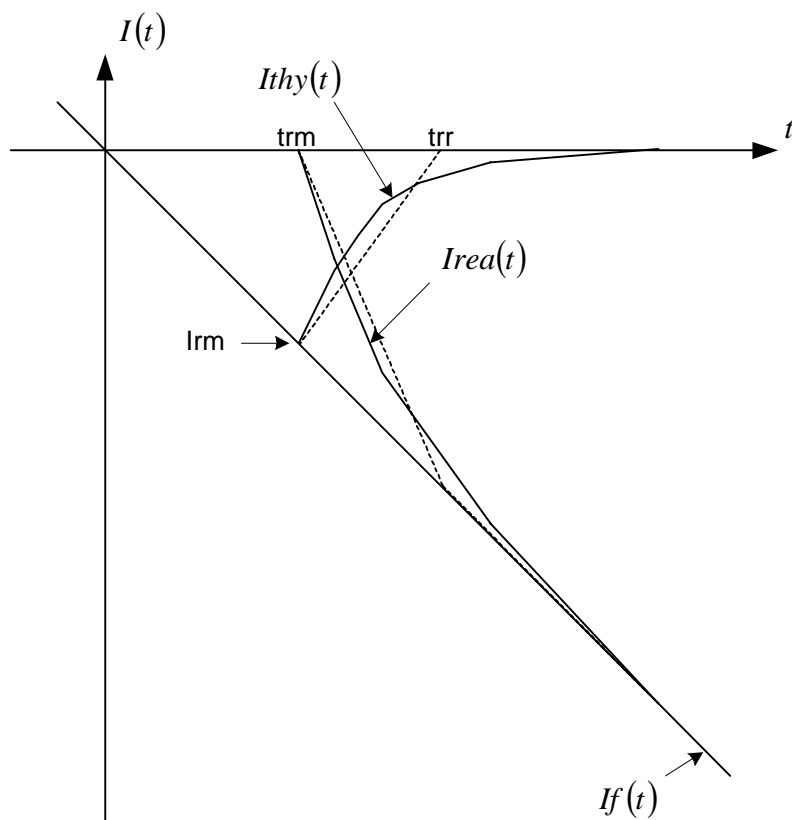


Fig. 58 – Correntes no Forno, no Reator e no Tiristor no Desligamento do Tiristor

A corrente no reator é dada pela diferença entre a corrente no forno e a corrente no tiristor, i.e.,  $I_{rea}(t) = I_f(t) - I_{thy}(t)$ . A corrente reversa no tiristor, durante a comutação do tiristor para o reator, pode ser estimada pela reta que liga os pontos de máxima corrente reversa,  $I_{rm}$ , e o ponto de extinção da corrente no tiristor, da abscissa  $t_{rr}$ . Os dados de catálogo do tiristor da Eupec possibilitam a avaliação de  $t_{rr}$ , uma vez que o catálogo contém os gráficos, da máxima corrente reversa e da carga de recuperação, em função da derivada da corrente no tiristor. Uma vez determinada o instante  $t_{rr}$ , a corrente na recuperação do tiristor é dada por  $I_{thy}(t) = \frac{I_{rm}}{t_{rr} - t_{rm}} \times (t - t_{rr})$ . A derivada máxima estimada da corrente no reator é, desta forma, determinada através da equação (16).

$$\left. \frac{dI_{rea}(t)}{dt} \right|_{est} = I_{fm} \times \omega + \frac{I_{rm}}{t_{rr} - t_{rm}} \quad (16)$$

Para a corrente máxima de sobrecarga das condições de projeto da chave, a tensão máxima estimada no reator, calculada por (16) na comutação da corrente do tiristor para o reator é de 6,9 kV, considerando os dados do tiristor da Eupec. Este valor é uma aproximação inferior da tensão máxima no reator, uma vez que a derivada máxima da corrente de recuperação do tiristor é superior à determinada pela aproximação da reta que passa por  $I_{rm}$  e  $t_{rr}$ , como pode ser visto no gráfico da figura 59.

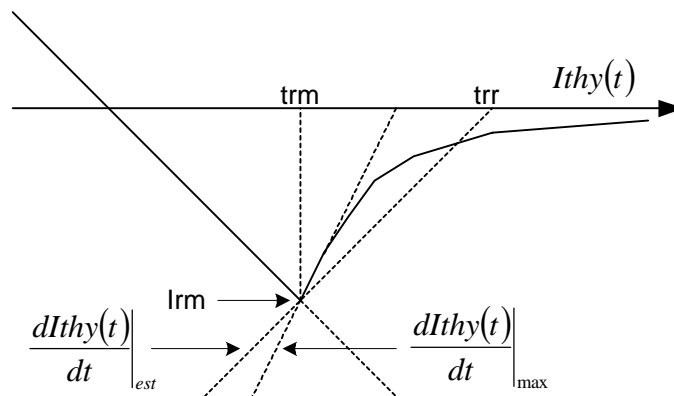


Fig. 59 - Derivada Máxima da Corrente de Recuperação do Tiristor



Se a tensão máxima no reator, durante o desligamento do tiristor, fosse superior à tensão da proteção de sobretensão, ocorreria a situação em que o desligamento da chave estática não acontece no momento do comando de desligamento, mas somente quando ocorrer uma diminuição da taxa de variação da corrente no circuito do forno. Esta diminuição poderia ocorrer pela aleatoriedade do comportamento do forno ou pela atuação do regulador de eletrodos. Para o caso do chaveamento do reator na fase final da fusão, onde a aleatoriedade é menor, poderia ser necessário o intertravamento do comando para desligamento da chave estática com a mudança da referência do regulador de eletrodos, para que fosse efetivada a comutação da corrente da chave estática para o reator.

#### 4.4 O Circuito de Snubber

Os circuitos de snubber são usados para a adequação da taxa de variação da corrente ou da tensão aos limites do dispositivo semicondutor em questão. No presente estudo, contudo, verificou-se que a variação da corrente é ditada pelo circuito externo e é bem inferior ao limite suportável pelos tiristores analisados. Da mesma forma, a variação da tensão não representa um problema, uma vez que as variações máximas verificadas ocorrem durante a comutação de corrente do tiristor em desligamento para o reator e a tensão aplicada nesta situação é oposta ao sentido que poderia provocar o religamento perigoso do tiristor. Foi considerado, portanto, não ser necessária a instalação de circuitos snubber para a chave estática deste trabalho.

#### 4.5 Os Sistemas de Resfriamento

A potência dissipada nos tiristores, considerando um regime contínuo senoidal em relação aos dados de projeto da chave estática, está indicada na tabela 5. A dissipação de calor por convecção natural do ar, em uma montagem dos tiristores com dissipadores de calor, não é suficiente para a dissipação das perdas indicadas e um sistema de resfriamento forçado deve ser previsto, então, para a chave estática. O primeiro sistema de resfriamento analisado foi o resfriamento a ar com ventilação forçada, que foi descartado pelos inconvenientes da instalação de ventiladores em um pátio de subestação e pela necessidade de um sistema de filtros para evitar o acúmulo de pó nos tiristores. Um outro sistema de resfriamento através da circulação forçada de

água deionizada foi descartado pelo alto custo e complexidade dos equipamentos requeridos. A possibilidade de transferência do calor dos tiristores através de *heat pipes*, do ambiente fechado dos tiristores até a região externa com convecção natural do ar [29], também foi descartada pelo elevado custo destes dispositivos.

<b>Tiristor</b>	<b><i>T1503N</i></b>	<b><i>DCR2400B85</i></b>	<b><i>2 x SKT3001</i></b>
<b>Fabricante</b>	Eupec	Dynex	Semikron
<b>Perdas nos Tiristores</b>	2 x 1721 W	2 x 1603 W	4 x 1034 W

Tabela 5 - Perdas nos Tiristores Para Regime Contínuo

Optou-se então por uma montagem com os tiristores imersos em óleo, utilizando-se tanques de transformadores disponíveis comercialmente, por representar uma configuração robusta e apropriada para a instalação ao tempo em pátios de subestações. Esta configuração não possui partes móveis e atende ainda aos itens de segurança de proteção contra explosões e de isolamento das partes energizadas da chave. Os tanques da linha comercial de fabricantes de transformadores podem ser adquiridos avulsos e apresentam um custo baixo em relação à alternativa de fabricação sob encomenda de um tanque específico para a dissipação da chave estática para o RSCT. Considerou-se, portanto, um tanque de um transformador que possui uma perda térmica da mesma ordem de grandeza das perdas da chave estática da tabela 5. O tanque considerado possui um conjunto de aletas, como na figura 60, sendo fabricado para um transformador de 300 kVA, classe de tensão de 15 kV, com perdas nominais de 4310 W e elevação de temperatura de 50 °C no topo do óleo. Este transformador é o de maior potência na linha comercial de transformadores de distribuição da Weg, que possui nesta linha transformadores de 15, 30, 45, 70, 112,5, 150, 225 e 300 kVA. A disposição das aletas e as dimensões máximas do transformador podem ser vistas nas figuras 61 e 62.

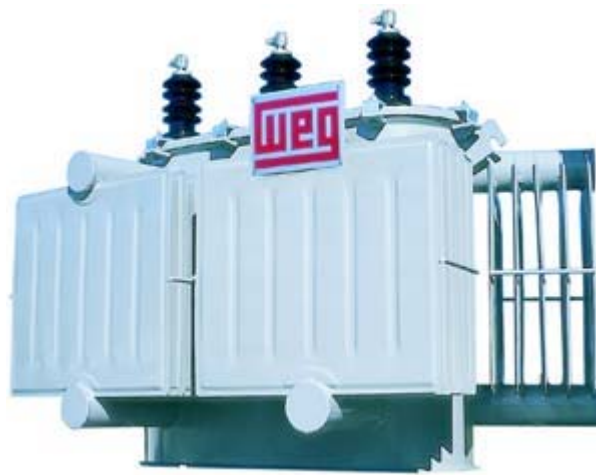


Fig. 60 - Transformador de Distribuição de 300 kVA e 15 kV

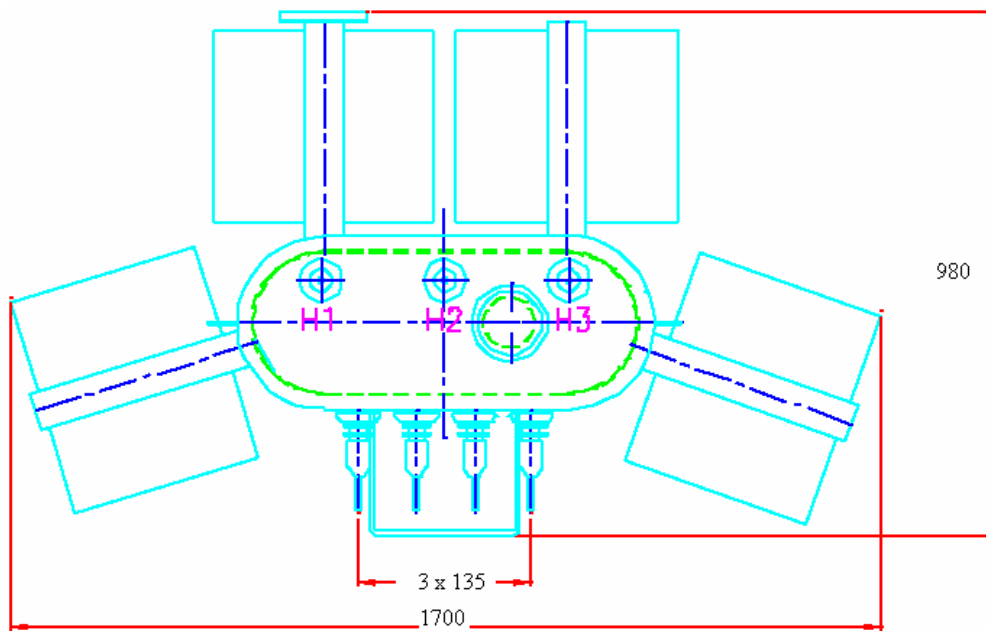


Fig. 61 - Vista em Planta do Transformador de 300 kVA

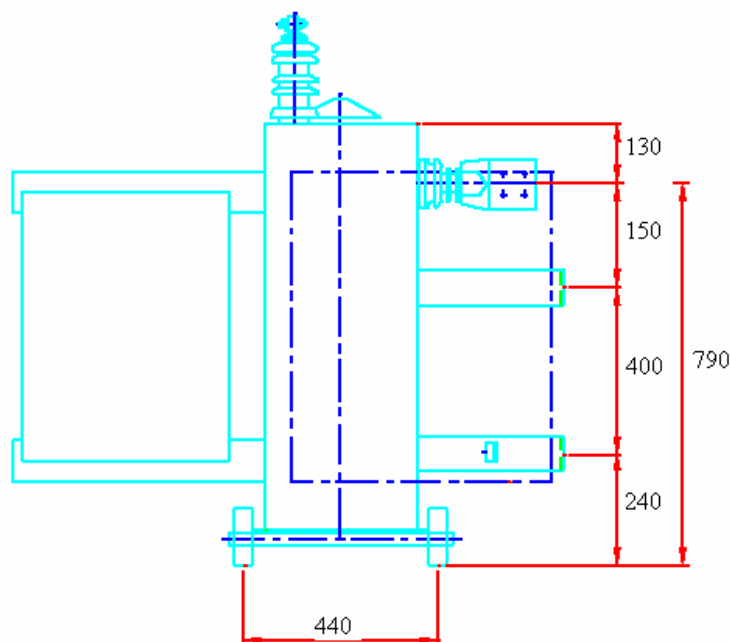


Fig. 62 - Vista Lateral do Transformador de 300 kVA

A adaptação do tanque para a instalação da chave estática compreende a substituição da tampa com três terminais por uma tampa com duas buchas com isoladores de 25 kV e a retirada das buchas laterais secundárias, bem como o suporte de fixação ao poste, como indicado na figura 63. As buchas de 25 kV têm dimensões superiores às de 15 kV e não podem ocupar a mesma posição das buchas originais. Na região dos suportes de fixação ao poste, pode ser instalada a caixa do circuito de disparo dos tiristores, no caso de não ser usados os tiristores disparados por luz. Uma das furações dos terminais secundários pode ser usada, neste caso, para a passagem da fiação de interligação do circuito de disparo aos terminais de *gate* dos tiristores. Para um maior aproveitamento da área interna do tanque, considerou-se a montagem dos tiristores em placas de alumínio, como na figura 63, uma vez que não foram encontrados nas linhas comerciais dos fabricantes de dissipadores um modelo com dimensões apropriadas para um aproveitamento eficiente desta área interna. Foi adotada uma distância mínima de 40 cm, da placa de dissipação em alumínio e demais pontos energizados da chave até a estrutura aterrada do tanque, para adequação ao nível de tensão de  $33/\sqrt{3}$  kV.

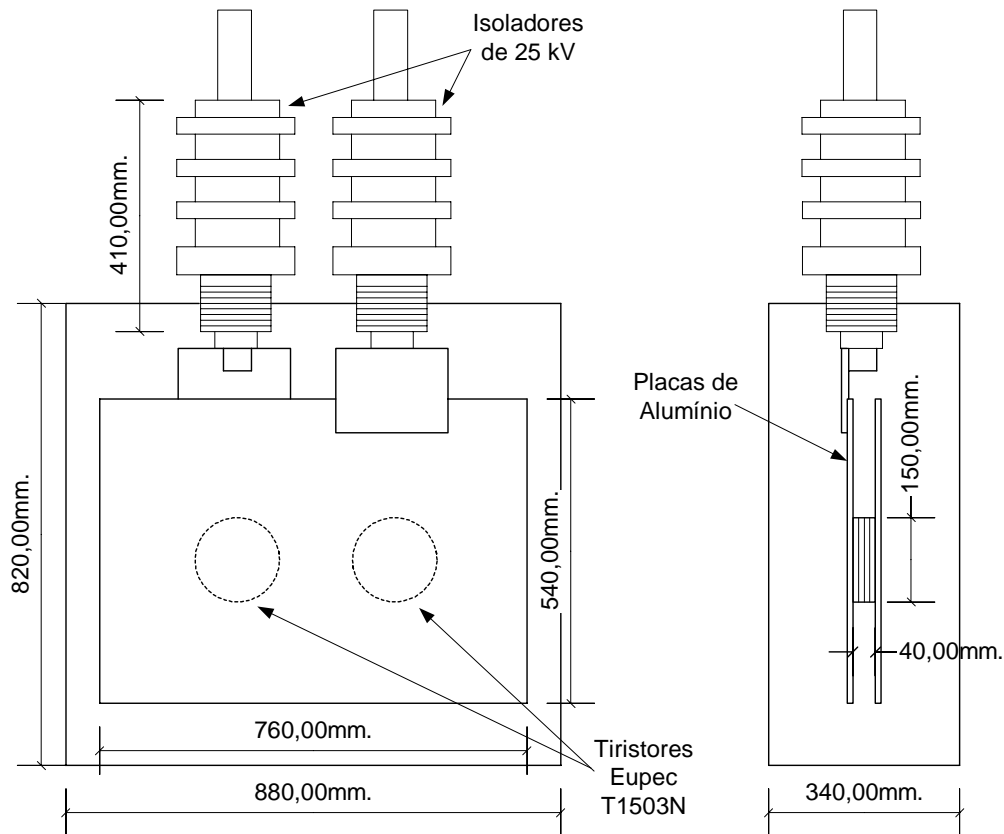


Fig. 63 - Montagem dos Tiristores e Dissipadores

A elevação de temperatura da junção dos tiristores foi calculada através do modelo térmico da figura 64 [30]. No circuito desta figura,  $R_{oa}$  é a resistência térmica entre o óleo e o ambiente, calculada através das características de catálogo do transformador de 300 kVA, que possui uma elevação de  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$  da temperatura de topo de óleo para condições nominais com perdas térmicas totais de 4310 W;  $C_o$  é a capacitância térmica do transformador, dada pelo peso da chave estática, peso do tanque e acessórios e volume de óleo, conforme a norma ABNT NBR-5416 [31];  $R_{ho}$  é a resistência térmica entre o dissipador da placa de cobre e o óleo, determinada pela figura 12-7 de [32];  $R_{ch}$  é a resistência térmica entre o invólucro e dissipador, indicada na folha de dados do tiristor;  $R_{jc}$  é a resistência térmica entre a junção e o invólucro do tiristor, também contida na folha de dados destes dispositivos;  $\Theta_a$  é a temperatura ambiente, considerada constante em  $40\text{ }^{\circ}\text{C}$  nas simulações realizadas;  $\Theta_o$  é a temperatura de topo do óleo;  $\Theta_h$  é a temperatura média do dissipador;  $\Theta_c$  é a temperatura no invólucro do tiristor;  $\Theta_j$  é a temperatura na junção do tiristor e  $P_{th}$  é a perda térmica em cada um dos tiristores.

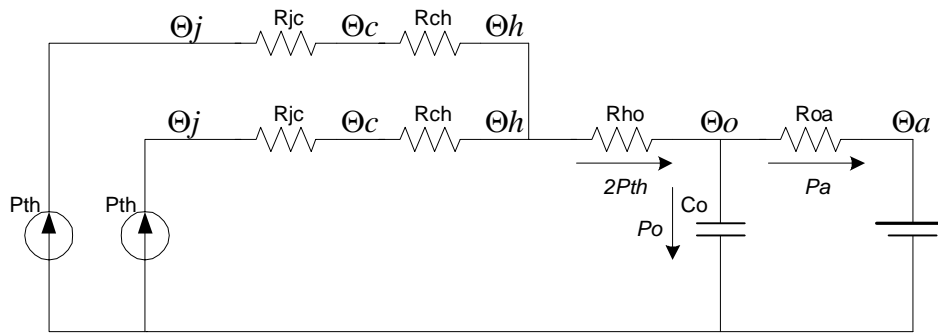


Fig. 64 - Modelo Térmico do Tanque com os Tiristores Imersos em Óleo

Para um valor constante de perda térmica,  $P_{th}$ , em cada tiristor, a temperatura no óleo,  $\Theta_o$ , é dada por (17), onde  $m = \frac{1}{RoaCo}$  e  $n = \frac{\Theta_a + 2P_{th}Roa}{RoaCo}$ . A temperatura na junção,  $\Theta_j$ , é dada por (18). A constante de tempo  $RoaCo$  é tipicamente da ordem de 2 a 3 horas.

$$\Theta_o(t) = \frac{n}{m}(1 - e^{-mt}) + \Theta_o(t_0)e^{-mt} \tag{17}$$

$$\Theta_j(t) = P_{th}(R_{jc} + R_{ch} + 2R_{ho}) + \Theta_o(t) \tag{18}$$

A tabela 6 indica a temperatura na junção para o regime contínuo e a temperatura máxima na junção para o regime intermitente de sobrecarga durante 40 minutos, conforme os dados de projeto da chave estática. A figura 65 mostra os gráficos para a elevação de temperatura da junção no ciclo de 40 minutos em sobrecarga e 10 minutos desligado, para o tiristor da Eupec, partindo-se da situação inicial de temperatura no óleo igual à temperatura no ambiente. Esta figura indica ainda a temperatura para o regime contínuo e a temperatura máxima na junção.

Tiristor	<i>T1503N</i>	<i>DCR2400B85</i>	<i>2 x SKT3001</i>
Fabricante	Eupec	Dynex	Semikron
Tvj max	120 °C	125 °C	125 °C
Temp. contínua na junção	104 °C	99 °C	109 °C
Temp. intermitente máxima	114 °C	109 °C	116 °C

Tabela 6 - Temperaturas na Junção dos Tiristores

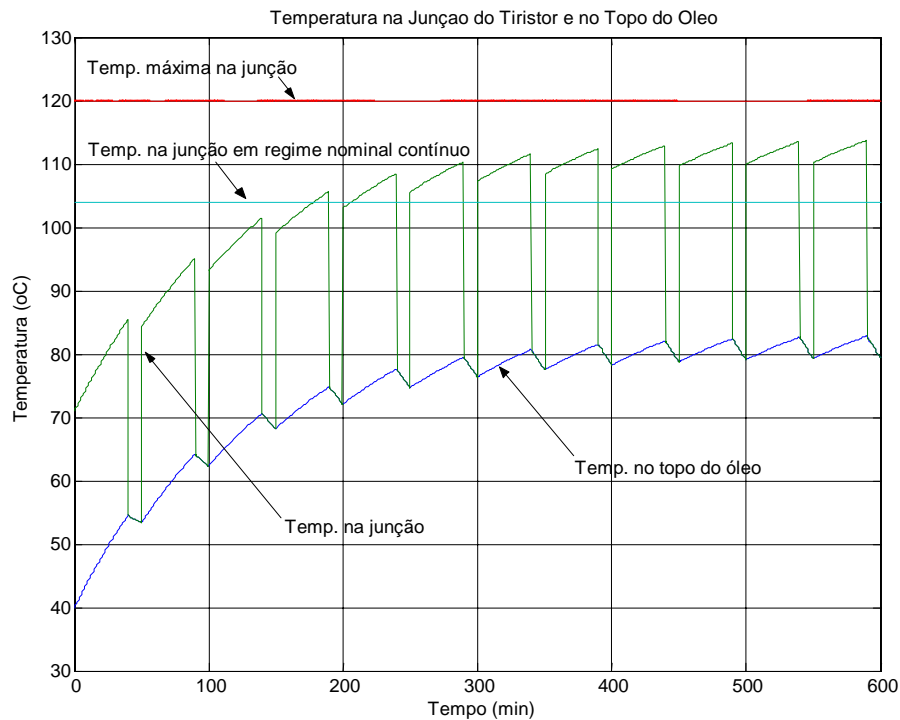


Fig. 65 - Elevação de Temperatura Para o Tiristor Eupec

Como proteção contra a elevação excessiva de temperatura na junção, foram previstos dois transmissores redundantes de temperatura para a monitoração da temperatura do topo do óleo. A redundância é justificada pelo fato desta monitoração de temperatura ser a única proteção de sobrecarga para a chave estática. A placa de proteção contra sobretensão para os tiristores que não possuem disparo por luz, detalhada no item 4.3, pode ser também instalada imersa no óleo no interior do tanque, para uma melhor isolamento em relação à massa do tanque.

## 4.6 Os Circuitos de Disparo em Média Tensão

As diversas topologias para os circuitos de disparo de tiristores em média tensão são discutidas em [33]. A necessidade de uma isolamento para o nível de tensão de  $33/\sqrt{3}$  kV do circuito do forno torna especialmente complexo o circuito de disparo da chave estática do RSCT, na configuração com os tiristores que não são disparados por luz. Os circuitos de disparo disponíveis comercialmente, como o da firma Enerpro indicado na figura 66, possuem o nível de isolamento igual à tensão reversa suportável pelo circuito. O nível de isolamento do circuito indicado nesta figura é de 7,2 kV, uma

vez que o circuito se destina a tiristores de 6,5 kV. Este circuito pode, contudo, ser usado para o disparo dos tiristores da chave estática em questão, desde que a alimentação da placa seja proveniente de um transformador isolador de 25 kV, que, pela baixa potência necessária, pode ser um transformador de potencial convencional, alimentado por uma fonte auxiliar, como indicado no esquema da figura 67. Esta placa possui conectores para a fibra ótica do comando de disparo e a fiação para ligação aos terminais de *gate* possui isolamento de 25 kV. A fiação do primário do transformador de pulso é apropriada, portanto, para a interligação entre os tiristores imersos em óleo no tanque e a caixa externa de acomodação da placa do circuito de disparo. O circuito de disparo está, desta forma, flutuando em relação à massa aterrada do tanque e não necessita da isolação plena de  $33/\sqrt{3}$  kV em relação à terra.

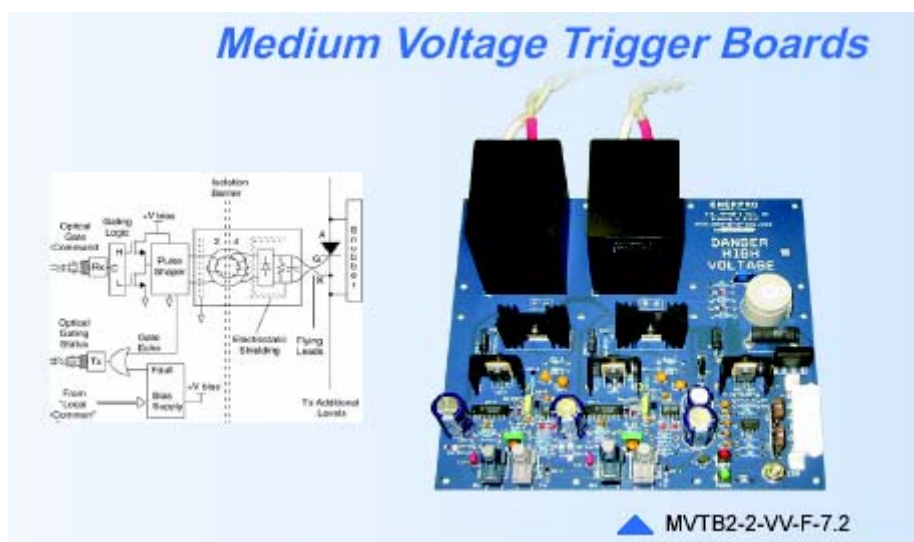


Fig. 66 - Circuito de Disparo de Tiristores de Média Tensão

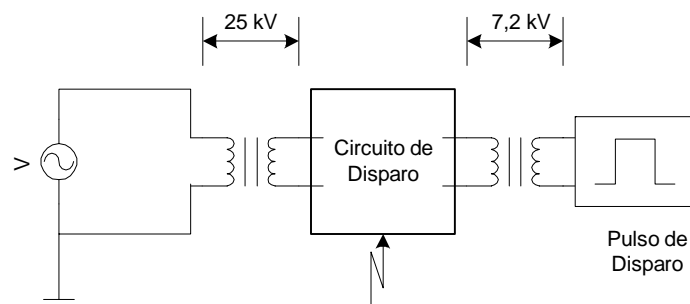


Fig. 67 - Isolação da Placa de Disparo



A isolamento galvânica do circuito de disparo é inerente aos tiristores disparados por luz, cujo disparo é feito pelo acionamento dos diodos laser da placa de disparo. O circuito de disparo da firma M&P pode ter até 18 diodos laser e é construído para instalação em *rack* de 19", como na figura 68.



Fig. 68 - Circuito de Disparo de Tiristores a Luz

Apesar de suportarem a sobrecarga do desequilíbrio provocado pelo chaveamento em um instante onde a corrente no reator não é nula, como o caso extremo indicado na figura 69 do chaveamento no pico desta corrente, é recomendável a previsão de um circuito de sincronismo para o disparo dos tiristores em um momento próximo do zero da corrente.

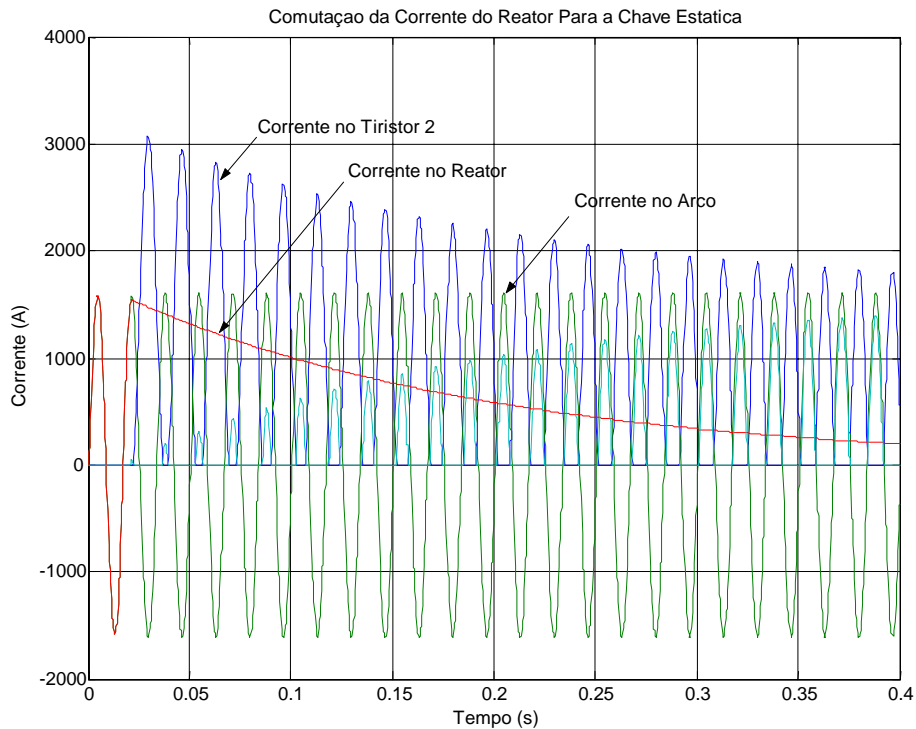


Fig. 69 - Desequilíbrio Máximo do Chaveamento do Reator Para a Chave Estática

## 4.7 Os Custos e o Retorno do Investimento

Os custos para a construção da chave estática, com as três alternativas de tiristores analisados, estão listados na tabela 7. Nesta tabela não estão indicados os custos para a instalação da chave, como os cabos e barramentos de interligação aos reatores, as adaptações no sistema de controle existente para o envio do sinal de controle das chaves estáticas, as obras civis eventualmente necessárias para a base das chaves, bem como os serviços de montagem e colocação em funcionamento da chave. Esta tabela não inclui, também, os custos da engenharia para o término do detalhamento do desenvolvimento do projeto. O custo total da tabela 7 tem a finalidade de comparação com o custo de aquisição de um disjuntor de média tensão convencional, como o da figura 47.

<b>Chave Estática Com Tiristores de Média Tensão</b>			
<b>Custos (1 US\$ = R\$ 2,50, 1 Euro = R\$ 3,00, Internação = FOB x 1,3)</b>			
<b>Marca</b>	<b>Eupec</b>	<b>Dynex</b>	<b>Semikron</b>
<b>Tiristores</b>	R\$ 14.144	R\$ 15.000	R\$ 20.895
<b>Dissipadores/Grampos</b>	R\$ 5.000	R\$ 5.000	R\$ 11.332
<b>Circuito de Disparo</b>	R\$ 5.343	R\$ 5.145	R\$ 10.289
<b>Circuito de Comando</b>	R\$ 5.000	R\$ 5.000	R\$ 5.000
<b>Circuito Com BODs</b>	-	R\$ 1.000	R\$ 1.400
<b>Tensão Auxiliar</b>	-	R\$ 2.000	R\$ 2.000
<b>Tanque de Óleo</b>	R\$ 3.120	R\$ 3.120	R\$ 3.120
<b>Oleo</b>	R\$ 2.880	R\$ 2.880	R\$ 2.880
<b>Buchas, Caixas e Acessórios</b>	R\$ 3.000	R\$ 3.500	R\$ 3.500
<b>Miscelâneas</b>	R\$ 2.000	R\$ 2.000	R\$ 2.000
<b>Fabricação</b>	R\$ 10.000	R\$ 10.000	R\$ 10.000
<b>TOTAL</b>	R\$ 50.487	R\$ 54.645	R\$ 72.416
<b>TOTAL PARA 3 PEÇAS</b>	R\$ 151.461	R\$ 163.935	R\$ 217.248
<b>TOTAL PARA 3 PEÇAS (US\$)</b>	\$60.584	\$65.574	\$86.899

Tabela 7 - Custos de Fabricação da Chave Estática

Mesmo para a alternativa de menor custo, do tiristor da Eupec, o custo da chave estática é 32 % superior ao do disjuntor convencional a vácuo, que tem um custo de R\$ 115.000. Os custos para a instalação da chave, que não estão listados na tabela 7, são os mesmos para a instalação do disjuntor convencional e são estimados em R\$ 150.000.

O retorno do investimento na instalação da chave estática, para o chaveamento do reator série ao final da fusão, é analisado considerando que o forno do projeto tem um tempo de corrida de 60 min, sendo 45 min de forno ligado e 15 min de paradas. Foi assumido, ainda, que as condições operacionais do forno permitem o aumento necessário do comprimento do arco durante os minutos finais da fusão. Com base nos resultados das simulações do item 3.1, estima-se um ganho de 25 % na potência ativa do forno, durante os minutos finais da fusão de cada cesto, considerados correspondentes a cerca de 10 % do tempo de forno ligado. A fase final da fusão é reduzida, então, de 4,5 para 4,09 min, significando uma redução de 0,41 min no tempo da corrida e um ganho de 0,7 % na produção horária do forno. Para uma produção anual típica de 800.000 t de aço, este ganho representa 5.504 t por ano, equivalentes a US\$ 1.101.000, para um preço de US\$ 200 por tonelada de aço produzido. Nestas condições, a instalação da chave estática se pagaria em 40 dias de operação.

## 4.8 Conclusão

O uso dos tiristores disparados por luz da Eupec é especialmente interessante para a chave estática do RSCT, pela maior capacidade de condução da corrente de surto, pela proteção incorporada contra sobretensão, pela isolamento galvânica inerente e pelo menor custo do conjunto. Os tiristores da Dynex não têm a capacidade necessária para a suportaçãõ de surtos de correntes e a configuração com dois tiristores em série da Semikron tem uma maior perda e um custo maior.

A instalação dos tiristores imersos em óleo em tanques de transformadores comerciais é viável tecnicamente e representa uma solução robusta, segura e apropriada para a instalação ao tempo em pátios de subestações.

## 5 Conclusão

*Neste capítulo são apresentadas as conclusões e as propostas de continuidade do estudo.*

A análise operacional dos fornos elétricos é tradicionalmente feita através do circuito senoidal equivalente, adotando-se um fator empírico para a correção da impedância total do circuito e considerando-se um determinado fator de potência para o ponto de operação desejado na fusão do forno. A execução adequada desta análise depende da experiência anterior na determinação apropriada dos fatores envolvidos, para a correta representação do ponto de operação a ser analisado. O modelo de simulação proposto possibilita um entendimento mais direto da relação entre a característica de variação e padrão do arco com o resultado operacional do forno. Este modelo é baseado na medição, da corrente e tensão secundárias, e o subsequente processamento destas para a determinação automática dos pontos característicos que definem o padrão do arco. O padrão medido do arco é usado, então, na simulação do instante de operação em análise, para incorporação das características físicas e estocásticas do arco elétrico no resultado operacional do forno. A atuação do regulador de eletrodos é representada pela alteração dos pontos de tensão do padrão do arco em função do comprimento determinado pelo regulador e, como continuidade do detalhamento do modelo, sugere-se a verificação das diversas curvas do índice de impedância operacional com a simulação das correspondentes etapas de fusão e comprimentos de arco apropriados.

A retirada do reator série do circuito do forno ao final da fusão dos cestões, para o ganho de potência verificado na simulação, pode ser feita com os disjuntores de média tensão convencionais ou com a chave estática proposta. Os disjuntores apresentam, porém, dificuldades para a sua manutenção mecânica e representam um risco de segurança para a eventual falha no chaveamento de altas correntes indutivas. A chave estática proposta não possui partes móveis e tem a característica inerente da comutação suave da corrente do reator.

O investimento na implementação do RSCT tem um retorno rápido, para o aumento de produção estimado com base na possibilidade de se ter o ganho de potência

verificado nas simulações, durante um curto período de tempo na fase final da fusão. O RSCT possibilita ainda um ganho intangível pelo menor uso, ou mesmo pela eliminação do comutador de *taps* sob carga do forno, se o circuito do forno for projetado para o uso efetivo deste conceito.

Os tiristores disparados por luz são especialmente adequados à chave estática do RSCT, pela maior capacidade de condução da corrente de surto, pela proteção incorporada contra sobretensão, pela isolamento galvânica inerente e pelo menor custo do conjunto. A sobretensão nos tiristores, provocada pelo desligamento de um tiristor, foi estimada com base nos dados de catálogo para a corrente reversa máxima e carga de recuperação, mas deve ser verificada com a execução de ensaios específicos, que são sugeridos como continuidade do presente estudo.

A elevação de temperatura dos tiristores imersos em óleo em um tanque de um transformador comercial, verificada na simulação do modelo térmico implementado, é inferior aos limites destes dispositivos. O modelo térmico do conjunto imerso em óleo, do cálculo da elevação de temperatura, foi levantado com base em características de catálogo do transformador, cujo tanque será usado na chave estática, em especificações da norma ABNT de aplicação de carga em transformadores [31] e nas curvas de elevação de temperatura do dissipador imerso em óleo, disponibilizadas por um fabricante de tiristores [32]. Este modelo pode ser otimizado, contudo, com a realização de ensaios de aquecimento em uma montagem de protótipo, que também é sugerida para a continuidade deste trabalho.

A disponibilidade de tiristores com tensão de bloqueio de até 8 kV se mostra particularmente interessante para esta aplicação, onde a tensão nos reatores séries dos FEAs típicos é inferior a este valor. A dificuldade da necessidade de uma isolamento para o nível de tensão do circuito é contornada pela isolamento intrínseca dos tiristores disparados por luz. A ausência de inconvenientes para o disparo dos tiristores pela proteção de sobretensão e as demais especificidades deste projeto, como a possibilidade de uma configuração sem o circuito de snubber e a possibilidade de instalação da chave em um tanque de transformador comercial, corroboram para a viabilidade da chave estática para o *by-pass* dos reatores séries.

## 6 Bibliografia

- [1] F. Bosi, “Aciaria Elétrica”, apresentado no Curso de Aciaria Elétrica da Associação Brasileira de Metalurgia e Materiais, ABM, de 25 a 28 de Outubro de 2004
- [2] B. Bowman, “Optimum Use of Electrodes in Arc Furnaces”, *Metallurgical Plant and Technology*, no. 1, 1983
- [3] L. Chevrand, “Aumento da Produção de Aço no Brasil – Forno Elétrico x LD”, apresentado no Curso de Aciaria Elétrica da Associação Brasileira de Metalurgia e Materiais, ABM, de 25 a 28 de Outubro de 2004
- [4] A. Wasowski, “Modified Solution of Arc Furnace Electrical Circuit in Terms of Arc Voltage”, *Ironmaking and Steelmaking*, vol. 18, no. 5, pp. 354-358, 1991
- [5] V. V. Terzija, H.-J. Koglin, “New dynamic model, laboratory testing and features of long arc in free air”, *Electrical Engineering*, Springer-Verlag Gmbh, vol. 83, no. 4, pp. 193-201, 2001
- [6] D. Raisz, M. Sakulin, H. Renner, Y. Techlivets, “Recognition of the Operational States in Electric Arc Furnaces”, *IEEE 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Orlando, USA, October 2000
- [7] B. Bowman, “Effects on furnace arcs of submerging by slag”, *Ironmaking and Steelmaking*, vol. 17, no. 2, pp. 123-129, 1990
- [8] J. B. Calvert, “Electrical Discharges - How the spark, glow and arc work”, <http://www.du.edu/~jcalvert/phys/dischg.htm>, Associate Professor Emeritus of Engineering, University of Denver, revision 9 November 2005
- [9] B. Bowman, G. R. Jordan, “The Physics of High-Current Arcs”, *Journal of The Iron and Steel Institute*, pp. 798-805, June 1969
- [10] L. di Stasi, Fornos Elétricos, “Fornos Elétricos”, Hemus Editora, 1981
- [11] R. Collantes-Bellido, T. Gómez, “Identification and Modelling of a Three Phase Arc Furnace for Voltage Disturbance Simulation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 4, Outubro 1997
- [12] G. C. Montanari, M. Loggini, A. Cavallini, L. Pitti, D. Zaninelli, “Arc Furnace Model for the Study of Flicker Compensation in Electrical Networks”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 4, Outubro 1994

- [13] B. Bowman, "Solution of Arc Furnace Electrical Circuit in Terms of Arc Voltage", *Ironmaking and Steelmaking*, vol. 9, no. 4, pp. 178-187, 1982
- [14] H. Mokhtari, M. Hejri, "A new three phase time-domain model for electric arc furnaces using MATLAB", *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific*. IEEE/PES Volume 3, 6-10 Oct. 2002 Page(s):2078 - 2083 vol.3
- [15] M.A.P. Alonso, M.P. Donsion, "An improved time domain arc furnace model for harmonic analysis", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Volume 19, Issue 1, Jan. 2004 Page(s):367 - 373
- [16] R. Dugan, "Simulation of Arc Furnace Power Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 16, no. 6, Novembro/Dezembro 1980
- [17] S. Varadan, E.B. Makram, A.A. Girgis, "A new time domain voltage source model for an arc furnace using EMTP", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Volume 11, Issue 3, July 1996 Page(s):1685 - 1691
- [18] T. Zheng; E.B. Makram, "An adaptive arc furnace model", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Volume 15, Issue 3, July 2000 Page(s):931 - 939
- [19] T. Zheng, E.B. Makram, A.A. Girgis, "Effect of different arc furnace models on voltage distortion", *Harmonics And Quality of Power, 1998. Proceedings. 8th International Conference on*, Volume 2, 14-16 Oct. 1998 Page(s):1079 - 1085 vol.2
- [20] IEEE PES Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, "Modeling Devices With Nonlinear Voltage-Current Characteristics for Harmonic Studies", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 4, Outubro 2004
- [21] E. O'Neill-Carrillo, G.T. Heydt, E.J. Kostelich, S.S. Venkata, A. Sundaram, "Nonlinear deterministic modeling of highly varying loads", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Volume 14, Issue 2, April 1999 Page(s):537 - 542
- [22] A. E. A. de Araújo, W. L. A. Neves, "Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia", *Editora UFMG*, 2005
- [23] L. Jaccard, "Influência dos Parâmetros Elétricos na Operação dos Fornos Elétricos a Arco", *VIII Seminário Anual da COFOR-ABM*, pp.59-70, 9 a 11 de Setembro de 1987
- [24] B. Bowman, "Modelo de Computação de Operação de Forno a Arco", *Metalurgia-ABM*, vol. 44, no. 368, pp. 331-337, Abril de 1988
- [25] "Light Triggered Thyristor", *Marketing News*, Eupec Document No. MN 200-24, 20/11/2000



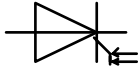
- [26] J. Dorn, U. Kellner, F.-J. Niedernostheide, H.-J. Schulze, “State of the Art Light Triggered Thyristors with Integrated Protection Functions”, *Product Information*, Eupec GmbH
- [27] B. Backlund, J-O. Boeriis, K. Thomas, R. Waishar, J. Waldmeyer, O. Toker, “Bi-Directional Control Thyristor”, *Product Information*, ABB Semiconductors AG, Fevereiro de 1999
- [28] H. M. Lawatsch, J. Vitins, “Protection of thyristors against overvoltage with breakover diodes”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 24, Issue 3, May-June 1988 Page(s):444 – 448
- [29] E. Gaio, R. Piovan, L. Zanotto, P. Bordignon, T. Consani, “Thyristor protection for series capacitors in an arc furnace plant”, *Power Delivery, IEEE Transactions on* Volume 19, Issue 4, Oct. 2004 Page(s):1891 – 1897
- [30] G. Swift, T.S. Molinski, W. Lehn, “A fundamental approach to transformer thermal modeling. I. Theory and equivalent circuit”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Volume 16, Issue 2, April 2001 Page(s):171 – 175
- [31] “Aplicação de Cargas em Transformadores de Potência”, *Associação Brasileira de Normas Técnicas, NBR-5416*, Dezembro de 1981
- [32] “SCR Applications Handbook”, *International Rectifier*, 1<sup>st</sup> Printing, September 1974
- [33] F. P. Wahl III, “Firing Series SCRs at Medium Voltage: Understanding the Topologies Ensures the Optimum Gate Drive Selection”, *Power Systems World Conference*, Chicago, Illinois, Oct. 31, 2002

# Anexos

## A.1 Folhas de Dados dos Dispositivos Semicondutores

- Tiristor Eupec T1503N
- Tiristor Dynex DCR2400B85
- Tiristor Semikron SKT3001
- Diodo de Breakover Ixys

N



## Datenblatt / Data sheet

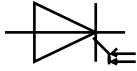
power electronics in motion  
**eupec**Netz-Thyristor  
Phase Control Thyristor**T1503N**Elektrische Eigenschaften / Electrical properties  
Höchstzulässige Werte / Maximum rated values

Periodische Rückwärts-Spitzen-Sperrspannung repetitive peak and reverse voltages	$T_{vj} = -40^{\circ}\text{C} \dots T_{vj\max}$	$V_{RRM}$	7500	8000	V V
Periodische Rückwärts-Spitzen-Sperrspannung repetitive peak reverse voltages	$T_{vj} = 0^{\circ}\text{C} \dots T_{vj\max}$	$V_{RRM}$	7700	8200	V V
Durchlaßstrom-Grenzeffektivwert maximum RMS on-state current		$I_{TRMSM}$		3900	A
Dauergrenzstrom average on-state current	$T_C = 85^{\circ}\text{C}$ $T_C = 60^{\circ}\text{C}$	$I_{TAVM}$		1770 2490	A A
Stoßstrom-Grenzwert surge current	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, t_p = 10 \text{ ms}$ $T_{vj} = T_{vj\max}, t_p = 10 \text{ ms}$	$I_{TSM}$		57000 55000	A A
Grenzlastintegral $I^2t$ -value	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, t_p = 10 \text{ ms}$ $T_{vj} = T_{vj\max}, t_p = 10 \text{ ms}$	$I^2t$		16250 15125	$10^3 \text{ A}^2\text{s}$ $10^3 \text{ A}^2\text{s}$
Kritische Stromsteilheit critical rate of rise of on-state current	DIN IEC 60747-6 $f = 50 \text{ Hz}, P_{LM} = 40 \text{ mW}, t_{rise} = 0,5 \mu\text{s}$	$(di_T/dt)_{cr}$		300	A/ $\mu\text{s}$
Kritische Spannungssteilheit critical rate of rise of off-state voltage	$T_{vj} = T_{vj\max}, v_D = 0,67 V_{DRM}$ 5.Kennbuchstabe / 5 <sup>th</sup> letter H	$(dv_D/dt)_{cr}$		2000	V/ $\mu\text{s}$

## Charakteristische Werte / Characteristic values

Schutzzündspannung (statisch) Protective break over voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C} \dots T_{vj\max}$ Typischer Degradationsfaktor ist 0,16%/K für $T_{vj} = 0^{\circ}\text{C} \dots 25^{\circ}\text{C}$ Typical de-rating factor of 0,16%/K is applicable for $T_{vj} = 0^{\circ}\text{C} \dots 25^{\circ}\text{C}$	$V_{BO}$	min.	7500	V
Durchlaßspannung on-state voltage	$T_{vj} = T_{vj\max}, i_T = 4000 \text{ A}, v_D = 150 \text{ V}$	$v_T$	typ. max.	2,8 3,0	V V
Schleusenspannung threshold voltage	$T_{vj} = T_{vj\max}$	$V_{(TO)}$	typ. max.	1,20 1,24	V V
Ersatzwiderstand slope resistance	$T_{vj} = T_{vj\max}$	$r_T$	typ. max.	0,4 0,44	m $\Omega$ m $\Omega$
Durchlaßkennlinie on-state characteristic  $v_T = A + B \cdot i_T + C \cdot \ln(i_T + 1) + D \cdot \sqrt{i_T}$	$T_{vj} = T_{vj\max}$	typ.  max.	A B C D  A B C D	0,616 0,000219 0,0342 0,0161  -0,0864 0,000343 0,2021 0,000614	
minimale Zündlichtleistung minimum gate trigger light power	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, v_D = 150 \text{ V}$	$I_{GT}$	max.	40	mW
Haltestrom holding current	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	$I_H$	max.	100	mA
Einraststrom latching current	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, v_D = 150 \text{ V},$ $P_{LM} = 40 \text{ mW}, t_{rise} = 0,5 \mu\text{s}$	$I_L$	max.	1	A
Rückwärts-Sperrstrom reverse blocking current	$T_{vj} = T_{vj\max}$ $v_R = V_{RRM}$	$i_R$	max.	600	mA
Zündverzug gate controlled delay time	DIN IEC 60747-6 $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, v_D = 1000 \text{ V},$ $P_{LM} = 40 \text{ mW}, t_{rise} = 0,5 \mu\text{s}$	$t_{gd}$	max.	5	$\mu\text{s}$

prepared by:	C. Schneider	date of publication:	2005-04-15
approved by:	J. Przybilla	revision:	6


**Netz-Thyristor**  
**Phase Control Thyristor**
**T1503N**
**Elektrische Eigenschaften / Electrical properties**  
 Charakteristische Werte / Characteristic values

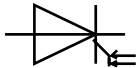
Freiwerdzeit circuit commutated turn-off time	$T_{vj} = T_{vjmax}$ , $i_{TM} = I_{TAVM}$ $V_{RM} = 100\text{ V}$ , $v_{DM} = 0,67 V_{DRM}$ $dv_D/dt = 20\text{ V}/\mu\text{s}$ , $-di_T/dt = 10\text{ A}/\mu\text{s}$ 4. Kennbuchstabe / 4 <sup>th</sup> letter O	$t_q$	typ.	550	$\mu\text{s}$
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$T_{vj} = T_{vjmax}$ $i_{TM} = I_{TAVM}$ , $-di_T/dt = 10\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 0,5V_{RRM}$ , $V_{RM} = 0,8V_{RRM}$	$Q_r$	max	15	mAs
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$T_{vj} = T_{vjmax}$ $i_{TM} = I_{TAVM}$ , $-di_T/dt = 10\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 0,5V_{RRM}$ , $V_{RM} = 0,8V_{RRM}$	$I_{RM}$	max	350	A

**Thermische Eigenschaften / Thermal properties**

Innere Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	<u>Kühlfläche / cooling surface</u> beidseitig / two-sided, $\theta = 180^\circ\text{sin}$ beidseitig / two-sided, DC Anode / anode, DC Kathode / cathode, DC	$R_{thJC}$	max	0,0063	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Übergangswärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	<u>Kühlfläche / cooling surface</u> beidseitig / two-sided einseitig / single-sided	$R_{thCH}$	max	0,0015	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature		$T_{vjmax}$		120	$^\circ\text{C}$
Betriebs temperatur operating temperature		$T_{c op}$		-40...+120	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur storage temperature		$T_{stg}$		-40...+150	$^\circ\text{C}$

**Mechanische Eigenschaften / Mechanical properties**

Gehäuse, siehe Anlage case, see annex				Seite 3 page 3	
Si-Element mit Druckkontakt Si-pellet with pressure contact					
Anpresskraft clamping force		F		63..91	kN
Gewicht weight		G	typ.	3000	g
Kriechstrecke creepage distance				49	mm
Schwingfestigkeit vibration resistance	f = 50 Hz			50	$\text{m/s}^2$

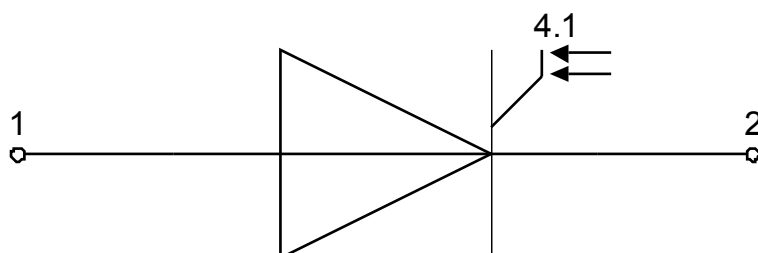
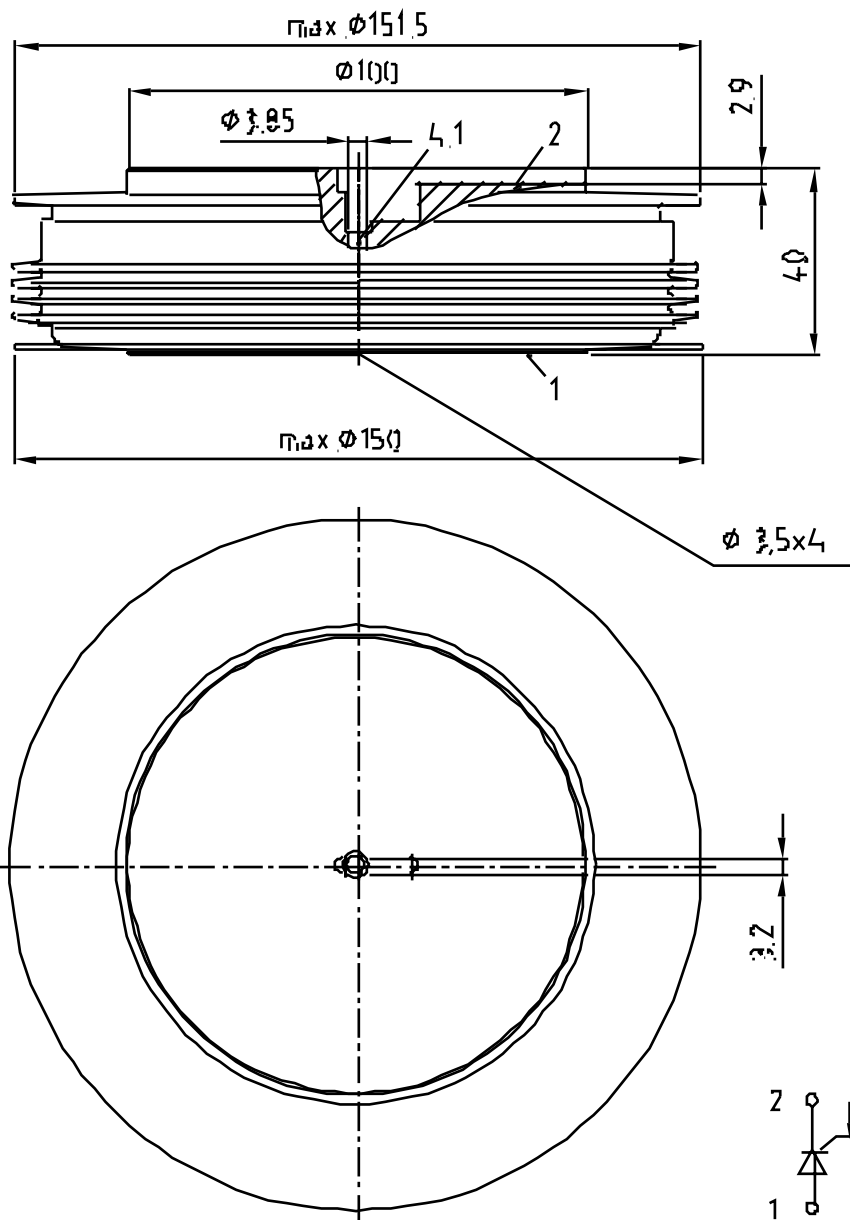
**N**

Datenblatt / Data sheet

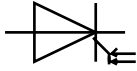
power electronics in motion

**eupec**
**Netz-Thyristor**  
**Phase Control Thyristor**
**T1503N**

T15Q/4QL



**1: Anode/Anode**  
**2: Kathode/Cathode**  
**4.1: Gate**



Netz-Thyristor  
Phase Control Thyristor

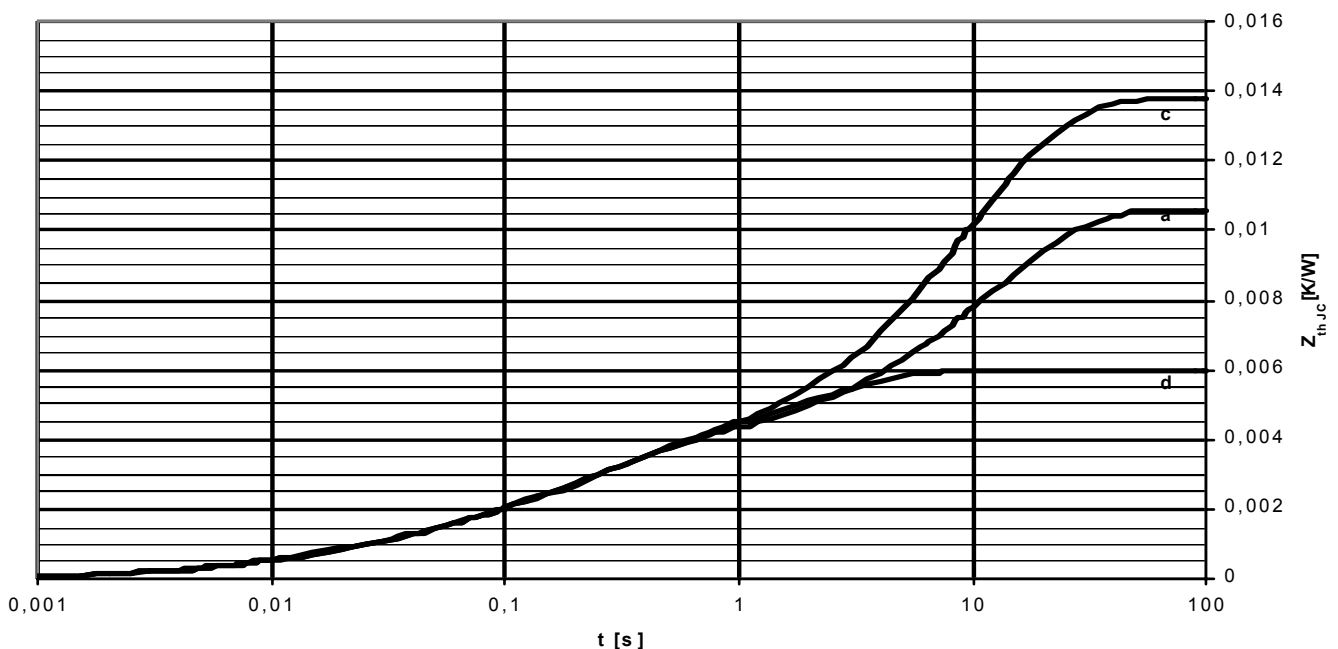
**T1503N**

Analytische Elemente des transienten Wärmewiderstandes  $Z_{thJC}$   
Analytical elements of transient thermal impedance  $Z_{thJC}$

	Pos. n	1	2	3	4	5	6	7
beidseitig two-sided	$R_{thn}$ [°C/W]	0,00238	0,00202	0,00110	0,0005	0		
	$\tau_n$ [s]	2,06	0,301	0,0674	0,0122	1		
anodenseitig anode-sided	$R_{thn}$ [°C/W]	0,00662	0,00043	0,00248	0,00081	0,00026		
	$\tau_n$ [s]	11,6	0,946	0,219	0,0310	0,00761		
kathodenseitig cathode-sided	$R_{thn}$ [°C/W]	0,0102	0,00224	0,00092	0,00044	0		
	$\tau_n$ [s]	9,62	0,268	0,0532	0,0107	1		

Analytische Funktion / Analytical function:

$$Z_{thJC} = \sum_{n=1}^{n_{max}} R_{thn} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right]$$

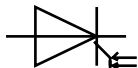


Transienter innerer Wärmewiderstand für DC / Transient thermal impedance  $Z_{thJC} = f(t)$  for DC

Beidseitige Kühlung / Two-sided cooling

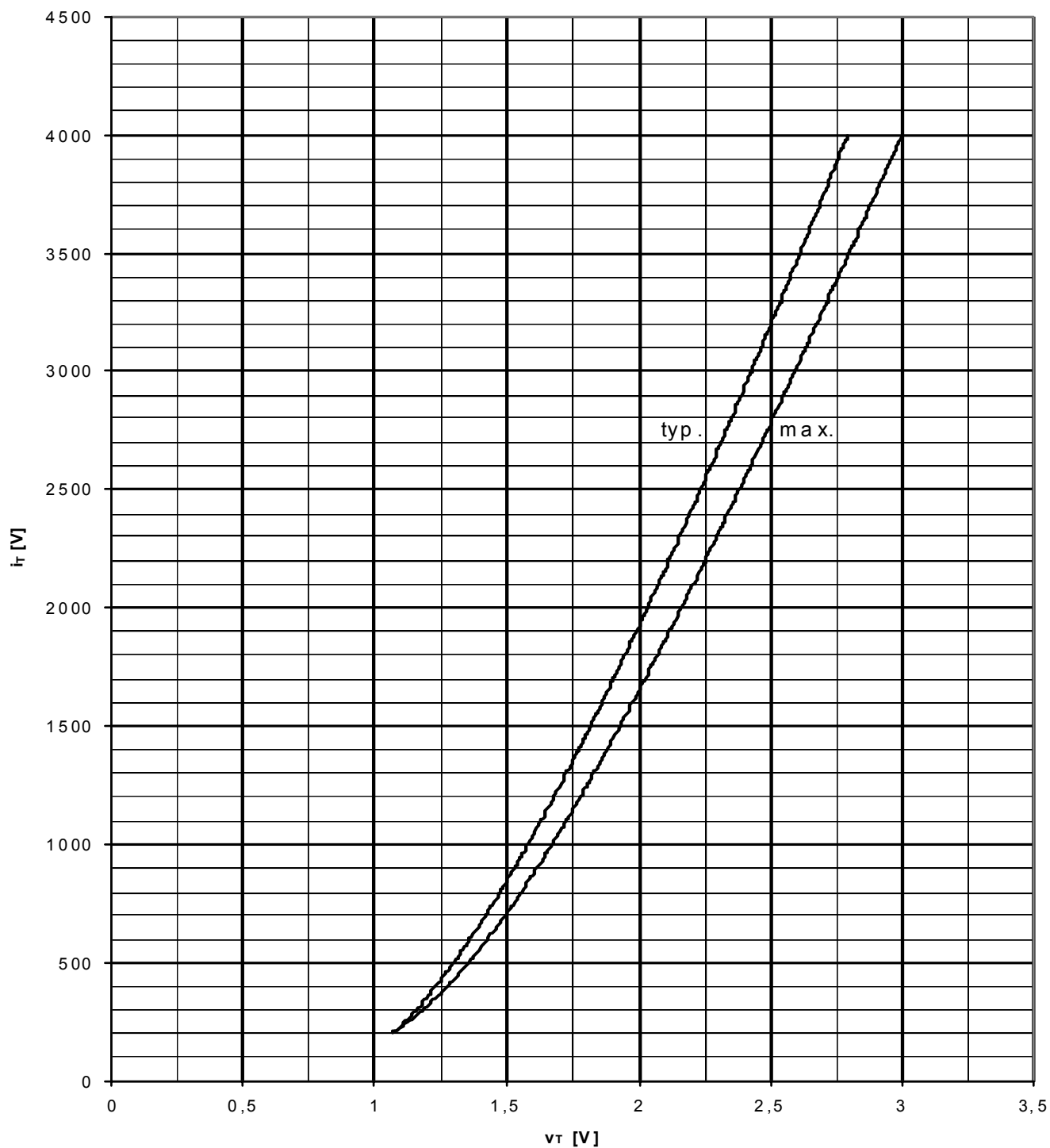
Anodenseitige Kühlung / Anode-sided cooling

Kathodenseitige Kühlung / Cathode-sided cooling



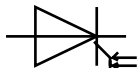
Netz-Thyristor  
Phase Control Thyristor

**T1503N**



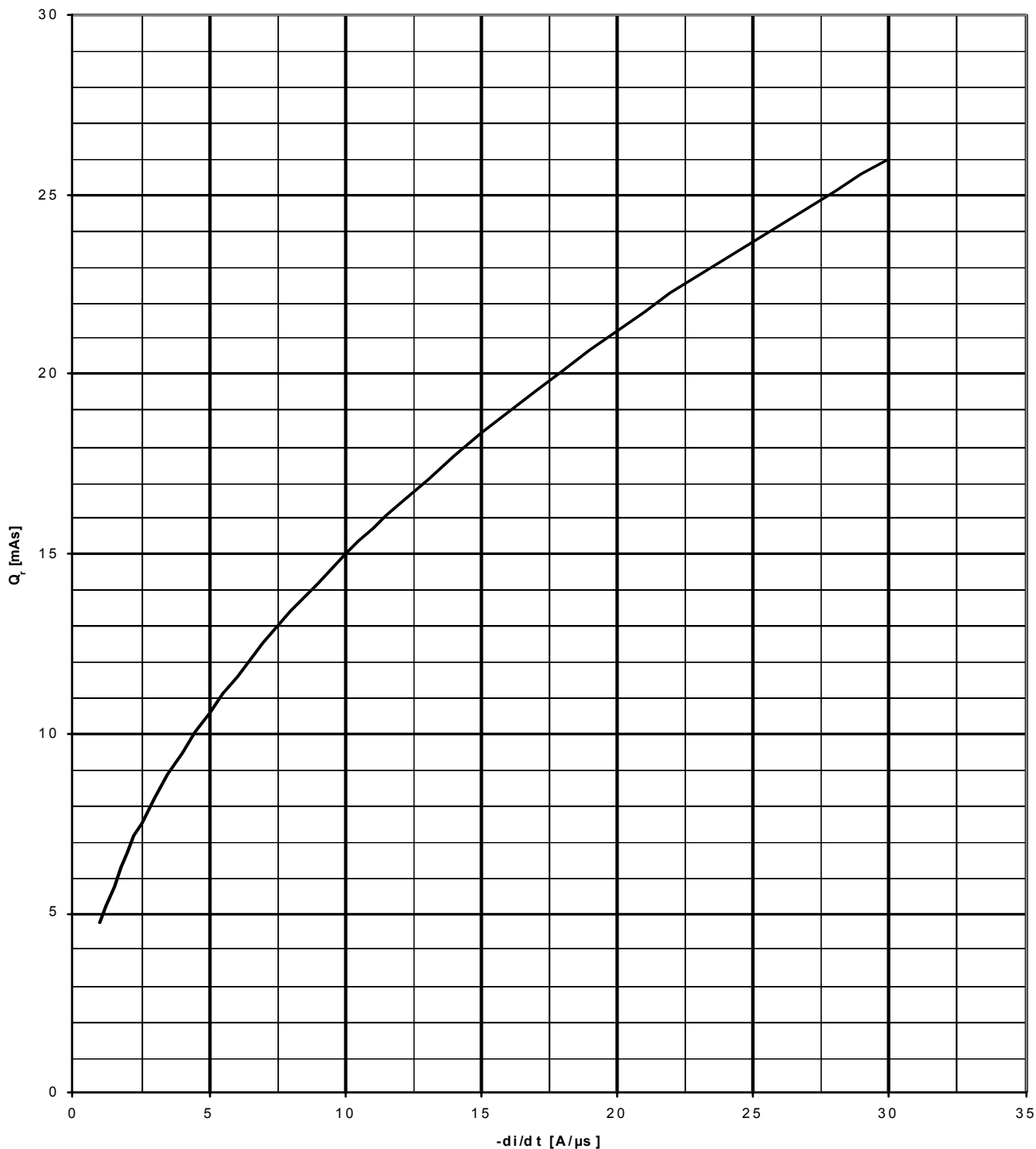
Grenzdurchlaßkennlinie / Limiting on-state characteristic  $i_T = f(v_T)$

$$T_{vj} = T_{vj \max}$$



Netz-Thyristor  
Phase Control Thyristor

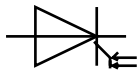
**T1503N**



Sperrverzögerungsladung / Recovered charge  $Q_r = f(-di/dt)$

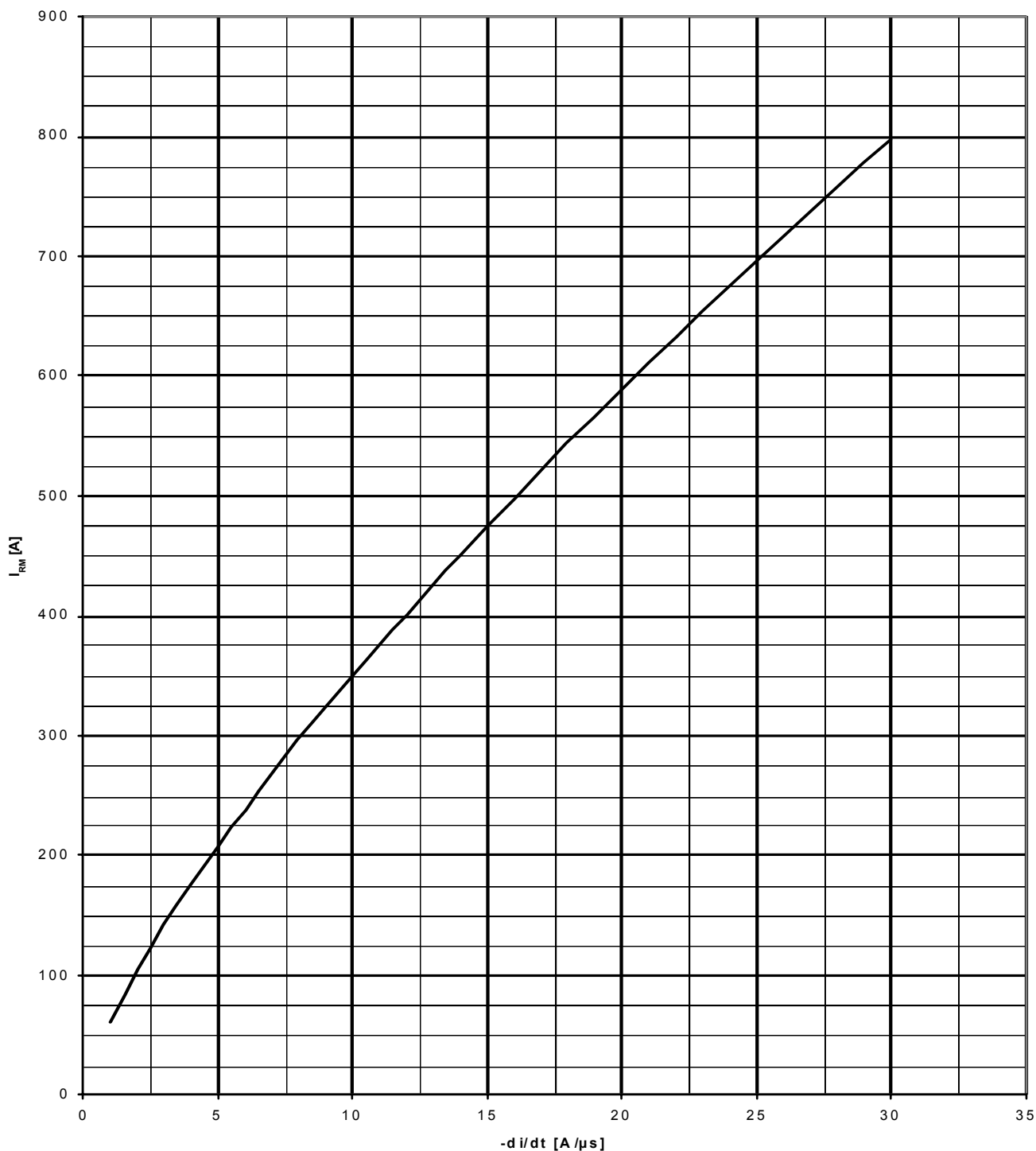
$$T_{vj} = T_{vjmax}, V_R = 0,5 V_{RRM}, V_{RM} = 0,8 V_{RRM}$$





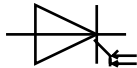
Netz-Thyristor  
Phase Control Thyristor

**T1503N**



Rückstromspitze / Peak reverse recovery current  $I_{RM} = f(-di/dt)$

$$T_{vj} = T_{vjmax}, V_R = 0,5 V_{RRM}, V_{RM} = 0,8 V_{RRM}$$



Netz-Thyristor  
Phase Control Thyristor

**T1503N**

### Nutzungsbedingungen

Die in diesem Produktdatenblatt enthaltenen Daten sind ausschließlich für technisch geschultes Fachpersonal bestimmt. Die Beurteilung der Eignung dieses Produktes für Ihre Anwendung sowie die Beurteilung der Vollständigkeit der bereitgestellten Produktdaten für diese Anwendung obliegt Ihnen bzw. Ihren technischen Abteilungen.

In diesem Produktdatenblatt werden diejenigen Merkmale beschrieben, für die wir eine liefervertragliche Gewährleistung übernehmen. Eine solche Gewährleistung richtet sich ausschließlich nach Maßgabe der im jeweiligen Liefervertrag enthaltenen Bestimmungen. Garantien jeglicher Art werden für das Produkt und dessen Eigenschaften keinesfalls übernommen.

Sollten Sie von uns Produktinformationen benötigen, die über den Inhalt dieses Produktdatenblatts hinausgehen und insbesondere eine spezifische Verwendung und den Einsatz dieses Produktes betreffen, setzen Sie sich bitte mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung. Für Interessenten halten wir Application Notes bereit.

Aufgrund der technischen Anforderungen könnte unser Produkt gesundheitsgefährdende Substanzen enthalten. Bei Rückfragen zu den in diesem Produkt jeweils enthaltenen Substanzen setzen Sie sich bitte ebenfalls mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung.

Sollten Sie beabsichtigen, das Produkt in gesundheits- oder lebensgefährdenden oder lebenserhaltenden Anwendungsbereichen einzusetzen, bitten wir um Mitteilung. Wir weisen darauf hin, dass wir für diese Fälle

- die gemeinsame Durchführung eines Risiko- und Qualitätsassessments;
- den Abschluss von speziellen Qualitätssicherungsvereinbarungen;
- die gemeinsame Einführung von Maßnahmen einer laufenden Produktbeobachtung dringend empfehlen und gegebenenfalls die Belieferung von der Umsetzung solcher Maßnahmen abhängig machen.

Soweit erforderlich, bitten wir Sie, entsprechende Hinweise an Ihre Kunden zu geben.

Inhaltliche Änderungen dieses Produktdatenblatts bleiben vorbehalten.

### Terms & Conditions of usage

The product data contained in this product data sheet is exclusively intended for technically trained staff. You and your technical departments will have to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product data with respect to such application.

This product data sheet is describing the specifications of this product for which a warranty is granted. Any such warranty is granted exclusively pursuant the terms and conditions of the supply agreement. There will be no guarantee of any kind for the product and its specifications.

Should you require product information in excess of the data given in this product data sheet or which concerns the specific application of our product, please contact the sales office, which is responsible for you. For those that are specifically interested we may provide application notes.

Due to technical requirements our product may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact the sales office, which is responsible for you.

Should you intend to use the Product in health or live endangering or life support applications, please notify. Please note, that for any such applications we urgently recommend

- to perform joint Risk and Quality Assessments;
- the conclusion of Quality Agreements;
- to establish joint measures of an ongoing product survey, and that we may make delivery depended on the realization of any such measures.

If and to the extent necessary, please forward equivalent notices to your customers.

Changes of this product data sheet are reserved.

### FEATURES

- Double Side Cooling
- High Surge Capability

### APPLICATIONS

- High Power Drives
- High Voltage Power Supplies
- Static Switches

### VOLTAGE RATINGS

Part and Ordering Number	Repetitive Peak Voltages $V_{DRM}$ and $V_{RRM}$ V	Conditions
DCR2400B85	8500	$T_{vj} = -40^{\circ}\text{C to } 125^{\circ}\text{C}$ , $I_{DRM} = I_{RRM} = 300\text{mA}$ , $V_{DRM}, V_{RRM} t_p = 10\text{ms}$ , $V_{DSM} \text{ \& } V_{RSM} =$ $V_{DRM} \text{ \& } V_{RRM} + 100\text{V}$ respectively
DCR2400B80	8000	
DCR2400B75	7500	
DCR2400B70	7000	

Lower voltage grades available.

### ORDERING INFORMATION

When ordering, select the required part number shown in the Voltage Ratings selection table.

For example:

### DCR2400B85

Note: Please use the complete part number when ordering and quote this number in any future correspondence relating to your order.

### KEY PARAMETERS

$V_{DRM}$	8500V
$I_{T(AV)}$	2370A
$I_{TSM}$	32500A
$dV/dt^*$	1500V/ $\mu\text{s}$
$dI/dt$	300A/ $\mu\text{s}$

\* Higher  $dV/dt$  selections available

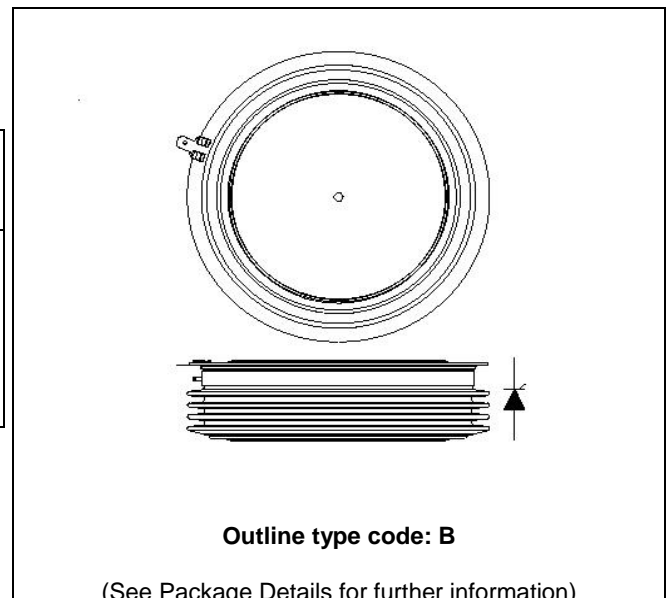


Fig. 1 Package outline

## CURRENT RATINGS

$T_{case} = 60^{\circ}C$  unless stated otherwise

Symbol	Parameter	Test Conditions	Max.	Units
<b>Double Side Cooled</b>				
$I_{T(AV)}$	Mean on-state current	Half wave resistive load	2370	A
$I_{T(RMS)}$	RMS value	-	3723	A
$I_T$	Continuous (direct) on-state current	-	3500	A

## SURGE RATINGS

Symbol	Parameter	Test Conditions	Max.	Units
$I_{TSM}$	Surge (non-repetitive) on-state current	10ms half sine, $T_{case} = 125^{\circ}C$	32.5	kA
$I^2t$	$I^2t$ for fusing	$V_R = 0$	5.28	MA <sup>2</sup> s

## THERMAL AND MECHANICAL RATINGS

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Max.	Units	
$R_{th(j-c)}$	Thermal resistance – junction to case	Double side cooled	DC	-	0.007	$^{\circ}C/W$
		Single side cooled	Anode DC	-	0.0116	$^{\circ}C/W$
			Cathode DC	-	0.0181	$^{\circ}C/W$
$R_{th(c-h)}$	Thermal resistance – case to heatsink	Clamping force 76.0kN (with mounting compound)	Double side	-	0.0014	$^{\circ}C/W$
			Single side	-	0.0028	$^{\circ}C/W$
$T_{vj}$	Virtual junction temperature	On-state (conducting)	-	135	$^{\circ}C$	
		Reverse (blocking)	-	125	$^{\circ}C$	
$T_{stg}$	Storage temperature range		-55	125	$^{\circ}C$	
$F_m$	Clamping force		68.0	84.0	kN	

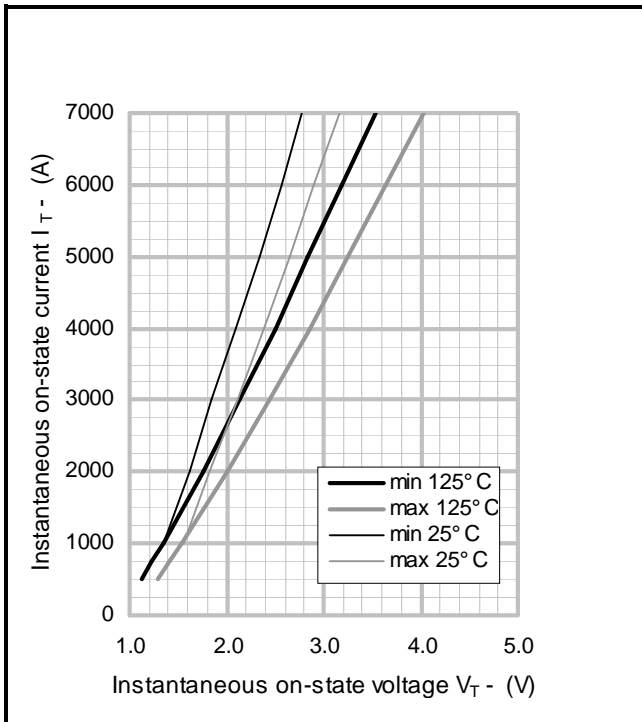
**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Max.	Units	
$I_{RRM}/I_{DRM}$	Peak reverse and off-state current	At $V_{RRM}/V_{DRM}$ , $T_{case} = 125^{\circ}C$	-	300	mA	
$dV/dt$	Max. linear rate of rise of off-state voltage	To 67% $V_{DRM}$ , $T_j = 125^{\circ}C$ , gate open	-	1500	V/ $\mu s$	
$di/dt$	Rate of rise of on-state current	From 67% $V_{DRM}$ to $2x I_{T(AV)}$	Repetitive 50Hz	-	150	A/ $\mu s$
		Gate source 30V, 10 $\Omega$ , $t_r < 0.5\mu s$ , $T_j = 125^{\circ}C$	Non-repetitive	-	300	A/ $\mu s$
$V_{T(TO)}$	Threshold voltage – Low level	500 to 2400A at $T_{case} = 125^{\circ}C$	-	1.037	V	
	Threshold voltage – High level	2400 to 72000A at $T_{case} = 125^{\circ}C$	-	1.229	V	
$r_T$	On-state slope resistance – Low level	500A to 2400A at $T_{case} = 125^{\circ}C$	-	0.487	m $\Omega$	
	On-state slope resistance – High level	2400A to 72000A at $T_{case} = 125^{\circ}C$	-	0.398	m $\Omega$	
$t_{gd}$	Delay time	$V_D = 67\% V_{DRM}$ , gate source 30V, 10 $\Omega$ $t_r = 0.5\mu s$ , $T_j = 25^{\circ}C$	TBD	TBD	$\mu s$	
$t_q$	Turn-off time	$T_j = 125^{\circ}C$ , $V_R = 200V$ , $di/dt = 1A/\mu s$ , $dV_{DR}/dt = 20V/\mu s$ linear	600	1000	$\mu s$	
$Q_s$	Stored charge	$I_T = 2000A$ , $T_j = 125^{\circ}C$ , $di/dt = 1A/\mu s$ ,	6000	11000	$\mu C$	
$I_L$	Latching current	$T_j = 25^{\circ}C$ , $V_B = 5V$	TBD	TBD	mA	
$I_H$	Holding current	$T_j = 25^{\circ}C$ , $R_{G-K} = \infty$ , $I_{TM} = 500A$ , $I_T = 5A$	TBD	TBD	mA	

**GATE TRIGGER CHARACTERISTICS AND RATINGS**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Max.	Units
V <sub>GT</sub>	Gate trigger voltage	V <sub>DRM</sub> = 5V, T <sub>case</sub> = 25° C	1.5	V
V <sub>GD</sub>	Gate non-trigger voltage	At V <sub>DRM</sub> , T <sub>case</sub> = 125° C	TBD	V
I <sub>GT</sub>	Gate trigger current	V <sub>DRM</sub> = 5V, T <sub>case</sub> = 25° C	250	mA
I <sub>GD</sub>	Gate non-trigger current	V <sub>DRM</sub> = 5V, T <sub>case</sub> = 25° C	TBD	mA

**CURVES**



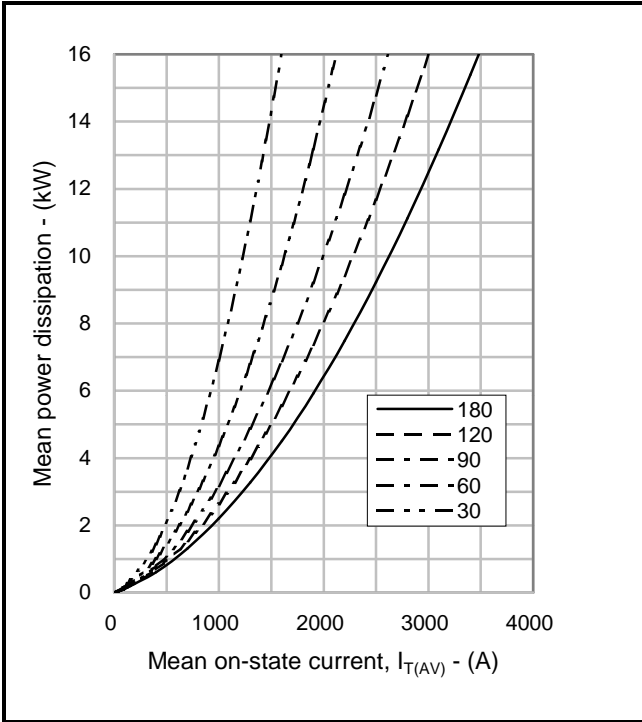
**Fig.2 Maximum & minimum on-state characteristics**

**V<sub>TM</sub> EQUATION**

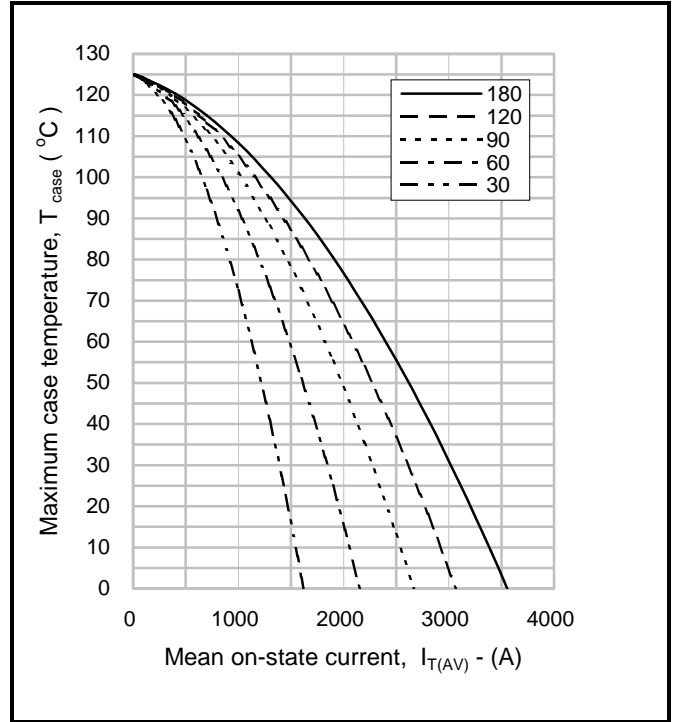
$$V_{TM} = A + B \ln(I_T) + C \cdot I_T + D \cdot \sqrt{I_T}$$

Where A = 0.907134  
 B = -0.011004  
 C = 0.000304  
 D = 0.012936

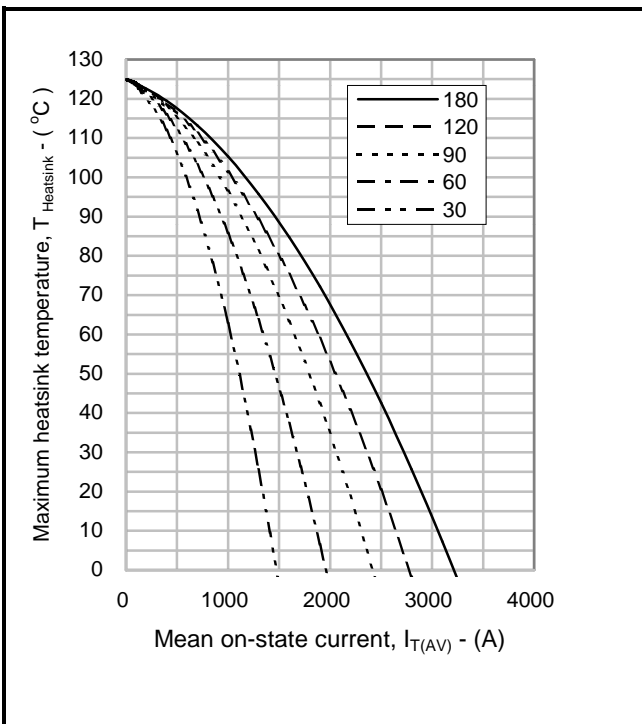
these values are valid for T<sub>j</sub> = 125° C for I<sub>T</sub> 500A to 7200A



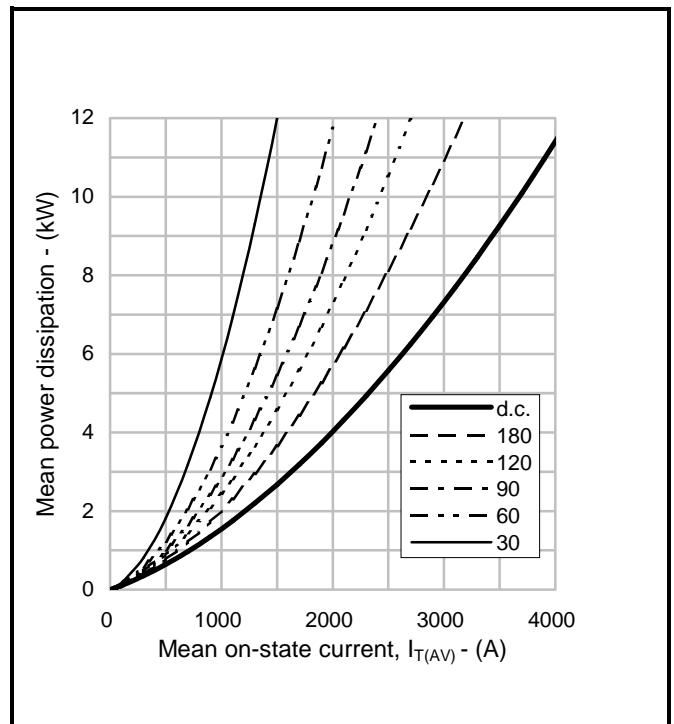
**Fig.3 On-state power dissipation – sine wave**



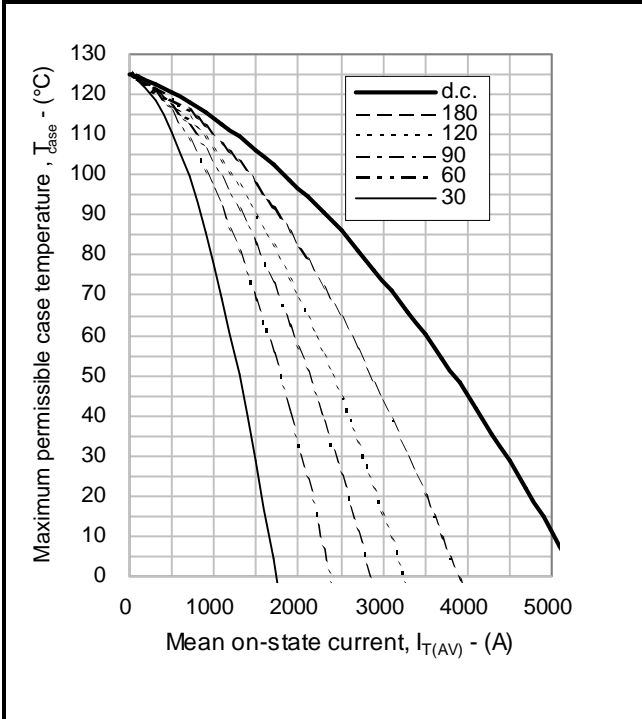
**Fig.4 Maximum permissible case temperature, double side cooled – sine wave**



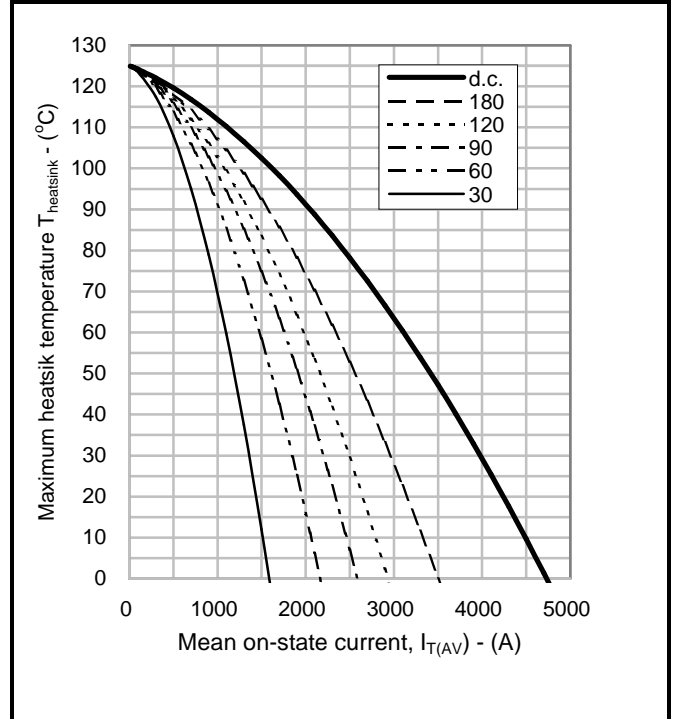
**Fig.5 Maximum permissible heatsink temperature, double side cooled – sine wave**



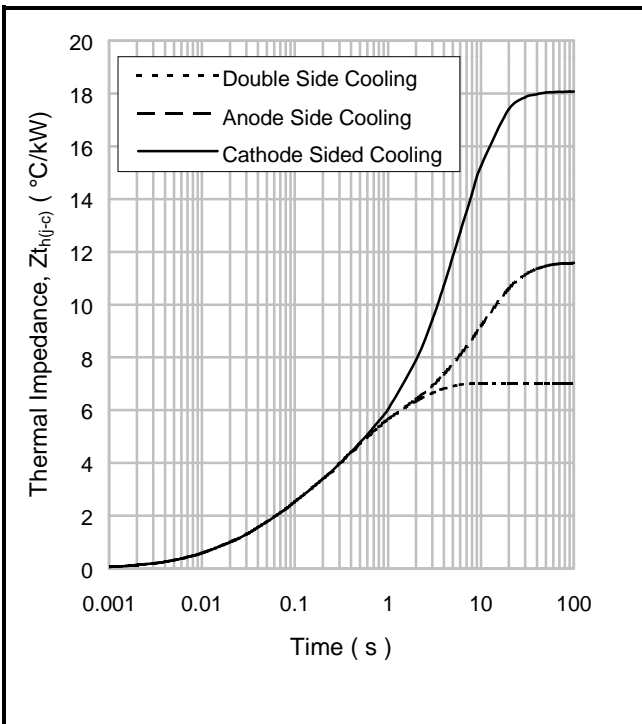
**Fig.6 On-state power dissipation – rectangular wave**



**Fig.7 Maximum permissible case temperature, double side cooled – rectangular wave**



**Fig.8 Maximum permissible heatsink temperature, double side cooled – rectangular wave**



**Fig.9 Maximum (limit) transient thermal impedance – junction to case (° C/kW)**

		1	2	3	4
Double side cooled	R <sub>i</sub> (° C/kW)	0.502	1.333	2.9559	2.2335
	T <sub>i</sub> (s)	0.0137081	0.0548877	0.3311925	1.6905
Anode side cooled	R <sub>i</sub> (° C/kW)	1.3035	3.138	1.1859	5.9136
	T <sub>i</sub> (s)	0.0251065	0.2410256	1.0806	11.002
Cathode side cooled	R <sub>i</sub> (° C/kW)	1.2616	2.6216	13.3603	0.8304
	T <sub>i</sub> (s)	0.0245837	0.2005035	5.7854	16.765

$Z_{th} = \sum [R_i \times (1 - \exp. (-t/t_i))]$  [1]

$\Delta R_{th(j-c)}$  Conduction  
Tables show the increments of thermal resistance  $R_{th(j-c)}$  when the device operates at conduction angles other than d.c.

Double side cooling			Anode Side Cooling			Cathode Sided Cooling		
$\theta^\circ$	$\Delta Z_{th} (z)$		$\theta^\circ$	$\Delta Z_{th} (z)$		$\theta^\circ$	$\Delta Z_{th} (z)$	
	sine.	rect.		sine.	rect.		sine.	rect.
180	0.70	0.48	180	0.67	0.47	180	0.67	0.47
120	0.80	0.68	120	0.77	0.66	120	0.77	0.66
90	0.90	0.78	90	0.87	0.75	90	0.87	0.76
60	1.00	0.89	60	0.95	0.86	60	0.95	0.86
30	1.07	1.01	30	1.02	0.96	30	1.02	0.96
15	1.10	1.07	15	1.05	1.02	15	1.05	1.02



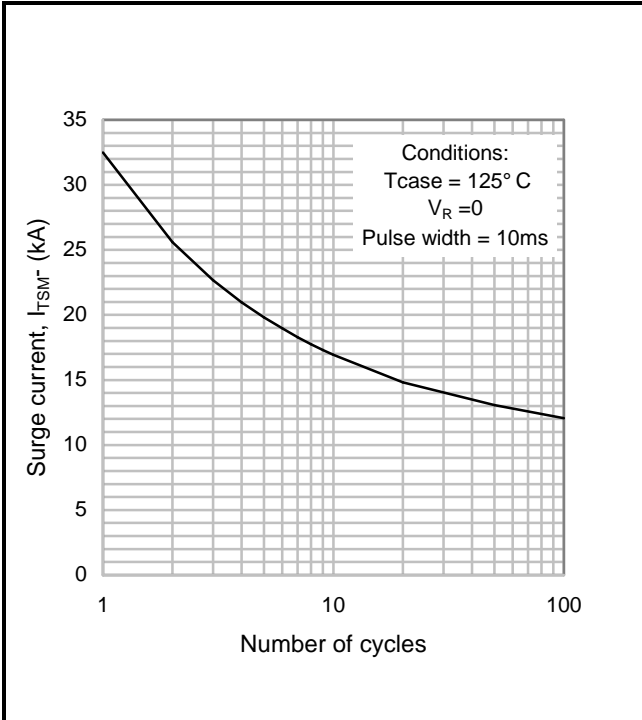


Fig.10 Multi-cycle surge current

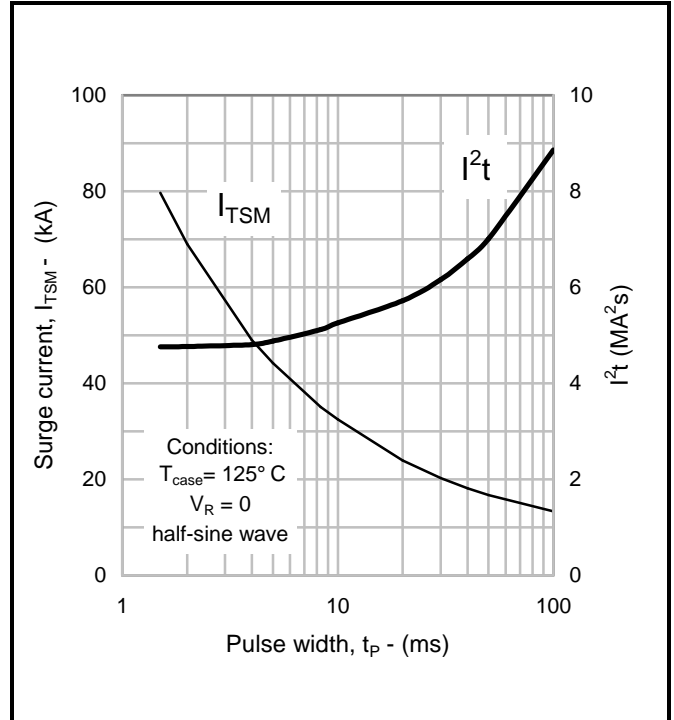
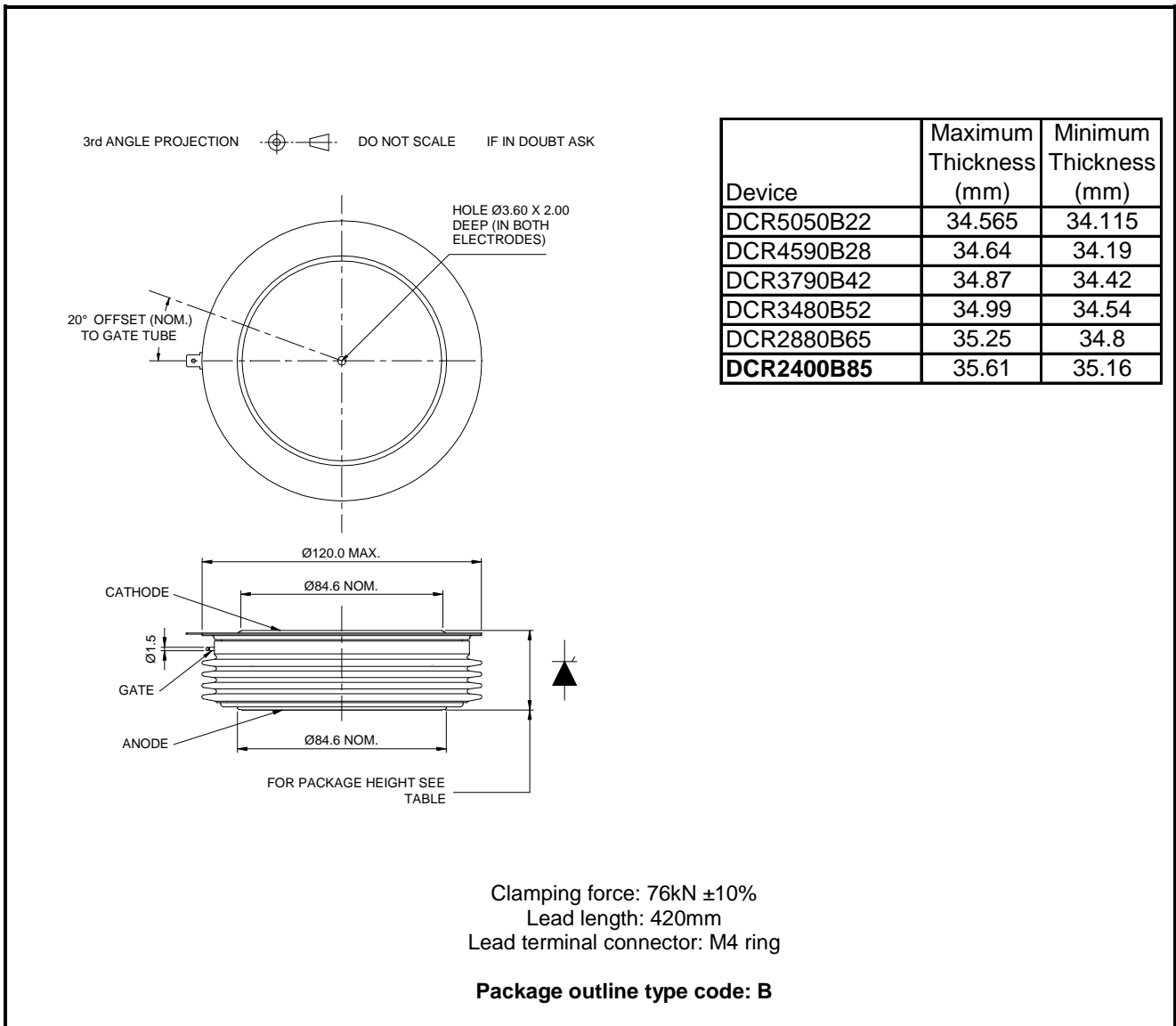


Fig.11 Single-cycle surge current

**PACKAGE DETAILS**

For further package information, please contact Customer Services. All dimensions in mm, unless stated otherwise. **DO NOT SCALE.**



**Fig.15 Package outline**

## **POWER ASSEMBLY CAPABILITY**

The Power Assembly group was set up to provide a support service for those customers requiring more than the basic semiconductor, and has developed a flexible range of heatsink and clamping systems in line with advances in device voltages and current capability of our semiconductors.

We offer an extensive range of air and liquid cooled assemblies covering the full range of circuit designs in general use today. The Assembly group offers high quality engineering support dedicated to designing new units to satisfy the growing needs of our customers.

Using the latest CAD methods our team of design and applications engineers aim to provide the Power Assembly Complete Solution (PACs).

## **HEATSINKS**

The Power Assembly group has its own proprietary range of extruded aluminium heatsinks which have been designed to optimise the performance of Dynex semiconductors. Data with respect to air natural, forced air and liquid cooling (with flow rates) is available on request.

For further information on device clamps, heatsinks and assemblies, please contact your nearest sales representative or Customer Services.

Stresses above those listed in this data sheet may cause permanent damage to the device. In extreme conditions, as with all semiconductors, this may include potentially hazardous rupture of the package. Appropriate safety precautions should always be followed.



<http://www.dynexsemi.com>

**e-mail: [power\\_solutions@dynexsemi.com](mailto:power_solutions@dynexsemi.com)**

**HEADQUARTERS OPERATIONS  
DYNEX SEMICONDUCTOR LTD**  
Doddington Road, Lincoln  
Lincolnshire, LN6 3LF. United Kingdom.  
Tel: +44(0)1522 500500  
Fax: +44(0)1522 500550

**CUSTOMER SERVICE**  
Tel: +44(0)1522 502753 / 502901. Fax: +44(0)1522 500020

© Dynex Semiconductor 2003 TECHNICAL DOCUMENTATION – NOT FOR  
RESALE. PRODUCED IN UNITED KINGDOM.

This publication is issued to provide information only which (unless agreed by the Company in writing) may not be used, applied or reproduced for any purpose nor form part of any order or contract nor to be regarded as a representation relating to the products or services concerned. No warranty or guarantee express or implied is made regarding the capability, performance or suitability of any product or service. The Company reserves the right to alter without prior notice the specification, design or price of any product or service. Information concerning possible methods of use is provided as a guide only and does not constitute any guarantee that such methods of use will be satisfactory in a specific piece of equipment. It is the user's responsibility to fully determine the performance and suitability of any equipment using such information and to ensure that any publication or data used is up to date and has not been superseded. These products are not suitable for use in any medical products whose failure to perform may result in significant injury or death to the user. All products and materials are sold and services provided subject to the Company's conditions of sale, which are available on request.

All brand names and product names used in this publication are trademarks, registered trademarks or trade names of their respective owners.

# SKT 3001



Capsule Thyristor

## Line Thyristor

### SKT 3001

#### Preliminary Data

#### Features

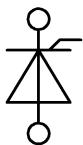
- Hermetic metal case with ceramic Insulator
- Capsule package for double sided Cooling
- Shallow design with single sided Cooling
- Off-state and reverse voltages up to 4200 V
- Amplifying gates

#### Typical Applications

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers (e. g. for battery charging)
- AC controllers (e. g. for temperature control)
- Soft starters for AC motors

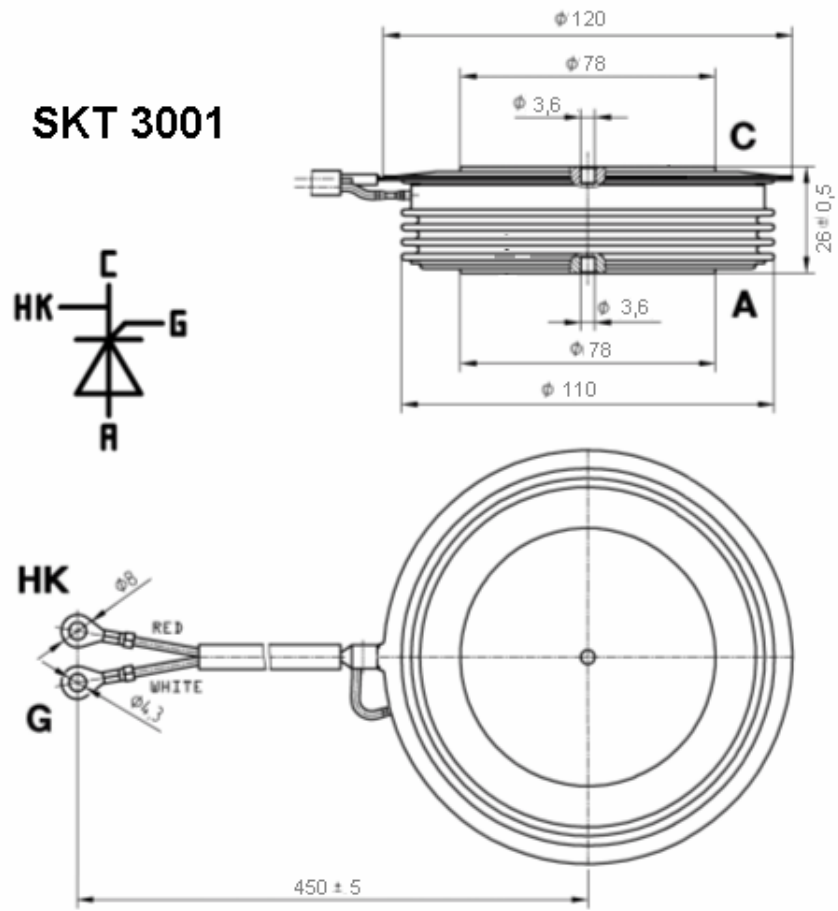
$V_{RSM}$ V	$V_{RRM}, V_{DRM}$ V	$I_{TRMS} = 5000$ A (maximum value for continuous operation) $I_{TAV} = 3000$ A (sin. 180; DSC; $T_c = 75$ °C)
4100	4000	SKT 3001/40 E
4300	4200	SKT 3001/42 E

Symbol	Conditions	Values	Units
$I_{TAV}$	sin. 180; $T_c = 70$ (85) °C	3200 (2600)	A
$I_D$	2 x P0,45/200F; $T_a = 40$ °C; B6C	3050	A
	2 x P0,45/200F; $T_a = 40$ °C; M6C	5000	A
$I_{RMS}$	2 x P0,45/200F; $T_a = 40$ °C; W1C	2350	A
$I_{TSM}$	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms	60000	A
	$T_{vj} = 125$ °C; 10 ms	52000	A
$I^2t$	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms	$18 * 10^6$	A <sup>2</sup> s
	$T_{vj} = 125$ °C; 8,3 ... 10 ms	$13,5 * 10^6$	A <sup>2</sup> s
$V_T$	$T_{vj} = 25$ °C; $I_T = 3000$ A	max. 1,5	V
$V_{T(TO)}$	$T_{vj} = 125$ °C	0,97	V
$r_T$	$T_{vj} = 125$ °C	0,16	mΩ
$I_{DD}; I_{RD}$	$T_{vj} = 125$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}; V_{DD} = V_{DRM}$	max. 400	mA
$t_{gd}$	$T_{vj} = 25$ °C; $I_G = 1$ A; $di_G/dt = 1$ A/μs	3	μs
$t_{gr}$	$V_D = 0,67 * V_{DRM}$	6	μs
$(di/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 250	A/μs
$(dv/dt)_{cr}$	$T_{vj} = 125$ °C	max. 1000	V/μs
$t_q$	$T_{vj} = 125$ °C	min. 600	μs
$I_H$	$T_{vj} = 25$ °C; max.	100	mA
$I_L$	$T_{vj} = 25$ °C; max.	500	mA
$V_{GT}$	$T_{vj} = 25$ °C; d.c.	max. 3,0	V
$I_{GT}$	$T_{vj} = 25$ °C; d.c.	max. 400	mA
$V_{GD}$	$T_{vj} = 125$ °C; d.c.	min. 0,3	V
$I_{GD}$	$T_{vj} = 125$ °C; d.c.	min. 10	mA
$R_{th(j-c)}$	cont.; DSC / SSC	0,007 / 0,014	K/W
$R_{th(j-c)}$	sin. 180; DSC / SSC	0,0077 / 0,0154	K/W
$R_{th(j-c)}$	rec. 120; DSC / SSC	0,008 / 0,016	K/W
$R_{th(c-s)}$	DSC / SSC	0,0015 / 0,003	K/W
$T_{vj}$		- 40 ... + 125	°C
$T_{stg}$		- 40 ... + 125	°C
F		65 ... 82	kN
a	fully assembled and clamped	max. 100	m/s <sup>2</sup>
m		1500	g
Case			



SKT

# SKT 3001

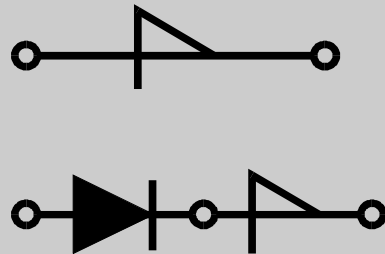
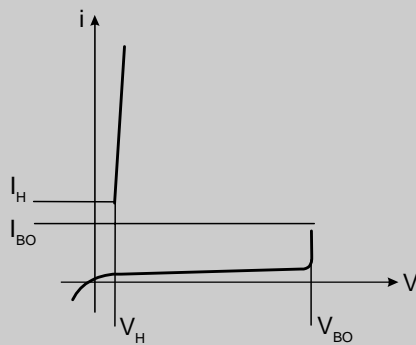


Case

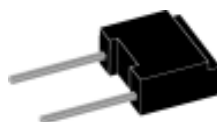
This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability

## Applications

- Transient voltage protection
- High-voltage switches
- Crowbar
- Lasers
- Pulse generators



Application Note H - 6

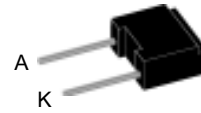


**Remark:** For special selection of more than 2 pieces IXBOD 1-... for every break down voltage of  $V_{BO} > 2000$  V please contact us.

# Single Breakover Diode

$V_{BO} = 600-1000V$   
 $I_{AVM} = 0.9 A$

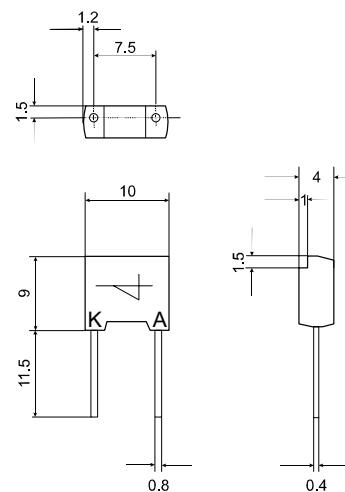
$V_{BO}$ V	Standard Types
600 ±50	IXBOD 1 -06
700 ±50	IXBOD 1 -07
800 ±50	IXBOD 1 -08
900 ±50	IXBOD 1 -09
1000 ±50	IXBOD 1 -10



Symbol	Conditions	Rated Values
$I_D$	$T_{VJ} = 125^\circ C$ ; $V = 0,8x V_{BO}$	20 $\mu A$
$V_{BO}$	$V_{BO}(T_{VJ}) = V_{BO, 25^\circ C} [1 + K_T (T_{VJ} - 25^\circ C)]$	
$I_{RMS}$	$f = 50 \text{ HZ}$ ; $T_{amb} = 50^\circ C$ connection pins soldered to printed circuit (conductor 0,035x2mm)	1.4 A
$I_{AVM}$		0.9 A
$I_{SM}$	$t_p = 0.1 \text{ ms}$ ; $T_{amb} = 50^\circ C$ non repetitive	200 A
$I^2t$	$t_p = 0.1 \text{ ms}$ ; $T_{amb} = 50^\circ C$	2 $A^2s$
$T_{amb}$		-40...+125 $^\circ C$
$T_{stg}$		-40...+125 $^\circ C$
$T_{VJm}$		125 $^\circ C$
$K_T$	Temperatur coefficient of $V_{BO}$	$2 \cdot 10^{-3} K^{-1}$
$K_p$	coefficient for energy per pulse $E_p$ (material constant)	700 $K/Ws$
$R_{thJA}$	- natural convection - with air speed 2 m/s	60 $K/W$ 45 $K/W$
<b>Weight</b>		1 g

Symbol	Conditions	Characteristic Values
$I_{BO}$	$T_{VJ} = 25^\circ C$	15 mA
$I_H$	$T_{VJ} = 25^\circ C$	30 mA
$V_H$	$T_{VJ} = 25^\circ C$	4 - 8 V
$(dv/dt)_c$	$T_{VJ} = 50^\circ C$ ; $V_D = 0.67 \cdot (V_{BO} + 100V)$	> 1000 $V/\mu s$
$(di/dt)_c$	$T_{VJ} = 125^\circ C$ ; $V_D = V_{BO}$ ; $I_T = 80A$ ; $f = 50 \text{ Hz}$	200 $A/\mu s$
$t_{q(typ)}$	$T_{VJ} = 125^\circ C$ $V_D = 0.67 \cdot V_{BO}$ ; $V_R = 0V$ $dV/dt_{(lin.)} = 200V/\mu s$ ; $I_T = 80A$ ; $di/dt = -10A/\mu s$	150 $\mu s$
$V_T$	$T_{VJ} = 125^\circ C$ ; $I_T = 5A$	1.7 V
$V_{(TO)}$	For power-loss calculations only	1.1 V
$r_T$	$T_{VJ} = 125^\circ C$	0.12 $\Omega$

Dimensions in mm (1 mm = 0.0394")



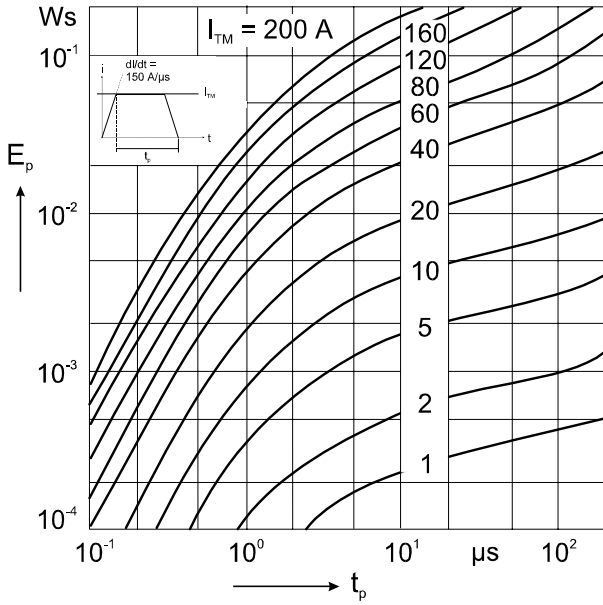


Fig. 1 Energy per pulse for trapezoidal current waveforms (see waveform definition).

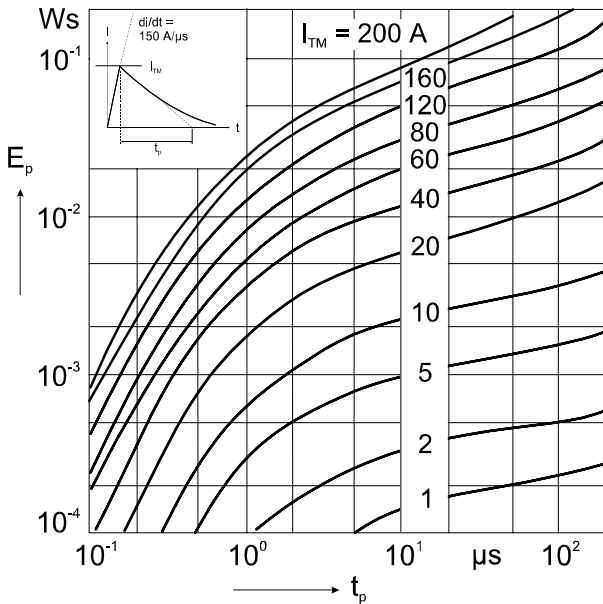


Fig. 2 Energy per pulse for exponentially decaying current pulse (see waveform definition).

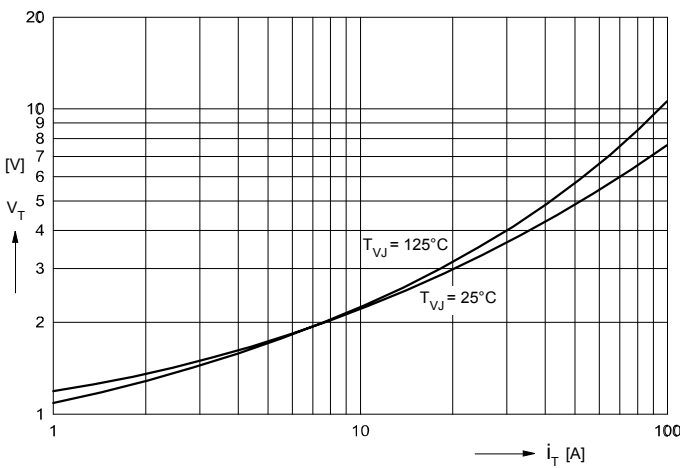


Fig. 3 On-state voltage

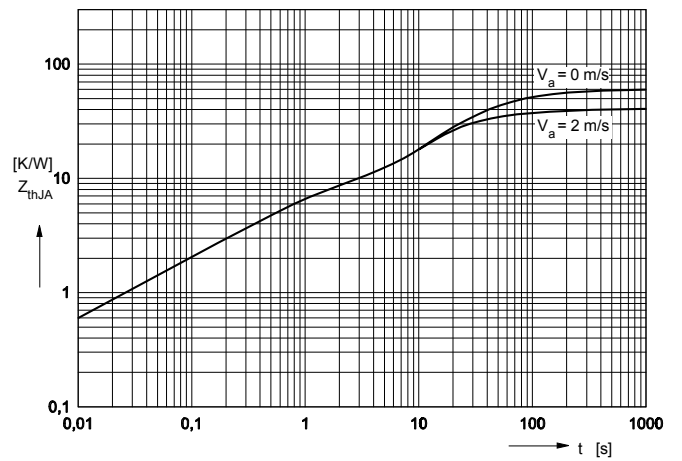


Fig. 4 Transient thermal resistance.



**Breakover Diode Modules**

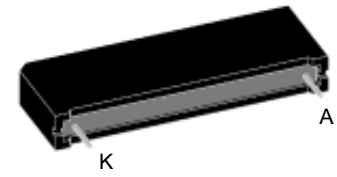
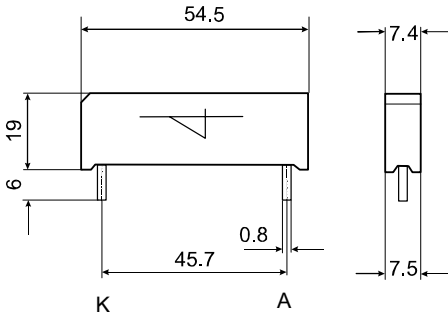
Version: R

Version: RD

$V_{BO}$ V	Standard Types	BOD - Elements	$V_{BO}$ V	Standard Types	BOD - Elements	$V_{BO}$ V	Standard Types	BOD - Elements
1200 ±50	IXBOD 1 -12R(D)	2	2000 ±50	IXBOD 1 -20R(D)	3	3400 ±100	IXBOD 1 -34R	4
1300 ±50	IXBOD 1 -13R(D)	2	2100 ±50	IXBOD 1 -21R(D)	3	3600 ±100	IXBOD 1 -36R	4
1400 ±50	IXBOD 1 -14R(D)	2	2200 ±50	IXBOD 1 -22R(D)	3	3800 ±100	IXBOD 1 -38R	4
1500 ±50	IXBOD 1 -15R(D)	2	2300 ±50	IXBOD 1 -23R(D)	3	4000 ±100	IXBOD 1 -40R	4
1600 ±50	IXBOD 1 -16R(D)	2	2400 ±50	IXBOD 1 -24R(D)	3	4200 ±100	IXBOD 1 -42R	4
1700 ±50	IXBOD 1 -17R(D)	2	2500 ±50	IXBOD 1 -25R(D)	3			
1800 ±50	IXBOD 1 -18R(D)	2	2600 ±100	IXBOD 1 -26R(D)	3			
1900 ±50	IXBOD 1 -19R(D)	2	2800 ±100	IXBOD 1 -28R(D)	3			
			3000 ±100	IXBOD 1 -30R(D)	3			
			3200 ±100	IXBOD 1 -32R(D)	3			

Symbol	Test Conditions	2 BODs	3 BODs	4 BODs	2-3 BODs D-Version	
$I_D$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}; V = 0,8x V_{BO}$	100	100	100	100	$\mu\text{A}$
$V_{BO}$						$V_{BO}(T_{VJ}) = V_{BO,25^\circ\text{C}} [1 + K_T (T_{VJ} - 25^\circ\text{C})]$
$I_{RMS}$	$f = 50 \text{ Hz}; T_{amb} = 50^\circ\text{C}$ connection pins soldered to printed circuit (conductor 0,035x2mm)	2.0	1.4	1.1	0.3	A
$I_{AVM}$		1.25	0.9	0.7	0.2	A
$I_{SM}$	$t_p = 0.1 \text{ ms}; T_{amb} = 50^\circ\text{C}$ non repetitive	200	200	200	50	A
$I^2t$	$t_p = 0.1 \text{ ms}; T_{amb} = 50^\circ\text{C}$	2	2	2	0.125	$\text{A}^2\text{s}$
$V_T$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}; I_T = 5\text{A}$	3.4	5.1	6.8	27	V
$V_{(TO)}$	For power-loss calculations only	2.2	3.3	4.4	17.5	V
$r_T$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$	0.24	0.36	0.48	3	$\Omega$
$T_{amb}$		-40...+125	-40...+125	-40...+125	-40...+125	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$		-40...+125	-40...+125	-40...+125	-40...+125	$^\circ\text{C}$
$T_{VJm}$		125	125	125	125	$^\circ\text{C}$
$K_T$	Temperatur coefficient of $V_{BO}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$\text{K}^{-1}$
$K_p$	coefficient for energy per pulse $E_p$ (material constant)	700	700	700	700	$\text{K/Ws}$
$R_{thJA}$	- natural convection - with air speed 2 m/s	20 16	20 16	20 16	20 16	$\text{K/W}$ $\text{K/W}$
Weight	typical	14	14	14	14	g

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values <u>both</u> Versions R & RD	2 BODs	3 BODs	4 BODs	
$I_{BO}$	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		15	15	15	$\text{mA}$
$I_H$	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		30	30	30	$\text{mA}$
$V_H$	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		4 - 8	4 - 8	4 - 8	V
$(dv/dt)_C$	$T_{VJ} = 50^\circ\text{C}; V_D = 0.67 \cdot (V_{BO} + 100\text{V})$ - $V_{BO}$ bis 1500V - $V_{BO}$ 1600 - 2000V - $V_{BO}$ 2100 - 2500V - $V_{BO}$ 2600 - 3000V - $V_{BO}$ 3200 - 3400V - $V_{BO}$ 3600 - 4200V		> 1000 > 1500 - - - -	- - > 2000 > 2500 - -	- - - - > 3000 > 3500	$\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$
$(di/dt)_C$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}; V_D = V_{BO}; I_T = 80\text{A}; f = 50 \text{ Hz}$		200	200	200	$\text{A}/\mu\text{s}$
$t_{q(\text{typ})}$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$ $dv/dt_{(\text{lin.})} = 200\text{V}/\mu\text{s}; I_T = 80\text{A}; di/dt = -10\text{A}/\mu\text{s}$		150	150	150	$\mu\text{s}$



Dimensions in mm (1 mm = 0.0394")

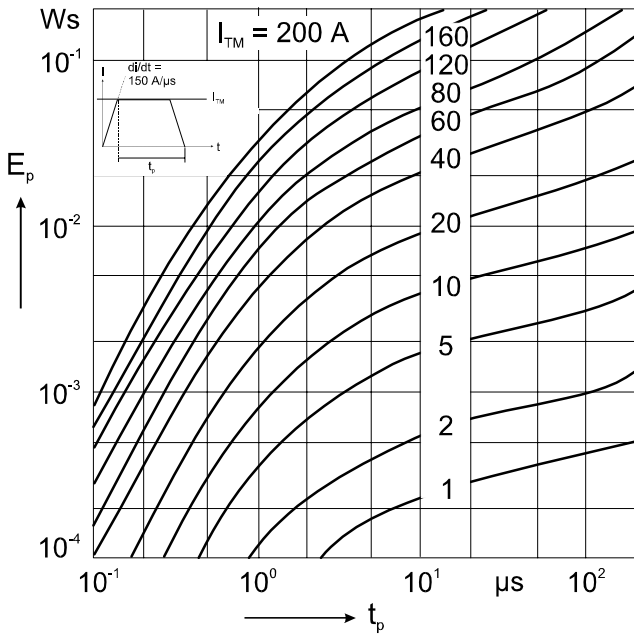


Fig. 5 Energy per pulse for single BOD element for trapezoidal wave current.  $E_p$  must be multiplied by number of elements for total energy.

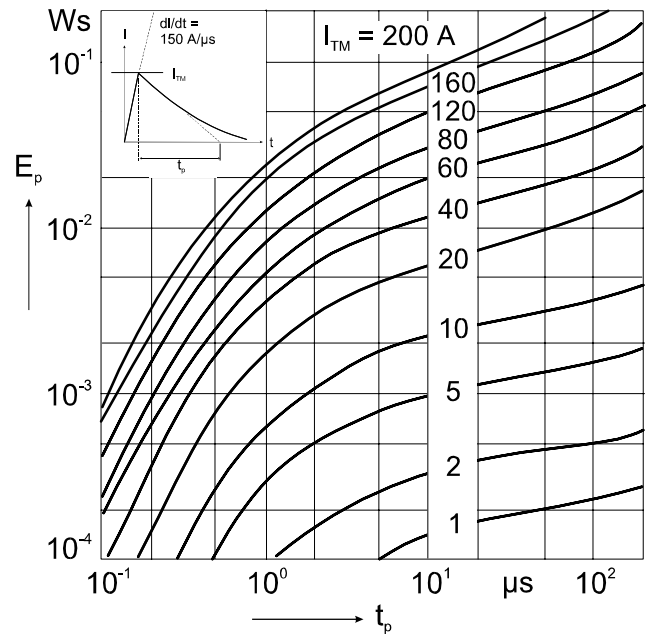


Fig. 6 Energy per pulse for single BOD element for exponentially decaying current pulse.  $E_p$  must be multiplied by number of elements for total energy.

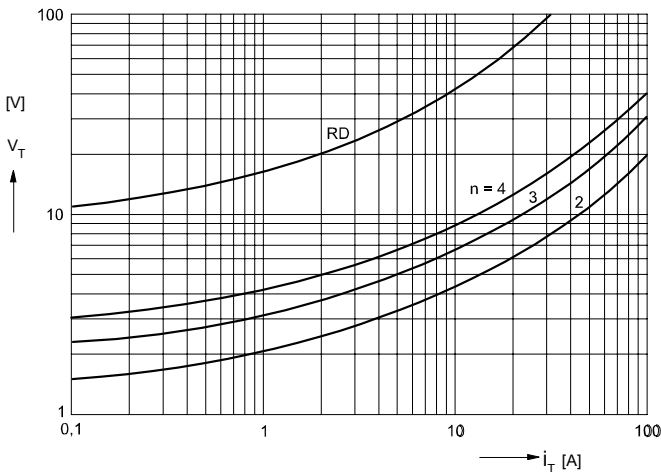


Fig. 7 On-state voltage at  $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$ .

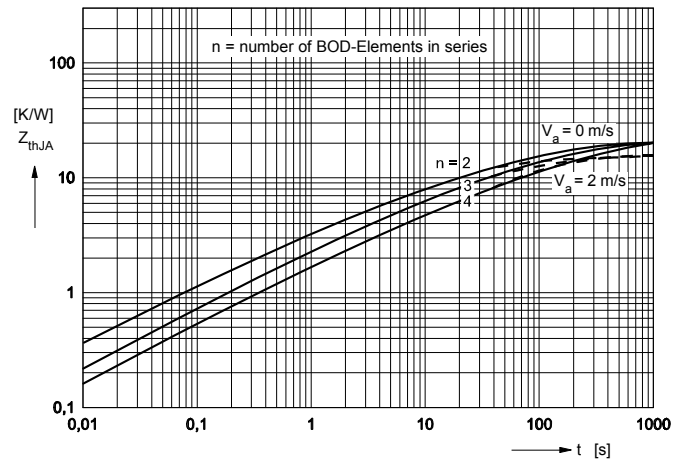
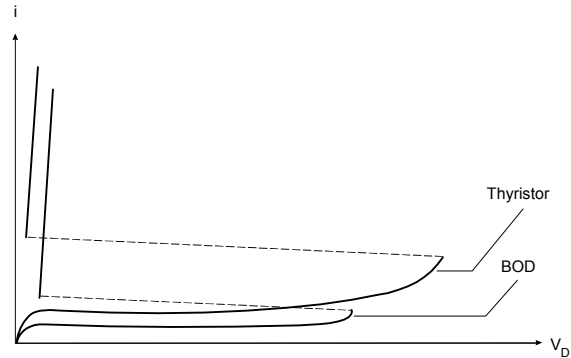


Fig. 8 Transient thermal resistance.

## Application

Protection of thyristors against overvoltages in forward direction.

$$V_{BO}(T_{VJ}) = V_{BO, 25^{\circ}C} [1 + KT(T_{VJ} - 25^{\circ}C)]$$



## Calculation example

a. The maximum junction temperature shall be calculated for a module IXBOD 1 -30R at an ambient temperature  $T_a = 60^{\circ}C$ , an exponentially decaying current  $I_{TM} = 40A$ , a pulsewidth  $t_p = 2 \mu s$ , an operating frequency  $f = 50 \text{ Hz}$  and natural convection. From the diagram Fig. 6 the energy per pulse is obtained:

$$E_{p1} = 6 \times 10^{-3} \text{ Ws}$$

For a module IXBOD1-30R the number of single IXBOD elements is:

$$n = 3$$

At natural air cooling the thermal resistance junction to ambient amounts to (Fig.8):

$$R_{thJA} = 20K/W$$

and the unknown temperature can be calculated as:

$$T_{VJmax1} = T_a + n \cdot f \cdot E_p \cdot R_{thJA} + K_p \cdot E_p$$

$$T_{VJmax1} = 60 + 18 + 4.2 = 82.2^{\circ}C$$

b. If following these steady-state conditions an overload for 1 minute occurs with  $I_{TM} = 60 \text{ A}$  and a pulse-width  $t_p = 4 \mu s$  at the same operating frequency  $f = 50 \text{ Hz}$ , then the resulting maximum junction temperature is calculating as follows:

$$T_{VJmax2} = T_{VJmax1} + (E_{p2} - E_{p1}) \cdot n \cdot f \cdot Z_{thJA}(t) + K_p \cdot (E_{p2} - E_{p1})$$

The diagrams Fig. 11 and Fig. 8 show

$$E_{p2} = 14 \times 10^{-3} \text{ Ws}$$

$$Z_{thJA}(t = 1\text{min}) = 12K/W$$

From what follows:

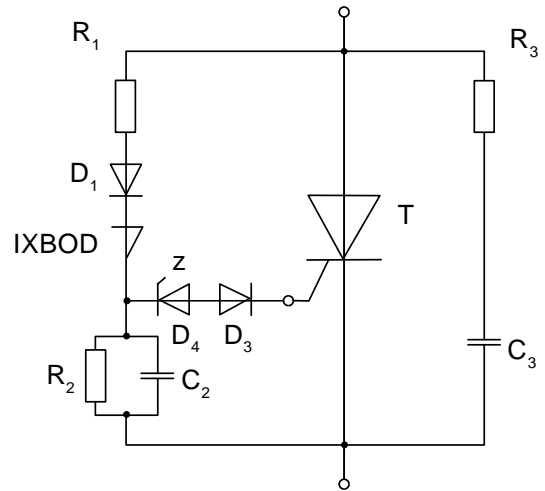
$$T_{VJmax2} = 82.2 + 14.4 + 5.6 = 102.2^{\circ}C$$

which is allowed because the maximum admissible junction temperature  $T_{VJM} = 125^{\circ}C$ .

## Example of a circuit

A simple emergency triggering circuit.

- T : Thyristor
- $R_1$  : Current limiting resistance (0 - 200  $\Omega$ )
- $D_1$  : Series-diode (fast recovery diode)
- $D_3$  : Protection diode
- $D_4$  : Zener diode, typical  $V_Z$ : 3-6 V
- $R_2, C_2$  : Protection against parasitic triggering;  
recommended values:  
 $R_2$  : 100 - 1000  $\Omega$   
 $C_2$  : 22 - 47 nF
- $R_3, C_3$  : Snubber network of the thyristor



### Notice

1. A IXBOD element has a maximum reverse blocking voltage of 10V.
2. For higher reverse voltages a fast, soft recovery diode must be connected in series (Fig. 9). This diode must fulfill the conditions of Fig. 10.

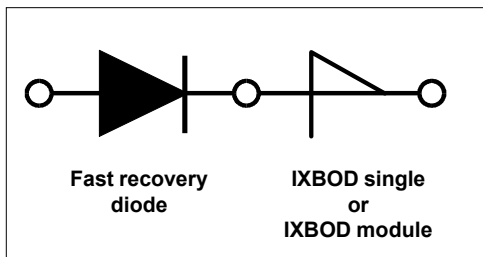


Fig. 9 IXBOD protection by a fast recovery diode.

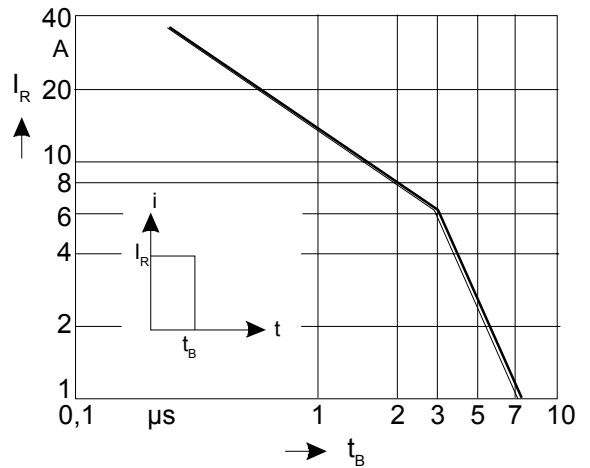


Fig. 10 Maximum peak value of the reverse current admissible for a given pulse-width  $t_B$ , which is required for the suitable fast recovery series-diode.

