

## CAPÍTULO 4

### CIRCUITOS RETIFICADORES PARA EXCITATRIZES ESTÁTICAS

#### 4.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo trata dos circuitos conversores normalmente empregados nas excitatrizes estáticas. São avaliadas as características de operação em regime permanente e transitória, aspectos de proteção e refrigeração.

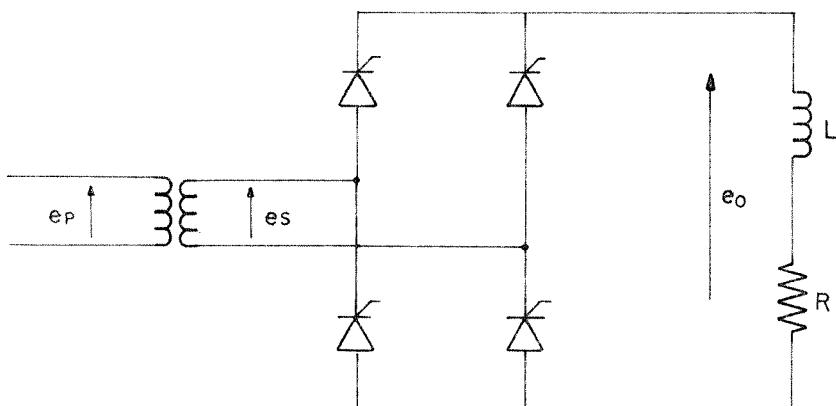


Figura 4.1 - Retificador monofásico controlado de onde completa

Os circuitos em ponte têm sido largamente utilizados para excitação das máquinas síncronas, sendo o retificador monofásico de onda completa (retificador de dois pulsos, Figura 4.1), adequado a potência até 7 KW [39]. Acima deste valor utiliza-se o retificador controlado trifásico de onda completa (retificador de seis pulsos, Figura 4.2a). A adoção destes circuitos se deve a questões de desempenho e custo [16,18,28,39].

Para circuitos trifásicos, por exemplo, o retificador de seis pulsos possui menor ondulação de tensão se comparado ao circuito de três pulsos (Figura 4.2b) e permite uma melhor utilização dos transformadores conversores, já que o fator de utilização (potência do transformador/potência na carga) é de 1,05 (que comparado com 1,46 para o circuito de três pulsos, implica em uma redução substancial de custos). Uma vantagem adicional do retificador controlado de seis pulsos sobre os outros circuitos trifásicos é a possibilidade de influenciar a operação a cada 3,3 ms [28] ao passo que com o circuito de três pulsos este tempo é de 6,6 ms.

A utilização de circuitos acima de seis pulsos envolveria custos adicionais elevados em transformadores. E os retificadores semi-controlados embora ofereçam a vantagem de redução de custos com a diminuição é metade dos circuitos de disparo, sofrem a desvantagem de não permitir a inversão da tensão de campo, operação inversora [16,17], o que reduz substancialmente a flexibilidade de operação do gerador durante transitórios na rede. Uma análise comparativa mais detalhada pode ser obtida nas referências [16,17,19].

Para o protótipo montado no laboratório da PUC foi utilizada

do o retificador controlado monofásico de onda completa pelo fato da potência envolvida ser muito baixa.

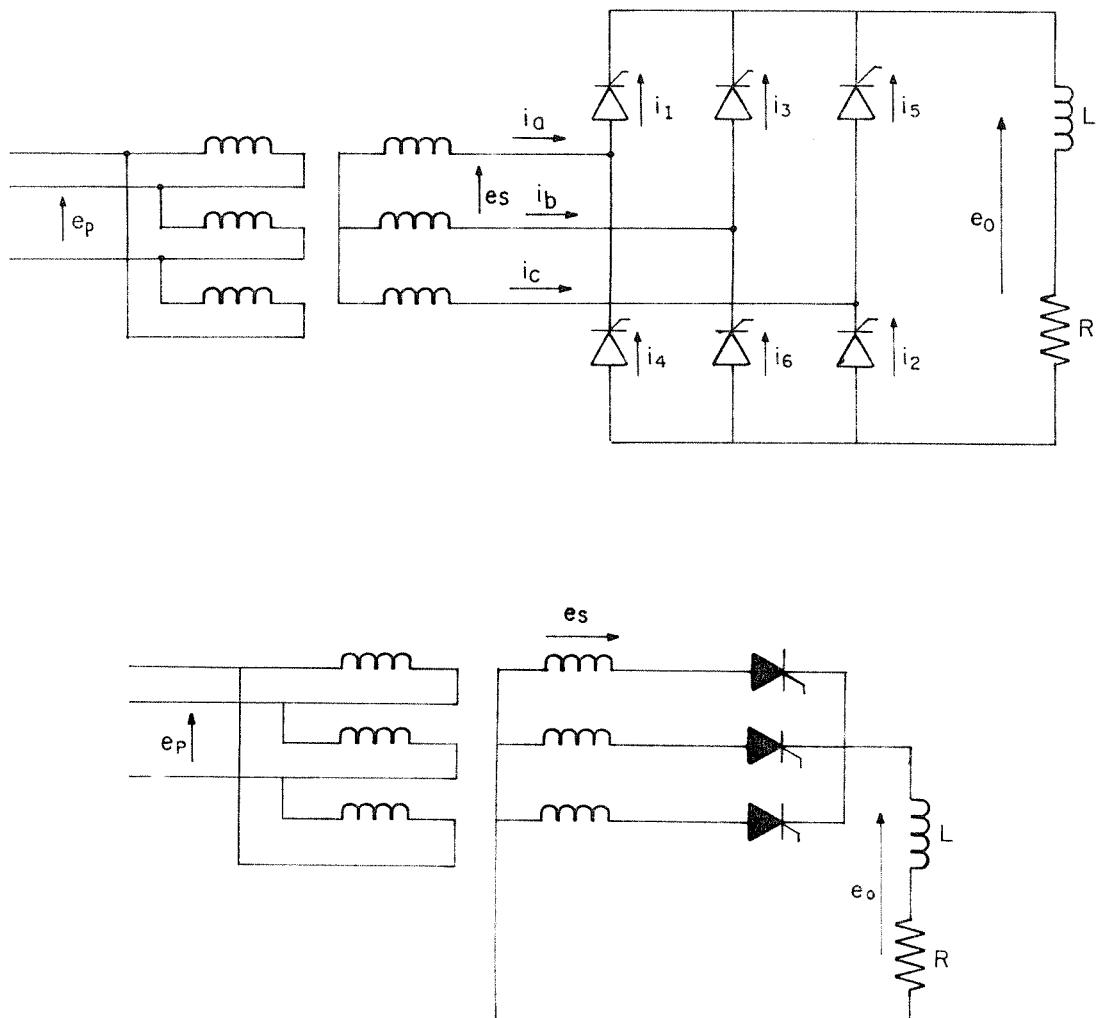


Figura 4.2 - Retificadores trifásicos controlados; a) de onda completa; b) de meia onda

#### 4.2. CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES

Neste item é mostrado que a capacidade do sistema de ex-

citação (transformador de excitação e circuito conversor) é função das especificações do gerador e das necessidades operacionais do sistema. Para isso são utilizados conceitos cujas definições seguem abaixo:

**Tempo de Resposta do Sistema de Excitação** - O tempo em segundos para a tensão de excitação alcançar 95 por cento da tensão de teto sob condições especificadas.

**Sistemas de Excitação de Resposta Inicial Elevada RIE** - Um sistema de excitação com um tempo de resposta de 0,1 segundo ou menos.

**Resposta do Sistema de Excitação** - É a taxa de crescimento ou decrescimento da tensão de saída do sistema de excitação que resultaria na mesma área tensão-tempo que a obtida da curva de resposta tensão no tempo do sistema de excitação para um período especificado. O ponto de partida para determinação da taxa de variação de tensão deve ser o valor inicial da curva de resposta no tempo. Na Figura 4.3 a resposta do sistema de excitação é ilustrada pela linha ac. Esta linha é determinada fazendo-se a área acd igual a área abd.

**Curva de Resposta no Tempo do Sistema de Excitação** - A tensão de saída do sistema de excitação expressa em função do tempo, sob condições especificadas.

**Razão de Resposta do Sistema de Excitação (RR)** - O valor numérico que é obtido quando a resposta do sistema de excitação em volts por segundo, medida durante o primeiro intervalo de meio segundo, é dividida pela tensão de campo de carga nominal da máquina síncrona. Na Figura 4.3 a razão de respos-

$ta = (ce - ao)/(ao)(oe)$ , onde  $ao$  é a tensão de campo de carga nominal da máquina síncrona e  $oc = 0,5$  segundos, a menos que seja especificado outro valor.

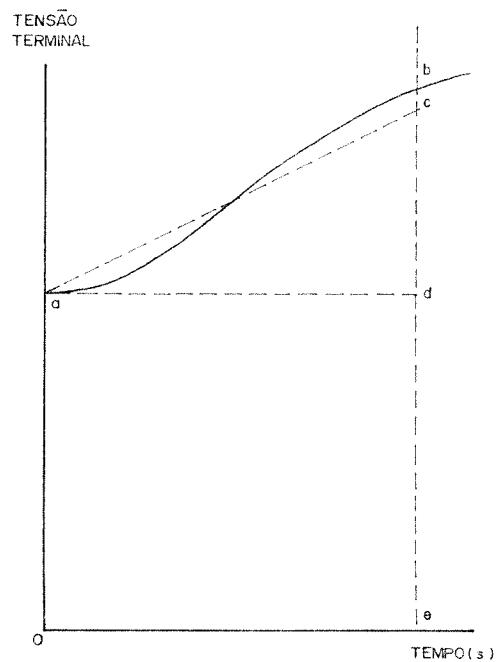


Figura 4.3 - Resposta de um sistema de excitação

#### 4.2.1. TRANSFORMADOR DE EXCITAÇÃO

A potênci<sup>a</sup> do transformador de excitação é dada pela tensão de teto e corrente de excitação contínua máxima do gerador. Como o transformador tem uma constante de tempo térmica elevada (aproximadamente 20 a 40 minutos) [41], a corrente de teto ocorrendo em um intervalo de tempo da ordem de segundo, ocasionada por uma falta sustentada ou um defeito no regulador, e a corrente de campo, para curto-circuito nos terminais do gerador, na ordem de décimo de segundos, podem ser desprezadas para a elevação de temperatura. Estas sobrecargas devem estar dentro da margem de cálculo para elevação de temperatura nas condições nominais. Entretanto as condições ambientais tais como temperatura ambiente e altitudes em relação ao nível do mar tem influência significativa no projeto [40]. Nestes casos devem ser utilizados fatores de redução de potênci<sup>a</sup> [41].

Os grupos de ligações com um enrolamento em delta são utilizados para circulação de harmônicos. Entretanto, uma ligação estrela no primário permite diminuição de custos com isolamento. Deste modo, as ligações Yd são recomendadas. Quanto ao deslocamento angular, os grupos Yd5 e Yd11 [41] são geralmente encontrados nos equipamentos atualmente em operação [39]. Alguns fabricantes utilizam a ligação YY.

A fim de se obter maior confiabilidade e menor necessidade de manutenção, o transformador deve ser especificado com refrigeração natural e isolamento a seco.

A corrente de excitação contínua máxima é determinada considerando-se a capacidade extra do gerador, caso haja, e a variação máxima de tensão terminal. Ou seja, a corrente de campo máxima é determinada através do limite de excitação na curva de capacidade do gerador considerando qualquer capacidade extra.

Para determinação da tensão de teto, até o momento, não há um critério geral e preciso, sendo necessário estudos específicos para cada unidade. Neste caso as especificações devem satisfazer as condições operacionais do sistema mantendo um compromisso com os custos.

J.D. Hurley [26] desenvolveu estudos comparativos entre sistemas de excitação convencionais de RIE (tendo a tensão da excitatriz independente da tensão terminal), que consistiram na avaliação da influência da RR e por conseguinte da tensão de teto, na estabilidade transitória de um sistema máquina-barra infinita com impedância pós-falta 30% superior e de pré-falta. A RR e a rigidez do sistema (distância elétrica ao controle de carga) foram variadas e os resultados, avaliados em termos do tempo crítico para abertura de falta, mostram que o maior ganho obtido, (que corresponde a condição de sistema fraco) é inferior a 0,8 ciclo ao se permitar um sistema de excitação convencional com RR de 0,5 por um de RIE com RR de 3,5, e um ganho de aproximadamente 0,3 ciclo em relação a uma excitatriz de RIE com RR de 1,0. Estes resultados levam a concluir que o aumento da RR de 1,0 para 3,5 é pouco significativo no aumento da margem de estabilidade transitória. Por outro lado uma RR elevada acarretaria tensão de teto muito alta, que corresponde a um au-

mento do ganho efetivo da malha de controle, com prejuízo para a estabilidade dinâmica, sendo portanto necessário a inclusão de sinais estabilizadores ao sistema de excitação. Além disto, haveria um aumento de custos.

Uma RR de 1,0, para um sistema de excitação de RIE com a tensão da excitatriz independente da tensão terminal, corresponde a uma tensão de teto de 1,3 p.u., tendo como base a tensão de campo para o gerador com carga nominal. Entretanto, em outro estudo, HURLEY [27] estabelece uma relação entre a tensão de teto necessária a um sistema de auto-excitação direta simples e uma excitação independente direta, ambos de RIE, com base no mesmo desempenho transitório e considerando condições de rigidez do sistema fraca, média e forte, e três tipos de falta: trifásica, bifásica-terra e fase-fase. A pior condição é a de falta trifásica. Neste caso, para uma RR de 1,0 dever-se-ia ter uma tensão de teto de 4,0 p.u. para as excitatrizes estáticas alimentadas dos terminais do gerador, já que neste caso a tensão da excitatriz depende do valor da tensão terminal, que é substancialmente reduzida na ocorrência de uma falta no barramento de alta do transformador elevador.

Estes resultados levam a concluir que os sistemas de excitação com RR entre 0,5 a 1,0 são satisfatórios sob o ponto de vista da estabilidade transitória. Estes valores conduzem a tensões de teto entre 2,0 a 4,0 p.u. aproximadamente. Estas tensões dadas em p.u. estão na base da tensão de campo de carga nominal.

O problema de especificação da tensão de teto pode ser analisado sob outro enfoque. CONCORDIA [ 6 ] mostra que a queda

de tensão terminal no período transitório, de um gerador operando em vazio, após a aplicação de uma carga de impedância constante, desprezando-se o efeito de saturação e os enrolamentos amortecedores é dada proximadamente por

$$e_t = \frac{Z_{ca} (r^2 + x_q^2)^{1/2}}{x_d' \cdot x_q + r} \cdot e_{q0} \quad (4.1)$$

onde  $Z_{ca}$  é a impedância da carga aplicada. Desprezando a resistência da armadura e da carga aplicada, a equação torna-se

$$e_t = \frac{x_{ca}}{x_{d_m}' + x_{ca}} \cdot e_{q0}$$

Esta expressão pode ser utilizada para se determinar a tensão nos terminais do gerador, durante o período transitório, quando da ocorrência de um curto-círcuito trifásico no lado de alta do transformador elevador fazendo-se  $x_{ca} = x_t$ , onde  $x_t$  é a reatância do transformador e  $x_{d_m}'$  é a reatância transitória de eixo d com base somente nos parâmetros do gerador. Considerando que  $E_{q0}$  assume valores em torno de 1,0, chega-se a seguinte expressão aproximada para a tensão terminal

$$e_t = \frac{x_t}{x_d' + x_t} \quad (4.2)$$

Esta expressão fornece aproximadamente o valor de tensão disponível para alimentação do conversor durante o curto-círcuito. Utilizando-se valores típicos para  $x_d'$  e  $x_t$  de 0,3 e 0,1 p.u. respectivamente, obtém-se tensões terminais no período transitório da ordem de 0,25 p.u. Para que se mantenha, neste período, a tensão de campo para carga nominal do gerador é necessário um teto de pelo menos 4 p.u., desprezando-se as quedas de tensão

no conversor. Isto é coerente com o estudo mostrado no Capítulo 8 da referência [3], onde para que se tenha resultados semelhantes ao do modelo clássico, que considera o fluxo de enlace constante, se faz necessário um sistema de excitação com RR de aproximadamente 1,0, considerando um tempo crítico para abertura de falta de aproximadamente 5 ciclos. Como foi visto anteriormente esta RR só é obtida para um sistema de excitação estático alimentado dos terminais do gerador, com uma tensão de topo de 4,0 p.u.

A referência [39] relaciona outras condições a serem satisfeitas ao se projetar eletricamente o transformador de excitação, que são as seguintes:

- A tensão no primário do transformador deve poder elevar-se continuamente a 15% do valor nominal. Sem que a corrente de magnetização atinja níveis indesejáveis.
- O transformador deve conduzir a componente fundamental e os harmônicos de corrente do conversor. As perdas por aquecimento assim geradas devem ser incluídas nas perdas totais no cobre.
- A impedância de curto-círcuito do transformador deve estar entre 4% a 8%.
- Deve ser colocada uma blindagem eletrostática entre os enrolamentos de alta e baixa tensão para evitar acoplamento capacitivo.
- A freqüência no sistema (gerador) deve poder cair 5% do valor nominal com tensão nominal sem prejuízo do funcionamento (elevação da corrente de magnetização a níveis indesejáveis).

- O nível básico de isolamento deve corresponder aos padrões apropriados (ANSI, IEC, DIN, ABNT).

- O transformador deve suportar um curto-circuito para o tempo máximo de descarga de campo do gerador.

- O transformador deve ser equipado com dispositivos de proteção e monitoração, tais como: proteção para curto-circuito, sobre corrente, sobrecarga e monitor de temperatura.

#### **4.2.2. CONVERSOR DE EXCITAÇÃO**

O dimensionamento dos tiristores com respeito a tensão é caracterizado por um fator de segurança  $K_V$ , que determina a razão entre a tensão de pico repetitiva permitível  $E_{rrm}$  [43] do tiristor e o pico da tensão de linha do transformador  $\sqrt{2} E_S$ :

$$K_V = \frac{E_{rrm}}{\sqrt{2} \cdot E_S}$$

O esforços adicionais dos tiristores devido a chaveamentos na rede e comutação entre ramos da ponte podem ser determinados. Entretanto a maioria das sobretensões não são conhecidas. A experiência [18] tem demonstrado que um valor de  $K_V$  entre 2,75 e 3 é suficiente para os sistemas de excitação de geradores, pois o exame de tiristores defeituosos não tem determinado como causa do defeito as sobretensões [43].

O dimensionamento do conversor para corrente é um ponto importante que deve ser considerado na fase de planejamento. Devido ao fato dos tiristores terem uma constante de tempo térmica relativamente pequena, qualquer corrente de carga que te-

nha que ser mantida por mais do que 60 segundos, aproximadamente, deve ser considerada como contínua [31,55].

A operação do gerador em regime permanente não requer sobrecargas com duração de menos de 60 segundos. Entretanto, a aplicação da tensão de teto e as faltas no sistema c.a. induzem correntes de campo que representam condições de sobrecarga para as quais deve ser fornecida suficiente margem térmica nos circuitos retificadores. Outra condição de sobrecarga que deve ser verificada é a de curto-círcuito no lado de corrente contínua da ponte.

Deste modo a corrente nominal do retificador será a corrente de excitação máxima acrescida de uma margem térmica suficiente para suportar condições transitórias durante um intervalo de tempo especificado.

Durante faltas na rede são induzidas correntes de amplitudes substanciais no circuito de campo (as faltas trifásicas representam o pior caso), que devem fluir pelo retificador de modo a evitar sobretensões extremamente perigosas no campo da máquina. Sua magnitude e duração têm que ser consideradas no dimensionamento do retificador.

O curto trifásico nos terminais da máquina é praticamente impossível nas instalações que operam com transformador eletrônico devido a grande segurança das mesmas. Por isso, o curto-círcuito na barra de alta do transformador é normalmente considerado para o dimensionamento da ponte. A duração de 1 segundo [39] permite uma boa margem de segurança, tendo em vista que um curto-círcuito não é mantido por este tempo.

Para a corrente de teto pode-se utilizar a duração de uma a duas constantes de tempo do enrolamento de campo do gerador. A referência [39] recomenda 10 segundos.

A corrente de teto pode ser determinada através da tensão de teto e da resistência de campo corrigida para a temperatura do rotor antes do transitório, ou utilizando-se uma estimativa pessimista deste valor.

A referência [28] determina o valor para corrente de campo durante um curto-círcuito nos terminais do gerador operando em vazio, equação 4.3, e em carga, equação 4.4.

$$\begin{aligned}
 i_{fd} = & i_{fd_0} + i_{fd_0} \left[ \frac{x_{ad}^2}{T'_d \cdot w \cdot r_{fd} \cdot x_d} \right] \cdot e^{-t/T'_d} - \\
 & - i_{fd_0} \left[ \frac{x_{ad}^2}{T'_d \cdot w \cdot r_{fd} \cdot x_d} \right] \cdot \left[ 1 - \frac{T_{kd}}{T''_d} \right] \cdot e^{-t/T''_d} - \\
 & - i_{fd_0} \left[ \frac{x_{ad}^2}{T'_d \cdot w \cdot r_{fd} \cdot x_d} \right] \cdot \sqrt{\frac{1 + w^2 T_{kd}^2}{1 + w^2 T''_d^2}} \cdot \\
 & \cdot e^{-t/T_a} \cos(w \cdot t + \theta)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned}
 i_{fd} = & i_{fd_1} + i_{fd_1} \left[ \frac{x_{ad}^2}{T_d' \cdot w \cdot r_{fd} \cdot x_d} \right] \cdot e^{-t/T_d'} - \\
 & - i_{fd_0} \cos \delta \left[ \frac{x_{ad}^2}{T_d' \cdot w \cdot r_{fd} \cdot x_d} \right] \cdot \left[ 1 - \frac{T_{kd}}{T_d''} \right] \cdot e^{-t/T_d''} - \\
 & - i_{fd_0} \left[ \frac{x_{ad}^2}{T_d' \cdot w \cdot r_{fd} \cdot x_d} \right] \sqrt{\frac{1 + w^2 T_{kd}^2}{1 + w^2 T_d''^2}} \cdot \\
 & \cdot e^{-t/T_a} \cos (w \cdot t + \theta + \delta)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

onde

$i_{fd_0}$  = corrente de campo em vazio

$i_{fd_1}$  = corrente de campo para potênciia nominal

$\delta$  = ângulo de carga

$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{T_{kd} \cdot T_d'' \cdot w}{1 + T_{kd} \cdot T_d'' \cdot w^2} \right)$

#### 4.3. RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA

Este conversor, Figura 4.2, é dito de seis pulsos já que são necessários seis pulsos para disparo de todos os tiristores da ponte durante um ciclo da fonte de potência. Uma outra indicação é a de que o componente harmônico de menor ordem é de seis vezes a freqüência fundamental da rede CA. A referência

[17] mostra um estudo detalhado do princípio de funcionamento deste circuito. Para fins de análise assume-se o transformador e os tiristores como ideais, e posteriormente serão consideradas as condições reais de operação.

Neste ponto torna-se aconselhável estabelecer a definição do ângulo no qual o tiristor é disparado. É conveniente que se escolha  $\alpha = 0$  como a condição de operação na qual o retificador permite corrente máxima de saída. A definição é deste modo:  $\alpha$  é o intervalo, em medida angular elétrica, pela qual o ponto de partida de condução é atrasado pelo controle de fase em relação a operação do mesmo circuito no qual os tiristores são substituídos por diodos. Este ângulo é chamado "ângulo de atraso".

No circuito em questão os valores de  $\alpha$  estão compreendidos entre 0 e  $120^\circ$ . Sendo, portanto, o ângulo de condução de cada tiristor de  $120^\circ$  em regime, ou seja, para  $\alpha$  constante.

A forma de onda na carga, Figura 4.4, pode ser representada pela série

$$e_0 = E_{d_0} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n w t - \theta_n) \quad (4.5)$$

onde

$$E_{d_0} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} E_s \sin(w t) d(w t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_s \cos \alpha \quad (4.6)$$

$E_s$  é a tensão eficaz entre fases no secundário do transformador.

$$c_n = [a_n^2 + b_n^2]^{1/2} \quad (4.7)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (4.8)$$

$$a_n = \frac{6}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} e_0 \sin(n w t) d(w t); \quad n = 6, 12, 18, \dots \quad (4.9)$$

$$b_n = \frac{6}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} e_0 \cos(n w t) d(w t); \quad n = 6, 12, 18, \dots \quad (4.10)$$

Como observado acima a freqüência fundamental da forma de onda de tensão na carga é seis vezes a da fonte de C.A. Isto significa que todos os harmônicos de tensão de saída são de ordem  $n = 6m$ , onde  $m$  é um inteiro.

O valor eficaz da tensão no circuito de carga é

$$\begin{aligned} E_R &= \left[ \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} e_0^2 d(w t) \right]^{1/2} = \\ &= \sqrt{2} E_s \left[ 0,5 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (4.11)$$

E define-se a tensão de ondulação

$$E_{R1} = [E_R^2 - E_{d_0}^2]^{1/2} \quad (4.12)$$

O fator de ondulação é

$$K_E = \frac{E_{R1}}{E_{d_0}} \quad (4.13)$$

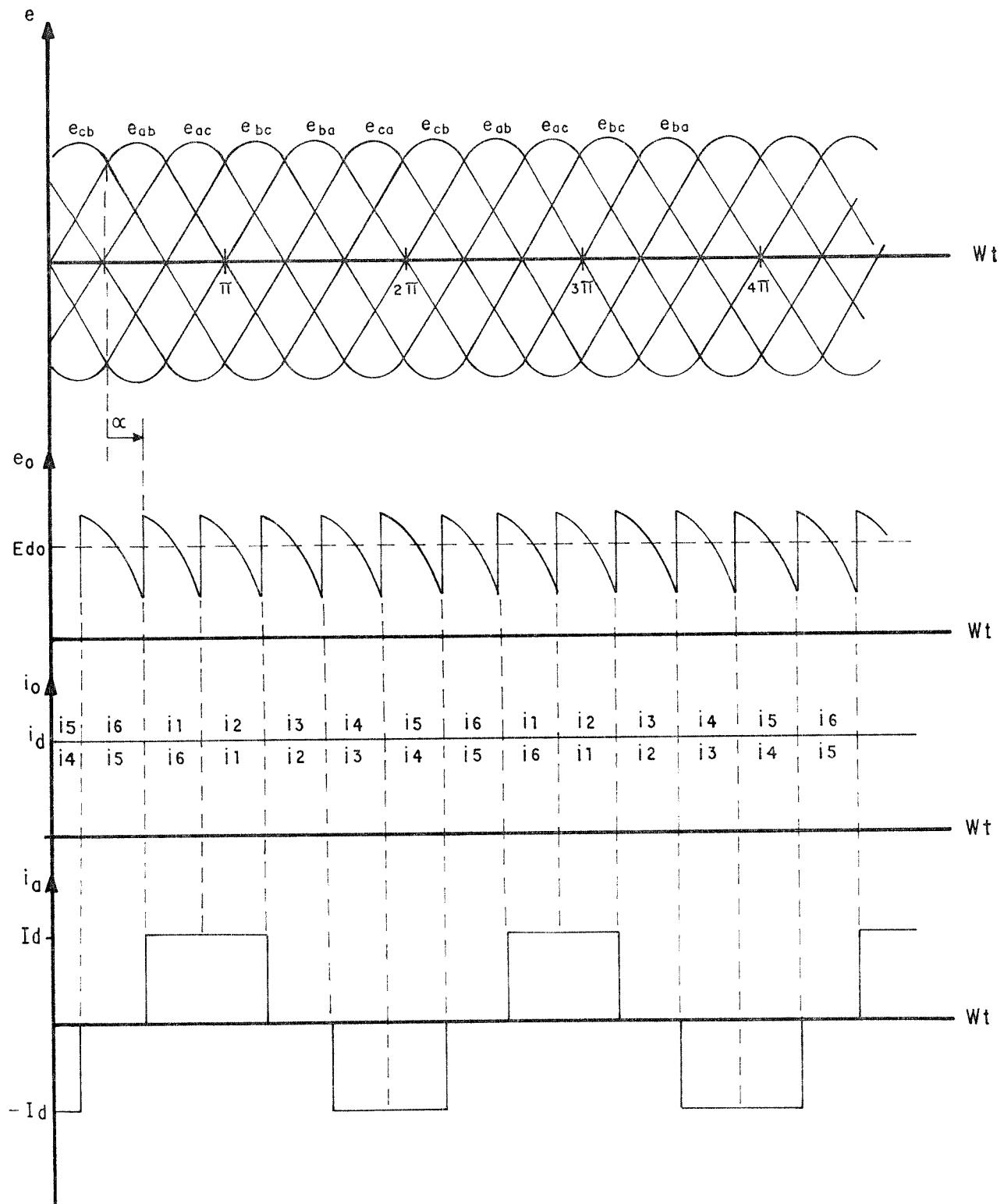


Figura 4.4 - Variações no tempo de tensões e correntes na ponte retificadora trifásica

A série descrevendo a corrente de carga  $i_0$  pode ser obtida através da equação 4.5 e dos parâmetros do circuito de carga, ou seja

$$i = I_d + \sum_{n=1}^{\infty} d_n \cos(n \cdot w.t - \theta_n - \phi_n) \quad (4.14)$$

onde

$$I_d = \frac{E_{d_0}}{R} \quad (4.15)$$

$$d_n = \frac{c_n}{[R^2 + (n w L)^2]^{1/2}} \quad (4.16)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{n w L}{R} \quad (4.17)$$

O valor eficaz de cada componente harmônico da corrente é dado por

$$I_{Rn} = \frac{d_n}{\sqrt{2}} \quad (4.18)$$

E a corrente de onulação é

$$I_{RI} = [\sum I_{nR}^2]^{1/2} \quad (4.19)$$

$$I_R = [I_d^2 + I_{RI}^2]^{1/2} \quad (4.20)$$

E o fator de onulação da corrente é

$$K_I = \frac{I_{RI}}{I_d} \quad (4.21)$$

As variações no tempo das correntes de fase no secundário do transformador e na carga estão mostradas na Figura 4.4, e a corrente nas outras linhas têm forma similar com defasagens de  $\pm 120^\circ$ .

A tensão direta ou reversa máxima que o tiristor deve suportar é de

$$E_{K\max} = \pm \sqrt{2} E_s \quad (4.22)$$

Cada tiristor conduz dois dos seis pulsos de corrente por ciclo, de forma que a corrente média de cada tiristor é

$$I_{K} = \frac{I_d}{3} \quad (4.23)$$

E a corrente eficaz de cada tiristor

$$I_{RK} = \frac{I_R}{\sqrt{3}} \quad (4.24)$$

A corrente de fase da fonte flui durante quatro dos seis pulsos em um ciclo. Assim, o valor eficaz desta corrente, que é a corrente de linha no lado secundário do transformador, é

$$I_a = \sqrt{2} I_{RK} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_R \quad (4.25)$$

E a potência no secundário, considerando,  $\alpha = 0$  é dada por

$$P_s = \sqrt{3} E_s \cdot I_a = \frac{\pi}{3} E_{d_0} \cdot I_R \quad (4.26)$$

Como a indutância do enrolamento de campo das máquinas síncronas é muito alta. As componentes harmônicas da corrente de são praticamente nulas, com isto  $I_r = I_d$ . Assim a equação 4.26 torna-se

$$P_s = 1,047 \cdot V_0 \cdot I_0 \quad (4.27)$$

Sendo a potência na carga

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad (4.28)$$

O fator de utilização do transformador para este circuito é de

$$\frac{P_s}{P_0} = 1,047 \quad (4.29)$$

Convém observar que este valor só é superior, entre os circuitos normalmente utilizados, ao do retificador de doze pulsos, que utiliza dois enrolamentos secundários, um em Y e outro em Δ.

#### 4.4. HARMÔNICOS NO LADO CA

Visto que os retificadores produzem tensões de saída senoidais, são gerados harmônicos. Estes harmônicos devem ser analisados, a fim de se determinar suas influências no circuito

de alimentação e na carga. A análise é dividida em duas seções:

1 - Harmônicos na C.C. - Aqueles presentes na saída de C.C. do retificador. Neste caso deseja-se conhecer sua influência no circuito de carga. Estes harmônicos já foram determinados no item anterior.

2 - Harmônico na C.A. - Aqueles presentes na fonte C.A. incluindo o transformador. Agora se está interessado na sua influência no sistema de alimentação e no próprio transformador, que deverá ter capacidade para conduzir estes harmônicos.

No circuito retificador trifásico de onda completa, retificador de seis pulsos, a forma de onda da corrente de linha do transformador está mostrada na Figura 4.5.

A série representativa para esta forma de onda é a seguinte [16]

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \left[ \cos \left( w t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{5} \cos \left( 5 w t - \frac{\pi}{6} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \cos \left( 7 w t + \frac{\pi}{6} \right) + \dots \right] \quad (4.30)$$

ou

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \cos \left( n w t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.31)$$

onde

$$n = 6m \pm 1 \quad (4.32)$$

$m = \text{inteiro qualquer}$

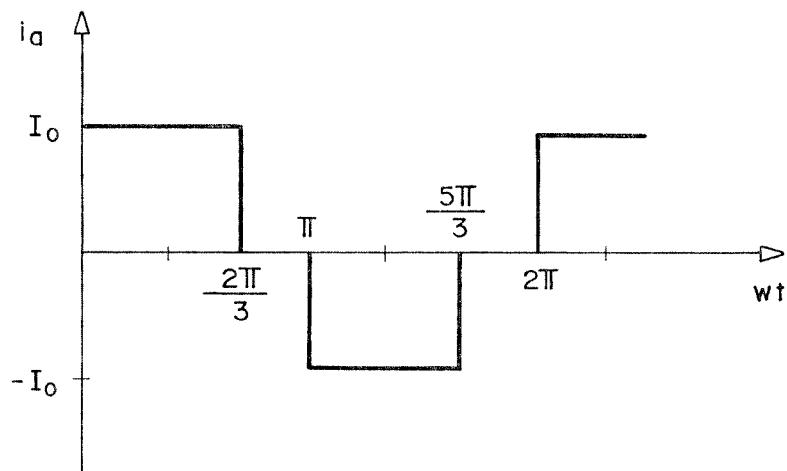


Figura 4.5 - Forma de onda da corrente de linha do lado secundário do transformador de excitação com ligação Y-Y

No caso de se estar utilizando um transformador com ligações Y-Y a forma de onda de corrente nos enrolamentos primário e secundário, e por conseguinte a corrente de linha do lado primário é idêntica a da Figura 4.5, respeitadas a relação de transformação e as defasagens. Entretanto, quando se utiliza um transformador com ligações em Y-Δ a forma de onda de corrente nos enrolamentos do transformador bem como as correntes de linha do lado primário assumem a forma da Figura 4.6 [18].

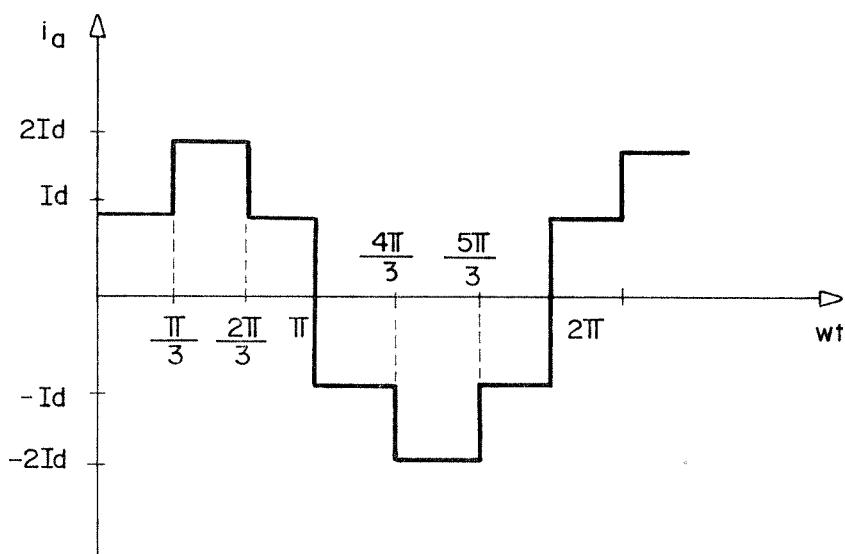


Figura 4.6 - Forma de onda da corrente de linha no lado primário do transformador de excitação com ligação Y-Δ

A série para esta forma de onda é [18]:

$$i_a = \frac{6 \cdot I_d}{\pi} \left[ \cos(wt) + \frac{1}{5} \cos(5wt) + \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \cos(7wt) + \dots \right] \quad (4.33)$$

ou

$$i_a = \frac{6 \cdot I_d}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(nwt) \quad (4.34)$$

onde

$$n = 6 \cdot m \pm 1$$

$$m = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$$

Neste caso os valores instantâneos dos harmônicos no secundário do transformador é, evidentemente,  $\sqrt{3}$  vezes o da configuração Y-Y.

O fator de distorção da corrente [49], que é definido como a razão entre a amplitude efetiva da componente fundamental e a amplitude efetiva total, tem o mesmo valor (0,955) para estas duas formas de onda.

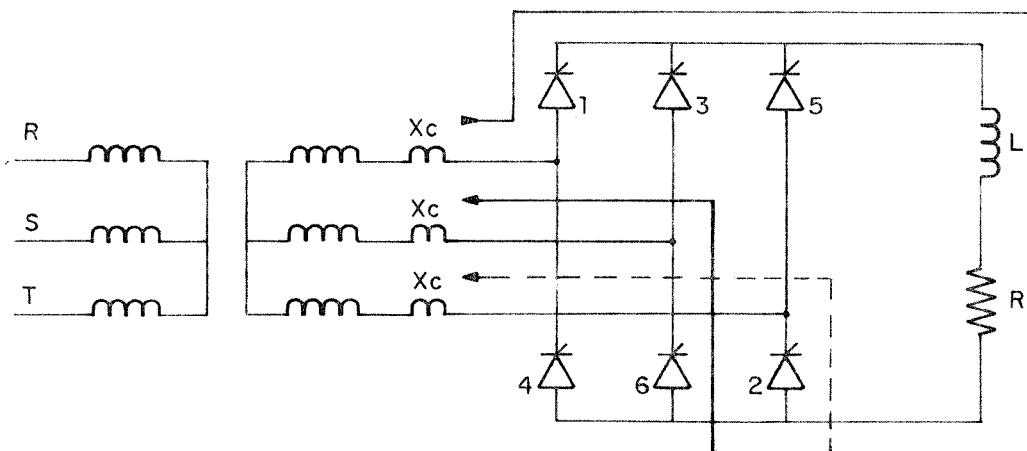
#### 4.5. REGULAÇÃO E QUEDA DE TENSÃO

As análises feitas até o momento consideraram os circuitos retificadores como ideais, desprezando-se a influência de resistências e reatâncias no retificador, como estas grandezas

estão sempre presentes, suas influências no projeto e no desempenho do retificador serão consideradas.

#### 4.5.1. COMUTAÇÃO

Durante a comutação o ramo da ponte que estiver sendo disparado não pode ter sua corrente variando de zero a  $I_d$  instantaneamente, devido a presença da reatância de dispersão do transformador  $X_c$ , Figura 4.7. Por outro lado o ramo que estiver sendo bloqueado também não permite que sua corrente varie de  $I_d$  a zero, instantaneamente, devido a reatância de dispersão da outra fase.



—> circulação de corrente antes da comutação  
----> circulação de corrente após a comutação

Figura 4.7 - Comutação de ramos em uma ponte retificadora trifásica

O que ocorre é que durante a comutação os dois ramos conduzem, provocando um curto entre fases. Supondo que as reatâncias de dispersão das duas fases sejam iguais, haverá uma queda de tensão em ambas proporcional a variação de corrente nestas reatâncias. A referência [16] mostra a forma de onda resultante, assim como a determinação da expressão do valor médio da queda de tensão na carga, que é a seguinte

$$E_x = \frac{q \cdot X_c \cdot I_d}{2\pi} \quad (4.35)$$

onde

$E_x$  - é o valor médio da queda de tensão devido a reatância de dispersão do transformador;

$q$  - é o número de comutações por ciclo da fonte CA, que equivale ao número de pulsos do conversor;

$X_c$  - é a reatância de dispersão do transformador de alimentação;

$I_d$  - é o valor da corrente média na carga.

Para o circuito em questão a Equação 4.35 se reduz a

$$E_x = 0,955 X_c \cdot I_d$$

#### 4.5.2. OUTRAS PERDAS

As outras quedas de tensão a serem consideradas são:

- Queda de tensão direta nos tiristores  $E_{tir}$  (médio) [43].

- Queda de tensão na resistência do transformador de excitação.
- Queda de tensão na resistência do barramento retificador.

Considerando todas estas perdas conjuntamente com a equação 4.6 é possível determinar a expressão da tensão média real  $E_d$  [16] no enrolamento de campo da máquina, ou seja,

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha - 0,955 X_c \cdot I_d - \frac{S}{P} \cdot R_f \cdot I_d - 2 \cdot \frac{S}{P} \cdot E_{tir(\text{médio})} \quad (4.36)$$

onde

$R_f$  - representa a resistência total do circuito (transformador + barramento);

$S$  - número de tiristores em série por ramos da ponte;

$P$  - número de pontes em paralelo.

#### 4.6. CORRENTES DE FALTA

As correntes de falta podem ser determinadas por meio de cálculos ou testes. Entretanto, os testes são dispendiosos e nem sempre praticáveis. Conseqüentemente, é essencial que se disponha de um método de cálculo.

São três os tipos básicos de falta que podem ocorrer em um retificador, quais sejam, faltas externas ou faltas em CC, faltas internas ou faltas em CA e a condução direta. Este último tipo é característico de sistemas anti paralelos (*back-to-back*) que não serão analisados neste trabalho [18].

O cálculo das correntes de falta envolvem somente relações ohmicas e a equação  $E$  (fonte)/ $Z$  (impedância de falta) =  $= I$  (falta). Entretanto, surgem algumas complicações devido a:

- a)  $E$  (fonte) tende a diminuir quando ocorre uma falta.
- b)  $Z$  (de falta) é difícil de se determinar. Esta dificuldade surge porque:

- os percursos de cabos e barras são complexos tanto dentro como fora do retificador;
- a determinação da impedância no ponto de falta é imprecisa.

- c) Os retificadores consistem de vários ramos que começam e param de conduzir em tempos diferentes. Isto proporciona condições transitórias complexas.

Os problemas acima mostram que os cálculos de corrente de falta em retificadores são aproximados. Entretanto, é o único recurso disponível durante o projeto.

Considerando o exposto acima, para os cálculos de correntes de falta, é feita a seguinte suposição simplificadora: o ponto de falta (não o caminho da corrente de falta) é considerado de impedância nula. Isto produz um resultado pessimista e

permite uma comparação relativamente fácil entre cálculos e testes, já que esta condição é realizável através de testes.

Devido a presença de indutância no caminho da corrente de falta, somente após algum tempo de ocorrida a falta que a corrente atinge o seu valor de regime permanente. Por isso, devem ser investigados dois períodos, transitório (de 5 a 10 ciclos) e de regime permanente (após 10 ciclos aproximadamente).

#### 4.6.1. TRANSITÓRIO DE CURTO-CIRCUITO PARA UM CIRCUITO RL

Neste item são apresentados os conceitos necessários para o cálculo dos curto-circuitos interno e externo.

A Figura 4.8 mostra uma configuração básica para simulação de um curto-círcito numa rede de corrente alternada com carga RL.

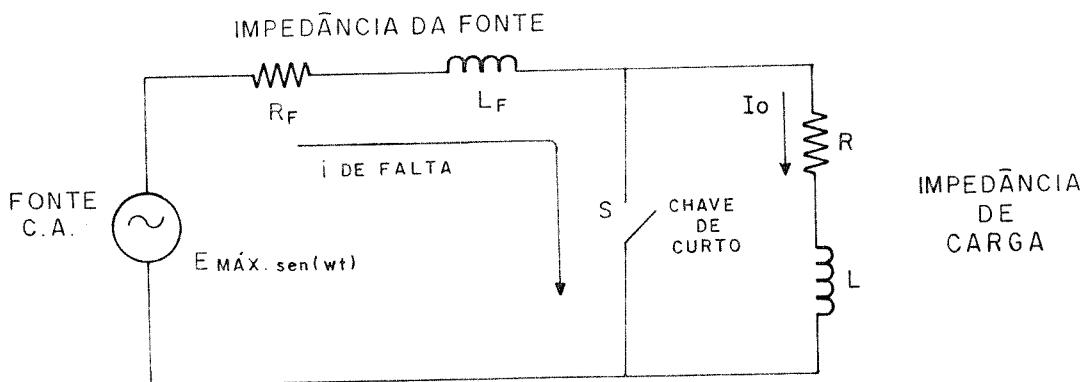


Figura 4.8 - Configuração RL

O comportamento da corrente de curto-círcuito  $i$  após o fechamento da chave  $S$  é descrito pela equação 4.37

$$\begin{aligned}
 i(w t) = & \frac{E_{\max}}{Z_c} \sin (w t + \theta - \phi) + \\
 & + \left[ I_0 - \frac{E_{\max}}{Z_c} \sin (\theta - \phi) \right] e^{-\frac{R_f}{L_f} \cdot t}
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

onde

$I_0$  - é a corrente na carga antes do curto-circuito

$\theta$  - é o instante de fechamento da chave S

$$\phi = \tan^{-1} w \cdot L_f / R_f \tag{4.38}$$

$$Z_c = \sqrt{R_f^2 + (w \cdot L_f)^2} \tag{4.39}$$

O primeiro termo representa a componente senoidal permanente. O segundo termo representa a componente contínua que tende a zero quando o tempo tende a infinito.

Como os valores de  $R_f$  e  $L_f$  são bem reduzidos em relação a  $R$  e  $L$ , a corrente de falta é geralmente 10 vezes ou mais a corrente normal. Por isso, a corrente inicial  $I_0$  não tem muita influência. Conseqüentemente, este valor pode ser ignorado, o que de certo modo é consistente com a exatidão total esperada.

A amplitude da corrente de falta, no primeiro ciclo, é convenientemente expressa em termos de um coeficiente  $K_p$ , ou seja

$$K_p = \frac{\text{corrente de pico no primeiro ciclo}}{\text{corrente de pico em regime permanente}}$$

Este coeficiente é denominado fator transitório, embora o fator transitório também possa se referir à razão entre o valor inicial e de regime permanente médio, eficaz, ou  $I^2 \cdot t$  no primeiro ciclo. Estes fatores podem ser calculados pela expressão 4.37. Os resultados estão mostrados nas Figuras 4.9 e 4.10.

$$K(I^2 \cdot t) = \frac{I^2 \cdot t \text{ do primeiro ciclo}}{I^2 \cdot t \text{ de meio ciclo de regime permanente}} \quad (4.40)$$

$$K(\text{médio}) = \frac{I(\text{médio}) \text{ do primeiro ciclo}}{I(\text{médio}) \text{ de meio ciclo de regime permanente}} \quad (4.41)$$

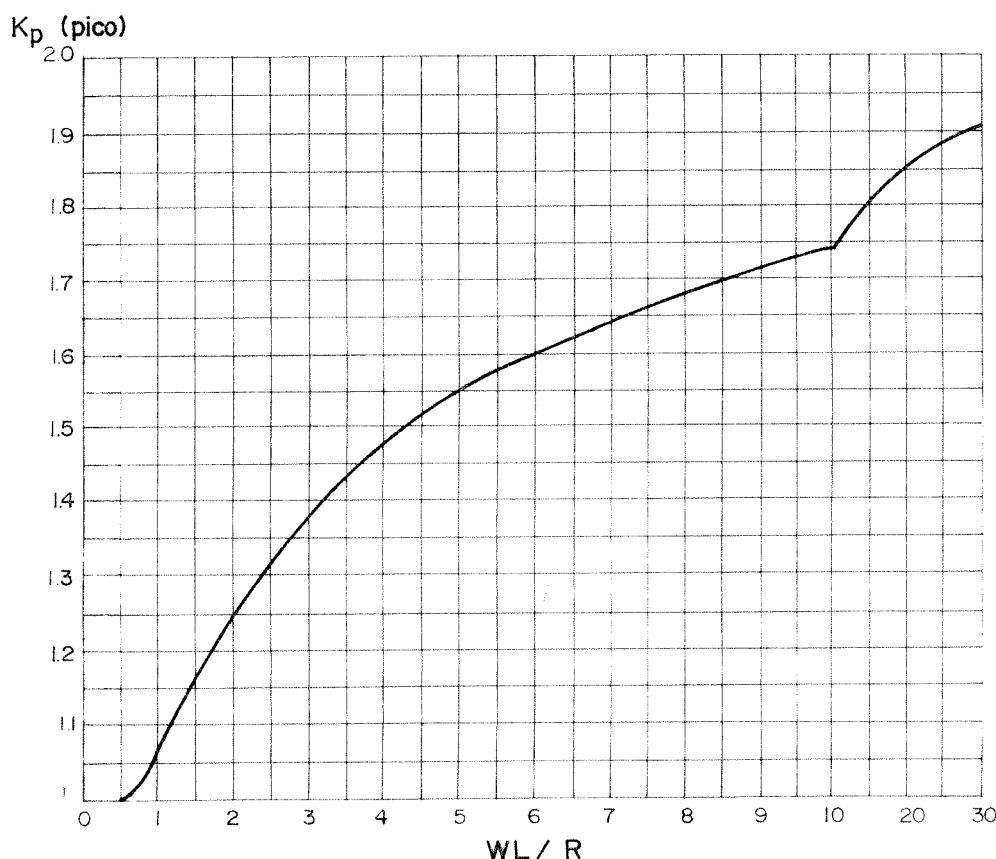


Figura 4.9 - Fator transitório de pico para  $\theta = 0^\circ$

#### 4.6.2. FALTA C.C. OU EXTERNA

A falta CC é o curto-circuito através dos terminais de saída da ponte, como mostrado na Figura 4.11. Pode ser causada por falha nos cabos que saem do retificador ou nos anéis coletores do enrolamento de campo da máquina síncrona. Neste tipo de falta, após a condição transitória inicial, todos os elementos retificadores têm corrente de falta aproximadamente iguais [16, 18, 57].

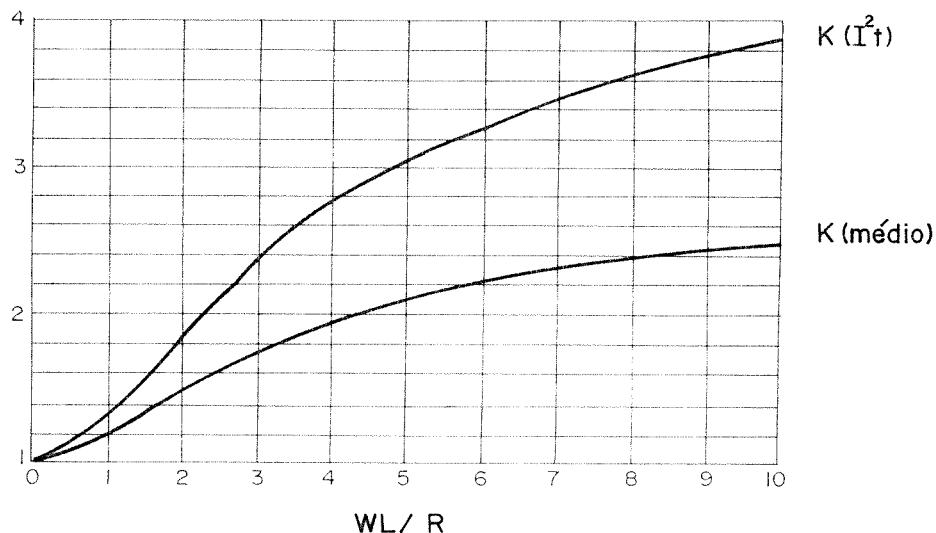


Figura 4.10 - Fatores transitórios para  $\theta = 0^\circ$

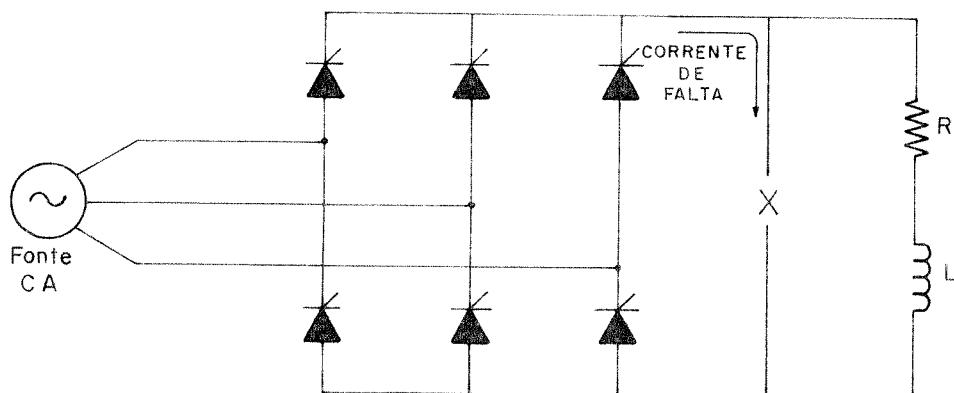


Figura 4.11 - Falta externa numa ponte trifásica

O circuito da Figura 4.11 pode ser reduzido a um circuito equivalente como mostrado na Figura 4.12a. Este circuito por sua vez pode ser representado por uma tensão e uma reatância de comutação total como em 4.12b [18]. Finalmente, para condições equilibradas, o potencial de B é nulo e igual ao de A permitindo a conexão de um neutro sem alterar o circuito. Considerando apenas uma fase obtém-se o circuito da Figura 4.12c.

A menos da presença dos diodos antiparalelos, o circuito da Figura 4.12c é o mesmo que o da Figura 4.8. Os diodos não alteram a corrente de falta.

A corrente de falta pode ser calculada utilizando-se a expressão 4.37 onde

$$E_{\max} = \frac{\sqrt{2} E_d}{\sqrt{3}} \quad (4.42)$$

$Z_c$  = Impedância de comutação por fase.

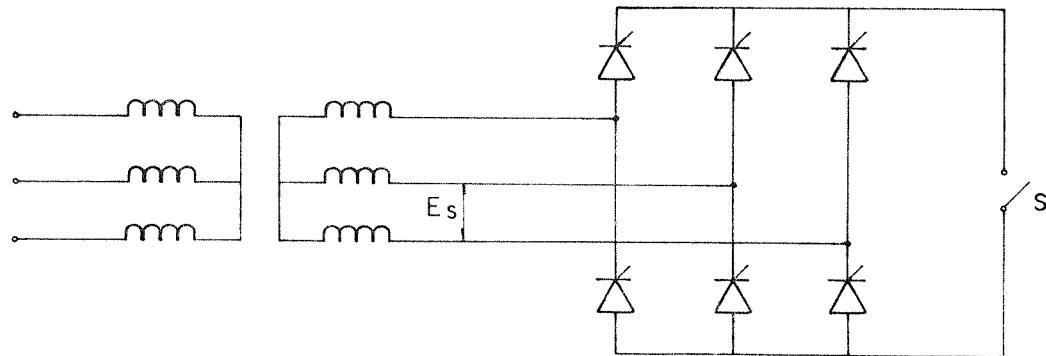
O pico do primeiro ciclo e a corrente de falta média de regime permanente são normalmente os valores necessários. Estes valores são calculados do seguinte modo:

$$\hat{i}_{as} = K_p \cdot \frac{\sqrt{2} E_s}{\sqrt{3} Z_c} \quad (4.43)$$

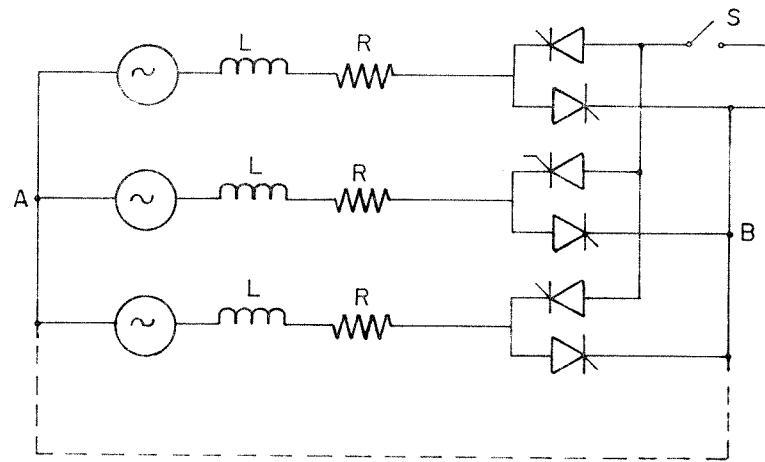
onde

$\hat{i}_{as}$  - é o valor de pico por fase do primeiro ciclo da corrente de falta.

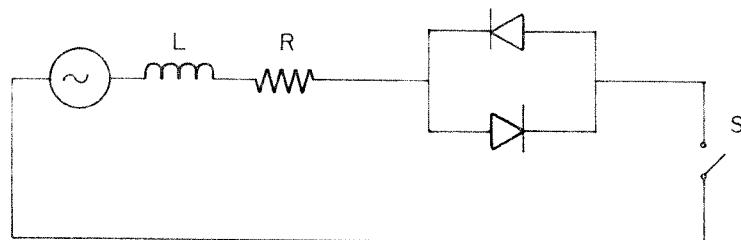
O valor médio por fase da corrente de falta de regime permanente é dado por



(a) circuito equivalente simples



(b) representação por tensão e impedância



(c) circuito de uma das fases

Figura 4.12 - Simplificação do circuito trifásico para estudos de curto-circuito

$$i_{as} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_s}{\sqrt{3} \pi \cdot Z_c} \quad (4.44)$$

A corrente CC média total de falta é dada pela soma da contribuição das três fases, ou seja

$$I_{ds} = 3 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot E_s}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot Z_c} \quad (4.45)$$

O primeiro pico da corrente de falta CC é

$$\hat{I}_{ds} = \frac{\pi}{3} \cdot K_p \cdot I_{ds} \quad (4.46)$$

Deve-se ter em mente que indiferentemente ao tempo de aplicação da falta, com referência a fonte, há sempre uma fase com componente contínua próxima do máximo. Por isso, o primeiro pico da corrente média da falta CC está sempre próxima à componente contínua máxima.

#### 4.6.3. FALTA CA OU FALTA INTERNA

Esta falta é normalmente causada pela falha de um dispositivo semicondutor em bloquear a operação reversa quando necessário. A Figura 4.13 mostra uma falha de bloqueio no ramo 1, resultando em um curto entre fases na fonte CA. Somente os ramos 1 e 3 são envolvidos inicialmente na falta, o ramo 5 entra depois. Os ramos 4, 6 e 2 ficam sujeitos a corrente normal ou inferior [57].

Como mostra a Figura 4.13, a corrente de falta envolve a contribuição dos ramos 3 e 5. A Figura 4.14 mostra as formas

de onda das correntes e tensões.

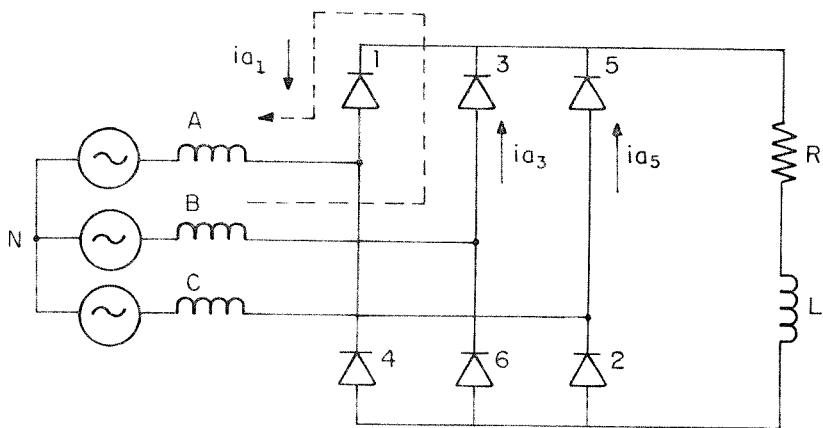


Figura 4.13 - Falta interna

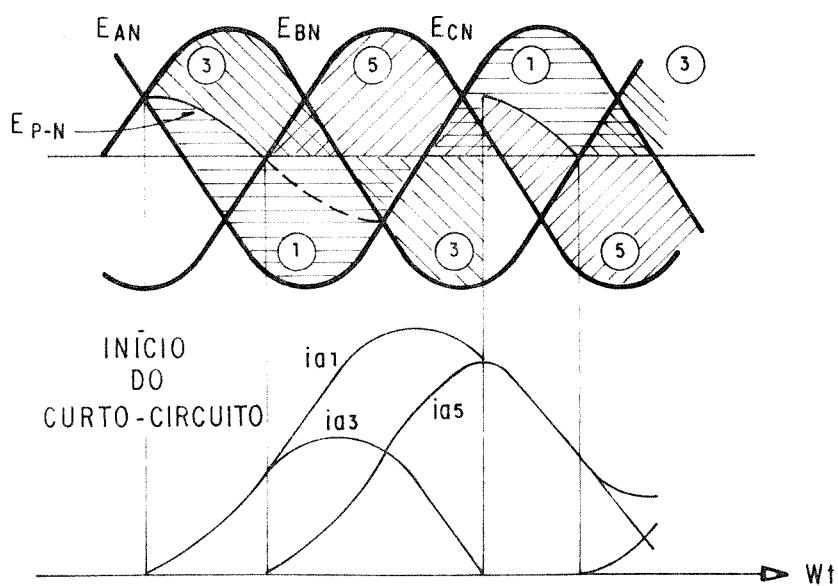


Figura 4.14 - Formas de onda de correntes e tensões

A corrente no ramo 5 é a maior dos dois ramos não defei-

tuosos. Seu valor é aproximadamente o mesmo de um ramo durante uma falta CC com componente contínua máxima. A corrente no ramo 1, defeituoso, é a soma das correntes nos ramos 3 e 5.

A corrente de falta pode ser calculada como segue

$$\hat{i}_{af} = K_f \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot E_s}{Z_c} \quad (4.47)$$

onde  $\hat{i}_a$  é a corrente de pico de anodo, no sentido direto, no ramo 5 da Figura 4.13,  $K_f$  é um fator transitório aproximadamente igual a  $K_p$ . A diferença leva em consideração o fato de que não é utilizada toda a onda de tensão para elevação da corrente de falta, ou seja,  $K_f$  é ligeiramente menor do que  $K_p$ .

$$\hat{i}_{ar} = K_r \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot E_s}{Z_c} \quad (4.48)$$

$\hat{i}_{ar}$  é a soma das correntes nos ramos 3 e 5. O fator  $K_r$  leva em consideração esta soma. A Figura 4.15 mostra as curvas de  $K_f$  e  $K_r$ .

É necessário comparar  $I^2 \cdot t$  da corrente de falta à capacidade  $I^2 \cdot t$  do semicondutor. A Figura 4.16 fornece o  $I^2 \cdot t$  de falta, em função do número de ciclos, para relação  $WL/R = 10$ . Para outra relação pode-se fazer a correção através de  $K_f$ .

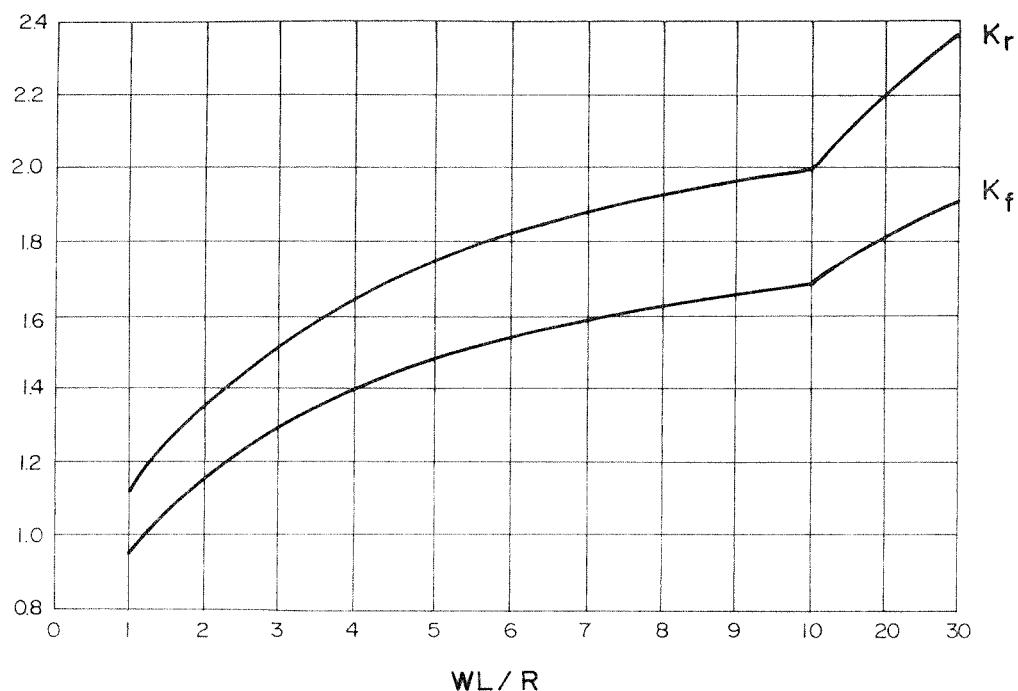


Figura 4.15 - Fatores transitórios para tiristores  
defeituosos

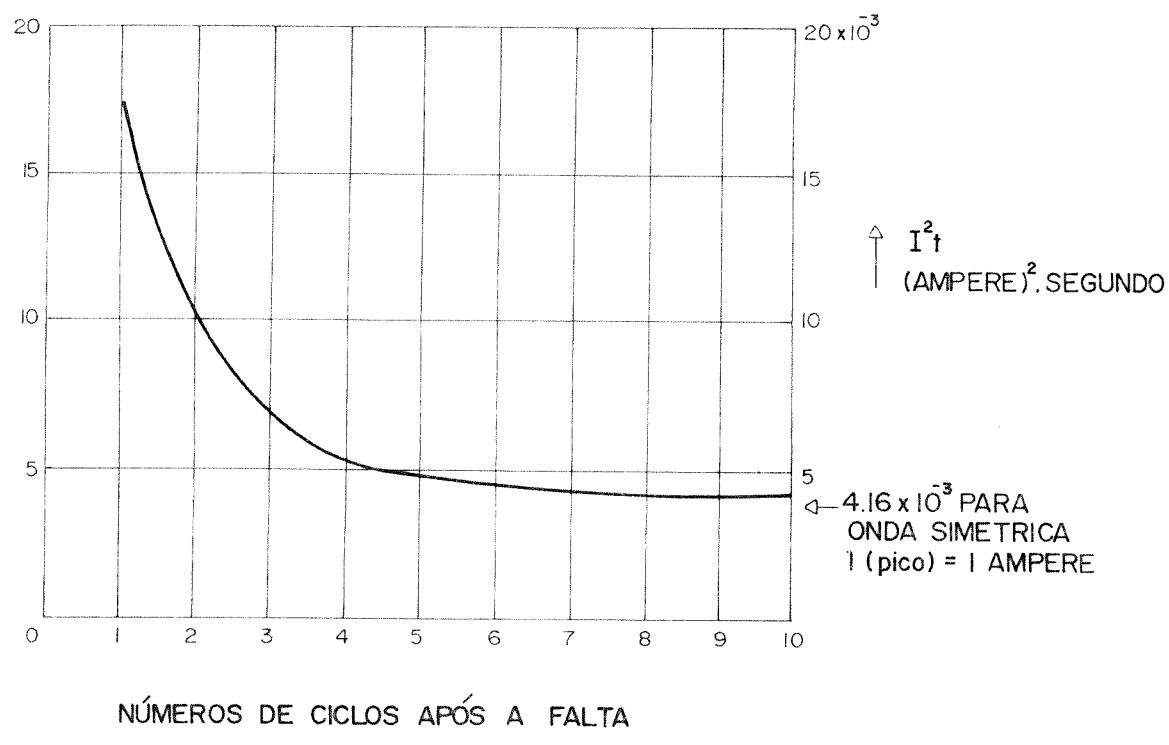


Figura 4.16 -  $I^2 \cdot t$ , senoidal, meia (WL/R = 10)

## 4.7. AQUECIMENTO E REFRIGERAÇÃO

Os semicondutores, ao contrário dos condutores, têm um coeficiente de temperatura negativo, ou seja, a resistência decresce com o aumento de temperatura. Por isso, para temperaturas altas a corrente reversa é maior e a capacidade de bloqueio reverso é menor. Um limite prático para os diodos de silício é 200°C na junção.

Com uma queda direta de 1 volt, e uma corrente de 200 amperes, serão gerados 200 watts na junção. Este calor deve ser transferido a algum meio de refrigeração [43].

### 4.7.1. RESISTÊNCIA TÉRMICA DE REGIME PERMANENTE

A equação 4.49 estabelece a relação em regime permanente entre a transferência de calor de um meio para outro e a elevação de temperatura.

$$\Delta T_{12} = R_{12} \times W \quad (4.49)$$

onde

$\Delta T_{12}$  - é a diferença de temperatura dos dois meios, normalmente expressa em graus centígrados;

$R_{12}$  - é a resistência térmica de um meio para outro;

$W$  - é a potência dissipada.

A Equação 4.49 guarda uma potência com um circuito elétrico onde  $\Delta T$  equivale a diferença de potencial,  $R$  a resistência do circuito e  $W$  a corrente.

O circuito térmico equivalente de um tiristor, gerando  $W$  watts na junção, está mostrado na Figura 4.17.

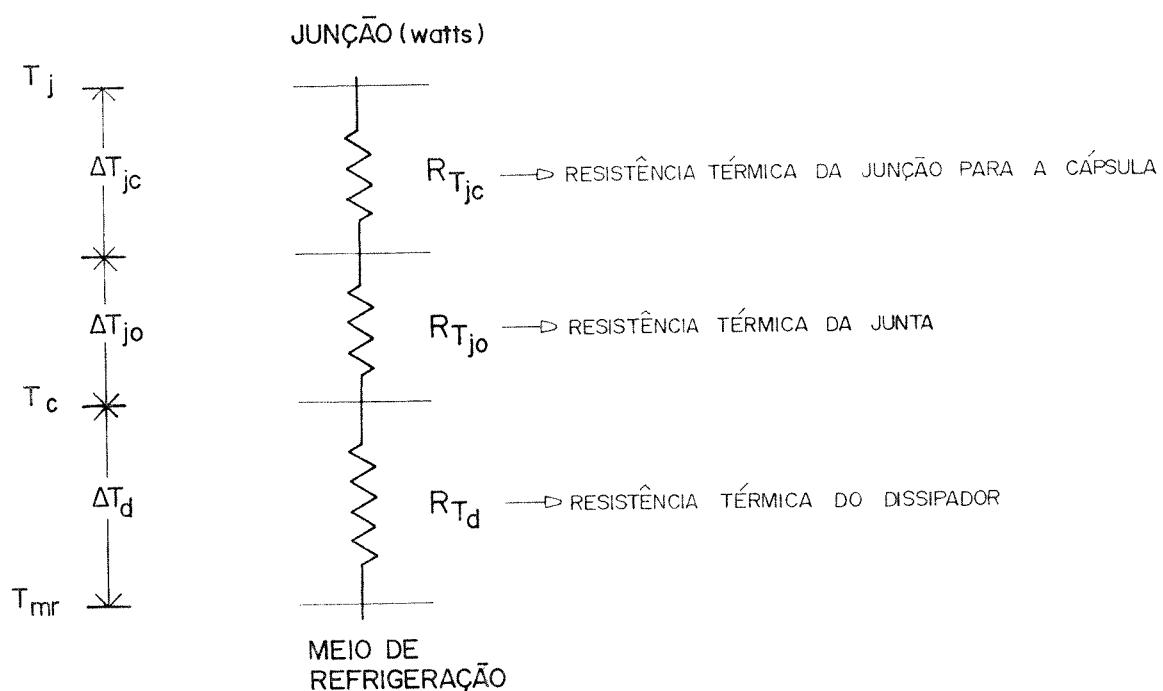


Figura 4.17 - Circuito térmico equivalente de um tiristor

Para o projeto do retificador deve-se considerar os seguintes itens [43]:

- Como a carga é cíclica, as junções se deterioram caso a excursão da temperatura seja muito alta.
- Deve ser dada uma margem para capacidade de sobrecarga.

#### 4.7.2. RESISTÊNCIA TÉRMICA TRANSITÓRIA

A Equação 4.49 considera somente a resistência térmica de regime permanente. Também há uma capacidade térmica que conduz a um circuito elétrico equivalente como mostrado na Figura 4.18.

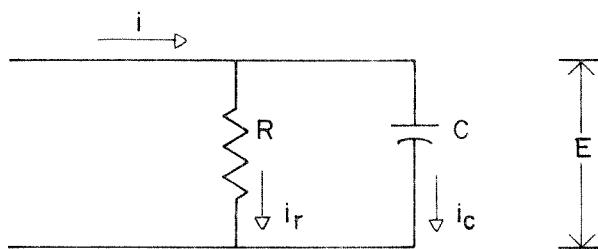


Figura 4.18 - Circuito elétrico equivalente da resistência térmica

Se é aplicado um degrau de corrente, a tensão  $E$  responderá como mostrado na Figura 4.19. É conveniente expressar a combinação  $RC$  por uma resistência equivalente na forma  $R = E/I$ .

O mesmo acontece em um circuito térmico para uma variação em degrau na potência. A resistência térmica em função do tempo é obtida através dos dados de teste.

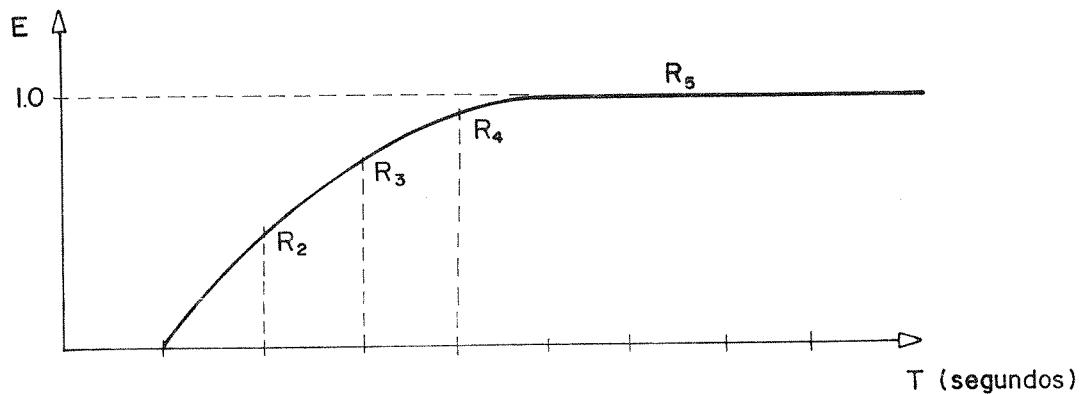


Figura 4.19 - Resposta do circuito elétrico equivalente para variação de corrente em degrau

#### 4.7.3. DIMENSIONAMENTO

Dados a condição de carga em regime permanente e sobrecargas transitórias o dimensionamento dos elementos semicondutores deve ser tal que a temperatura da junção jamais ultrapasse o máximo permitível.

A temperatura da junção em regime permanente é a elevação devido a 100% da potência de regime mais a temperatura ambiente.

$$T_{jrp} = W_{rp} \cdot R_{trp} + T_a \quad (4.50)$$

A junção não deve exceder seu limite térmico  $T_{jmax}$ ; desse modo, a sobrecarga não deve causar uma elevação de temperatura ( $\Delta T_{sc}$ ) maior do que  $T_{jmax} - T_{jrp}$ .

$$\Delta T_{sc} = T_{jmax} - T_{jrp} \quad (4.51)$$

Como a potênciā de regime permanente já foi incluída para se determinar  $T_{jrp}$ , somente o aumento de potênciā é utilizado para se determinar  $\Delta T_{sc}$ .

$$\Delta T_{sc} = \Delta W_{sc} \cdot R_{tsc} = (W_{sc} - W_{rp}) \cdot R_{tsc} \quad (4.52)$$

onde

$R_{tsc}$  - é a resistênciā térmica transitóriā para o tempo em consideraçāo.

O rearranjo desta equaçāo fornece a potênciā de sobrecarga.

$$W_{sc} = \Delta T_{sc}/R_{tsc} + W_{rp} \quad (4.53)$$

Como os tiristores têm uma corrente reversa de dispersão, são gerados alguns watts reversos. Estes watts podem ser incluídos.

$$W_{rp} = W_{rpd} + W_{rpr} \quad (4.54)$$

onde

$W_{rpd}$  = potênciā de regime permanente direta;

$W_{rpr}$  = potênciā de regime permanente reversa.

Um valor aproximado para a potênciā reversa pode ser obtido através da seguinte expressão

$$W_{rpr} = \text{Tensão de pico inversa do circuito}/2 \times \text{corrente reversa} \quad (4.55)$$

Para execução dos cálculos acima são, portanto, necessários as seguintes informações:

- Tensão de pico inversa e corrente de dispersão reversa;
- Características de condução direta do tiristor: potência média gerada na junção em função da corrente média (se possível para vários ângulos de condução);
- Resistência térmica em função do tempo;
- Corrente por elemento em carga nominal;
- Temperatura ambiente e máxima da junção.

Com estes dados pode-se adotar o seguinte procedimento de cálculo para um dado tiristor:

1. Cálculo da potência de regime permanente devido à condução direta do tiristor a partir da corrente nominal por elemento e da Equação 4.55.
2. Determinação da elevação de temperatura na junção através da Equação 4.52.
3. Determinação da temperatura na junção a partir da Equação 4.50.
4. Cálculo da elevação máxima de temperatura devido a uma sobrecarga através da Equação 4.51.
5. Para vários períodos de sobrecarga (10; 1; 0,1; ...) segundos) determina-se a potência máxima a ser dissipada através da Equação 4.53.

6. Com o resultado do item anterior determina-se os valores de corrente média nos tiristores para sobrecargas de várias durações através da característica de condução direta dos mesmos. Se estes valores não satisfizerem as condições de sobrecarga desejada refaz-se os cálculos para outro tiristor.

Para períodos muito curtos, menores do que um segundo, os tiristores podem suportar correntes que causariam à junção ultrapassar o limite de temperatura permissível  $T_{j\max}$  numa base não repetitiva.

Os fabricantes de semicondutores determinam esta capacidade experimentalmente e publicam os dados de surto geralmente como uma corrente de pico para vários ciclos, e a corrente é considerada como tendo uma forma senoidal com condução de 180°.

## 4.8. SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO

Até o momento a refrigeração da junção do tiristor foi tratada supondo-se que o calor é transferido para um ambiente infinitamente grande. Na prática, o calor deve ser removido do cubículo do retificador. Nesta seção estão descritos alguns métodos para realização desta tarefa [18].

### 4.8.1. REFRIGERAÇÃO NATURAL OU POR CONVEÇÃO

Devem ser observados os seguintes pontos, de modo a diminuir  $R_{td}$ :

1. Uso de grandes dissipadores com espaçamento entre aletas razoavelmente amplos.

2. Utilizando-se estruturas altas e finas cria-se o efeito chaminé.

3. As aletas do dissipador devem ser posicionadas na vertical.

4. Podem ser obtidas velocidades do ar na ordem de 0,25 a 0,5 m/s.

#### 4.8.2. REFRIGERAÇÃO FORÇADA

Na refrigeração forçada devem ser observados os seguintes pontos:

1. Podem ser utilizados dissipadores menores do que para refrigeração por conveção.

2. Utiliza-se velocidades do ar sobre os dissipadores na ordem de 15 m/s.

#### 4.9. CONSIDERAÇÕES FINAIS

No caso de se utilizar pontes em paralelo deve-se ter o cuidado de adotar uma equalização adequada no sentido de se garantir que todos os tiristores de um mesmo ramo sejam disparados simultaneamente para que não haja sobrecarga ou mesmo uma  $di/dt$  elevada em nenhum dos elementos. A referência [43] apresenta alguns métodos eficazes para esta equalização.