

TESE

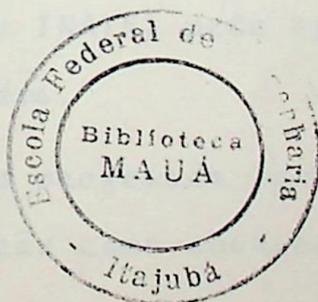
258

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

EFEI



"TRANSITÓRIOS DE TENSÃO NA
COMUTAÇÃO DE SCR_s EM SIS
TEMAS DE CONTROLE DE PO
TÊNCIA: CAUSA, EFEITO E
SUPRESSÃO ".



Dissertação apresentada pa
ra obtenção do Grau de Mes
tre em Ciências.

AUTOR: Arthur François de Gruiter

ORIENTADOR: Czeslau Lubomiro Barczak, L.D.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Czeslau Lubomiro Barczak, pela orientação na realização da dissertação, assim como pela orientação acadêmica.

Ao INATEL pela oportunidade e pelo apoio irrestrito recebidos.

Ao professor Ignácio Sêrgio Miranda Ferreira, pela sua atenção como coorientador.

À Srta. Cleonice Martins Riêra pelos serviços de datilografia e ao Sr. Argemiro dos Santos pelos desenhos.

Enfim, a todos aqueles que, de uma forma ou outra, colaboraram na realização deste trabalho.

HOMENAGEM

Aos meus pais

A minha esposa, Maria dos
Santos, e aos meus filhos
André, Adriano e Arthur,
com amor e gratidão.

INDICE

DEDICATÓRIA

PREFÁCIO

CAPÍTULO 1 - O TRANSITORIO DE LIGAÇÃO DO SCR DISPARADO PELO GATLING

1.1 Introdução 1.1

1.2 A operação PWM, usando analogia com transformadores 1.3

1.3 A operação de disparo pelo gatilho 1.4

1.4 O transitorio de ligação pelo gatilho 1.17

CAPÍTULO 2 - EFEITOS DOS TRANSITORIOS DE LIGAÇÃO EM OUTROS TIRISTORES, EM OUTRAS PARTES DO SISTEMA DE CONTROL

2.1 Introdução 2.1

2.2 Interação por disparo pela rede de alimentação 2.3

2.3 Interação entre o SCR e o gatilho de disparo 2.7

2.4 Interação devido à corrente de alimentação 2.10

2.5 A interação por magnetização 2.10

À minha esposa, Maria Aparecida, e aos meus filhos, Andrê, Adrienne e Arthur, com amor e gratidão.

CAPÍTULO 3 - ANÁLISE E PROJETO DE CIRCUITOS DE SUPRESSÃO DE TRANSITORIOS DE TEM EM CIRCUITOS COM TIRISTORES

ÍNDICE

	PREFÁCIO	VI
CAPÍTULO 1	O TRANSITÓRIO DE LIGAÇÃO DO SCR DISPARADO PELO GATILHO	
1.1	Introdução	1.1
1.2	A operação PNP, usando analogia com transistores	1.3
1.3	O mecanismo de disparo pelo gati <u>l</u> ho	1.8
1.4	O transitório de ligação pela por <u>t</u> a	1.13
CAPÍTULO 2	EFEITOS DOS TRANSITÓRIOS DE LIGA <u>Ç</u> ÃO EM OUTROS TIRISTORES, OU OU <u>TR</u> AS PARTES DO SISTEMA DE CONTRO <u>L</u> E	
2.1	Introdução	2.1
2.2	Interação por disparo pela rela <u>ç</u> ão dv/dt no anodo	2.2
2.3	Interação agindo sobre o circui <u>t</u> o de disparo	2.7
2.4	Interação devido à distorção da tensão de alimentação da rede	2.8
2.5	A interferência por Ondas Eletro <u>m</u> agnéticas	2.10
CAPÍTULO 3	ANÁLISE E PROJETO DE CIRCUITOS DE SUPRESSÃO DE TRANSITÓRIOS DE TEN <u>S</u> ÃO EM CIRCUITOS COM TIRISTORES	

3.1	Introdução	3.1
3.2	Considerações e equações básicas	3.3
3.3	Algumas limitações máximas dos SCRs e do circuito supressor.	3.21
3.3.1	Taxa máxima de crescimento da tensão de bloqueio direto $dv/dt _{\text{m\acute{a}x}}$.	3.21
3.3.2	Taxa máxima de crescimento da corrente pelo supressor, $di/dt _{\text{m\acute{a}x}}$	3.23
3.3.3	Pico máximo transitório de tensão do estado de bloqueio direto, E_p	3.24
3.3.4	Corrente de pico do circuito amortecedor, I_p	3.26
3.3.5	Energia dissipada no resistor amortecedor e energia adicional dissipada no tiristor, durante a ligação	3.27
CAPÍTULO 4 PROJETO DO CIRCUITO RC DE SUPRESSÃO DE TRANSITÓRIOS E CONCLUSÕES		
4.1	Introdução	4.1
4.2	Sequência do procedimento de projeto	4.4
4.3	Aplicações práticas	4.23
4.4	Conclusões	4.27
	Referência Bibliográfica	R.1

PREFÁCIO

O surgimento dos tiristores trouxe, sem dúvida, muitos benefícios para a eletrônica de potência, especialmente em aplicações industriais.

Estes componentes, entretanto, trouxeram consigo também alguns problemas, pelo fato de apresentarem um comportamento um tanto ruidoso, além de se mostrarem bastante sensíveis a variações rápidas de tensão. Quanto ao seu comportamento ruidoso: cada vez que um tiristor muda de estado, gera o mesmo um transitório de tensão e ondas eletromagnéticas que podem prejudicar ou danificar outros componentes, assim como perturbar o funcionamento de outros circuitos.

A intenção deste trabalho é fazer um estudo sobre este transitório, seus efeitos e sua supressão, que é fundamental para a garantia de um funcionamento confiável do mesmo e de outros componentes. Chegou-se à conclusão, desde há muito tempo, que um dos problemas básicos de projeto, na utilização de tiristores em um sistema de controle de potência, é justamente escolher um circuito eficiente e ao mesmo tempo econômico de supressão de $\frac{dv}{dt}$.

Procurando atingir este objetivo, dividimos nosso trabalho em 4 capítulos, da seguinte forma:

- o 1º capítulo, de caráter introdutório, estuda a causa

interna da geração de transitórios em tiristores.

- O 2º capítulo, ainda de caráter introdutório, estuda os efeitos que geralmente ocorrem, como a inter-ação entre circuitos e a interferência por ondas eletromagnéticas.
- No 3º capítulo fazemos uma análise geral das equações e considerações básicas, relacionadas ao amortecimento de transitórios de tensão, que aparecem sobre tiristores, quando usamos na entrada do circuito de anodo um degrau de tensão. Uma referência especial é feita sobre o subamortecimento, que constitui uma condição para a solução do problema.
- No 4º capítulo, finalmente, propomos um método de cálculo de R e C do circuito supressor, empregando um calculador eletrônico programável. Apresentamos, também, alguns exemplos numéricos, finalizando com as conclusões pessoais tiradas em função dos resultados finais obtidos. O programa de calculador apresentado é apenas um dos vários possíveis, não tendo sido otimizado.

Enfim, esperamos ter alcançado o principal objetivo do nosso trabalho, que é o de contribuir, de um modo ou de outro, com o estudo dos transitórios de ligação de tiristores e o projeto de seus circuitos de supressão.

A.F. de Gruiter

Itajubã, Junho / 1980

CAPÍTULO 1

O TRANSITÓRIO DE LIGAÇÃO DO SCR DISPARADO
PELO GATILHO

1.1 Introdução

Logo após a aplicação da polarização direta à porta tipo p de um SCR, no estado de bloqueio, começa o catodo a emitir elétrons em uma área próxima ao contato ôhmico da porta. Estes elétrons são recolhidos pela junção central, lançados para dentro da base n e polarizam o emissor p (a junção anódica) de modo ligeiramente direto. Lacunas começam a fluir na direção da junção central coletora e quando elas alcançam a base p, aumentam ainda mais a injeção de elétrons. Este processo continua até o momento em que a densidade de corrente de manutenção, J_h , do dispositivo é excedida e o mesmo é chaveado. [16].

O tempo necessário para alcançar 10% da corrente anódica final, contado do início do pulso de corrente de gatilho, é designado como o tempo de retardo. O intervalo de tempo entre os 10% e 90% de I_A , é chamado o tempo de subida t_r . Além do ponto de $0,9 I_A$, a corrente aumenta usualmente com uma taxa muito menor; a corrente espalha-se la

teralmente de uma área relativamente pequena até que toda a área de catodo conduza. A corrente final é alcançada após o tempo t_s . (Vide a Fig. 1.1).

Então, quando um dispositivo p-n-p-n é ligado, há necessidade de algum tempo de transição entre os estados de não-condução e a de condução. Além do comportamento do transitório depender da natureza da carga, é a análise do transitório de ligação, iniciado por um pulso de corrente de gatilho, enormemente complicada pela dependência dos vários parâmetros do dispositivo - tais como tempos de saída, tempos de trânsito e ganhos de corrente - da densidade de corrente variando ao longo de uma larga faixa durante o processo de ligação. Enquanto a corrente cresce, cai a queda de tensão sobre o dispositivo do seu valor elevado do estado "OFF" ao valor baixo do estado "ON".

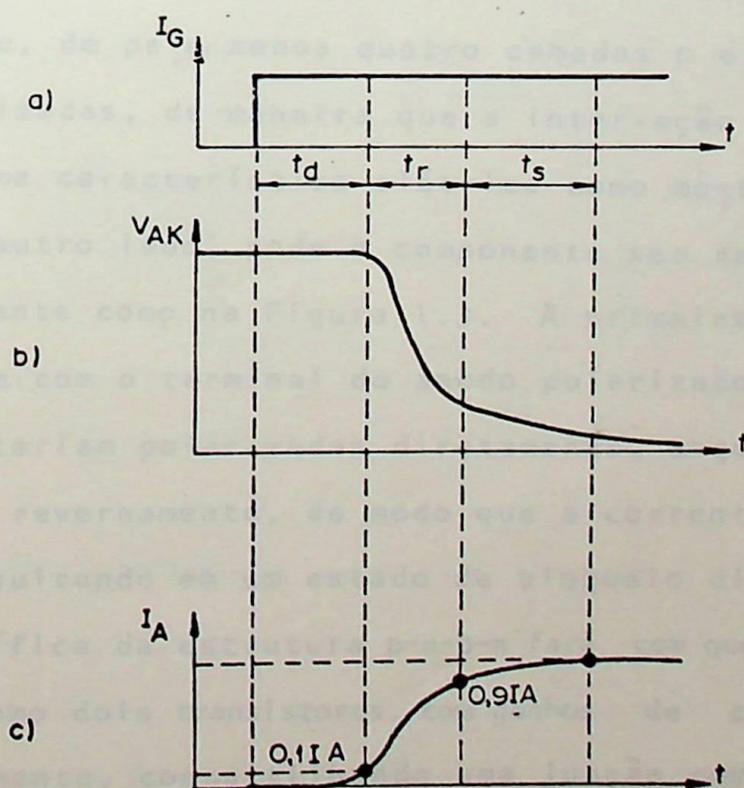


FIG. 1.1 - FORMAS DE ONDA TÍPICAS DE LIGAÇÃO

a) CORRENTE DE GATILHO b) TENSÃO ENTRE ANODO E CATODO
c) CORRENTE DE ANODO

A Figura 1.1 mostra a corrente como função de tempo e em relação a um pulso de corrente de gatilho em forma de degrau.

1.2 A Operação PNP, usando analogia com transistores

Neste ítem mostraremos como opera um SCR utilizando, como modelo, dois transistores complementares ligados de modo a estabelecer uma realimentação positiva. A escolha deste tipo de modelo é causada pelo fato de um comutador p-n-p-n ser um dispositivo biestável, cuja operação depende de um mecanismo de realimentação interna. Nesta apresentação, ainda não será levado em consideração o problema do transitório, durante a mudança de estado do componente do bloqueio à condução, ou de "OFF" para "ON".

Sabemos que um componente p-n-p-n consiste, basicamente, de pelo menos quatro camadas *p* e *n* e três junções, idealizadas, de maneira que a inter-ação entre camadas resulta numa característica elétrica como mostrada na Figura 1.2. Por outro lado, pode o componente ser representado esquematicamente como na Figura 1.3. À primeira vista, poderia parecer que com o terminal do anodo polarizado positivamente, J_1 e J_3 estariam polarizadas diretamente, enquanto J_2 estaria polarizada reversamente, de modo que a corrente estaria bloqueada, resultando em um estado de bloqueio direto. Porém, a ação específica da estrutura p-n-p-n fará com que o componente se comporte como dois transistores, com ganhos de corrente α_p e α_n , respectivamente, compartilhando uma junção comum.

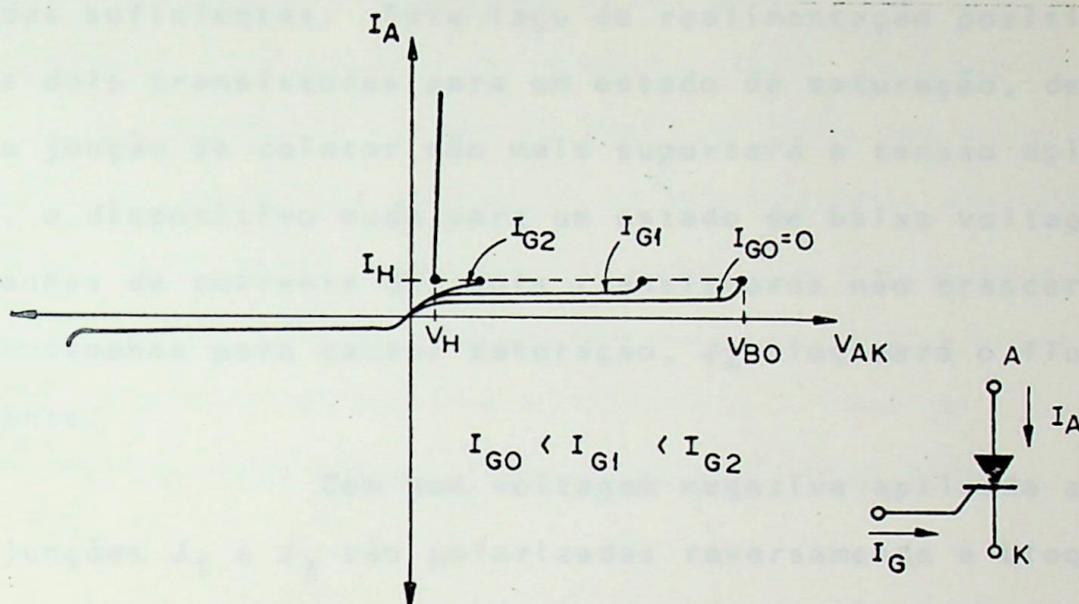


FIG. 1.2 — CARACTERÍSTICA ELÉTRICA DE UM SCR, COM O SEU SÍMBOLO. NOTE COMO O VALOR MAIOR DA CORRENTE DE GATILHO, I_G , REDUZ A TENSÃO BREAKOVER, SENDO O VALOR NOMINAL DESTA TENSÃO (V_{BO}) AQUELE CORRESPONDENTE A $I_G = 0$.

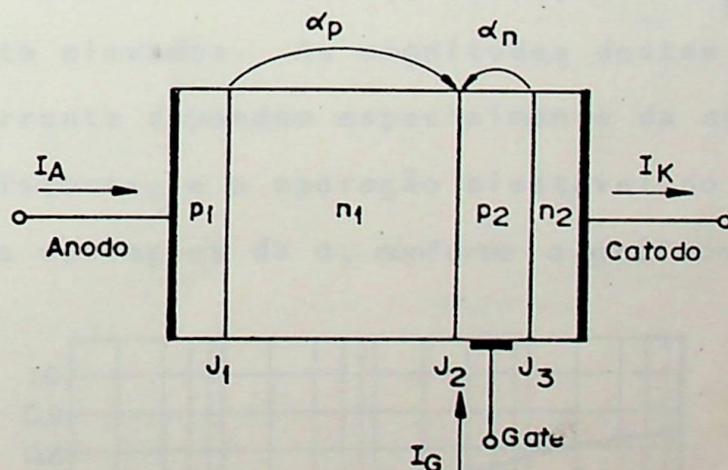


FIG. 1.3 — ESTRUTURA p-n-p-n SIMPLES

O resultado é que cada transistor é suprido com corrente de base de excitação pela corrente de coletor do seu vizinho. Como consequência, ocorrerá uma realimentação positiva, desde

que os ganhos de corrente dos dois transistores sejam de magnitudes suficientes. Este laço de realimentação positiva leva os dois transistores para um estado de saturação, de modo que a junção de coletor não mais suportará a tensão aplicada; logo, o dispositivo muda para um estado de baixa voltagem. Se os ganhos de corrente dos dois transistores não crescerem suficientemente para causar saturação, J_2 bloqueará o fluxo de corrente.

Com uma voltagem negativa aplicada ao anodo, junções J_1 e J_3 são polarizadas reversamente e bloqueiam a corrente, enquanto J_2 está diretamente polarizada. Desta forma, um transistor não poderá fornecer corrente de base para o outro e o componente não comutará.

Como citado, anteriormente, o componente só pode passar para o estado de condução se α_p e α_n forem suficientemente elevados. As magnitudes destes parâmetros de ganho de corrente dependem especialmente da corrente que flui pelos transistores; e a operação biestável do componente depende destas variações de α , conforme o gráfico abaixo. [1]

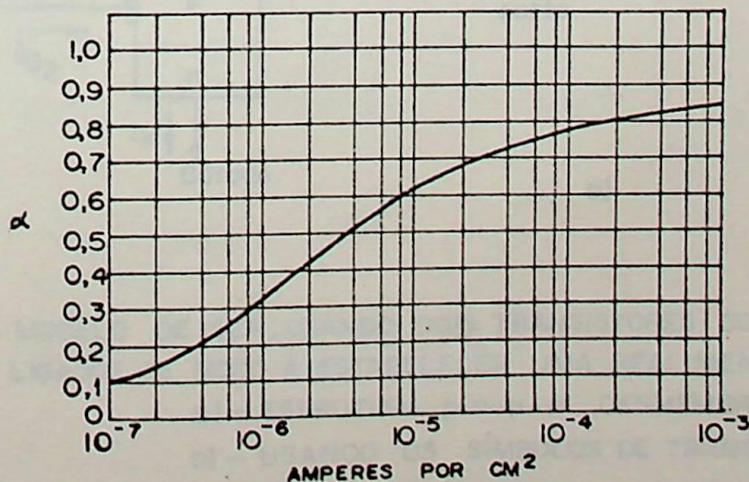


FIG. 1.4 — VARIACÃO TÍPICA DE α COM A DENSIDADE DE CORRENTE DE EMISSOR (J_E)

Sabendo, então, que α é uma função da corrente pelo componente, podemos desenvolver um critério para a comutação. Uma análise primitiva, porém facilmente entendida e que demonstra a ação de realimentação positiva interna, pode ser feita com o auxílio de uma analogia com dois transistores. Observando a Figura 1.3, vemos que o componente pode ser considerado como um transistor p-n-p e outro n-p-n, ligados com o coletor do segundo diretamente à base do primeiro, e vice-versa, como mostrado nas Figuras 1.5(a) e (b).

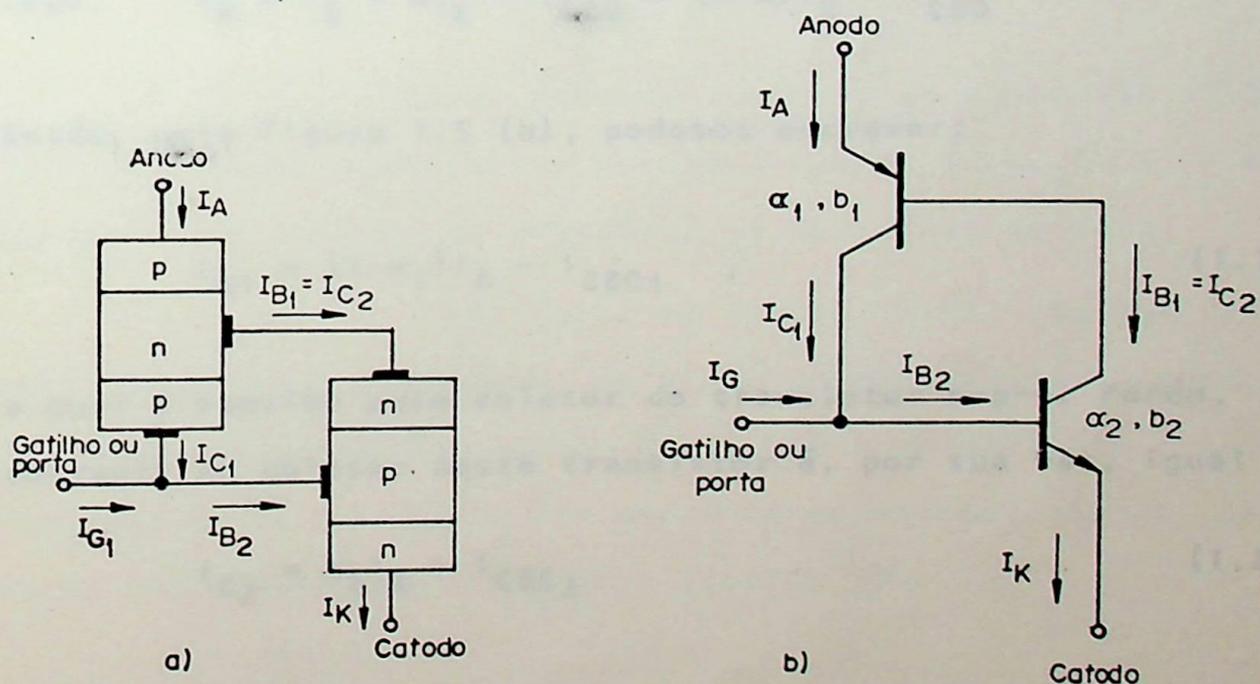


FIG. 1.5 — MODELO DE SCR, USANDO DOIS TRANSISTORES COMPLEMENTARES LIGADOS DE MODO A ESTABELECEER UMA REALIMENTAÇÃO POSITIVA
 a) — ESTRUTURA p-n-p-n DESMEMBRADA
 b) — USANDO OS SÍMBOLOS DE TRANSISTORES

Da Figura 1.5(b) torna-se evidente que o coletor do transistor n-p-n fornece a excitação de base para o transistor p-n-p. Além disso, a corrente de coletor do transistor p-n-p somada à corrente de gatilho, I_G , supre a excitação de base para o transistor n-p-n. Logo, uma situação de regeneração é estabelecida, quando o ganho total do laço for ≥ 1 , o que será demonstrado a seguir.

Quanto às relações entre as correntes de emissor, coletor e base de um transistor, sabemos que para a configuração de base comum:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \quad \text{e} \quad I_B = I_E - I_C \quad (1.5)$$

Logo,
$$I_B = I_E - \alpha I_E - I_{CB0} = (1-\alpha)I_E - I_{CB0}$$

Então, pela figura 1.5 (b), podemos escrever:

$$I_{B1} = (1-\alpha_1)I_A - I_{CB01} \quad , \quad (1.1)$$

a qual é suprida pelo coletor do transistor n-p-n. Porém, a corrente de coletor deste transistor é, por sua vez, igual a:

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CB02} \quad (1.2)$$

Logo, como $I_{B1} = I_{C2}$, vem:

$$(1-\alpha_1)I_A - I_{CB01} = \alpha_2 I_K + I_{CB02} \quad (1.3)$$

Para a corrente de catodo, na figura 1.5 (b), vale:

$$I_K = I_A + I_G \quad (1.4)$$

Substituindo (1-4) em (1.3), vem:

$$(1-\alpha_1)I_A - I_{CB01} = \alpha_2 I_A + \alpha_2 I_G + I_{CB02}$$

$$\text{ou, } (1-\alpha_1 - \alpha_2) I_A = \alpha_2 I_G + I_{CB01} + I_{CB02}$$

E, finalmente, teremos para a corrente anódica:

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CB01} + I_{CB02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.5)$$

Logo, podemos concluir da expressão (1.5), que um efeito regenerativo ocorrerá quando $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, i.e., quando o denominador da expressão se aproximar de zero.

Como vimos, na figura (i.4), com uma corrente de emissor crescente, os alfas do dispositivo crescem e ocorrerá uma comutação, desde que a corrente de gatilho aumente as densidades de corrente de emissor até ao ponto em que a soma dos alfas seja igual a um.

1.3 O mecanismo de disparo pelo gatilho

A seguir, veremos qual o processo de disparo ou ligação de um SCR, se uma corrente de intensidade suficiente aparecesse no seu gatilho no sentido direto.

Como de costume, definiremos o alfa para CC de um transistor como a razão da corrente de coletor que flui, em função da corrente de emissor. Temos, portanto,

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (1.6)$$

O alfa para sinais pequenos, α_s , pode ser obtido da expressão (1.6), diferenciando-a em relação à corrente de emissor I_E .

Obtemos então:

$$\alpha_s = \frac{dI_C}{dI_E} = \alpha + I_E \frac{d\alpha}{dI_E} + 0$$

Aparece um termo em zero, no final, pelo fato da corrente I_{CBO} ser gerada termicamente, não dependendo portanto de I_E . Logo,

$$\alpha_s = \alpha + I_E \frac{d\alpha}{dI_E} \quad (1.7)$$

Na figura 1.6, abaixo, vemos que a corrente através da junção J_2 consiste de lacunas e elétrons, cole

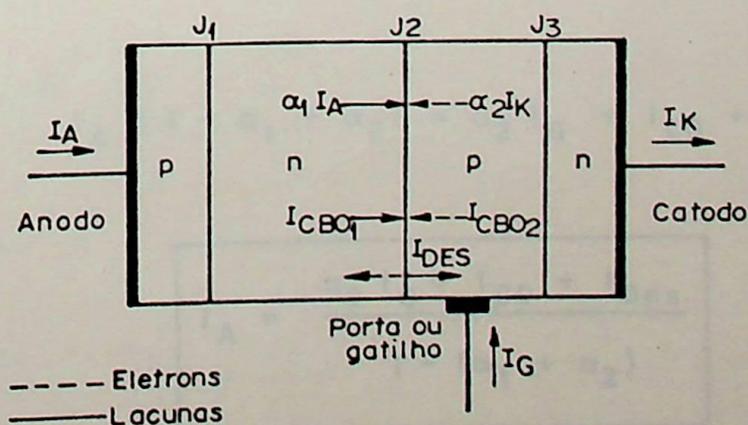


FIG. 1.6 - CORRENTE PELA JUNÇÃO J_2 DE UM DISPOSITIVO p-n-p

tados das bases adjacentes, onde $\alpha_1 I_A$ é a corrente resultante da difusão de lacunas que foram injetadas pela junção J_1 e $\alpha_2 I_K$ é a corrente devido a elétrons, difundindo de J_3 .

Por outro lado, I_{CB01} e I_{CB02} são as correntes geradas termicamente, recolhidas por J_2 , enquanto I_{Des} é a corrente de deslocamento resultante de qualquer variação de tensão através da capacitância da junção J_2 . A corrente a nódica resultante deve ser igual àquela através de J_2 , consequentemente:

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{CO} + I_{Des} \quad (1.8)$$

onde

$$I_{CO} = I_{CB01} + I_{CB02}$$

Da figura 1.6 vemos que pela lei de Kirchhoff:

$$I_K = I_A + I_G \quad (1.9)$$

Substituindo (1.9) em (1.8), vem:

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + \alpha_2 I_G + I_{CO} + I_{Des}$$

ou

$$I_A (1 - \alpha_1 - \alpha_2) = \alpha_2 I_G + I_{CO} + I_{Des}$$

Finalmente

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CO} + I_{Des}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.10)$$

Suponhamos, agora, um aumento de corrente de

gatilho I_G , por uma pequena quantidade ΔI_G . Esse aumento causará um crescimento na corrente anódica I_A , por uma quantidade ΔI_A . Como os alfas crescem com o aumento da corrente de emissor, haverá condução no momento em que $\frac{\Delta I_A}{\Delta I_G} \rightarrow \infty$.

A fim de determinarmos as condições que devem existir para que essa relação se realize, diferenciamos a equação (1.8) em relação a I_G , considerando as variações nos alfas, devido a variações de tensão sobre o dispositivo, desprezíveis. O resultado é:

$$\frac{dI_A}{dI_G} = \alpha_1 \frac{dI_A}{dI_G} + I_A \frac{d\alpha_1}{dI_G} + \alpha_2 \frac{dI_K}{dI_G} + I_K \frac{d\alpha_2}{dI_G} \quad (1.11)$$

Empregando a expressão (1.7), podemos expressar os alfas para sinais pequenos em termos dos alfas de CC., do seguinte modo:

$$\alpha_s = \alpha + I_E \frac{d\alpha}{dI_E} \quad \therefore \quad \frac{d\alpha}{dI_E} = \frac{\alpha_s}{I_E} - \frac{\alpha}{I_E}$$

Logo, para α_1 e α_2 , respectivamente,

$$\frac{d\alpha_1}{dI_A} = \frac{\alpha_{1s}}{I_A} - \frac{\alpha_1}{I_A} \quad (1.12)$$

e

$$\frac{d\alpha_2}{dI_K} = \frac{\alpha_{2s}}{I_K} - \frac{\alpha_2}{I_K} \quad (1.13)$$

Além disso, as equações (1.12) e (1.13) podem ser escritas em



termos de l_G , de modo que:

$$\frac{d\alpha_1}{dl_G} = \frac{d\alpha_1}{dl_A} \frac{dl_A}{dl_G} = \frac{\alpha_{1s}}{l_A} \frac{dl_A}{dl_G} - \frac{\alpha_1}{l_A} \frac{dl_A}{dl_G} \quad (1.14)$$

$$\frac{d\alpha_2}{dl_G} = \frac{d\alpha_2}{dl_K} \frac{dl_K}{dl_G} = \frac{\alpha_{2s}}{l_K} \frac{dl_K}{dl_G} - \frac{\alpha_2}{l_K} \frac{dl_K}{dl_G} \quad (1.15)$$

Substituindo as expressões (1.15), (1.14) e (1.9), em (1.11), e desenvolvendo, vem:

$$\frac{dl_A}{dl_G} = \alpha_{1s} \frac{dl_A}{dl_G} + \alpha_2 \frac{dl_A}{dl_G} + \alpha_2 + \alpha_{2s} \frac{dl_A}{dl_G} + \alpha_{2s} - \alpha_2 \frac{dl_A}{dl_G} - \alpha_2$$

$$\frac{dl_A}{dl_G} = \alpha_{1s} \frac{dl_A}{dl_G} + \alpha_{2s} \frac{dl_A}{dl_G} + \alpha_{2s}$$

Tirando o valor de $\frac{dl_A}{dl_G}$, e passando os termos correspondentes para o 1º membro, obtemos:

$$\frac{dl_A}{dl_G} (1 - \alpha_{1s} - \alpha_{2s}) = \alpha_{2s}$$

Logo,

$$\frac{dl_A}{dl_G} = \frac{\alpha_{2s}}{1 - \alpha_{1s} - \alpha_{2s}}$$

Finalmente,

$$\frac{dI_A}{dI_G} = \frac{\alpha_{2s}}{1 - (\alpha_{1s} + \alpha_{2s})} \quad (1.16)$$

Desta última expressão podemos concluir que, se $(\alpha_{1s} + \alpha_{2s}) \rightarrow 1$, I_A torna-se instável, crescendo de modo ilimitado, pois o denominador do segundo membro, neste caso, tende para zero.

Logo, podemos então escrever que:

$$\frac{dI_A}{dI_G} \rightarrow \infty \quad (1.17)$$

e o SCR passaria para o estado de condução, quando ocorresse o aumento na corrente de gatilho, I_G , aumento esse que pode ser desejável, em forma de sinal de comando, ou indesejável, em forma de um sinal espúrio, interferente. Este sinal interferente pode ser devido a algum transitório de ligação, que se acoplou diretamente ao circuito de disparo, independentemente do seu tipo, afetando-o seriamente.

1.4 O transitório de ligação pela porta

Nos ítems anteriores, deste capítulo, mostrou-se o disparo pela porta, assumindo-se desprezíveis os efeitos transitórios. Na realidade, entretanto, sempre ocorre um crescimento relativamente rápido de corrente anódica, em função do tempo, di/dt , acompanhado por um decréscimo de tensão anódica, dv/dt , igualmente rápido, o tempo total de

ligação sendo dado como:

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (1.18)$$

onde,

t_d representa um tempo de retardo, e

t_r representa o tempo de subida da corrente anódica, conforme [1], [4], [16].

Devemos ainda assinalar que, quando a corrente de carga for grande comparada com a corrente de disparo da porta, dependerá o período de retardo fortemente da corrente de excitação de porta.

A Figura 1.7, abaixo, mostra o processo de ligação de um SCR e o circuito básico em que é conectado (Vide também a figura 1.1).

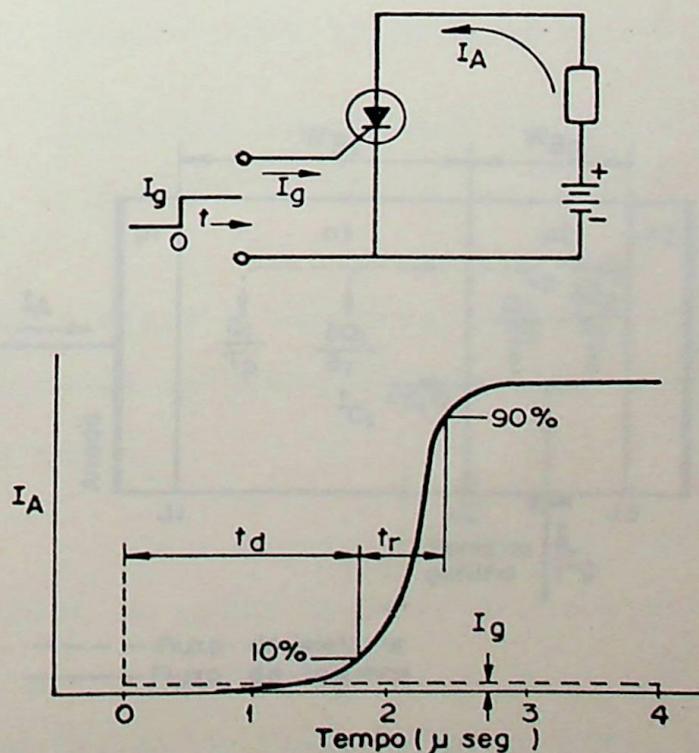


FIG.1.7 — TEMPOS DE RETARDO E DE SUBIDA, DURANTE O DISPARO PELA PORTA

Suponhamos que a porta seja polarizada por um degrau de corrente. Isso resulta numa injeção imediata de elétrons na base p_2 , onde eles começam a difundir-se em direção a J_2 (Fig.1.8). Entretanto, os mesmos levam um período de tempo finito para cruzar a camada da base p_2 . Refere-se a esse tempo como o tempo de trânsito de base [1], podendo ser representado, aproximadamente, como sendo:

$$t_{t_2} \cong \frac{W_{B_2}^2}{2D_n} \quad (1.19)$$

onde,

t_{t_2} = tempo de trânsito da região de base p_2

W_{B_2} = largura efetiva da base p_2

D_n = constante de difusão do elétron $\cong 38 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$
a 300°K para Si.

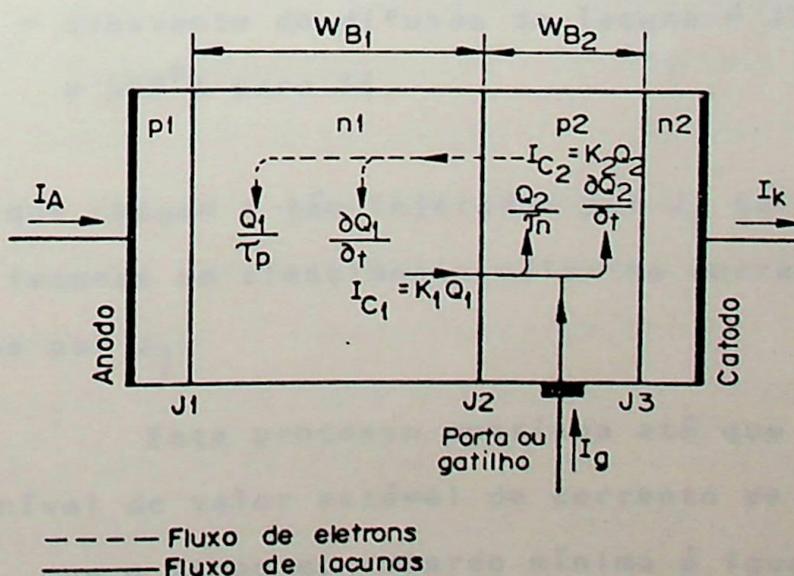


FIG. 1.8 - MODELO PARA A ANÁLISE DA LIGAÇÃO DE UM SCR.

Portanto, os elétrons chegarão à junção de coletor J_2 , decorrido um tempo t_{t2} , após a aplicação da corrente de disparo. Como a corrente anódica deve igualar a corrente por elétrons e lacunas, coletados por J_2 , a corrente anódica torna-se igual à corrente de disparo, após um período de tempo t_{t2} . Como os elétrons, atirados para dentro da região n_1 , são portadores majoritários, causam esse o desenvolvimento de um potencial sobre J_1 , de modo que lacunas são injetadas de p_1 em n_1 . Novamente devemos esperar durante um período finito de tempo:

$$t_{t1} \cong \frac{W_{B1}^2}{2D_p} \quad (1.20)$$

para que as lacunas se difundam através da região n_1 , a fim de serem recolhidas por J_2 ,

onde,

t_{t1} = tempo de trânsito da região de base n_1 .

W_{B1} = largura efetiva da base n_1 .

D_p = constante de difusão da lacuna $\cong 13 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$
a 300°K para Si.

No momento em que chegam e são injetadas por J_2 para dentro de p_2 , causam as lacunas um crescimento maior na corrente por elétrons injetados por J_3 .

Este processo continua até que a corrente alcance seu nível de valor estável de corrente de carga. Vemos, portanto, que o tempo de retardo mínimo é igual à soma dos tempos de trânsito de base. Além do mais, pode o tempo de retardo depender muito da corrente de excitação de porta e da

largura da camada de base do dispositivo.

Conforme a referência [1], é a corrente anódica de um SCR, com excitação de porta, dada por:

$$I_A = (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + \alpha_2 I_g + I_{pd} + I_{nd} + I_{psc} \quad (1.21)$$

onde,

I_{pd} = corrente de difusão por lacunas, gerada terminalmente

I_{nd} = corrente de difusão por elétrons, gerada terminalmente

$I_{psc} = I_{sc}$ = termo de corrente gerado na carga espacial.

Observamos que $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, na expressão (1.21) para o caso da condução, implica no fato de que a soma das correntes por elétrons e lacunas, recolhidos em J_2 , excede à corrente fluindo nos terminais do dispositivo. Tal condição violaria a de continuidade da corrente. Isso, naturalmente, não pode acontecer e é o resultado da utilização de equações de estado permanente, para examinar uma operação transitória. Na realidade, ocorre um acúmulo de elétrons e lacunas na vizinhança de J_2 , durante a comutação. Como consequência, uma grande quantidade das impurezas doadoras e aceitadoras não-compensadas, que formam a camada de carga espacial de J_2 , se tornam compensadas com elétrons e lacunas, de modo que J_2 não mais suportará a tensão de bloqueio direto e o dispositivo comuta para o estado de condução. Nesta condição, J_2 é polarizada diretamente e, portanto, se encontra numa condição de baixa impedância.

Basicamente, um dispositivo p-n-p-n tem

largura da camada de base do dispositivo.

Conforme a referência [1], é a corrente anódica de um SCR, com excitação de porta, dada por:

$$I_A = (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + \alpha_2 I_g + I_{pd} + I_{nd} + I_{psc} \quad (1.21)$$

onde,

I_{pd} = corrente de difusão por lacunas, gerada terminalmente

I_{nd} = corrente de difusão por elétrons, gerada terminalmente

$I_{psc} = I_{sc}$ = termo de corrente gerado na carga espacial.

Observamos que $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, na expressão (1.21) para o caso da condução, implica no fato de que a soma das correntes por elétrons e lacunas, recolhidos em J_2 , excede a corrente fluindo nos terminais do dispositivo. Tal condição violaria a de continuidade da corrente. Isso, naturalmente, não pode acontecer e é o resultado da utilização de equações de estado permanente, para examinar uma operação transitória. Na realidade, ocorre um acúmulo de elétrons e lacunas na vizinhança de J_2 , durante a comutação. Como consequência, uma grande quantidade das impurezas doadoras e aceitadoras não-compensadas, que formam a camada de carga espacial de J_2 , se tornam compensadas com elétrons e lacunas, de modo que J_2 não mais suportará a tensão de bloqueio direto e o dispositivo comuta para o estado de condução. Nesta condição, J_2 é polarizada diretamente e, portanto, se encontra numa condição de baixa impedância.

Basicamente, um dispositivo p-n-p-n tem

sua operação baseada em variações de carga. Considerando a figura 1.8, acima, notamos que a corrente de base, excitando a porção n_2 - p_2 - n_1 do dispositivo, pode ser representada como:

$$I_{B2} = I_g + I_{C1} \quad (1.22)$$

onde,

I_g = corrente da porta e

I_{C1} = lacunas recolhidas por J_2

Os elétrons recolhidos por J_2 excitam a base do transistor p_1 - n_1 - p_2 , de modo que

$$I_{C2} = I_{B1} \quad (1.23)$$

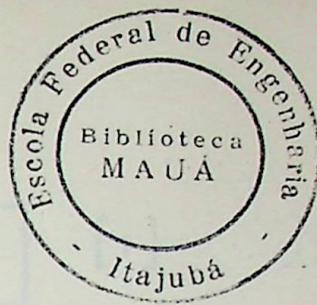
Se o tempo de trânsito do portador minoritário, através da base, for curto comparado com o tempo de subida da corrente anódica, é a corrente por lacunas recolhidas proporcional à carga em excesso na base n_1 , e a corrente por elétrons recolhidos é proporcional à carga em excesso na base p_2 . Podemos escrever então, que:

$$I_{C1} = K_1 Q_1 \quad (1.24)$$

e

$$I_{C2} = K_2 Q_2 \quad (1.25)$$

onde K é a constante de proporcionalidade, relacionando a carga da base em excesso com a corrente recolhida [1]. A corrente de base para cada transistor pode ser representada, levando em consideração sua recombinação e armazenamento, de modo que:



$$I_{B1} = \frac{Q_1}{\tau_p} + \frac{\partial Q_1}{\partial t} \quad (1.26)$$

onde,

I_{B1} = Corrente da região de base n_1

Q_1 = Número de lacunas em excesso, na região de base n_1 .

τ_p = Constante de decaimento característica, conhecida como tempo de vida das lacunas.

e

$$I_{B2} = \frac{Q_2}{\tau_n} + \frac{\partial Q_2}{\partial t} \quad (1.27)$$

onde,

I_{B2} = Corrente da região de base p_2

Q_2 = Número de elétrons em excesso, na região de base p_2 .

τ_n = Constante de decaimento característica, conhecida como tempo de vida dos elétrons.

Combinando as equações (1.23), (1.25) com (1.26) e (1.22), (1.24) com (1.27), teremos:

$$K_2 Q_2 = \frac{Q_1}{\tau_p} + \frac{\partial Q_1}{\partial t} \quad (1.28)$$

$$I_g + K_1 Q_1 = \frac{Q_2}{\tau_n} + \frac{\partial Q_2}{\partial t} \quad (1.29)$$

Solucionando estas equações e sabendo que a corrente total recolhida em J_2 deve ser igual à corrente anódica, podemos escrever para a corrente anódica:

$$I_A(t) = K_1 Q_1(t) + K_2 Q_2(t) \quad [1] \quad (1.30)$$

A figura abaixo, mostra curvas experimentais acompanhadas por uma curva calculada, usando a expressão (1.30) acima.

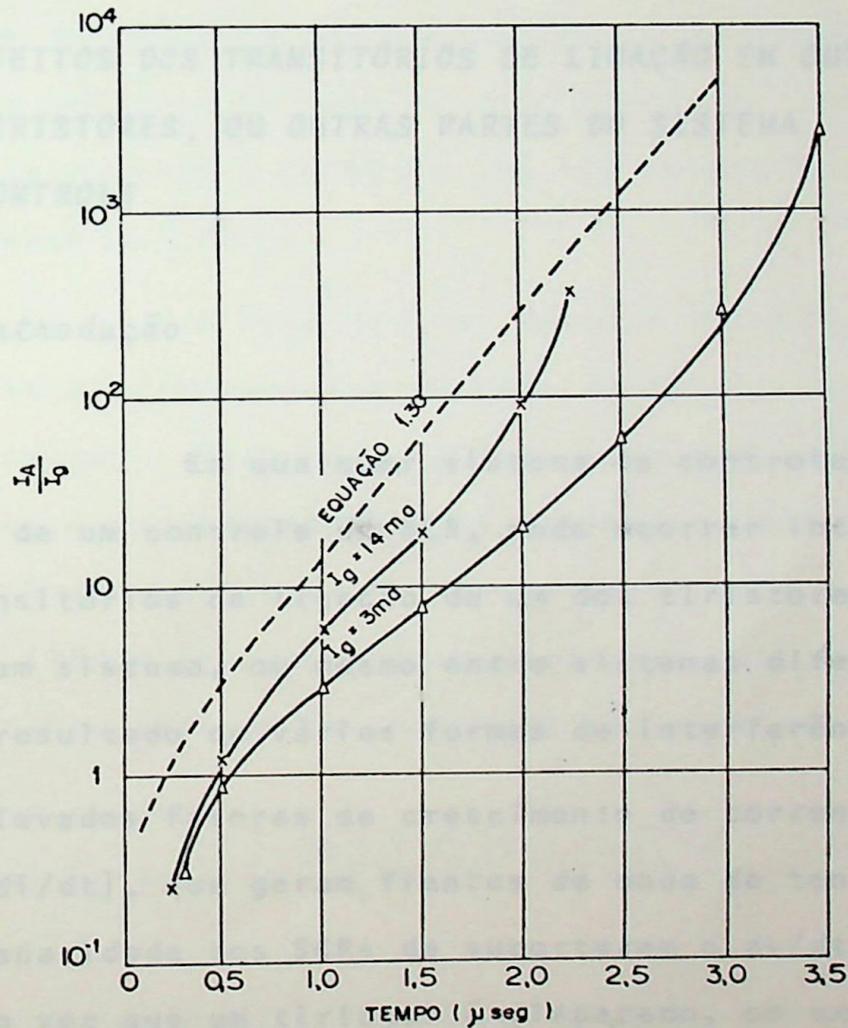


FIG. 1.9 - RELAÇÃO ENTRE AS CORRENTES DE ANODO E DE PORTA VERSUS TEMPO, PARA UM SCR DE ÁREA REDUZIDA.

CAPITULO 2

EFEITOS DOS TRANSITÓRIOS DE LIGAÇÃO EM OUTROS
TIRISTORES, OU OUTRAS PARTES DO SISTEMA DE
CONTROLE

2.1 Introdução

Em qualquer sistema de controle, constituído de mais de um controle de SCR, pode ocorrer interação devido aos transitórios de ligação de um dos tiristores. Interação dentro de um sistema, ou mesmo entre sistemas diferentes, pode ser um resultado de várias formas de interferência:

- a) Elevados fatores de crescimento de corrente na carga (di/dt), que geram frentes de onda de tensão além da capacidade dos SCRs de suportarem o dv/dt . Pois, cada vez que um tiristor é disparado, em um circuito resistivo, cresce a corrente de carga de zero ao valor limitado pela carga, em alguns microsegundos. [6]
- b) Transitórios gerados no sistema, que são acoplados aos circuitos de controle de gatilhamento ou de porta, causando a condução de um SCR. [6]
- c) Distorção pela rede de alimentação, devido a linhas

de alto valor reativo, causando o declínio de desempenho do sistema. [6]

- d) Pelo visto, no ítem a acima, obtem-se uma função de grau de corrente, cuja análise de frequência mostraria um espectro contínuo de energia, com uma amplitude decrescente com o crescimento de frequência. Em um controle de fase de onda completa, onde a frequência da rede é de 60 Hz, há 120 pulsos deste tipo por segundo. [12].

A esta altura, devemos introduzir o termo: Interferência Eletromagnética ou EMI, do inglês "Electromagnetic Interference". Este termo refere-se a qualquer espécie de interferência ocorrendo em qualquer ponto no espectro eletromagnético. Trata-se, portanto, de um termo mais genérico que o termo RFI (Rádio Frequency Interference), comumente utilizado. Duas formas básicas de EMI devem ser consideradas:

- d₁) Por condução [6] [12] [14] [15] [21]
 d₂) Por irradiação

2.2 Interação por disparo pela relação dv/dt no anodo.

Um SCR pode ser comutado do estado de bloqueio direto ao estado de condução, aplicando uma tensão com crescimento rápido no sentido positivo, a seu anodo, se a taxa de crescimento da tensão, dv/dt , e a amplitude final forem suficientemente grandes. Este fenômeno pode se tornar particularmente importuno, quando ocorrem transitórios nos circuitos

tos com SCRs, pois causam comutação indesejável dos dispositivos, podendo danificá-los de modo irreversível.

O problema pode ser entendido facilmente, utilizando a analogia com dois transistores para a representação de um SCR. Em alguns casos, o efeito das capacitâncias de junção não é levado em consideração. Entretanto, se essas capacitâncias forem consideradas, poderemos representar um SCR pelo modelo de dois transistores, como mostrado na figura 2.1, onde C_{j1} , C_{j2} e C_{j3} representam as capacitâncias de junção ou de transição. [1] [16] [18]

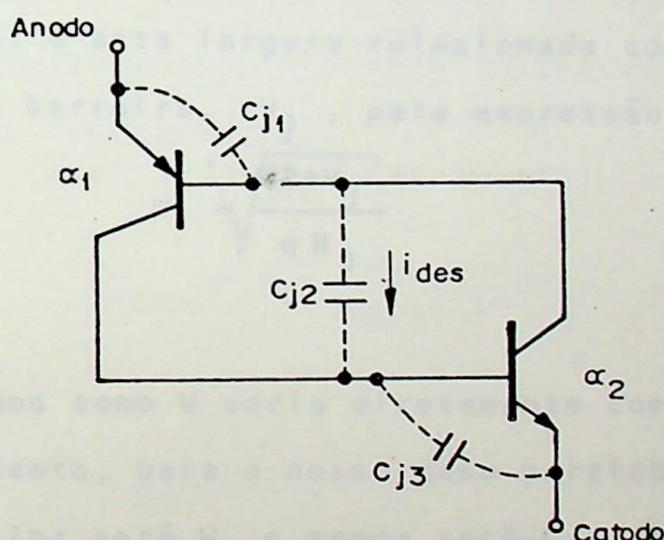


FIG.2.1—MODELO DE SCR, USANDO 2 TRANSISTORES E CONSIDERANDO AS CAPACITÂNCIAS DE JUNÇÃO.

Quanto às capacitâncias C_{j1} e C_{j3} , vemos da figura 2.1, que as mesmas estão em série com C_{j2} . Porém, como o SCR permanece no estado de bloqueio direto, apesar do potencial positivo aplicado ao anodo, concluímos que as junções externas, J_1 e J_3 , estão polarizadas diretamente, enquanto a junção central J_2 está polarizada reversamente. Como resulta

do, são as capacitâncias C_{j1} e C_{j3} muito grandes comparadas a C_{j2} [18].

Na referência citada, podemos verificar como a capacitância de junção é dada por

$$C_j = \frac{A \epsilon}{W}, \quad (2.1)$$

onde,

A é a área transversal da região de junção,

ϵ é a permissividade do silício, e

W é a largura total da carga espacial.

Por outro lado, é esta largura relacionada com a tensão de junção, ou de barreira, V_j , pela expressão

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon V_j}{q N_D}} \quad (2.2)$$

de modo que vemos como W varia diretamente com a raiz quadrada de V_j . Portanto, para o nosso caso particular, quanto maior for V_{j2} , maior será W_2 e menor será C_{j2} , i.e., C_{j2} aparece como tendo uma relação inversa com a tensão aplicada.

Assim, C_{j1} e C_{j3} apresentarão pequenas reatâncias em relação àquela de C_{j2} , podendo ser desprezadas. Pode-se dizer, então, que o transitório de tensão aparece quase somente sobre a capacitância C_{j2} .

Deste modo, com o sistema inicialmente no estado de bloqueio direto, a aplicação de uma tensão de crescimento rápido, ao anodo, causará o fluxo de uma corrente através da capacitância da junção Base-Emissor de cada tran-

sistor, como também através da capacitância da junção Base-Coletor, C_{j2} . Trata-se, assim, da corrente de deslocamento i_{des} como pode ser vista na figura 2.1. Como os alfas crescem com a corrente de emissor, pode a corrente i_{des} , que resulta de uma variação rápida de tensão, fazer com que a soma dos alfas tenda para a unidade. Ocorre, então, a comutação, i.e., a ligação.

Quanto à corrente i_{des} , que flui por C_{j2} , ela sempre estará presente quando uma voltagem variar no tempo, como no nosso caso. Posto que a corrente de deslocamento é igual à corrente de condução que flui nos terminais do capacitor, podemos relacionar a corrente de condução com a variação de tensão no capacitor C_{j2} .

Assim, temos:

$$i_{des} = i = \frac{d}{dt} (C_{j2} V_{j2})$$

ou,

$$i_{des} = i = C_{j2} \frac{dV_{j2}}{dt} + V_{j2} \frac{dC_{j2}}{dt}$$

Mas, como o 2º termo do lado direito da equação é, normalmente, desprezível, teremos [16] :

$$i_{des} = i = C_{j2} \frac{dV_{j2}}{dt} \quad (2.3)$$

As correntes de elétrons e de lacunas, conduzidas pela junção J_2 , polarizada reversamente, são:

$$I_{cn} = \alpha_n I_k \quad (2.4a)$$

$$I_{cp} = \alpha_p I_A \quad (2.4b)$$

Deste modo, podemos escrever para a corrente anódica:

$$I_A = I_{cn} + I_{cp} + I_{des}$$

ou,

$$I_A = \alpha_n I_k + \alpha_p I_A + I_{des} ,$$

se a corrente de saturação for desprezada com I_{des} representando a corrente de deslocamento (Fig. 1.3 e 1.6). Como não há disparo pela porta, não temos corrente de gatilhamento, e $I_g = 0$.

Logo:

$$I_A = I_k$$

Se ainda fizermos $\alpha_n = \alpha_2$ e $\alpha_p = \alpha_1$ (Fig. 1.3 e 1.6) poderemos escrever:

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + I_{des}$$

Donde segue:

$$I_A = \frac{I_{des}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.5)$$

Empregando o mesmo procedimento do item 1.3 (o mecanismo de disparo pelo gatilho), chegamos à conclusão que:

$$\frac{dI_A}{dI_{des}} = \frac{1}{1 - (\alpha_{1s} + \alpha_{2s})} \quad (2.6)$$

onde α_{1s} e α_{2s} são os alfas de pequenos sinais das seções p-n-p e n-p-n, respectivamente, sendo dependentes da corrente.

A condição para a ligação (turn-on) do SCR será a mesma daquela para o disparo pelo gatilhamento, i.e., a soma dos alfas deve, pelo menos, aproximar-se da unidade. Se a corrente de deslocamento for de amplitude suficiente, os alfas dependentes de corrente tornar-se-ão suficientemente grandes para satisfazer a este requisito e o dispositivo passará do estado de bloqueio direto ao de condução.

2.3 *Interação agindo sobre o circuito de disparo*

Os transitórios acoplados aos circuitos de disparo causam, provavelmente, a maioria dos problemas de interação. Os circuitos de controle e de disparo captam sinais espúrios relativamente pequenos e geram sinais de disparo da porta, com relação de fase adequada em comparação com a da tensão de alimentação alternada de anodo, proporcionando a ligação do tiristor. Além da relação de fase correta, pode o sinal de gatilhamento espúrio apresentar um tempo de subida rápido e uma amplitude elevada suficientes para disparar o SCR. Quanto ao mecanismo de disparo, que ocorre com este tipo de sinal espúrio, trata-se do mesmo que foi descrito no ítem 1.3 do capítulo 1.

Não há regras gerais sobre a susceptibilidade acerca de transitórios para os vários tipos de circuitos de disparo de SCRs. Para quaisquer condições dadas, qualquer tipo pode ser desacoplado de transitórios, aparecendo na linha de alimentação, ou no circuito de porta a catodo. Há um número muito grande de configurações de circuitos eletrônicos de

disparo, utilizadas para disparar SCRs. A supressão de transitórios dependerá do tipo de circuito usado e da resposta de frequência requerida do sistema. Neste caso, as mais comuns são a supressão da entrada do sinal de controle e a da ali mentação.

2.4 *Interação devido à distorção da tensão de alimentação da rede*

Uma forma mais sutil de interação pode o correr, quando a tensão da rede apresentar distorções ou "en talhes", como mostra a figura (2.3) mais adiante. Uma tensão de alimentação distorcida pode fazer com que o ganho de um cir cuito de controle se torne não-linear, com respeito ao ângulo de fase de disparo θ . A perda temporária na tensão de alimen tação, no instante do "entalhe", pode provocar a instabilidade do sistema ou a sua degradação, quanto ao desempenho geral. Es te tipo de interação ocorrerá, usualmente, em sistemas onde as funções de realimentação entre circuitos de controle são re lacionadas. Um exemplo disso seria um sistema de correia trans portadora, onde vários motores de C.C. são usados para acio nar a mesma correia. Neste caso, os motores serão acionados em aproximadamente a mesma velocidade e os ângulos de condu ção dos controles terão quase o mesmo valor.

Consideremos o simples sistema de malha fechada de dois controles de velocidade de motor, conectados a uma linha de alimentação comum com uma reatância em série, como mostrado na figura seguinte.

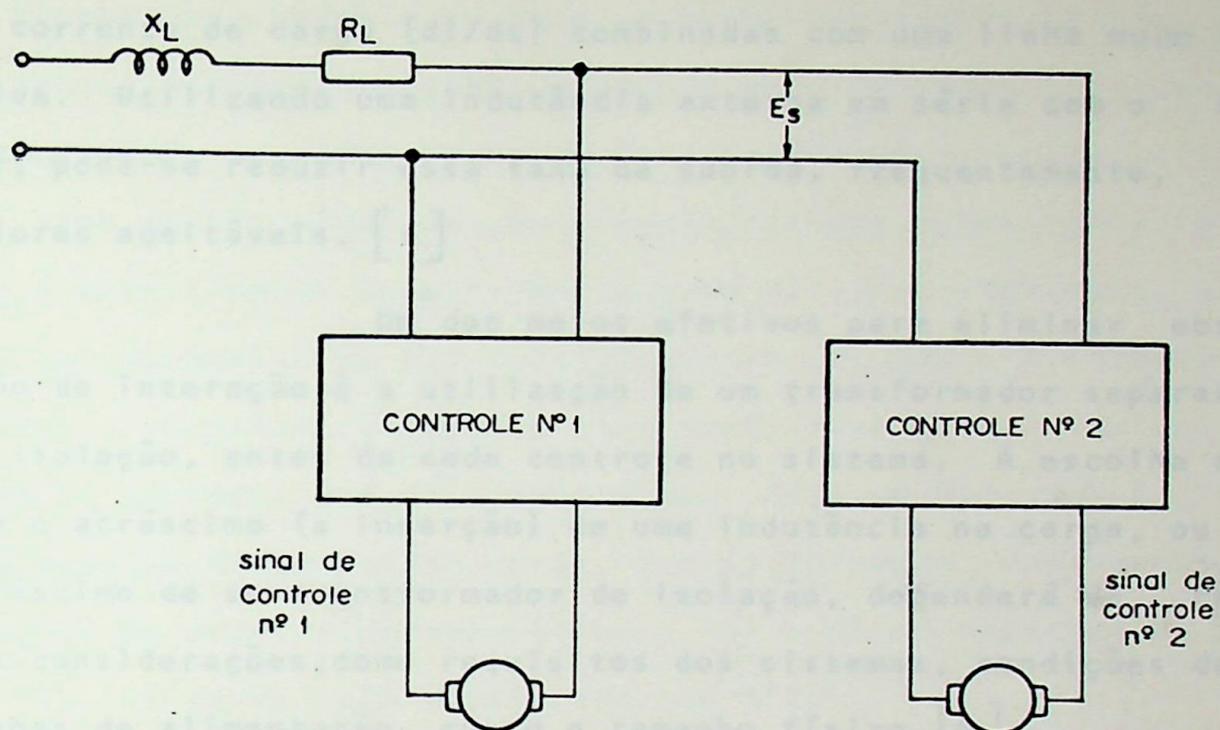


FIG. 2.2 — CONTROLES DE MOTOR CONECTADOS NA MESMA LINHA DE ALIMENTAÇÃO

Se nós assumirmos que ambos os controles provocam "entalhes" na tensão de alimentação, com a mesma intensidade, terá essa tensão uma aparência como mostrada na Figura (2.3). Aqui, θ_1 e θ_2 representam os ângulos de disparo dos controles 1 e 2, respectivamente. Se θ_2 for retardado pelo sinal de controle apropriado, de modo que $\theta_1 = \theta_2$, o "entalhe" na tensão de alimentação será intensificado devido à soma dos dois. O sistema de controle tenderá a se tornar instável, nesta condição, e começará a oscilar. Esta oscilação, uma vez iniciada, pode se manter ou pode mesmo divergir, dependendo da natureza dos elementos de realimentação e da resposta do sistema. [6]

A solução para esse tipo de interação consiste, logicamente, na retirada dos "entalhes" da forma de onda. A fonte do problema são as taxas elevadas de crescimento

da corrente de carga (di/dt) combinadas com uma linha muito reativa. Utilizando uma indutância externa em série com o rotor, pode-se reduzir essa taxa de subida, frequentemente, a valores aceitáveis. [6]

Um dos meios efetivos para eliminar esse tipo de interação é a utilização de um transformador separado de isolamento, antes de cada controle no sistema. A escolha entre o acréscimo (a inserção) de uma indutância na carga, ou o acréscimo de um transformador de isolamento, dependerá de certas considerações, como requisitos dos sistemas, condições das linhas de alimentação, custo e tamanho físico. [6]

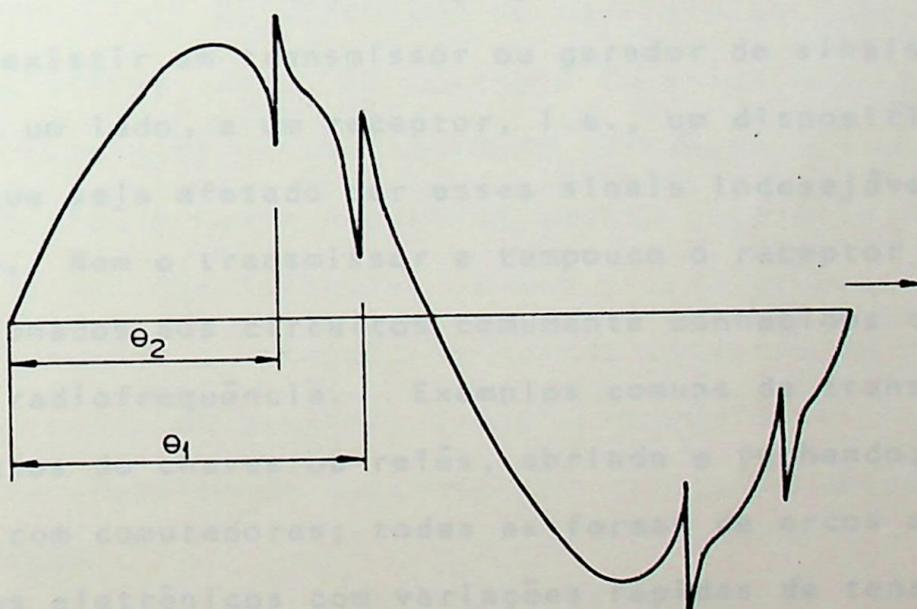


FIG. 2.3 - DISTRORÇÃO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO COM DOIS CONTROLES POR SCR, OPERANDO EM PARALELO

2.5

A Interferência por Ondas Eletromagnéticas

Vimos no ítem 2.1 (Introdução), como em

um sistema de controle de fase se obtém degraus de tensão e corrente, e conseqüentemente, uma geração de ondas eletromagnéticas. Estas ondas provocam interferências em outros sistemas e/ou em circuitos de seu próprio sistema, podendo-se referir a este tipo de interferência como RFI (Interferência por Rádio-Frequência) ou EMI (Interferência por Ondas Eletromagnéticas). O primeiro termo é mais específico e tem sido utilizado no passado, até há alguns anos. Hoje em dia, com a introdução de dispositivos novos, que se tornaram importantes geradores de ondas eletromagnéticas, foi o mesmo rebatizado para EMI, um termo mais apropriado que RFI.

Para que haja possibilidade de interferência, deve existir um transmissor ou gerador de sinais interferentes, de um lado, e um receptor, i.e., um dispositivo ou circuito que seja afetado por esses sinais indesejáveis, do outro lado. Nem o transmissor e tampouco o receptor precisam ser relacionados aos circuitos comumente conhecidos como circuitos de radiofrequência. Exemplos comuns de transmissores são: contatos de chaves ou relês, abrindo e fechando; motores elétricos com comutadores; todas as formas de arcos elétricos, e circuitos eletrônicos com variações rápidas de tensão e corrente. Os receptores são normalmente formados por circuitos eletrônicos, com baixa ou alta impedância, que são sensíveis à energia pulsante ou de radiofrequência. É interessante observar, que, frequentemente, os próprios circuitos que geram a interferência são sensíveis a interferências similares, provocadas por outros circuitos próximos, ou que se encontrem ligados na mesma linha de alimentação.

A EMI pode, geralmente, ser subdividida em duas categorias, como já foi citado: Por condução e por irradiação. Em qualquer caso, ambas as formas de interferência devem ser consideradas, quando se propõem eliminar a interferência por ondas eletromagnéticas (EMI), pois as duas categorias são frequentemente interdependentes.

Quanto à forma por condução, a mesma se propaga pelos condutores de controle de comunicação ou de distribuição de energia. Por outro lado, a interferência por irradiação se propaga como as ondas eletromagnéticas de energia desejável de RF as fazem.

Os circuitos de controle de fase, empregando SCRs, Triacs, etc., em controle de velocidade de motores, ou na regulação de luminosidade de lâmpadas incandescentes, são particularmente ofensivas quanto à geração de sinais indesejáveis de interferência. Estes circuitos podem prejudicar inteiramente a recepção de muitas estações em qualquer radio-receptor de AM próximo, podendo também destruir a atuação de outro circuito de controle que esteja na mesma linha de alimentação.

Há, evidentemente, várias maneiras de se eliminar ou reduzir estes efeitos negativos. Porém, reduzindo a rapidez de variação da corrente de comutação dos tiristores, consegue-se, de imediato, uma redução boa da interferência na própria fonte, quando se opera com tais componentes. Deste modo, diminui-se a interferência em todas as suas formas, facilitando a sua eliminação ou redução a níveis aceitáveis, caso a redução inicial ainda seja insuficiente.



CAPÍTULO 3

ANÁLISE E PROJETO DE CIRCUITOS DE SUPRESSÃO DE TRANSITÓRIOS DE TENSÃO EM CIRCUITOS COM TIRISTORES

3.1 Introdução

Em um sistema de potência controlado por SCRs, a fim de utilizar plenamente as capacidades dos SCRs, é essencial proteger os mesmos contra efeitos de sobretensões, podendo estas ser de natureza transitória ou permanente. Um bom conhecimento de como manejar a amplitude e o conteúdo de energia da sobretensão no sistema, pode, frequentemente, significar a diferença entre o sucesso e a falha do sistema.

Qualquer sistema, que armazena energia comutada, é uma fonte em potencial de sobretensões. Se a voltagem ultrapassar suficientemente a tensão de bloqueio do SCR, pode ocorrer destruição do mesmo, tanto pela energia armazenada inicialmente no sistema, quanto pela corrente de falta, que segue como consequência do colapso.

Os efeitos de sobretensão, em um SCR, podem ser ou degradantes ou desastrosos. Uma falha desastrosa se manifesta usualmente imediatamente após a incidência da

sobretensão no SCR. Já a degradação do SCR causa efeitos latentes, resultando em falhas definitivas em algum tempo futuro. Consequentemente, por razões de confiabilidade de sistema, assim como por questões econômicas, é boa prática incluir os meios corretos de prevenção contra possíveis sobretensões no projeto de um sistema de potência controlado por SCRs. São em número de dois, esses meios de prevenção: [6]

- a) Operando SCRs bem abaixo de seus valores nominais de tensão, a fim de estabelecer um fator de segurança contra sobretensões de longa duração, e
- b) Por meio de elementos de circuitos adicionais para reduzir as sobretensões transitórias, nos terminais do SCR, a um nível seguro.

O primeiro método é de aplicação mais simples, deixando entretanto, às vezes, muito a desejar economicamente.

Por outro lado, justifica-se a utilização do segundo método, apesar de sua maior complexidade, pela maior economia conseguida. Sendo assim, um dos problemas básicos de projeto, na utilização de tiristores num sistema de controle de potência, é selecionar uma rede de supressão de dv/dt que fosse econômica e eficiente, simultaneamente, a fim de proteger o dispositivo contra danos e/ou ligação espúria, durante um intervalo de transitório de tensão causado por comutação, ocorrendo em outra parte do circuito, ou no próprio dispositivo.

A rede de supressão, também denominado circuito de amortecimento, consiste basicamente de um circuito

RC, colocado em paralelo com o tiristor, para limitar a máxima razão de variação de tensão e o valor de pico da tensão sobre o dispositivo, sempre quando uma tensão direta, tipo degrau ou uma frente de onda rápida, for aplicada ao dispositivo.

3.2 Considerações e equações básicas

Para a análise do transitório de tensão aparecendo sobre um tiristor, no momento da ligação, pode um circuito de conversão, incluindo a supressão, normalmente ser reduzido ao circuito equivalente abaixo, onde L é a indutância série para limitar a di/dt pelo SCR; R é a resistência e C a capacitância do circuito supressor de tensão em paralelo com o SCR; $e_s u(t)$ é o degrau de tensão aplicado ao circuito.

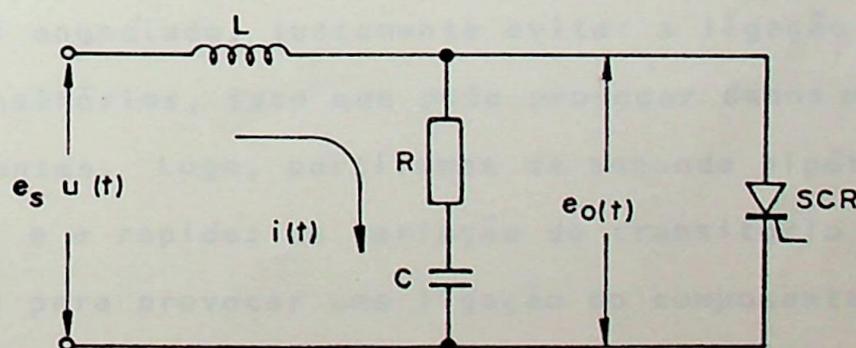


FIG. 3.1—CIRCUITO EQUIVALENTE DO CIRCUITO CONVERSOR E SUA SUPRESSÃO

Assumimos um degrau de tensão, $e_s u(t)$, que pode ser considerado constante durante o intervalo do transitório, sendo aplicado a um circuito RLC série. A tensão

$e_o(t)$ sobre o circuito de amortecimento RC série, também aparece sobre o SCR. A tensão inicial sobre o capacitor C é nula, mas uma corrente inicial $i(t_o)$ estará presente no circuito, desenvolvendo uma tensão inicial sobre o SCR igual a $e_o(t) = i(t_o) R$.

Aplicando um degrau de tensão sobre o circuito, como mostrado, dois fenômenos poderão ocorrer:

- 1) O valor de pico de $e_o(t)$ é suficientemente elevado para disparar o SCR [$e_o(t) > V_{B0}$ nominal] e/ou a formação desta tensão é suficientemente rápida para disparar o componente semiconductor. Em outras palavras: a razão dv/dt é maior que a taxa máxima estipulada pelo fabricante.
- 2) O valor de pico de $e_o(t)$ é menor que a V_{B0} nominal, como também a dv/dt é insuficiente para disparar o SCR.

O objetivo do circuito de amortecimento é, como já foi anunciado, justamente evitar a ligação do SCR devido a transitórios, fato que pode provocar danos permanentes aos componentes. Logo, partiremos da segunda hipótese, em que o nível e a rapidez de variação do transitório sejam insuficientes para provocar uma ligação do componente semiconductor em questão. Assim sendo, consideramos o SCR como circuito aberto no caso da determinação de $i(t)$, lembrando que o circuito de amortecimento deve funcionar de maneira que o transitório de tensão nunca faça o SCR conduzir. O circuito equivalente final é, então, o que segue abaixo:

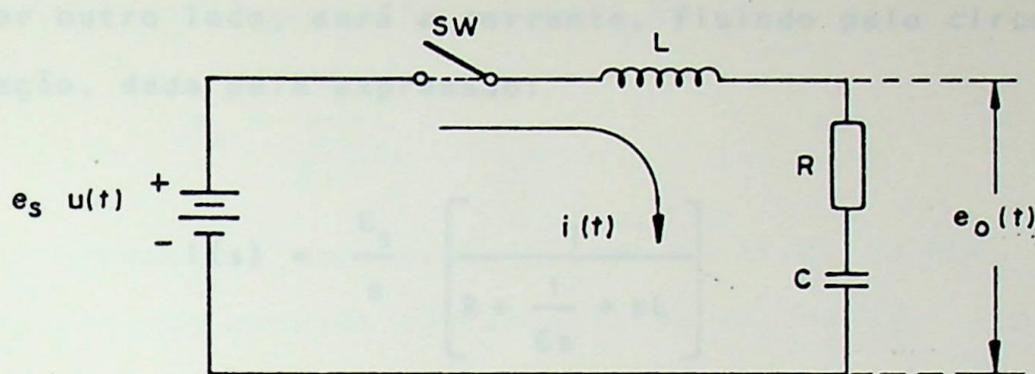


FIG. 3.2 – CIRCUITO EQUIVALENTE FINAL.

As equações básicas para o transitório de ligação, a partir do instante em que SW é fechada, são:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt = e_s u(t) \quad (3.1)$$

ou, usando a transformada de Laplace:

$$Ri(s) + sLi(s) - Li(0^+) + \frac{1}{Cs} i(s) + \frac{q_0}{Cs} = \frac{E_s}{s}$$

Considerando:

$$Li(0^+) = 0 \text{ e } \frac{q_0}{Cs} = 0, \text{ vem:}$$

$$Ri(s) + sLi(s) + \frac{1}{Cs} i(s) = \frac{E_s}{s} \quad (3.2)$$

Como o SCR está em paralelo com o circuito RC, é a tensão $E_o(s)$, sobre o mesmo, aquela que nos interessa.

Portanto:

$$E_o(s) = \frac{R + \frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs} + sL} \frac{E_s}{s} \quad (3.3)$$

Por outro lado, será a corrente, fluindo pelo circuito de proteção, dada pela expressão:

$$I(s) = \frac{E_s}{s} \left[\frac{1}{R + \frac{1}{Cs} + sL} \right] \quad (3.4)$$

As soluções gerais para as equações (3.3) e (3.4) serão apresentadas a seguir. Mas, antes, vejamos quais são as equações de resposta e os parâmetros de solução de um circuito RLC série, para os três tipos de amortecimento existentes. Conforme [19] temos, então, o seguinte resumo de respostas e parâmetros:

1º Caso - Superamortecimento

A corrente no circuito é dada por:

$$i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \quad (3.5)$$

onde,

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (3.6)$$

ou,

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$$

ou ainda,

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_d \quad (3.7)$$

onde

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (3.8)$$

é o fator de amortecimento em [rad/s].

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (3.9)$$

é a frequência ressonante livre do circuito RLC, ou frequência angular natural não-amortecida em [rad/s]. , e

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \quad (3.10)$$

a frequência angular natural amortecida, em [rad/s].

A condição para superamortecimento é:

$$\alpha > \omega_0$$

ou

$$\frac{R}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

2º Caso - Amortecimento Crítico

A resposta de corrente é dada por:

$$i(t) = e^{-\alpha t} (A_1 t + A_2) \quad (3.11)$$

sendo a condição para amortecimento crítico:

$$\alpha = \omega_0$$

ou

$$\frac{R}{2L} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

3º Caso - Subamortecimento ou Oscilação Amortecida

A resposta de corrente é dada por

$$i(t) = e^{-\alpha t} (B_1 \cos \omega_d \cdot t + B_2 \sen \omega_d \cdot t) \quad (3.12)$$

sendo $\alpha < \omega_0$ ou

$$\frac{R}{2L} < \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

a condição de subamortecimento.

A frequência amortecida da expressão (3.10) possui, agora, um valor real, só existindo no caso do subamortecimento, dada por:

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.10)$$

Para o projeto de circuitos de amortecimento práticos é conveniente, ainda, expressar as equações em termos de determinados parâmetros normalizados, que passaremos a apresentar em seguida:

a. Fator de Amortecimento Relativo

O fator de amortecimento relativo é definido por:

$$\zeta = \frac{\text{Fator de amortecimento absoluto}}{\text{Frequência de ressonância livre}} = \frac{\alpha}{\omega_0}, \text{ sendo}$$

uma grandeza adimensional. [9], [11]

A fim de expressar em termos de R, L e C, fazemos ainda:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.13)$$

Utilizando esta nova grandeza, poderão também ser verificadas as várias condições de amortecimento, como a seguir [9], [20]:

- $\zeta = 0$ — Não há amortecimento
 $\zeta < 1$ — Há subamortecimento
 $\zeta = 1$ — Há amortecimento crítico
 $\zeta > 1$ — Há superamortecimento

Será mostrado, na análise a ser feita, como o efeito de amortecimento em um circuito RLC pode ser descrito em termos deste único parâmetro normalizado. Para isso, devemos introduzir o fator ζ nas equações básicas (3.3) e (3.4), por meio da definição de algumas outras grandezas existentes, em termos de ζ .

b. Indutância efetiva total do circuito em μH

Essa indutância é normalizada em termos de ζ , R e C do circuito, do seguinte modo, a partir de (3.13):

$$L = \frac{R^2 C}{4\zeta^2} \quad (3.14)$$

c. Frequência natural de ressonância (não-amortecida)

Temos de (3.9) que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Donde, substituindo (3.14) em (3.9):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{R^2 C^2}{4\zeta^2}}}$$

Finalmente:

$$\omega_0 = \frac{2\zeta}{RC} \quad (3.15)$$

d. Resistência do circuito de amortecimento, em ohms

De (3.15) temos que:

$$R = \frac{2\zeta}{\omega_0 C} \quad (3.16)$$

e. Capacitância do circuito de amortecimento, em μF

De (3.15) temos que:

$$C = \frac{2\zeta}{\omega_0 R} \quad (3.17)$$

ou, de (3.9) temos que :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \text{ logo } C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (3.18)$$

Passaremos, agora, à solução das equações básicas (3.3) e (3.4), substituindo nas mesmas os parâmetros normalizados apresentados de a) até e). Para a tensão sobre o circuito RC, logo, sobre o SCR no estado de bloqueio direto, obteremos:

$$E_o(s) = \frac{R + \frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs} + sL} \frac{E_s}{s} \quad (3.3)$$

$$E_o(s) = E_s \left(\frac{R + \frac{1}{Cs}}{sR + \frac{1}{C} + s^2 L} \right)$$

ou,

$$E_o(s) = E_s \left[\frac{R}{sR + \frac{1}{C} + s^2L} + \frac{\frac{1}{Cs}}{sR + \frac{1}{C} + s^2L} \right] \quad (3.19)$$

Mas, temos que $R = \frac{2\zeta}{\omega_o C}$, onde $C = \frac{1}{\omega_o^2 L}$ (3.16) e (3.18), res

pectivamente.

$$\text{Logo, } R = \frac{2\zeta\omega_o^2 L}{\omega_o} = 2\zeta\omega_o L. \quad (3.20)$$

Substituindo (3.18) e (3.20) na expressão (3.19), vem:

$$E_o(s) = E_s \left[\frac{R}{2\zeta\omega_o Ls + \omega_o^2 L + s^2L} + \frac{\frac{1}{Cs}}{2\zeta\omega_o Ls + \omega_o^2 L + s^2L} \right]$$

Fatorando e rearrumando,

$$E_o(s) = E_s \frac{R}{L} \left[\frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} + \frac{1}{RC} \left(\frac{1}{s(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2)} \right) \right]$$

Mas, podemos ainda substituir $\frac{R}{L}$ por:

$$\frac{R}{L} = \frac{R}{\frac{R^2 C}{4\zeta^2}} = \frac{4\zeta^2}{RC}$$

Finalmente:

$$E_o(s) = E_s \frac{4\zeta^2}{RC} \left[\frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} + \frac{1}{RC} \left(\frac{1}{s(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2)} \right) \right] \quad (3.21)$$

Para a corrente, fluindo pelo circuito RC de amortecimento, podemos obter da equação básica:

$$I(s) = \frac{E_s}{s} \left[\frac{1}{R + \frac{1}{Cs} + Ls} \right] \quad (3.4)$$

Pondo, novamente, $\frac{1}{L}$ em evidência, vem:

$$I(s) = \frac{E_s}{sL} \left[\frac{1}{\frac{R}{L} + \frac{1}{LCs} + s} \right]$$

Substituindo, de novo, os valores encontrados de R, L e $\frac{1}{C}$ na expressão acima e desenvolvendo:

$$I(s) = E_s \frac{4\zeta^2}{R^2 C} \left[\frac{1}{s^2 + \frac{4\zeta^2 s}{2\zeta\omega_0 L \times \frac{1}{\omega_0^2 L}} + \frac{4\zeta^2}{4\zeta^2\omega_0^2 L^2 \times \frac{1}{\omega_0^4 L^2}}} \right]$$

Finalmente,

$$I(s) = E_s \frac{4\zeta^2}{R^2 C} \left[\frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \right] \quad (3.22)$$

As expressões (3.21) e (3.22) representam, finalmente, as respostas de tensão e corrente, respectivamente, no domínio da frequência do circuito RC de amortecimento procurado, incluindo a indutância em série das linhas.

Conforme as referências [8], [9] e [11], é a condição de subamortecimento, em que $\zeta < 1$, a de maior importância prática, pois garante um projeto ótimo do circuito de amortecimento. Assim sendo, será esta condição utilizada na resolução final que deve se apresentar em função do tempo.

Para tal, devemos antes encontrar a transformada inversa das duas expressões encontradas, o que se resume na realidade, em encontrar a transformada inversa dos dois termos entre colchetes, da expressão (3.21). A expressão (3.22), para este fim, é exatamente igual ao primeiro termo, entre colchetes, de (3.21).

Façamos:

$$F_1(s) = \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.21a)$$

e

$$F_2(s) = \frac{1}{s(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)} \quad (3.21b)$$

As duas raízes de $F_1(s)$ são:

$$s_{1,2} = \frac{-2\zeta\omega_0 \pm \sqrt{4\zeta^2\omega_0^2 - 4\omega_0^2}}{2} = \frac{-2\zeta\omega_0 \pm 2\omega_0\sqrt{\zeta^2 - 1}}{2}$$

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \omega_0\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Tratando-se de subamortecimento, em que $\alpha < \omega_0$, e para que a expressão final em função do tempo seja uma resposta senoidal, multipliquemos o radicando por (-1) , de modo que:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \omega_0\sqrt{-1(1-\zeta^2)} = -\alpha \pm j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2},$$

ou: $s_1 = -\alpha + j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$

$$s_2 = -\alpha - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Expandindo $F_1(s)$ em frações parciais :

$$F_1(s) = b_n + \frac{c_1}{s - s_1} + \frac{c_2}{s - s_2}$$

onde,

$$b_n = 0$$

não há raízes repetidas

$$\therefore F_1(s) = \frac{c_1}{s - (-\alpha + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2})} + \frac{c_2}{s - (-\alpha - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2})}$$

onde,

$$c_1 = \frac{1}{2j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

e,

$$c_2 = \frac{1}{-2j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

Substituindo os coeficientes c_1 e c_2 em $F_1(s)$, vem:

$$F_1(s) = \frac{1}{2j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}} \left[\frac{1}{s - (-\alpha + j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2})} - \frac{1}{s - (-\alpha - j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2})} \right]$$

(3.23)

A transformada inversa de $F_1(s)$, será:

$$\begin{aligned}
 f_1(t) &= \frac{1}{2j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}} \left[e^{(-\alpha + j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2})t} - e^{(-\alpha - j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2})t} \right] \\
 &= \frac{1}{2j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}} \left[e^{-\alpha t} e^{j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}t} - e^{-\alpha t} e^{-j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}t} \right] \\
 &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\frac{e^{j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}t} - e^{-j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}t}}{2j} \right)
 \end{aligned}$$

$$\therefore \boxed{f_1(t) = \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \omega_0\sqrt{1-\zeta^2}t} \quad (3-24)$$

Quanto à expressão (3.21b), são as três raízes de $F_2(s)$:

$$s_1 = 0$$

$$s_2 = -\alpha + j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$$

$$s_3 = -\alpha - j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$$

A expressão (3.21b) pode ser reescrita como:

$$F_2(s) = \frac{1}{s^3 + 2\zeta\omega_0 s^2 + \omega_0^2 s} = \frac{P(s)}{Q(s)}, \quad \text{onde}$$

$$P(s) = 1$$

$$Q(s) = 3s^2 + 4\zeta\omega_0 s + \omega_0^2$$

Expandindo em frações parciais, obtemos:

$$F_2(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s-s_2} + \frac{C}{s-s_3}$$

Logo, $A = \frac{P(0)}{Q'(0)} = \frac{1}{\omega_0^2}$

$$A = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$B = \frac{P(s_2)}{Q'(s_2)} = \frac{1}{3(-\alpha + j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2})^2 + 4\zeta\omega_0(-\alpha + j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}) + \omega_0^2}$$

Desenvolvendo, e sabendo por definição que,

$$\alpha = \zeta\omega_0$$

vem:

$$B = \frac{1}{3\zeta^2\omega_0^2 - j6\zeta\omega_0^2 \sqrt{1-\zeta^2} - 3\omega_0^2 + 3\zeta^2\omega_0^2 - 4\zeta^2\omega_0^2 + j4\zeta\omega_0^2 \sqrt{1-\zeta^2} + \omega_0^2}$$

∴

$$B = \frac{1}{2\zeta^2\omega_0^2 - 2j\zeta\omega_0^2 \sqrt{1-\zeta^2} - 2\omega_0^2}$$

ou,

$$B = \frac{1}{2\omega_0^2 (\zeta^2 - j\zeta \sqrt{1-\zeta^2} - 1)}$$

$$C = \frac{P(s_3)}{Q'(s_3)} = \frac{1}{3(-\alpha - j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2})^2 + 4\zeta\omega_0(-\alpha - j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}) + \omega_0^2}$$

E do mesmo modo:

$$C = \frac{1}{2\zeta^2\omega_0^2 + j2\zeta\omega_0^2\sqrt{1-\zeta^2} - 2\omega_0^2}, \text{ ou}$$

$$C = \frac{1}{2\omega_0^2(\zeta^2 + j\zeta\sqrt{1-\zeta^2} - 1)}$$

Então, substituindo na expansão de $F_2(s)$, vem :

$$F_2(s) = \frac{1/\omega_0^2}{s} + \frac{\frac{1}{2\omega_0^2(\zeta^2 - j\zeta\sqrt{1-\zeta^2} - 1)}}{s - (-\alpha + j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2})} + \frac{\frac{1}{2\omega_0^2(\zeta^2 + j\zeta\sqrt{1-\zeta^2} - 1)}}{s - (-\alpha - j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2})} \quad (3.25)$$

Logo, a transformada inversa, $\mathcal{L}^{-1}[F_2(s)]$, se torna:

$$f_2(t) = \frac{1}{\omega_0^2} + \frac{e^{(-\alpha + j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2})t}}{2\omega_0^2(\zeta^2 - j\zeta\sqrt{1-\zeta^2} - 1)} + \frac{e^{(-\alpha - j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2})t}}{2\omega_0^2(\zeta^2 + j\zeta\sqrt{1-\zeta^2} - 1)}$$

∴

$$f_2(t) = \frac{1}{\omega_0^2} + \frac{e^{-\alpha t}}{2\omega_0^2} \left[\frac{e^{j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t} (\zeta^2 - 1 + j\zeta \sqrt{1-\zeta^2})}{(\zeta^2 - 1)^2 + \zeta^2 (1 - \zeta^2)} + \frac{e^{-j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t} (\zeta^2 - 1 - j\zeta \sqrt{1-\zeta^2})}{(\zeta^2 - 1)^2 + \zeta^2 (1 - \zeta^2)} \right]$$

ou,

$$f_2(t) = \frac{1}{\omega_0^2} - \frac{e^{-\alpha t}}{2\omega_0^2} \left[\frac{\{(\zeta^2 - 1) + j\zeta \sqrt{1-\zeta^2}\} e^{j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t}}{\zeta^2 - 1} + \frac{\{(\zeta^2 - 1) - j\zeta \sqrt{1-\zeta^2}\} e^{-j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t}}{\zeta^2 - 1} \right]$$

∴

$$f_2(t) = \frac{1}{\omega_0^2} - \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_0^2} \left[\frac{e^{j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t} + e^{-j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t}}{2} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2} \left\{ \frac{j\zeta \sqrt{1-\zeta^2} e^{j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t}}{\zeta^2 - 1} - \frac{j\zeta \sqrt{1-\zeta^2} e^{-j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t}}{\zeta^2 - 1} \right\} \right] =$$

$$= \frac{1}{\omega_0^2} - \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_0^2} \left[\cos \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta^2 - 1} \left\{ \frac{e^{j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t} - e^{-j\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t}}{j2} \right\} \right]$$

$$f_2(t) = \frac{1}{\omega_0^2} - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\omega_0^2} \left(\cos\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t \right) \quad (3.26)$$

Mas,

$$e_o(t) = E_s \frac{4\zeta^2}{RC} \left[f_1(t) + \frac{1}{RC} f_2(t) \right] \quad (3.27)$$

Então, conforme (3.24) e (3.26), temos:

$$e_o(t) = E_s \frac{4\zeta^2}{RC} \left[\frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t + \right. \\ \left. + \frac{1}{RC} \left\{ \frac{1}{\omega_c^2} - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\omega_0^2} \left(\cos\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t \right) \right\} \right]$$

ou,

$$e_o(t) = E_s \frac{4\zeta^2}{RC} \left[\frac{1}{RC\omega_0^2} - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{RC\omega_0^2} \cos\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t + \right. \\ \left. + \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{\zeta e^{-\zeta\omega_0 t}}{RC\omega_0^2\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} t \right]$$

De acordo com (3.15), temos:

$$\omega_0 = \frac{2\zeta}{RC}$$

Logo, em $e_o(t)$, vem:

$$e_o(t) = E_s \left[1 - e^{-\zeta\omega_0 t} \cos\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \frac{2\zeta e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{\zeta e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t \right]$$

$$e_o(t) = E_s \left[1 - e^{-\zeta\omega_0 t} \cos\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \frac{\zeta e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t \right]$$

E, finalmente, obtemos para a tensão sobre o circuito RC, por tanto, sobre o SCR cortado:

$$e_o(t) = E_s \left[1 - e^{-\zeta\omega_0 t} \left(\cos\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t \right) \right]$$

ou,

$$e_o(t) = E_s \left[1 - e^{\frac{-2\zeta^2}{RC} t} \left(\cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \right) \right]$$

(3.28)

Enquanto a expressão (3.28) nos fornece a tensão sobre o circuito RC, em função do tempo, é a corrente $i(t)$, pelo mesmo circuito, dado a partir de (3.22) e (3.24):

Logo,

$$i(t) = E_s \frac{4\zeta^2}{R C} \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t$$

E finalmente:

$$i(t) = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{\frac{-2\zeta^2}{RC} t} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \quad (3.29)$$

3.3 Algumas limitações máximas dos SCRs e do circuito supressor.

Entre as limitações máximas dos SCRs, são as seguintes de importância para o nosso caso:

- A taxa máxima de variação da tensão de bloqueio direto, $dv/dt |_{\text{m\acute{a}x}}$
- O pico máximo transitório de tensão do estado de bloqueio direto.

Até agora, estabelecemos as equações básicas (3.28) e (3.29), de tensão e corrente do SCR, respectivamente.

Como o fabricante fornece, normalmente, os valores máximos permitidos, citados acima, pretendemos partir das equações básicas para chegarmos àquelas com as quais poderemos verificar esses valores máximos, além de verificarmos a corrente de pico e a taxa máxima de variação de corrente pelo circuito de amortecimento RC.

3.3.1 Taxa máxima de crescimento da tensão de bloqueio direto, $dv/dt |_{\text{m\acute{a}x}}$.

Como já vimos, são tiristores sensíveis a

crescimentos rápidos de tensão, aplicados no sentido direto. Por isso mesmo, é a principal função do circuito de amortecimento ou de supressão, a de proteger um tiristor contra o efeito desfavorável da elevada taxa de crescimento de tensão, que aparece no sentido direto, entre os terminais de anodo e catodo. Deste modo, derivando a expressão (3.28) de tensão, obteremos:

$$\frac{de_o(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[E_s - E_s e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \left(\cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \right) \right]$$

Donde,

$$\frac{de_o(t)}{dt} = E_s e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \left[\frac{4\zeta^2}{RC} \cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t + \frac{2\zeta(1-\zeta^2)}{RC\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t - \frac{2\zeta \times \zeta^2}{RC\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \right]$$

E, finalmente,

$$\frac{de_o(t)}{dt} = E_s e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \left[\frac{4\zeta^2}{RC} \cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t + \right]$$



$$+ \left. \frac{2\zeta}{RC} \frac{1-2\zeta^2}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \right] \quad (3.30)$$

A pior condição que ocorre para o dispositivo em uso, pode ser verificada a partir da inspeção da equação (3.30), concluindo-se que o máximo $\frac{de_o(t)}{dt}$ existe no instante em que $t = 0^+$.

Assim sendo, teremos:

$$\left. \frac{de_o(t)}{dt} \right|_{t=0} = \left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{m\acute{a}x.}} = E_s \left(\frac{4\zeta^2}{RC} \right)$$

Ou, em outros termos:

$$\boxed{\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{m\acute{a}x.}} \times \left(\frac{RC}{4E_s} \right) = \zeta^2} \quad (3.31)$$

3.3.2 Taxa máxima de crescimento da corrente pelo supressor, $\left. di/dt \right|_{\text{m\acute{a}x.}}$.

A fim de se obter a taxa máxima de crescimento da corrente pelo amortecedor, segue-se o mesmo procedimento do caso anterior. Logo, derivando a expressão (3.29), vem:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} \cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t + \right]$$

$$+ \left. \text{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \left(- \frac{2\zeta^2}{RC} e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \right) \right]$$

E finalmente,

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \left[\frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} \cos \frac{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{RC} t - \frac{2\zeta^2}{RC} \text{sen} \frac{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{RC} t \right] \quad (3.32)$$

Para se encontrar o valor máximo desta taxa de variação, façamos novamente $t=0$.

$$\left. \frac{di(t)}{dt} \right|_{t=0} = \left. \frac{di(t)}{dt} \right|_{\text{máx.}} = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} \right)$$

Finalmente:

$$\left. \frac{di(t)}{dt} \right|_{\text{máx.}} = \frac{4 E_s \zeta^2}{R^2 C}, \text{ ou em outros termos,}$$

$$\boxed{\left. \frac{di(t)}{dt} \right|_{\text{máx.}} \times \left(\frac{R^2 C}{4 E_s} \right) = \zeta^2} \quad (3.33)$$

3.3.3 Pico máximo transitório de tensão do estado de bloqueio direto, E_p

Para encontrarmos este valor de pico de tensão, façamos a expressão (3.30) igual a zero. Deste modo encontraremos, em primeiro lugar, o valor do tempo $t_p(v)$, em que ocorrerá o pico máximo de tensão, E_p .

Logo:

$$\frac{de_o(t)}{dt} = E_s e^{-\frac{2\zeta^2}{RC}t} \left[\frac{4\zeta^2}{RC} \cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t + \right. \\ \left. + \frac{2\zeta}{RC} \frac{1-2\zeta^2}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \right] = 0 \quad (3.30a)$$

Como o fator $E_s e^{-\frac{2\zeta^2}{RC}t}$, neste caso, sempre deve ser $\neq 0$, pois E_s é o valor do degrau de tensão aplicado e $e^{-\frac{2\zeta^2}{RC}t}$ só será igual a zero, transcorrido um tempo muito grande após o fechamento da chave SW, passando a curva de resposta primeiramente pelo instante $t_p(v)$, em que ocorre o pico máximo, podemos fazer da expressão (3.30a):

$$2\zeta \cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t = \frac{2\zeta^2-1}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t$$

Logo,

$$2\zeta = \frac{2\zeta^2-1}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\operatorname{tg} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t \right)$$

ou,

$$\frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t = \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}$$

Finalmente:

$$t = t_{p(v)} = \frac{RC}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \quad (3.34)$$

Fazendo, agora, $t=t_{p(v)}$ na expressão (3.28), vem :

$$e_o(t) \Big|_{t=t_{p(v)}} =$$

$$\frac{E_p}{E_s} = 1 - e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}} \left[\cos\left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}\right) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \times \right. \\ \left. \times \operatorname{sen}\left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}\right) \right] \quad (3.35)$$

3.3.4 Corrente de pico do circuito amortecedor, I_p .

A fim de encontrarmos a expressão que determina o valor de pico da corrente pelo circuito amortecedor, voltemos à expressão (3.32), que fornece:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{2\zeta^2}{RC} t} \left[\frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} \cos \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{RC} t - \right. \\ \left. - \frac{2\zeta^2}{RC} \operatorname{sen} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{RC} t \right] \quad (3.32)$$

Fazendo $\frac{di(t)}{dt} = 0$, encontraremos o tempo $t_p(i)$, em que a

corrente de pico I_p existe. Logo, do mesmo modo:

$$\frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} \cos \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t = \frac{2\zeta^2}{RC} \operatorname{sen} \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t$$

$$e, \quad \frac{2\zeta}{RC} \sqrt{1-\zeta^2} t = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$$

Finalmente,

$$t = t_p(i) = \frac{RC}{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \quad (3.36)$$

Fazendo $t = t_p(i)$ na expressão (3.29), vem:

$$i(t) \Big|_{t=t_p(i)} =$$

$$I_p = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)} \operatorname{sen} \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \quad (3.37)$$

3.3.5. *Energia dissipada no resistor amortecedor e energia adicional dissipada no tiristor, durante a ligação*

Suponhamos que, no circuito equivalente a

baixo, a tensão sobre o capacitor C cresce durante um intervalo de tempo suficientemente grande para atingir um valor de tensão E_s . Neste intervalo de tempo continuaria o SCR, representado pela resistência R_{th} , em aberto, até que seja aplicado um sinal de disparo no momento em que E_s é atingida, i.e., quando $e(t) = E_s$. A perda de energia no circuito supressor, durante esse intervalo de tempo, é $\frac{1}{2} C E_s^2$, sendo totalmente dissipada no resistor R e no tiristor, quando este último estiver sendo ligado.

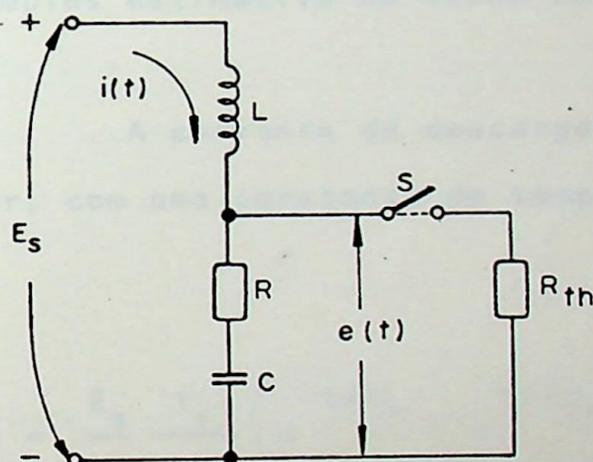


FIG. 3.4 - CIRCUITO EQUIVALENTE, COM O SUPRESSOR RC EM PARALELO COM R_{th} E CHAVE S ABERTA, ANTES DE OCORRER A LIGAÇÃO DO SCR.

Logo, quando o tiristor liga a partir de uma tensão E_s , ocorrerá uma perda de energia igual a $\frac{1}{2} C E_s^2$ [9], [11]. Por causa do tempo de descida finito da tensão sobre o tiristor, parte desta energia será dissipada no tiristor, ao invés de ser no resistor de amortecimento, enquanto a descarga capacitiva aumenta a di/dt inicial no tiristor.

Assumindo algumas simplificações com respeito à característica da queda de tensão do tiristor, poderemos fazer uma estimati-

va da fração de perda de energia do circuito supressor.

Suponhamos que a tensão do tiristor caia exponencialmente com uma constante de tempo τ_{th} e que independa da corrente anódica.

Então:

$$e(t) = E_s e^{-t/\tau_{th}} \quad (3.38)$$

Desta maneira, não obtemos a característica de um tiristor real, mas uma simples estimativa da ordem de grandeza da perda de energia.

A corrente de descarga, $i(t)$, de um circuito supressor, com uma constante de tempo igual a $\tau_s = RC$, é dada por:

$$i(t) = \frac{E_s}{R} \frac{\tau_s}{\tau_s - \tau_{th}} \left(e^{-t/\tau_s} - e^{-t/\tau_{th}} \right) \quad (3.39)$$

conforme as referências [9] e [11].

A energia W_{th} , absorvida pelo tiristor é, então:

$$W_{th} = \int_0^{\infty} e(t) \cdot i(t) dt$$

ou,

$$W_{th} = \int_0^{\infty} E_s e^{-t/\tau_{th}} i(t) dt \quad (3.40)$$

Substituindo (3.39) em (3.40) e desenvolvendo, vem:

$$W_{th} = \frac{E_s^2}{R} \frac{\tau_s}{\tau_s - \tau_{th}} \left(\frac{\tau_{th} \tau_s}{\tau_s + \tau_{th}} - \frac{\tau_{th}}{2} \right),$$

ou finalmente, efetuando:

$$W_{th} = \frac{E_s^2}{2R} \frac{\tau_s \tau_{th}}{\tau_s + \tau_{th}} \quad [J] \quad (3.41)$$

Podemos encontrar, agora, a relação entre a quantidade de energia absorvida pelo tiristor (W_{th} encontrada) do circuito supressor e a quantidade de energia descarregada pelo capacitor C do mesmo supressor, lembrando que $\tau_s = RC$. Logo,

$$\frac{W_{th}}{\frac{1}{2} C E_s^2} = \frac{E_s^2 \cdot RC \tau_{th}}{\frac{1}{2} C E_s^2 \cdot 2R (\tau_s + \tau_{th})} = \frac{\tau_{th}}{\tau_s + \tau_{th}}.$$

ou,

$$\frac{W_{th}}{\frac{1}{2} C E_s^2} = \frac{\tau_{th}}{\tau_s + \tau_{th}} \quad (3.42)$$

Concluimos, deste resultado, que a perda de energia é dividida entre o tiristor e seu correspondente circuito supressor proporcionalmente, de certa forma, às suas respectivas constantes de tempo. Logo, é vantajoso fazer a constante de tempo de descarga do circuito supressor grande,

em comparação com o tempo de ligação do tiristor, a fim de mi
nimizar a parcela de perda que será dissipada no tiristor. E
como a quantidade de energia a ser descarregada pelo capaci
tor ($\frac{1}{2} C E_s^2$) é diretamente proporcional ao valor do próprio, se
ria bom aumentar somente o valor do resistor de amortecimento,
R, mantendo o valor de C o menor possível. Além disso, há um
valor mínimo necessário de R para cada tiristor, dado pela
máxima corrente de pico de descarga de C, que o tiristor pode
suportar, durante o seu tempo de ligação. [10]

Tudo isso parece muito bom à primeira vis
ta. Entretanto, um valor muito reduzido de C implica em má a
ção supressora, enquanto um valor elevado de R resulta em maior
dissipação de energia adicional no tiristor, durante a recupe
ração reversa.

Devemo-nos lembrar destes fatos, portan
to, e evitar valores exageradamente grandes de R e exagerada
mente pequenos de C, que prejudicam a ação supressora.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CIRCUITO RC DE SUPRESSÃO DE TRANSITÓRIOS E CONCLUSÕES

4.1 Introdução

Neste capítulo, apresentamos um método de cálculo dos componentes R e C de supressão de transitórios de tensão, baseado no método gráfico da referência número [11] utilizando, entretanto, um calculador eletrônico programável. No nosso caso, foram utilizados os calculadores TI58 da Texas Instruments e o TI59, que apresenta a vantagem do cartão magnético. Para tal, foram utilizadas as expressões matemáticas do método descrito na referência acima citada, todas elas deduzidas no capítulo anterior. Procuramos obter, assim, uma maneira simples, mas rápida e segura de encontrar os valores de R e C, bem como a energia a ser dissipada em R e a energia absorvida no tiristor, durante a ligação do mesmo, a partir de alguns dados práticos, como:

- O valor do pico de sobretensão transitória (overshoot) desejado.
- A taxa máxima de crescimento da tensão direta aplicada entre anodo e catodo, permitida por cada tiristor em questão.

Abaixo segue uma relação das definições dos parâmetros utilizados no projeto:

E_p - Valor de pico máximo da sobretensão transitória direta, aplicada entre anodo e catodo do tiristor, em Volts.

E_s - Valor de pico repetitivo da tensão direta, ou nível máximo do degrau de tensão, aplicada entre anodo e catodo do tiristor, em Volts.

ζ - Fator de amortecimento relativo:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{C/L}$$

$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx}}$ - Taxa máxima de crescimento da tensão de bloqueio direto, em Volts/ μ s

$\left. \frac{di}{dt} \right|_{\text{máx}}$ - Taxa máxima de crescimento da corrente pelo circuito supressor, em Amperes/ μ s

I_p - Corrente de pico do circuito supressor, em Amperes.

R - Resistência de amortecimento do circuito supressor, em Ohms.

C - Capacitância do circuito supressor em micro-Farads.

τ_s - Constante de tempo RC do circuito supressor em micro-segundos.

τ_{th} - Tempo de descida da tensão direta sobre o ti

ristor, após a ligação, equivalendo ao tempo de subida da corrente direta do tiristor, em micro-segundos.

W - Energia descarregada pelo capacitor C :

$$W = \frac{1}{2} C E_s^2, \text{ em Joules.}$$

W_{th} - Quantidade de energia adicional absorvida pelo tiristor, durante o período de ligação, em Joules.

f - Frequência fundamental, ou razão de repetição, da tensão aplicada, em ciclos/segundo.

P_t - Potência média total de descarga do capacitor, para sinais repetitivos, em Watts.

P_{th} - Potência total adicional absorvida pelo tiristor, em Watts.

P_R - Potência média dissipada no resistor R , em Watts.

A figura (4.1), abaixo, representa novamente o circuito de SCR, com o seu circuito de amortecimento, mostrando também as formas de onda de tensão de entrada de tipo

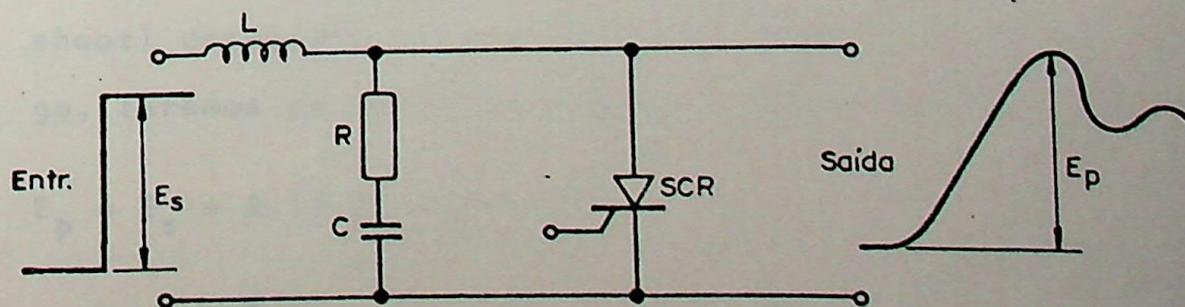


FIG. 4.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE, COM TENSÕES DE ENTRADA E DE SAÍDA.

degrau, e de saída, já sob a ação supressora.

4.2 Sequência do Procedimento de projeto.

Vimos como a determinação do circuito supressor RC, em paralelo com o tiristor, é normalmente feita em função do pico máximo transitório de tensão e pelo dv/dt máx. permitidos pelo SCR e por seu circuito. [22]. Logo, desejamos projetar o circuito supressor, geralmente, para uma mínima sobretensão transitória (overshoot) possível e para o menor dv/dt especificado. Este procedimento satisfaz, em termos de mínimo dv/dt do circuito, pois o último é obtido com menos amortecimento que o necessário para minimizar o pico transitório de tensão [9]. Baseado nestes fatos, escolhemos determinar primeiramente o fator de amortecimento ζ , com a equação (3.35), empregando-o, depois, nas outras equações.

Serão os seguintes, os passos a serem seguidos para o projeto de R e de C:

- 1) Selecione uma tensão de pico tolerável, E_p , e calcule

$$\frac{E_p}{E_s}$$

Suponhamos que o valor da sobretensão transitória (overshoot) desejado, seja de aproximadamente 17% de E_s . Logo, teremos um valor de tensão de pico tolerável igual a:

$$E_p = E_s + 0,17 E_s = 1,17 E_s$$

$$\frac{E_p}{E_s} = 1,17.$$

- 2) Por meio da expressão (3.35), calculemos o valor do fator ζ , desejado, para a relação $\frac{E_p}{E_s}$ escolhida acima. Donde, substituindo vem:

$$1,17 = 1 - e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}} \quad x$$

$$x \left[\cos \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right) \right]$$

ou,

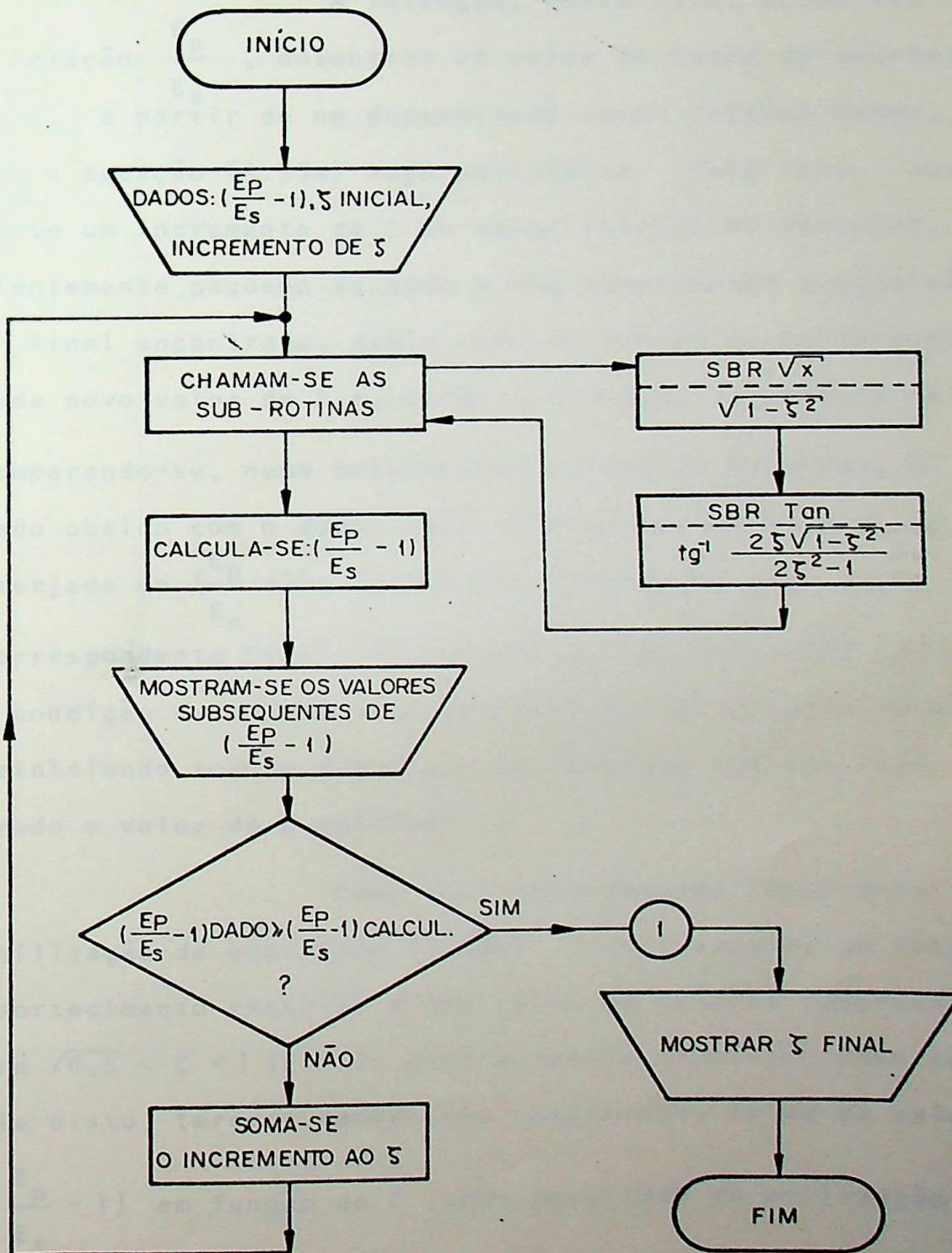
$$\frac{E_p}{E_s} - 1 = 0,17 = -e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}} \quad x \quad (3.35.a)$$

$$x \left[\cos \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right) \right]$$

A expressão (3.35a) representa uma modificação da expressão (3.35), de modo que tenhamos, agora, uma equação para $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ ao invés de uma para $\frac{E_p}{E_s}$.

Doravante, no programa do computador, utilizaremos a expressão modificada, pela vantagem que apresenta de podermos entrar diretamente com o dado da percentagem do valor de pico de sobretensão.

Vem a seguir, o fluxograma para a solução da expressão (3.35a), fornecendo-nos o valor adequado de ζ , que satisfaça à equação a partir da relação entre E_p e E_s .

FLUXOGRAMA DA DETERMINAÇÃO DE ξ 

No fluxograma anterior, aparecem como da dos, além do $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ desejado, um fator ζ inicial e um incremento de ζ .

A intenção, neste caso, é, uma vez fixada a relação $\frac{E_p}{E_s}$, encontrar um valor do fator de amortecimento ζ , a partir de um determinado valor inicial menor, até que a equação (3.35a) seja satisfeita. Para isso, acrescenta-se um incremento de ζ ao valor inicial ou anterior, suficientemente pequeno de modo a não comprometer a precisão do ζ final encontrado, assim como da tensão E_p correspondente. Cada novo valor de ζ é, então, utilizado no cálculo de $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$, comparando-se, numa determinada altura do programa, o resultado obtido com o dado. Caso o valor obtido seja \leq ao valor desejado de $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$, termina-se o programa, mostrando o ζ correspondente final. Do contrário, não foi ainda satisfeita a condição e deve-se acrescentar mais um pouco ao valor de ζ , reiniciando todo o processo, em seguida, até que seja encontrado o valor do ζ desejado.

Cabe aqui uma ressalva importante: Com a utilização da expressão (3.35a) fica a escolha do fator de amortecimento restrita a uma faixa de valores compreendida entre $\sqrt{0,5} < \zeta < 1$ ($\zeta = 1$, amortecimento crítico). Como consequência disto, teremos também uma determinada faixa de valores de $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ em função de ζ , como resultado da utilização da expressão (3.35a).

Resultados Obtidos com a Expressão (3.35a)

a) Com incremento maior para ζ ($\Delta\zeta = 0,05$).

TABELA 4.1

ζ	$\frac{E}{E_s} \left(\frac{p}{E_s} - 1 \right)$ aproximado	ζ	$\frac{E}{E_s} \left(\frac{p}{E_s} - 1 \right)$ aproximado
0,05	- 1,005	0,55	- 2,153
0,10	- 1,020	0,60	- 2,625
0,15	- 1,047	0,65	- 3,355
0,20	- 1,086	0,70	- 4,573
0,25	- 1,139	0,75	+ 0,194
0,30	- 1,211	0,80	+ 0,179
0,35	- 1,306	0,85	+ 0,167
0,40	- 1,432	0,90	+ 0,155
0,45	- 1,601	0,95	+ 0,145
0,50	- 1,831	1,00	Erro !

Observamos uma inversão de sinal, de negativo para positivo, no momento em que ζ passa de 0,70 para 0,75. A fim de estudar melhor esta ocorrência e a utilização de ζ , temos em seguida:

b) Com incremento menor para ζ ($\Delta\zeta = 0,01$).

A primeira variação de ζ é entre 0,707 e 0,708, a fim de mostrar melhor onde ocorre a inversão de sinal.

TABELA 4.2

ζ	$\frac{E_p}{E_s} - 1$ aprox.	ζ	$\frac{E_p}{E_s} - 1$ aprox.	ζ	$\frac{E_p}{E_s} - 1$ aprox.
0,707	-4,807	0,80	0,18	0,91	0,153
0,708	0,208	0,81	0,177	0,92	0,151
0,71	0,207	0,82	0,174	0,93	0,149
0,72	0,204	0,83	0,172	0,94	0,147
0,73	0,200	0,84	0,169	0,95	0,145
0,74	0,197	0,85	0,167	0,96	0,143
0,75	0,194	0,86	0,164	0,97	0,141
0,76	0,191	0,87	0,162	0,98	0,139
0,77	0,188	0,88	0,16	0,99	0,137
0,78	0,185	0,89	0,158	1,00	Erro.
0,79	0,183	0,90	0,155		

A seguir, apresentamos ainda uma curva de valores percentuais de $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ em função do fator de amortecimento ζ , a partir de

$$\zeta = 0,71$$

Doravante, utilizaremos sempre um $\zeta = 0,71$ como ponto de partida, ou valor inicial, já que nos interessam somente os valores positivos de $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$.

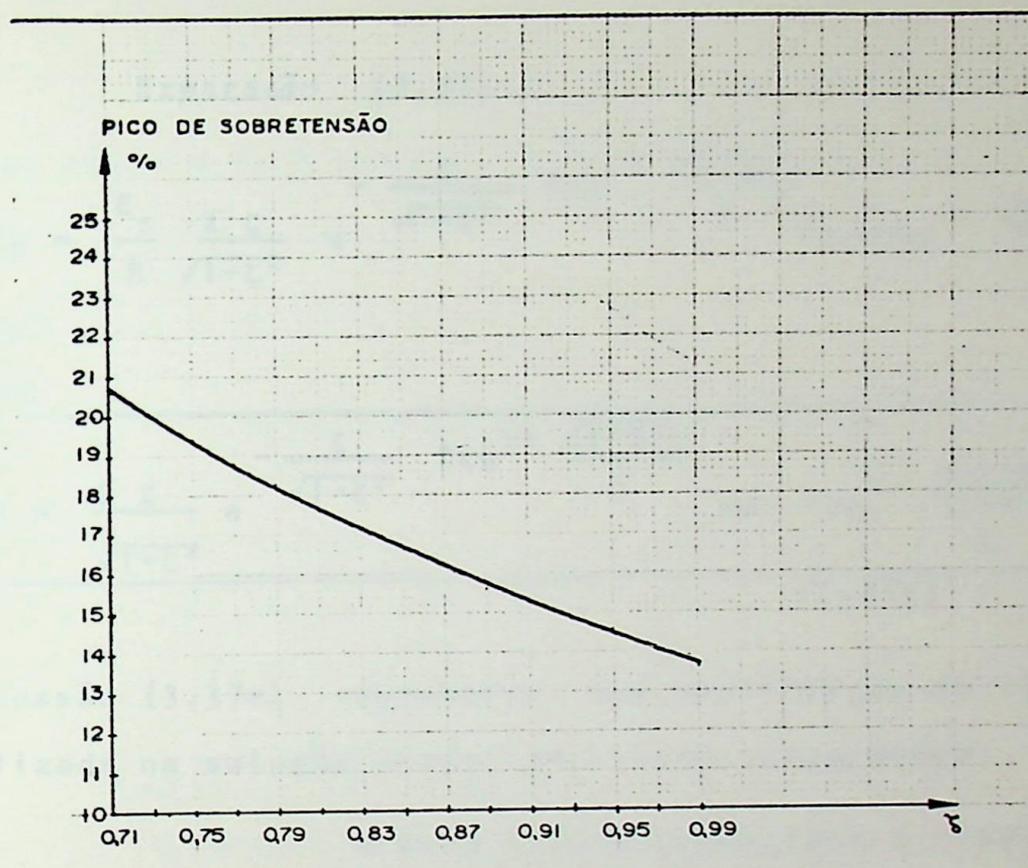


FIG. 4.2 - CURVA DE $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ PERCENTUAL VERSUS ζ , A PARTIR DE $\zeta = 0,71$

Por uma questão de orientação visual, acrescentamos um comando tipo "PAUSE", que tem por finalidade mostrar todos os valores encontrados de $\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$, antes de ser efetuada a comparação.

Como a expressão (3.35a) apresenta várias operações matemáticas repetitivas, lançamos mão da utilização de duas subrotinas: a "SBR \sqrt{x} " que opera $\sqrt{1-\zeta^2}$ e a "SBR tan", que efetua

$$\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2 - 1}$$

- 3) Uma vez obtido o ζ desejado, poderemos utilizá-lo a fim de determinar o valor da resistência R , por meio da expressão (3.37), desde que conheçamos ζ e o valor da corrente de pico, I_p , pelo supressor.

Expressão (3.37) :

$$I_p = \frac{E_s}{R} \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)} \text{sen} \left(\text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)$$

ou,

$$R = \frac{2\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)} \text{sen} \left(\text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \frac{E_s}{I_p} \quad (3.37a)$$

Expressão (3.37a) representa uma modificação da (3.37) a ser utilizada na solução, usando calculador programável.

A esta altura, conhecemos ζ (calculado) e E_s (dado). Logo, resta saber o valor de I_p , para que possamos determinar o valor de R em Ohms. Podemos, às vezes, simplesmente admitir o valor de I_p , dependendo do circuito em uso [11], ou determinar o mesmo seguindo o processo mostrado na referência [12], página 480.

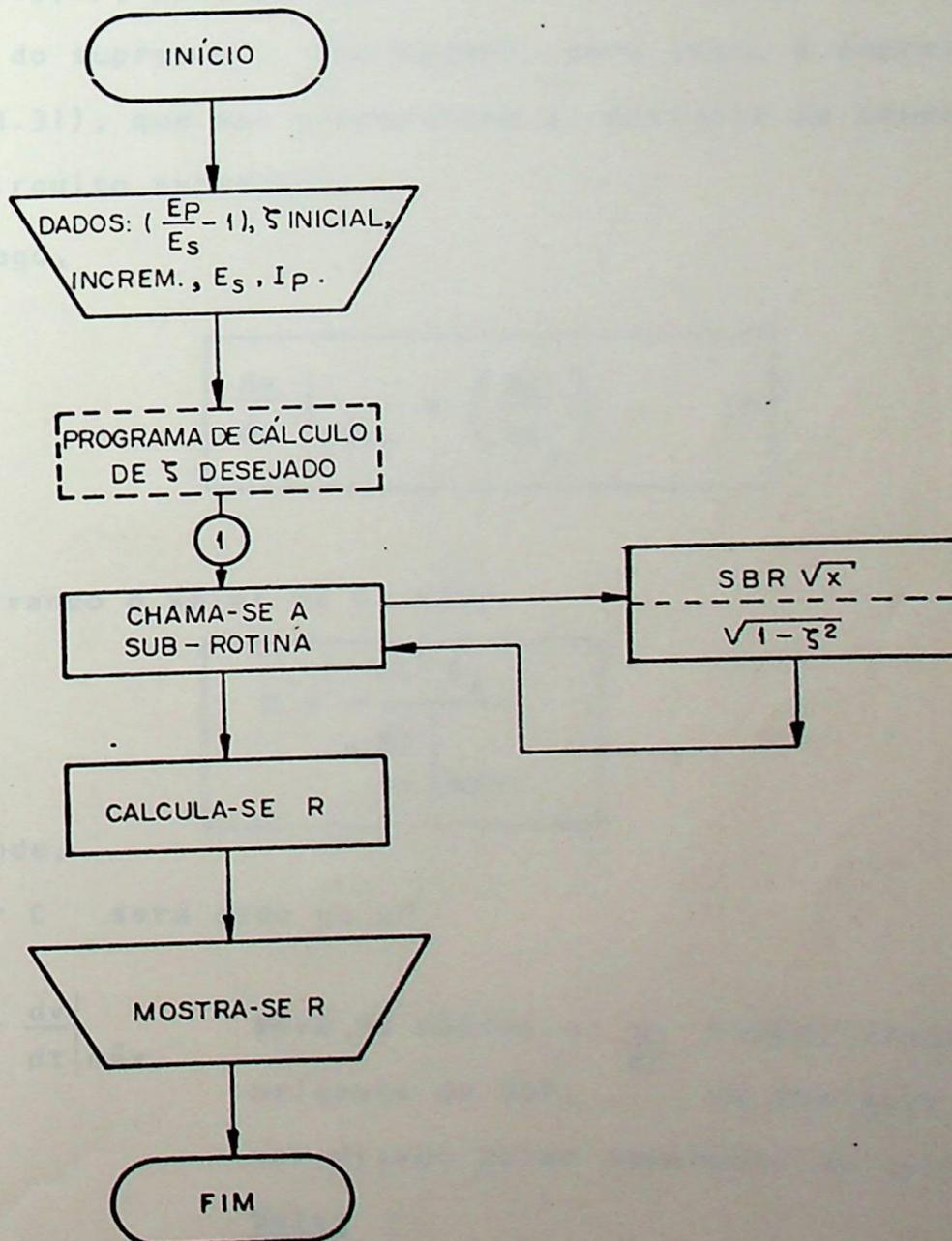
Pode ocorrer, ainda, do fabricante de tiristores nos fornecer o valor mínimo permitido do resistor R , para cada SCR em particular [10]. Este valor mínimo recomendado é ditado pela corrente de pico máxima de descarga do capacitor C , que o SCR pode suportar durante a sua ligação. Neste último caso, devemos modificar o procedimento de projeto, pois não haveria mais necessidade do cálculo de R .

Em princípio, entretanto, partimos da ideia de que R ainda deve ser determinado, o que faremos com a expressão (3.37a).



Segue, abaixo, o fluxograma correspondente ao cálculo de R somente, a partir do resultado obtido do fator ζ .

FLUXOGRAMA DA DETERMINAÇÃO DE R



No fluxograma, vemos como R é calculado a partir do fator ζ encontrado anteriormente. Para isso, entretanto, foram acrescentados mais dois dados: E_s e I_p .

Usamos novamente a subrotina "SBR \sqrt{x} ".

- 4) A partir do valor obtido de R, em consequência da relação escolhida entre E_p e E_s , e por meio da expressão (3.37a), podemos agora determinar o valor do capacitor C do supressor. Empregamos, para isso, a expressão (3.31), que nos proporciona a constante de tempo do circuito supressor.

Logo,

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}} \times \left(\frac{RC}{4E_s} \right) = \zeta^2 \quad (3.31)$$

Tirando o valor de C, vem:

$$C = \frac{4 \zeta^2 E_s}{R \left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}}} \quad (3.31a)$$

onde,

- C será dado em μF

- $\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}}$ será, no máximo, o $\frac{dv}{dt}$ especificado pelo fabricante do SCR, ou qualquer valor menor ditado pelas condições do circuito, em $\frac{\text{Volts}}{\mu\text{s}}$

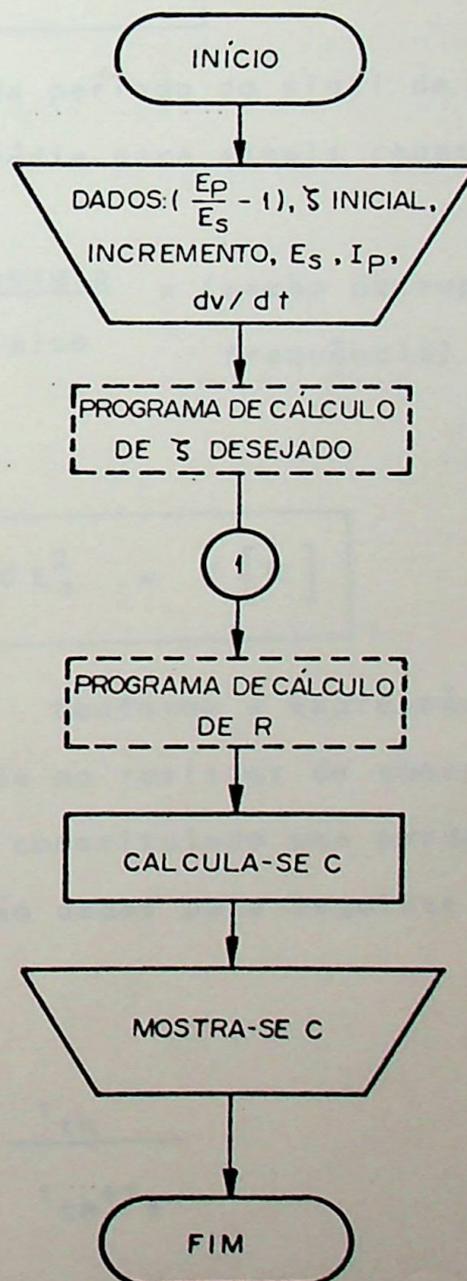
- E_s é dado em Volts

- R é dado em Ohms

Utilizaremos a expressão (3.31a) modificada, no programa de cálculo de C , cujo fluxograma é apresentado a seguir. É acrescentado um dado ao total até agora :

$$0 \frac{dv}{dt} \text{ a ser utilizado.}$$

FLUXOGRAMA DA DETERMINAÇÃO DE C



- 5) Com o valor obtido do capacitor, partiremos para o cálculo da potência de dissipação do resistor de amortecimento, R , e da potência adicional a ser dissipada no próprio tiristor.

A perda de energia total envolvida é:

$$W = \frac{1}{2} C E_s^2 \quad [J] \quad , \quad (4.1)$$

para cada período do sinal de tensão aplicado. A potência média para sinais repetitivos será:

$$P_t = \frac{\text{Energia}}{\text{Pulso}} \times (\text{razão de repetição dos pulsos, ou frequência}).$$

ou,

$$P_t = \frac{1}{2} C E_s^2 \times f \quad [W] \quad (4.2)$$

Conforme a expressão (3.42), parte desta energia é dissipada no resistor de amortecimento e parte no próprio tiristor, constituindo uma perda de energia. Estas partes individuais são dadas pela seguinte relação, em termos de potência:

$$\frac{P_{th}}{P_t} = \frac{\tau_{th}}{\tau_{th} + \tau_s} \quad (4.3)$$

Logo, a potência adicional a ser dissipada no tiristor é dada por:



4.16

$$P_{th} = \frac{P_t \cdot \tau_{th}}{\tau_{th} + \tau_s} \quad [W],$$

(4.4)

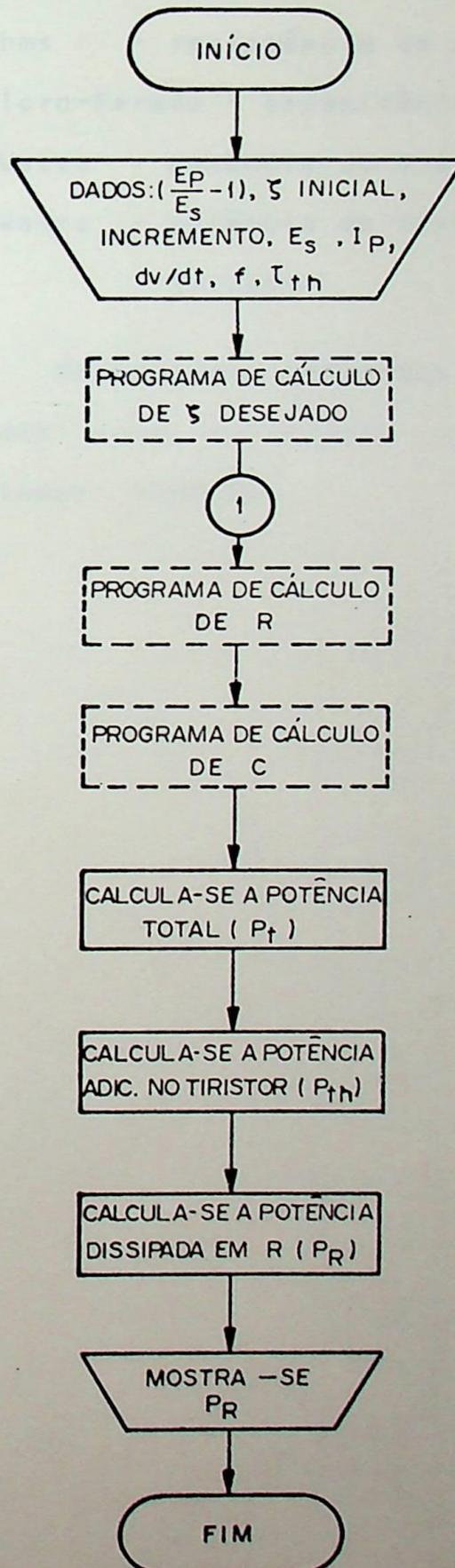
enquanto a potência a ser dissipada, no resistor, será encontrada, fazendo:

$$P_R = P_t - P_{th} \quad [W]$$

(4.5)

O programa a ser elaborado para a obtenção de P_{th} e P_R utilizará, portanto, o valor encontrado do capacitor C , em Farads, entregando-nos as potências desejadas em Watts. Outros parâmetros necessários são: E_s , em Volts; f , em Hz ou c/s; τ_{th} , em μs e τ_s , em μs .

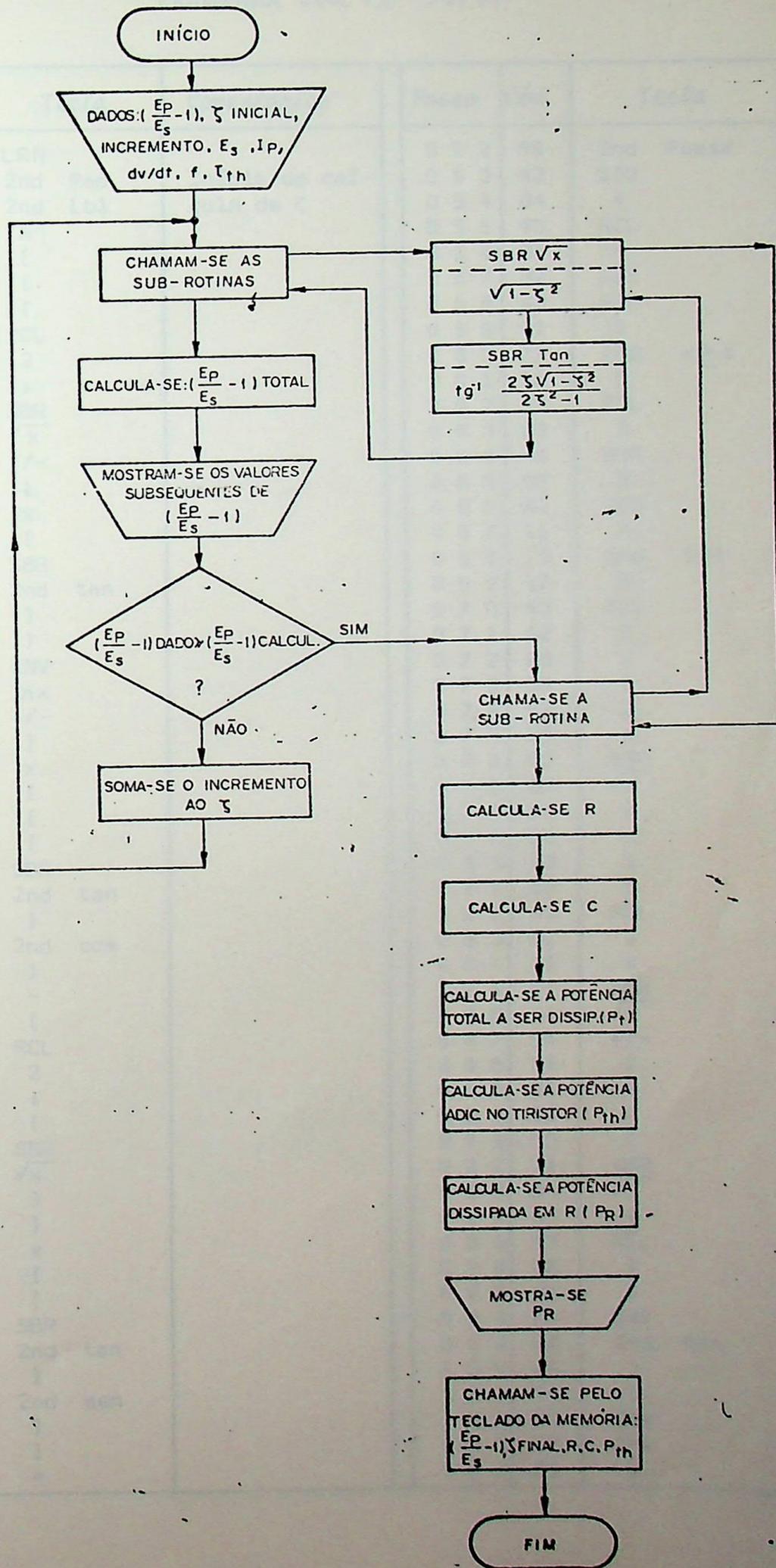
Vem a seguir o fluxograma da solução das expressões (4.4) e (4.5), a partir da equação (4.2).

FLUXOGRAMA PARA A DETERMINAÇÃO DE P_{th} E P_R 

Com esta sequência de cinco passos, conseguimos obter, portanto, os valores desejados de:

- R, em Ohms - resistência de amortecimento
- C, em micro-Farads - capacitância de amortecimento
- P_R , em Watts - potência de dissipação de R
- P_{th} , em Watts - potência de dissipação adicional do tiristor

Nas páginas seguintes mostraremos o fluxograma final e total usado no projeto e o programa utilizado para o computador TI58/59.



PROGRAMA COM TI 58/59

Passo	Cód	Tecla	Comentários	Passo	Cód	Tecla	Comentários
0 0 0	70	LRN	Início do cálculo de ζ	0 5 2	66	2nd Pause	Apresentação valores intermediários de $\frac{E_p}{E_s} - 1$
0 0 1	76	2nd Rad		0 5 3	42	STO	
0 0 2	11	2nd Lbl		0 5 4	04	4	
0 0 3	53	A		0 5 5	43	RCL	
0 0 4	53	(0 5 6	04	4	
0 0 5	53	(0 5 7	32	$x \rightarrow t$	
0 0 6	43	RCL		0 5 8	43	RCL	
0 0 7	02	2		0 5 9	01	1	
0 0 8	55	+		0 6 0	77	2nd $x \geq t$	
0 0 9	71	SBR		0 6 1	12	B	
0 1 0	34	\sqrt{x}		0 6 2	43	RCL	
0 1 1	94	+/-		0 6 3	03	3	
0 1 2	54)		0 6 4	44	SUM	
0 1 3	65	x		0 6 5	02	2	
0 1 4	53	(0 6 6	61	GTO	
0 1 5	71	SBR		0 6 7	11	A	
0 1 6	30	2nd tan		0 6 8	76	2nd Lbl	
0 1 7	54)		0 6 9	12	B	
0 1 8	54)		0 7 0	43	RCL	
0 1 9	22	INV	0 7 1	02	2		
0 2 0	23	lnx	0 7 2	65	x		
0 2 1	94	+/-	0 7 3	53	(
0 2 2	54)	0 7 4	02	2		
0 2 3	65	x	0 7 5	55	÷		
0 2 4	53	(0 7 6	71	SBR		
0 2 5	53	(0 7 7	34	\sqrt{x}		
0 2 6	53	(0 7 8	54)		
0 2 7	71	SBR	0 7 9	65	x		
0 2 8	30	2nd tan	0 8 0	53	(
0 2 9	54)	0 8 1	53	(
0 3 0	39	2nd cos	0 8 2	43	RCL		
0 3 1	54)	0 8 3	02	2		
0 3 2	75	-	0 8 4	55	÷		
0 3 3	53	(0 8 5	71	SBR		
0 3 4	43	RCL	0 8 6	34	\sqrt{x}		
0 3 5	02	2	0 8 7	94	+/-		
0 3 6	55	÷	0 8 8	54)		
0 3 7	53	(0 8 9	65	x		
0 3 8	71	SBR	0 9 0	53	(
0 3 9	34	\sqrt{x}	0 9 1	53	(
0 4 0	54)	0 9 2	71	SBR		
0 4 1	54)	0 9 3	34	\sqrt{x}		
0 4 2	65	x	0 9 4	55	÷		
0 4 3	53	(0 9 5	43	RCL		
0 4 4	53	(0 9 6	02	2		
0 4 5	71	SBR	0 9 7	54)		
0 4 6	30	2nd tan	0 9 8	22	INV		
0 4 7	54)	0 9 9	30	2nd tan		
0 4 8	38	2nd sen	1 0 0	54)		
0 4 9	54)	1 0 1	54)		
0 5 0	54)	1 0 2	22	INV		
0 5 1	95	=	1 0 3	23	lnx		
			1 0 4	65	x	Fim do cálculo de ζ , início do cálculo de R.	

Passo	Cód	Tecla	Comentários	Passo	Cód	Tecla	Comentários
1 0 5	53	(1 5 7	05	5	
1 0 6	53	(1 5 8	33	x^2	
1 0 7	71	SBR		1 5 9	65	x	
1 0 8	34	\sqrt{x}		1 6 0	43	RCL	
1 0 9	55	÷		1 6 1	10	10	
1 1 0	43	RCL		1 6 2	95	=	
1 1 1	02	2		1 6 3	42	STO	
1 1 2	54)		1 6 4	11	11	
1 1 3	22	INV		1 6 5	43	RCL	
1 1 4	30	2nd tan		1 6 6	11	11	
1 1 5	54)		1 6 7	65	x	
1 1 6	38	2nd sen		1 6 8	43	RCL	
1 1 7	65	x		1 6 9	12	12	
1 1 8	43	RCL		1 7 0	55	÷	
1 1 9	05	5		1 7 1	53	(
1 2 0	55	÷		1 7 2	43	RCL	
1 2 1	43	RCL		1 7 3	12	12	
1 2 2	06	6		1 7 4	85	+	
1 2 3	95	=	Fim do cálculo de R, início do cálculo de C	1 7 5	43	RCL	
1 2 4	42	STO		1 7 6	07	7	
1 2 5	07	7		1 7 7	65	x	
1 2 6	43	RCL		1 7 8	43	RCL	
1 2 7	07	7		1 7 9	09	9	
1 2 8	35	1/x		1 8 0	54)	
1 2 9	65	x		1 8 1	95	=	
1 3 0	04	4		1 8 2	42	STO	
1 3 1	65	x		1 8 3	13	13	
1 3 2	43	RCL		1 8 4	43	RCL	
1 3 3	02	2		1 8 5	13	13	
1 3 4	33	x^2		1 8 6	94	+/-	
1 3 5	65	x		1 8 7	85	+	
1 3 6	43	RCL		1 8 8	43	RCL	
1 3 7	05	5		1 8 9	11	11	
1 3 8	55	÷		1 9 0	95	=	
1 3 9	43	RCL		1 9 1	42	STO	
1 4 0	08	8		1 9 2	14	14	
1 4 1	95	=	Fim do cálculo de C, início do cálculo de P_{th} e PR.	1 9 3	91	R/S	
1 4 2	42	STO		1 9 4	76	2nd Lb1	
1 4 3	09	9		1 9 5	34	\sqrt{x}	
1 4 4	43	RCL		1 9 6	53	(
1 4 5	09	9		1 9 7	01	1	
1 4 6	65	x		1 9 8	75	-	
1 4 7	01	1		1 9 9	43	RCL	
1 4 8	52	EE		2 0 0	02	2	
1 4 9	06	6		2 0 1	33	x^2	
1 5 0	94	+/-		2 0 2	54)	
1 5 1	65	x		2 0 3	34	\sqrt{x}	
1 5 2	00	0		2 0 4	92	INV SBR	
1 5 3	93	.		2 0 5	76	2nd Lb1	
1 5 4	05	5		2 0 6	30	2nd tan	
1 5 5	65	x		2 0 7	53	(
1 5 6	43	RCL		2 0 8	53	(

Cálculo da potência total P_t .

Cálculo da potência adicional no tiristor P_{th} .

Cálculo da potência de dissipação em R, PR.

Subrotina \sqrt{x}

Subrotina tan.

Passo	Cód	Tecla	Comentários
2 0 9	02	2	
2 1 0	65	x	
2 1 1	53	{	
2 1 2	43	RCL	
2 1 3	02	2	
2 1 4	65	x	
2 1 5	53	{	
2 1 6	71	SBR	
2 1 7	34	\sqrt{x}	
2 1 8	54	}	
2 1 9	54	}	
2 2 0	55	÷	
2 2 1	53	{	
2 2 2	02	2	
2 2 3	65	x	
2 2 4	43	RCL	
2 2 5	02	2	
2 2 6	33	x^2	
2 2 7	75	-	
2 2 8	01	1	
2 2 9	54	}	
2 3 0	54	}	
2 3 1	22	INV	
2 3 2	30	2nd tan	
2 3 3	54	}	
2 3 4	92	INV SBR LRN	

4.3 Aplicações Práticas

Segue um projeto de circuito RC de supressão, usando programa com o calculador eletrônico TI 58/59. Todos os parâmetros são mantidos constantes, menos o valor de percentagem do pico de transitório ou "spike", fazendo-o assumir vários valores, dentro de uma faixa de 13% a 20%, apesar de, na prática, desejar-se utilizar somente um determinado valor percentual. Assim, obteremos uma tabela de resultados, principalmente para: R , C , P_{th} e P_R , que representam o objetivo principal do nosso trabalho.

Dispomos dos seguintes dados:

Tensão aplicada, $E_s = 1000V$

Corrente de pico do supressor, $I_p = 50A$

Taxa de variação máxima do SCR, $\frac{dv}{dt} \text{ (máx)} = 1000V/\mu s$

Frequência de sinal utilizada, $f = 60 \text{ Hz}$

Tempo de descida da tensão do SCR, $\tau_{th} = 20 \mu s$

Devemos determinar o circuito de supressão RC, a potência de dissipação do resistor, P_R , e a potência adicional no SCR durante a ligação, P_{th} , para a faixa de percentagem do pico de transitório desde 20% a 13% acima da tensão E_s .

Para a solução deste problema, utilizaremos o programa com TI 58/59, apresentado no ítem anterior, conforme o seguinte quadro geral de registros de dados e resultados:

TABELA 4.3 - QUADRO GERAL DE REGISTROS UTILIZADOS

Nº DO REGISTRO, R_n	DESCRIÇÃO	VALOR
* R_1	$\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ desejados, ou valores percentuais/100	0,20 a 0,13
R_2	ζ (inicial). Aparece aqui também o ζ (final).	0,71
R_3	Incremento de ζ	0,01
R_4	$\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right)$ final e intermediários	
R_5	E_s aplicada	1000V
R_6	I_p do supressor	50A
R_7	R calculado	
R_8	$\frac{dv}{dt}$ sobre o SCR	1000V/ μ s
R_9	C calculado	
R_{10}	Frequência de sinal, f	60Hz
R_{11}	Potência total, P_t	
R_{12}	Tempo de descida da tensão no SCR, τ_{th}	20 μ s
R_{13}	Potência adicional do SCR, P_{th}	
R_{14}	Potência de dissipação, P_R	

(*) NOTA: No quadro geral, acima, entramos com o pico de sobre-tensão desejado no registro nº 1, dividindo seu valor percentual por 100.

Exemplo ilustrativo: Se o pico desejado é de 20% acima de E_s , devemos entrar com esta informação, em R_1 , como $\frac{20}{100} = 0,20$.

Com os dados anteriormente relacionados, con
seguimos obter os seguintes resultados:

TABELA 4.4 - QUADRO DE RESULTADOS OBTIDOS

R_n	R_1	R_2	R_4	R_7	R_9	R_{11}	R_{13}	R_{14}
	$\frac{E_D}{E_S} - 1$ dado	ζ (final)	$\frac{E_D}{E_S} - 1$ final	R [Ω]	C [μF]	P_t [W]	P_{th} [W]	P_R [W]
	0,20	0,74	0,197	13,15	0,167	4,999	4,51	0,49
	0,19	0,77	0,188	13,36	0,178	5,324	4,76	0,56
	0,18	0,80	0,1797	13,57	0,189	5,66	5,02	0,64
	0,17	0,84	0,169	13,83	0,204	6,124	5,37	0,76
	0,16	0,88	0,1597	14,07	0,220	6,61	5,72	0,89
	0,15	0,93	0,149	14,35	0,241	7,23	6,17	1,07
	0,14	0,98	0,139	14,62	0,263	7,89	6,61	1,27
	0,13	Erro

NOTA:

Ocorreu uma indicação de erro no calculador, quando adotamos uma sobretensão de 13%. Isto deve-se ao fato de termos atingido um fator de amortecimento, $\zeta \geq 1$, i.e., um amortecimento crítico ou um superamortecimento, ao invés do subamortecimento pretendido.

Este resultado já era esperado, pelo que se pode ver na tabela 4.2, onde um ζ de 0,99 correspondia a um pico de sobretensão transitório de 13,7% acima de E_S .

Um fator de amortecimento bem próximo de 1 ($\zeta=0,99999999$) ainda foi utilizado, a título de verificação, e um pico de sobretensão obtido da ordem de 13,53% acima de E_S . Vejamos, em seguida, como influi a variação de dv/dt sobre R, C, P_t, P_{th} e P_R . Para tal, apresentamos valores de dv/dt (máx.), desde 1000 a 100V/ μs , mantendo $\frac{E_D}{E_S} - 1$ constante em 0,20 e todos os outros parâmetros iguais aos do quadro geral fornecido.

TABELA 4.5 - TABELA DE VALORES PARA

$$\left(\frac{E_p}{E_s} - 1\right) = 0,20 \text{ E } \frac{dv}{dt} \text{ VARIÁVEL}$$

$\frac{dv}{dt}$ [V/ μ s]	R [Ω]	C [μ F]	P _t [W]	P _{th} [W]	P _R [W]
1000	13,146	0,167	4,999	4,505	0,493
900	13,146	0,185	5,554	4,95	0,603
800	13,146	0,208	6,248	5,496	0,752
700	13,146	0,238	7,141	6,175	0,966
600	13,146	0,278	8,331	7,045	1,286
500	13,146	0,333	9,997	8,2	1,796
400	13,146	0,417	12,496	9,81	2,686
300	13,146	0,555	16,662	12,206	4,456
200	13,146	0,833	24,993	16,15	8,84
100	13,146	1,667	49,986	23,857	26,128

Nota-se, por meio dos valores obtidos, que o capacitor C cresce a medida que diminui o $\frac{dv}{dt}$ obtido com o amortecimento. Logo, para se conseguir um $\frac{dv}{dt}$ menor, paga-se o preço de mais dissipação de potência adicional no tiristor e mais potência dissipada no resistor. O problema é particularmente grave no que se diz respeito à potência adicional dissipada no tiristor, o que restringe a sua utilização a regimes mais baixos de operação.



4.4 Conclusões

1) Um grande problema que se apresenta ao projetista de circuitos com tiristores, é o de determinar os valores de R e de C do circuito supressor. Um método inteiramente por tentativas é inconveniente pela sua morosidade e pelos riscos que apresenta de danificar os componentes, no caso de uma tentativa mal dimensionada. Com o método aqui apresentado obtem-se valores adequados de R e C que, se não forem exatos, podem servir como ponto de partida para os valores finais almejados.

2) As tabelas 4.4 e 4.5 mostram valores teóricos de R e C, não encontrados no mercado. Entretanto, com a expressão (3.37) obtemos a corrente de pico máximo, I_p , que pode fluir pelo supressor. Portanto, o valor de R correspondente será o mínimo necessário. Sendo assim, poderemos escolher um valor prático (comercial) de R que seja sempre imediatamente superior ao valor teórico encontrado. Neste caso, a I_p resultante será $< I_p$ máxima permitida, o que é conveniente.

A partir deste novo valor de R, recalcularemos o valor de C, aplicando a expressão (3.31a) novamente. O resultado é um valor ligeiramente e correspondentemente menor de C, que ainda assim pode não ser comercial. Finalmente, escolheremos para C um valor comercial imediatamente inferior ao novo calculado, o que implica em um dv/dt maior, porém, com uma ligeira redução na energia a ser descarregada.

Isto é feito caso se desejar mais exatidão, mas, em geral, valores aproximados já satisfazem. Portanto, é frequentemente satisfatório escolher um novo valor de C imediatamente menor que o calculado, logo após a escolha do valor prático de R , procurando-se minimizar a alteração do ζ escolhido.

3) Pelas mesmas tabelas, notamos também uma ligeira redução no valor final obtido de $\left(\frac{E_P}{E_S} - 1\right)$, comparado com o valor inicial proposto. Isto implica em termos um ζ ligeiramente superior ao pretendido (Vide tabela 4.2). Esta variação, entretanto, será bem menor que as tolerâncias utilizadas usualmente em resistores e capacitores comerciais, não trazendo, portanto, problemas mais graves. Além do mais, pode esta variação ser compensada como mostrado no ítem anterior.

4) Com a utilização da expressão (3.35a), para a determinação de ζ , fica o método restrito a uma atuação dentro de uma faixa de valores de $\left(\frac{E_P}{E_S} - 1\right)$ entre $\approx 20,8\%$ a $\approx 13,7\%$ (Vide tabela 4.2), devido a uma descontinuidade que ocorre em torno de $\zeta = \sqrt{0,5}$.

$$\frac{E_P}{E_S} - 1 = -e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2 - 1}} \quad (3.35.a)$$

$$x \left[\cos \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2 - 1} \right) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2 - 1} \right) \right]$$

Essa equação apresenta termos com coseno e seno de

$$\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}}{2\zeta^2 - 1}, \text{ onde}$$

para: $\zeta < \sqrt{0,5}$, o denominador se torna < 0

$\zeta = \sqrt{0,5}$, o denominador se torna $= 0$

$\zeta > \sqrt{0,5}$, o denominador se torna > 0

Deste modo, para valores crescentes de ζ a partir de 0,1, porém sempre na condição de subamortecimento, assume o termo em coseno, dentro dos colchetes, valores positivos mas decrescentes até $\zeta = \sqrt{0,5}$, quando o mesmo é zero, para crescer de novo positivamente com valores de $\zeta > \sqrt{0,5}$.

Do mesmo modo, o termo em seno assume valores negativos crescentes com ζ crescente, até que $\zeta = \sqrt{0,5}$, quando então, o termo se torna igual a -1, assumindo valores positivos e crescentes para $\zeta > \sqrt{0,5}$.

A fim de evitar os valores negativos e a inversão de sinal, utilizamos a faixa de valores de ζ entre 0,71 e 0,99 ... Evitamos, assim, uma condição de oscilação espúria (ringing), que é esperada no caso de pequenos fatores de amortecimento [11].

Evitamos, assim, também, as interferências por ondas eletromagnéticas (EMI).

GRÁFICO QUE MOSTRA A VARIAÇÃO DE

$$\cos\left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}\right) \text{ EM FUNÇÃO}$$

DO FATOR DE AMORTECIMENTO ζ .

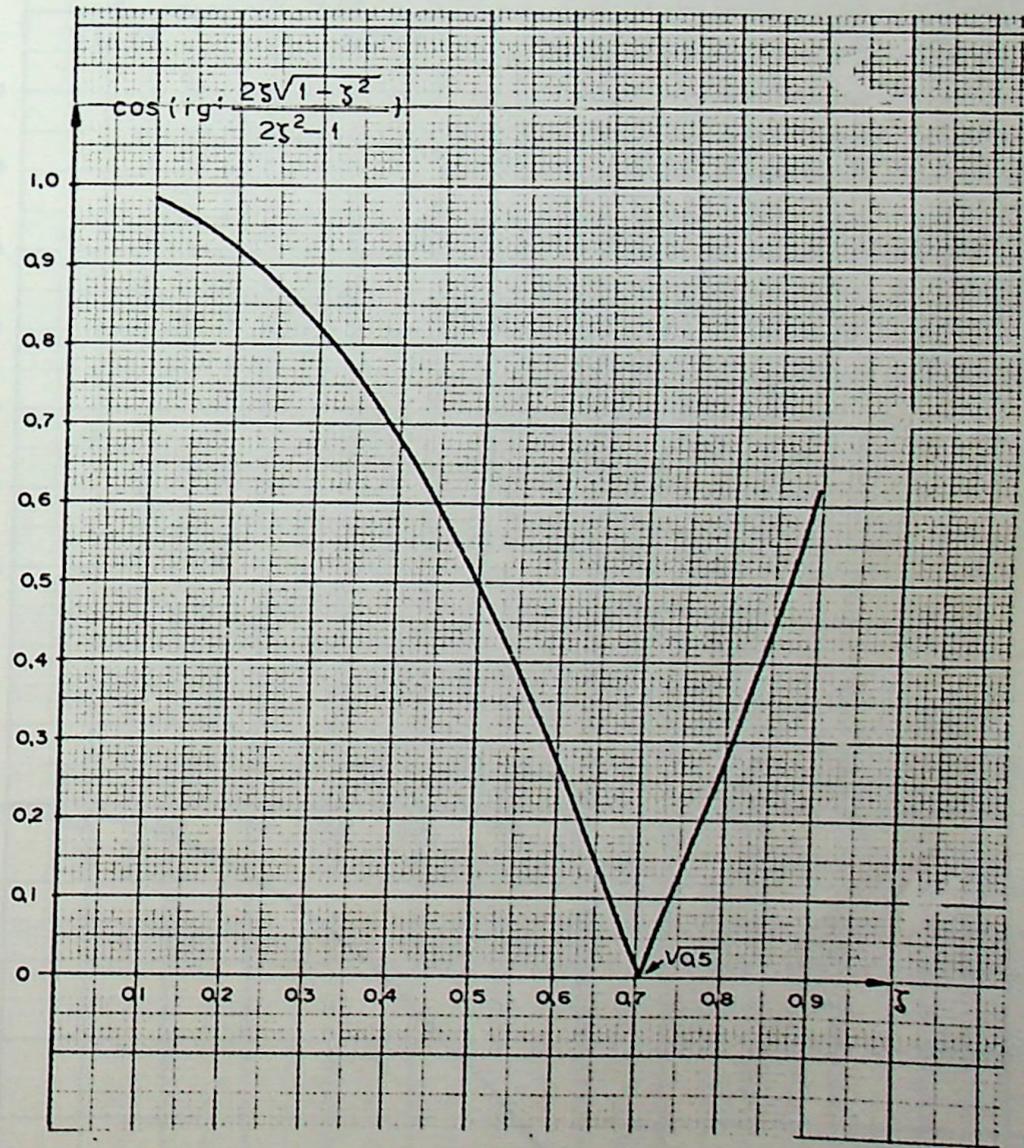


FIG. 4.2 - GRÁFICO DE $\cos\left(\operatorname{tg}^{-1} \frac{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1}\right)$ EM FUNÇÃO DE ζ



GRÁFICO QUE MOSTRA A VARIAÇÃO DE

$$\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{SEN} \left(\operatorname{TG}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right) \text{ EM FUN}$$

ÇÃO DO FATOR DE AMORTECIMENTO ζ .

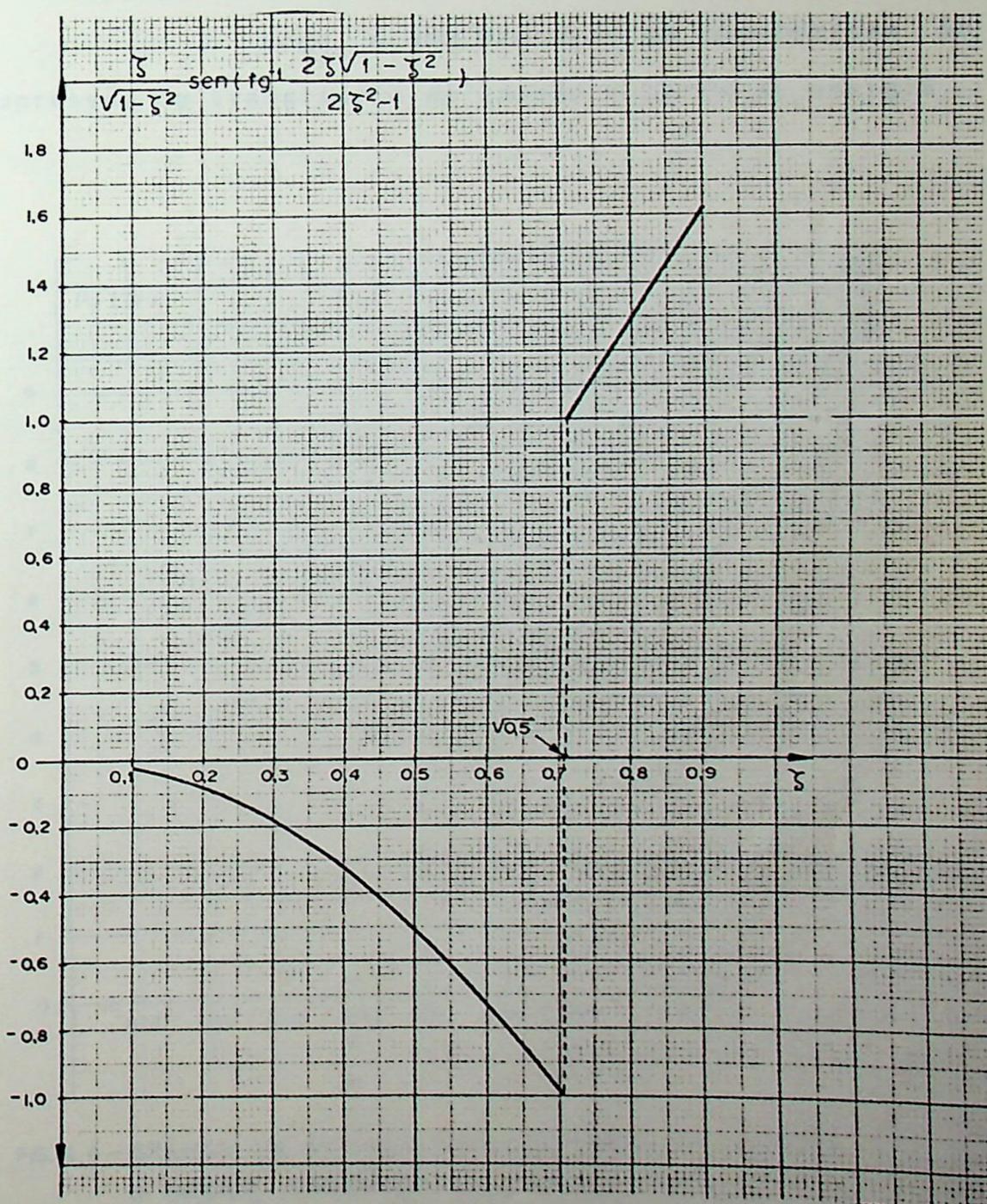


FIG. 4.3 - GRÁFICO DE $\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{SEN} \left(\operatorname{TG}^{-1} \frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right)$ EM FUNÇÃO DE ζ

5) Pela tabela 4.4 vemos como a perda de energia, tanto no circuito supressor, como no tiristor, aumenta ã medida que o fator ζ cresce. Além do mais, pode o tiristor ser prejudicado pela corrente inicial de descarga do capacitor, quando esse passa do bloqueio para o estado de condução.

Logo, é bom procurar um compromisso entre supressão do transitório de tensão e perda de energia.

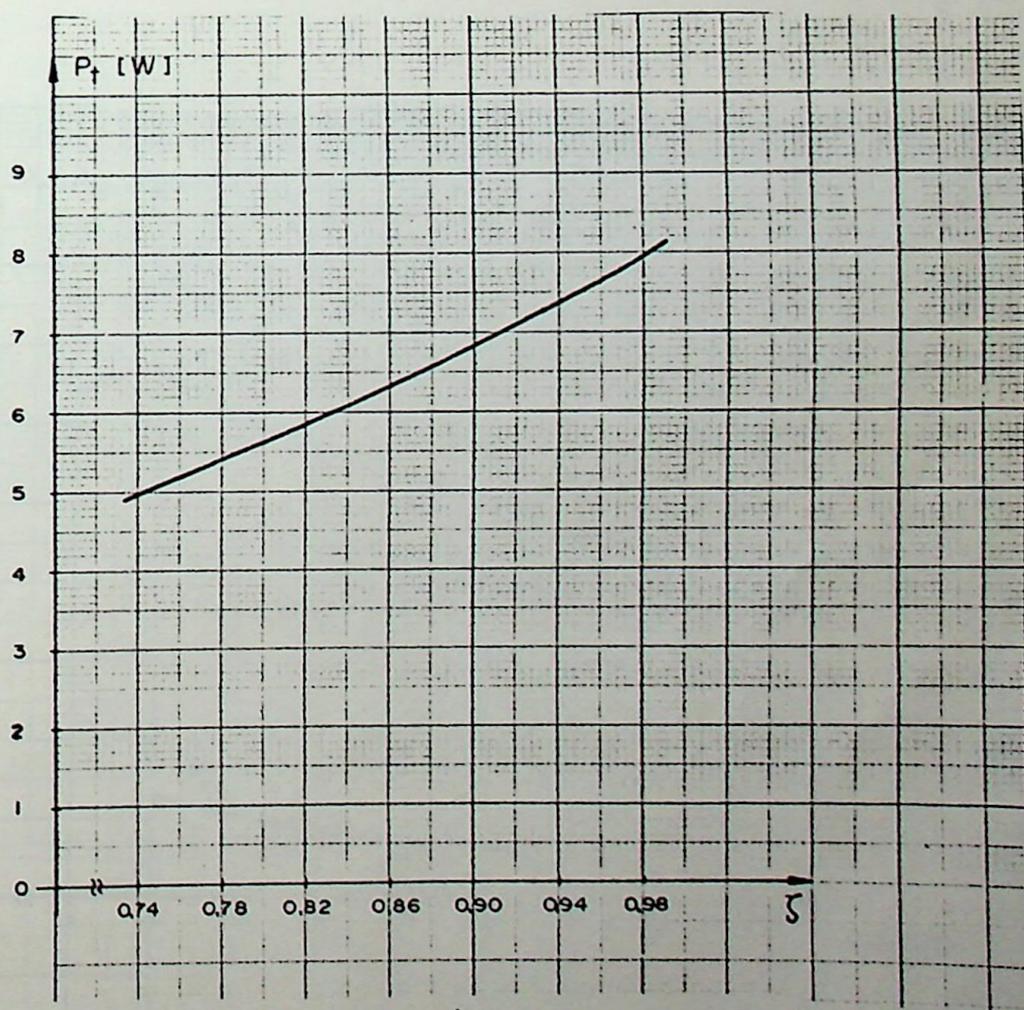


FIG. 4.4 — GRÁFICO DA POTÊNCIA TOTAL DISSIPADA, P_t , VERSUS O FATOR ζ , CONFORME A TABELA 4.4

6) A mesma tabela 4.4 possibilita-nos traçar os gráficos, como mostrados na figura 4.5, onde aparecem as potências P_t , P_{th} e P_R , versus o valor percentual do pico de sobretensão (overshoot) especificado pelo projetista. Este valor percentual deve ser sempre menor que o especificado pelo fabricante do tiristor em questão. Vemos como a potência dissipada aumenta, a medida que o pico de sobretensão vai sendo reduzido, i.e., a medida que o fator de amortecimento ζ aumenta. (Compare com o gráfico da figura 4.4).

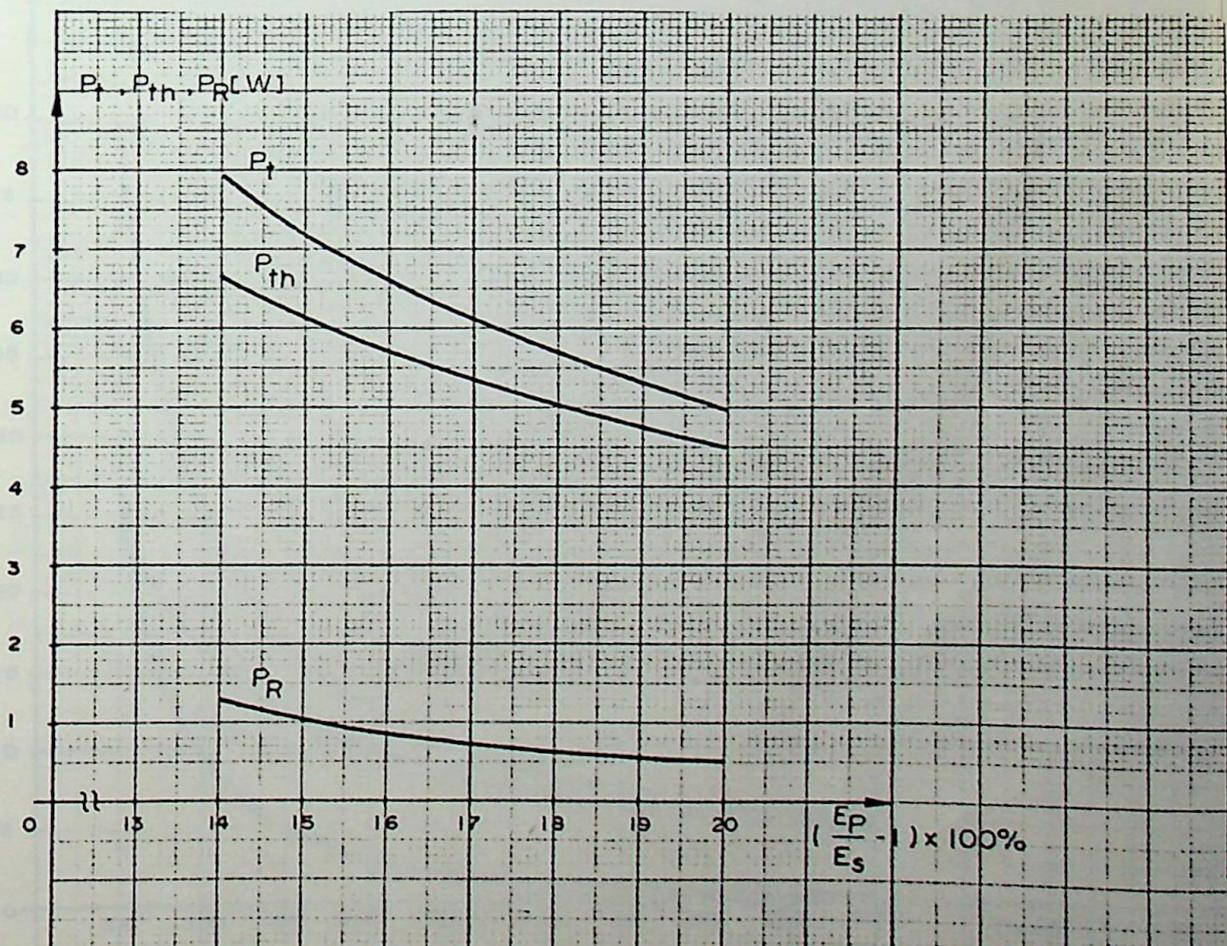


FIG. 4.5 - GRÁFICOS DAS POTÊNCIAS DISSIPADAS P_t , P_{th} E P_R , VERSUS A VARIAÇÃO DO PICO DE SOBRETENSÃO, COM dv/dt CONSTANTE, CONFORME A TABELA 4.4. N.B. - O "OVERSHOOT" APRESENTADO É O ESPECIFICADO PELO PROJETISTA.

7) A tabela 4.5, por outro lado, nos mostra que especialmente a redução da taxa de variação da tensão direta ($\frac{dv}{dt}$) implica em uma perda de energia muito grande, aumentando, portanto, excessivamente o consumo pelo supressor e a potência adicional a ser dissipada no próprio tiristor. Este problema é também mostrado no gráfico abaixo, da figura 4.6, onde se mostram as variações de P_t , P_{th} e P_R em função do $\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}}$ especificado pelo projetista. O mesmo $\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}}$ deve ser menor ou no máximo igual ao especificado pelo fabricante do tiristor em questão.

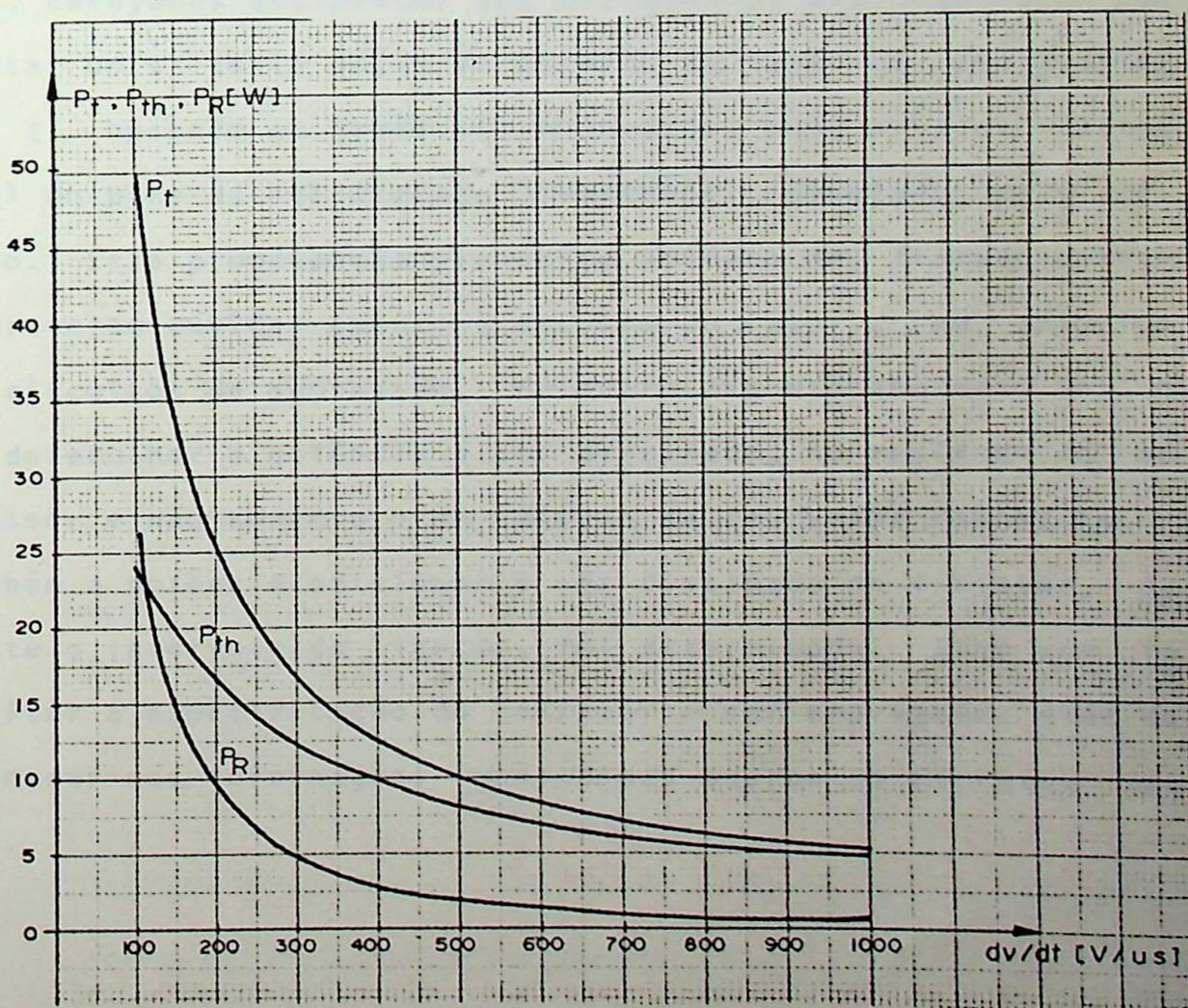


FIG. 4.6 - GRÁFICOS DAS POTÊNCIAS DISSIPADAS, P_t , P_{th} E P_R , VERSUS A TAXA DE VARIAÇÃO DE TENSÃO dv/dt , COM $(\frac{E_p}{E_s} - 1)$ CONSTANTE, CONFORME A TABELA 4.5. N.B. - O dv/dt APRESENTADO É O ESPECIFICADO PELO PROJETISTA.

8) Nos casos em que a descarga do circuito supressor, portanto do capacitor, resultar em perda excessiva de comutação do tîristor, W_{th} , deveremos considerar o uso de um arranjo especial, em que são utilizados diodos semicondutores e mais um resistor. Trata-se do circuito supressor polarizado. Estes supressores não reduzem as perdas do circuito, mas somente evitam que as perdas de energia sejam dissipadas dentro do tîristor. [9], [11].

9) Como justificativa para o presente trabalho, desejamos esclarecer que procuramos, aqui, um meio de adotar um critério único de escolha do fator de amortecimento, ζ , baseado em dados bem concretos, como o valor percentual do pico de sobretensão (overshoot), desejado, para cada caso. Esta preocupação prende-se ao fato de, frequentemente, aparecerem dúvidas quanto à escolha do fator ζ , em cálculos de circuitos de supressão. Um outro assunto abordado foi o de determinar a potência a ser dissipada, no resistor do supressor e não somente o do cálculo de seu valor resistivo. Também a potência adicional a ser dissipada no tîristor, durante o intervalo de ligação, foi determinada. Isso vem facilitar a especificação do resistor a ser empregado, além de fornecer-nos informações importantes acerca do tîristor em uso.

REFERÈNCIA BIBLIOGRÀFICA

1. GENTRY, F.E. et alii - Semiconductor Controlled Rectifiers: Principles and applications of p-n-p-n devices. Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1964.
2. KAWANA, Y. & MISAWA, T. - A silicon p-n-p-n power triode. J. Electronics Control, Tokyo, Japan, 324-32, Mar., 1959
3. SOMOS. I - Commutation and destructive oscillation in diode circuits: AIEE Trans. Com. Electronics, 80, 162-72, May, 1961.
4. MISAWA, T. - Turn-on transient of p-n-p-n triode. J. Electronics Control, Japan, 7, 523-33, Dec., 1959
5. KARADY, G. & GILSIG, T. - The calculation of turn-on overvoltages in a high voltage DC thyristor valve. IEEE Trans. Power Apparatus Systems, New York, PAS-90, 2802-11, Nov./Dec., 1971.
6. STAHL, Ben P. - Interaction between SCR drives. IEEE Trans. Industry Gen. Applications, IGA-4, (6):596-99, Nov/Dec. 1968
7. RICE, John B. & NICKELS, Lawrence E. - Commutation dv/dt effects in thyristor three - phase bridge converters. IEEE Trans. Industry Gen. Applications, IGA-4, (6): 665-72, Nov./Dec., 1968.
8. ZASTROW VON, E.E. & GALLOWAY, J.H. - Commutation behavior of diffused high current rectifier diodes. Auburn, New York, GE. (Rectifier components Department)
9. MCMURRAY, William - 0 timum snubbers for ower semiconducto Schenectady, N.Y., GE. (Research and Development).

Reprinted from IEEE Conf. Rec. Sixth Annual Meeting of IGA, 885-93, 1971.

10. RICE, John B. - Design of snubber circuits for thyristor converters, Milwaukee, Wisconsin, Allis - Chalmers. Reprinted from IEEE Conf. Rec. Fourth Annual Meeting of IGA, 485-89, 1969.
11. WU, S.J. - Analysis and design of optimized snubber circuits for dv/dt protection in power thyristor applications. Auburn, New York, GE (Semiconductor Products Department) IEEE Annual Meeting of IGA, Oct., 1970.
12. GENERAL ELECTRIC SCR MANUAL - Voltage transients in thyristor circuits (Cap. 16) e R.F. interference and interaction of thyristors (Cap. 17). - Syracuse, N.Y., GE, 5. ed. 1972.
13. SCHLICKE, H.M. & STRUCER, O.J. - Getting noise immunity in industrial controls. Allen - Bradley, IEEE Spectrum 30 - 35, Jun., 1973.
14. GAUPER, Harold A., Jr.; HARNDEN, John D., Jr.; MC QUARRIE A.M. - Power supply aspects of semiconductor equipment. GE, IEEE Spectrum, 32-43, Oct., 1971.
15. MOTOROLA SEMICONDUCTOR PRODUCTS - Application Note AN-295- Suppressing RFI in thyristor circuits. Phoenix, Arizona, 1973.
16. BLICHER, Adolph - Thyristor physics. Berlin, Springer, 1976
17. BERGMAN, G.D. - The gate-triggered turn-on process in thyristors. Wembley, Great Britain, Solid-State Electronics, Pergamon Press, 8, 757-65, 1965.

18. MILLMAN, Jacob & HALKIAS, Christos C. - Integrated Electronics: Analog and digital circuits and systems. Tokyo, Japan, McGraw-Hill Kogakusha, 1972
19. HAYT, William H., Jr. & KEMMERLY, Jack E. - Análise de Circuitos em engenharia. Trad. de José Rubens Dória Porto; São Paulo, McGraw Hill do Brasil, 1975.
20. CLOSE, Charles M. - Circuitos lineares . Trad. de Ana Lúcia Serio de Almeida; José Abel Royo dos Santos; José Carlos Goulart de Siqueira. Rio de Janeiro , Universidade de São Paulo; Livros Técnicos e Científicos, 1975.2V.
21. TURNBULL, John - Squelch RFI in switching supplies. Electronic Design , Saugerties, Nº 20: 96-98, Sep, 197.
22. GIBBS, J.F. - Thyristors. Eindhoven, The Netherlands, Philips' Gloeilampenfabrieken, 1972. [Philips product book].
23. GROSSMAN, Morris - "Suppressing transients": Em seu - Focus on relays: Do solid-state relays and electro-mechanicals really compete ? Electronic Design, New York, nº 26 : p. 126-127, Dec., 1978.
24. PAICE, Derek A. & WOOD, Peter - Nonlinear Reactors as protective elements for thyristor circuits. IEEE Trans. Magnetics, Pittsburgh , Pa., MAG-3, (3): p, 228-32, Sep., 1967.
25. WILLARD, F.G. - Transient noise suppression in control systems . USA, Westinghouse Electric, 1970.p.59-64.
26. KARADY , G. & GILSIG, T.-The thyristor valve in HVDC transmission. Hydro-Québec Institute of Research, IEEE Spectrum, 36-43, Dec., 1973.

27. SOMOS, Istvan & PICCONE, Dante E. - Behavior of thyristors under transient conditions. Proc. IEEE v. 55, (8) : p. 1306-11, Aug., 1967.
28. GEARY, Tom B. & TARNEJA, Kris S. - Test diodes for recovered charge. Electronic Design, New York, nº 5: p. 50-53, Mar., 1976.
29. MCKAY, K.G. - Avalanche breakdown in silicon. Physical Review, v. 94, (4): p. 877-84, May 1954.
30. BUCHANAN, John K. - SCR Zero-point switching eliminates RFI. The Electronic Engineer, p. 46-48, Jan., 1968. [EE-Design features].
31. PHILLIPS, Robert A. - Zero-point switching eliminates EMI. The Electronic Engineer, p. 92, Mar., 1969. [IC-Ideas].
32. HOFT, Richard G. ed. - SCR applications handbook. E1 Segundo, California, International Rectifier, 1977.
33. ROSE, M.J. ed. - Power Engineering using thyristors: Techniques of thyristor power control. London, Mullard, 1970. v. 1.