



INSTITUTO  
SUPERIOR  
TÉCNICO

# Fundamentos de Electrónica

## Teoria

### Cap.5 - Tiristores

Jorge Manuel Torres Pereira  
IST-2010



# ÍNDICE

## CAP. 5 – TIRISTORES

	<b>Pág.</b>
<b>5.1</b> Introdução .....	<b>5.1</b>
<b>5.2</b> O díodo de quatro camadas .....	<b>5.2</b>
<b>5.3</b> O rectificador controlado de silício - SCR .....	<b>5.8</b>
<b>5.4</b> O TRIAC .....	<b>5.11</b>
<b>5.5</b> O DIAC .....	<b>5.12</b>
<b>5.6</b> Transistores com passagem da condução ao corte comandado pela porta – GTO .	<b>5.14</b>
<b>5.7</b> Aspectos dinâmicos .....	<b>5.16</b>
<b>5.7.1</b> Tempo para passagem à condução devido a impulso na porta .....	<b>5.16</b>
<b>5.7.2</b> Tempo para passagem da condução ao corte .....	<b>5.17</b>
<b>5.7.3</b> $dU_A/dt$ máximo .....	<b>5.18</b>
<b>5.8</b> Influência da temperatura .....	<b>5.19</b>
<b>5.9</b> Circuito de aplicação .....	<b>5.19</b>



# TIRISTORES

## 5.1. Introdução

Tiristores é o nome genérico dos dispositivos que apresentam no primeiro quadrante do plano  $I(U)$ , com os sentidos de referência adoptados para o díodo de junção, a característica estacionária da Fig. 5.1.

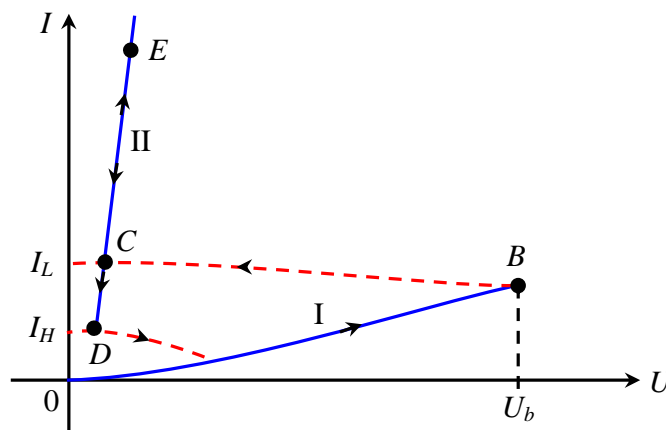


Fig. 5.1 – Característica estacionária de um tiristor.

A característica tem essencialmente duas zonas. Na zona I, as correntes são baixas podendo as tensões ser elevadas. Diz-se que o **tiristor está bloqueado**. Na zona II as tensões são baixas podendo as correntes ser elevadas. Diz-se que **o tiristor está em condução**. A transição  $I \Rightarrow II$  é instável, isto é, não existe um ponto de funcionamento estacionário nesta zona. Para evidenciar este facto a transição  $B \rightarrow C$  é representada a traço interrompido.

A tensão  $U_b$  para a qual se dá a transição  $I \Rightarrow II$  chama-se **tensão de limiar** (inglês “break over”) ou de báscula. A corrente  $I_L$ , que inicia o estado de condução, é a corrente de limiar (inglês “latch-current”).

Uma vez na zona II, com o tiristor em condução, se subirmos a tensão  $U$ , caminha-se no sentido  $C \rightarrow E$  da característica. As correntes são cada vez mais elevadas e não é possível, por esta via, regressar ao troço I da característica. Quando se caminha no sentido  $E \rightarrow C$  a transição da zona II para a zona I só é possível se se diminuir  $I$  até à corrente  $I_H$ , a corrente de manutenção (em inglês “Holding current”), menor que a corrente  $I_L$ .

Vimos assim que as transições de I para II e de II para I se dão segundo percursos diferentes, havendo portanto histerese.

## 5.2. O díodo de quatro camadas

Na Fig. 5.2 está representada a estrutura do dispositivo mais elementar da família dos tiristores, designado por díodo de quatro camadas. A estrutura é constituída por quatro camadas semicondutoras, na maior parte dos casos de Si, alternadamente  $p$  e  $n$ , formando as três junções  $J_1$ ,  $J_2$  e  $J_3$ . Quando a tensão  $U$  é positiva e  $U < U_b$ , as junções  $J_1$  e  $J_3$  estão polarizadas directamente e  $J_2$  inversamente. Deste modo a junção  $J_2$  não só suporta a quase totalidade da tensão  $U$  aplicada mas também é responsável pela limitação da corrente  $I$  à sua corrente inversa. Quando cresce o valor de  $U$ , a largura da região de transição de  $J_2$ , polarizada inversamente, também cresce. Para que a largura da região de transição de  $J_2$  não se estenda até  $J_1$  e  $J_3$ , isto é, para evitar o atravessamento das regiões  $n$  e  $p$  adjacentes, os comprimentos destas regiões,  $l_1$  e  $l_2$  na figura, deverão ser maiores do que os das bases dos transístor comuns.

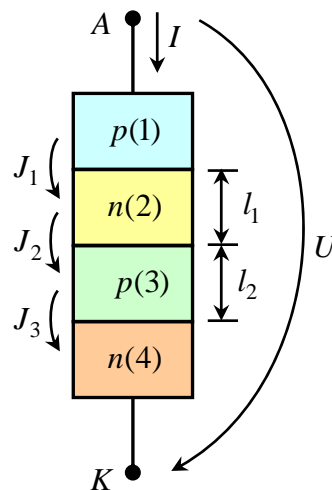


Fig. 5.2 – Representação esquemática dum díodo de quatro camadas.

Quando a tensão  $U$  é negativa, as junções  $J_1$  e  $J_3$  estão polarizadas inversamente e a junção  $J_2$  directamente. Até à disrupção de uma das junções,  $J_1$  ou  $J_3$ , a corrente é limitada pela junção que tem menor corrente inversa. Se a tensão  $U$  for suficientemente negativa dá-se a disrupção logo que for atingida a maior das tensões de disrupção de  $J_1$  ou  $J_3$ . A

característica do dispositivo no terceiro quadrante está representada na Fig. 5.3.

Um perfil típico de impurezas para o díodo de quatro camadas está esquematizado na Fig. 5.4. Na prática, na zona (2),  $N_{d2}$  decresce com  $x$ .

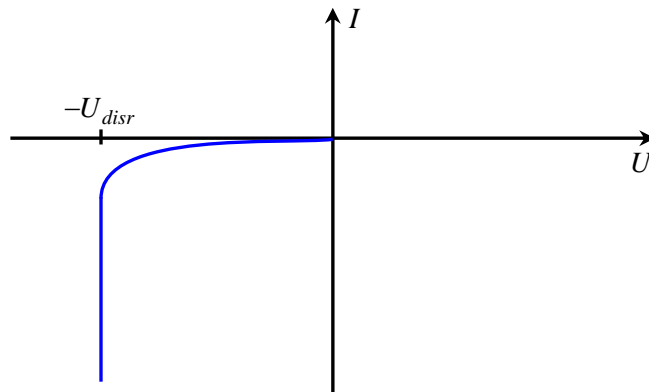


Fig. 5.3 – Característica  $I(U)$  dum díodo de quatro camadas no 3º quadrante.

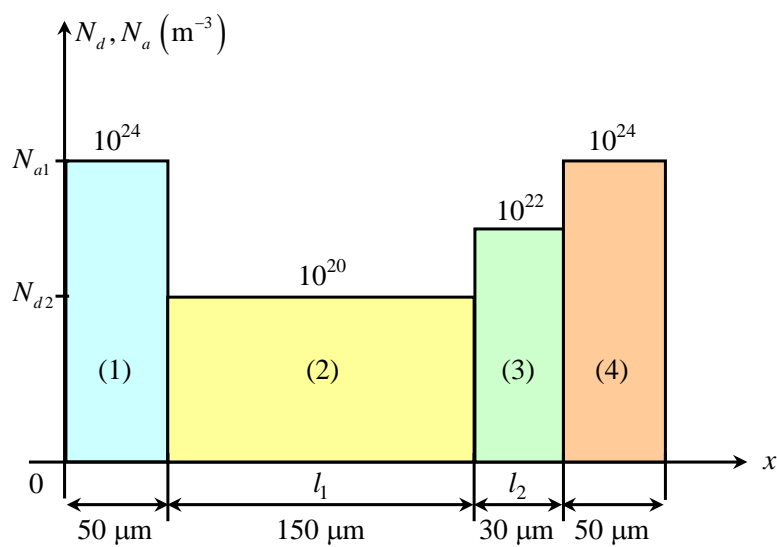


Fig. 5.4 – Perfil típico de impurezas para um díodo de quatro camadas.

Em equilíbrio termodinâmico, o valor máximo do campo numa junção abrupta é, na aproximação de empobrecimento total (ver junção  $p-n$ ),

$$E_0 = \sqrt{\frac{2qV_{C0}}{\varepsilon} \frac{N_d N_a}{N_d + N_a}} \quad (5.1)$$

Para  $J_1$ , sendo  $N_{a1} \gg N_{d2}$

$$E_{01} \cong \sqrt{\frac{2qV_{C01}}{\epsilon} N_{d2}} \quad (5.2)$$

Para  $J_3$ , onde  $N_{d4} \gg N_{a3}$

$$E_{03} \cong \sqrt{\frac{2qV_{C03}}{\epsilon} N_{a3}} \quad (5.3)$$

$V_{C01}$  é da ordem de  $V_{C03}$  mas  $N_{a3} > N_{d2}$  pelo que  $E_{03} > E_{01}$ . A entrada em disrupção dá-se para um campo  $E$  crítico, o mesmo para as duas junções, que resulta do acréscimo do campo de equilíbrio termodinâmico,  $E_0$ , devido à tensão de polarização inversa. As expressões anteriores são ainda válidas desde que se substitua  $V_{C0}$  por  $V_{C0} - U$  ( $U < 0$ ). Dado que  $E_{03} > E_{01}$  a junção  $J_3$  entra em disrupção primeiro. Isto é, é a junção  $J_1$  que estabelece o valor da tensão de disrupção.

O aspecto mais delicado do comportamento dos tiristores é a transição da zona I para a zona II, Fig. 5.1. Para um tratamento qualitativo iremos substituir o tiristor por um modelo de dois transístores, Fig. 5.5.

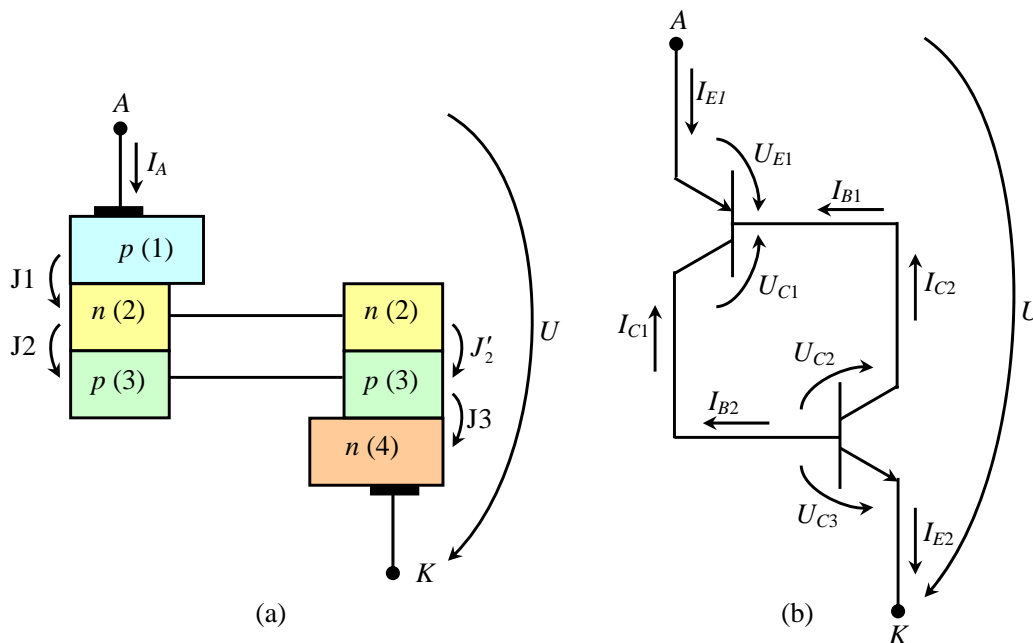


Fig. 5.5 – Modelo dos dois transístores para o díodo de quatro camadas..

O modelo dos dois transístores, embora facilite a análise, não é de facto equivalente ao díodo de quatro camadas ou a outros tiristores. Assim, se ligássemos dois transístores como



na Fig. 5.5 (b), ficariam ambos na zona de saturação, semelhante à zona II da Fig. 5.1, não se detectando a passagem  $I \rightarrow II$ . Sem entrar em pormenores isto deve-se a que quer o transístor *npn* quer *pnp* têm  $\alpha_{F2}$  e  $\alpha_{F1}$  muito maiores do que as estruturas correspondentes do tiristor. Apesar das zonas (1) e (4) terem características semelhantes a emissores, de buracos e electrões respectivamente, não só as larguras  $l_1$  e  $l_2$  das bases são maiores do que nos transístores usuais, e portanto com factores de transporte menores, como as próprias eficiências como emissores são mais baixas.

Da Fig. 5.5 (b), considerando que ambos os transístores se encontram na zona activa directa quando o tiristor está no estado bloqueado directo, zona I, com  $U_C \ll -u_T$ , pode escrever-se

$$I_{C2} = -\alpha_{F2}I_{E2} - I_{CB02} \quad (5.4)$$

$$I_{C1} = -\alpha_{F1}I_{E1} - I_{CB01} \quad (5.5)$$

Por sua vez 
$$I_{E1} = -I_{C1} - I_{B1} = \alpha_{F1}I_{E1} + I_{CB01} - I_{B1} \quad (5.6)$$

Como  $I_{B1} = I_{C2}$ , quando se substitui (5.4) em (5.6) obtém-se

$$I_{E1} = \alpha_{F1}I_{E1} + I_{CB01} + \alpha_{F2}I_{E2} + I_{CB02} \quad (5.7)$$

Sendo

$$I_{E1} = I_{E2} = I \quad (5.8)$$

tira-se de (5.7)

$$I = \frac{I_{CB01} + I_{CB02}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} \quad (5.9)$$

Recordemos que, em especial para o Silício, os  $\alpha$  crescem com a corrente para correntes da ordem dos  $nA$ , i.e., da ordem das correntes inversas das junções. Assim, para correntes baixas,  $\alpha_{F1} + \alpha_{F2}$  é menor que 1. Quando cresce a corrente  $I$ , e portanto  $\alpha_{F1} + \alpha_{F2}$ , o denominador de (5.9) tende para zero. Isto não significa que a corrente tende para infinito mas simplesmente que a hipótese  $U_C \ll -u_T$  que esteve na base de (5.9), deixa de se verificar. No modelo de dois transístores, estes ficariam saturados, portanto com ambas as junções polarizadas no sentido directo, correspondendo a  $U$  pequeno.

São aspectos complementares, que não foram tidos em conta na redução de (5.9), a

## 5.6 TIRISTORES

corrente de geração na junção  $J_2$ , polarizada inversamente, eventualmente acompanhada de multiplicação por avalanche.

Uma estrutura com propriedades mais próximas das do tiristor real é a que inclui uma resistência  $R$  em paralelo com a junção emissora do transistor  $T_2$ , de acordo com a Fig. 5.6. Esta resistência é simplesmente obtida estendendo a metalização do cátodo para a região da base do transistor  $T_2$ .

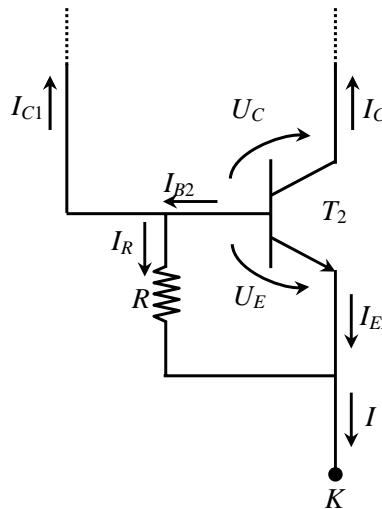


Fig. 5.6 – Modelo dos dois transistores para um díodo de quatro camadas com resistência entre base e emissor do transistor  $n-p-n$ .

O efeito de  $R$  pode ser mais facilmente compreendido se se analisar o circuito da Fig. 5.7 que envolve a resistência  $R$  em paralelo com o díodo.

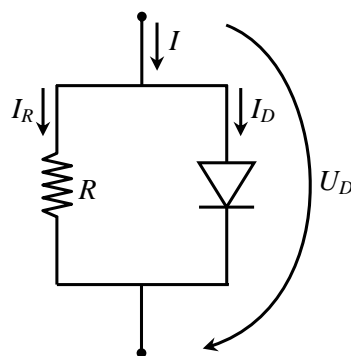


Fig. 5.7 – Circuito que permite estudar a influência de  $R$  no modelo de dois transistores.

Do circuito tira-se:

$$I = I_D + I_R = I_{is} \left( e^{U_D / u_T} - 1 \right) + U_D / R \quad (5.10)$$

A relação  $I(U_D)$  expressa por (5.10) está representada na Fig. 5.8, onde vemos que à medida que  $U_D$ , e portanto  $I$ , crescem, o peso de  $I_R$  é cada vez menor.

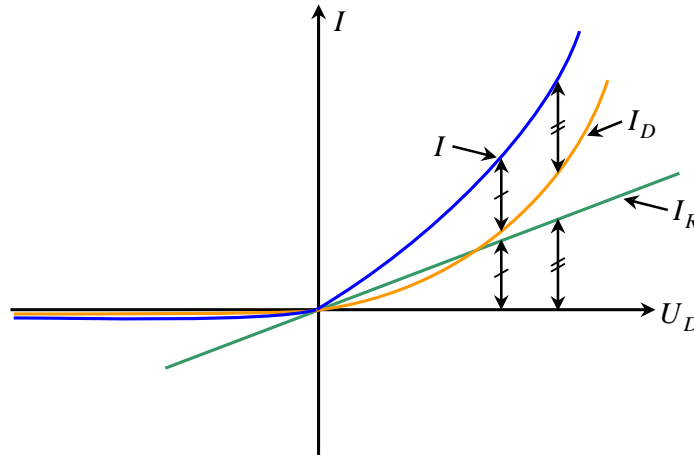


Fig. 5.8 – Característica  $I(U_D)$  para o circuito da Fig. 5.7.

Também para o caso da Fig. 5.6 se passa o mesmo. Quando  $I$  cresce,  $I_R$  tem um papel cada vez menor quando comparado com  $I_{E2}$ . Sendo  $|I_{C2}| = \alpha_{F2} I_{E2}$  a relação  $|I_{C2}|/I$  cresce mais rapidamente do que  $\alpha_{F2}$ . Tudo se passa como se  $I_{C2} = \alpha'_F I$ ,  $\alpha'_F$  crescendo com  $I$ .

Analiticamente, com  $U_C \ll -u_T$

$$|I_C| = \alpha_{F2} I_{E2} = \alpha_{F2} (I - U_E / R) \quad (5.11)$$

Da segunda equação de Ebers-Moll desprezando  $I_{CS}$

$$|I_C| \approx +\alpha_{F2} I_{ES} \left( e^{U_E / u_T} - 1 \right)$$

que com  $U_E \gg u_T$  conduz a

$$U_E \sim u_T \ln \left( |I_C| / (\alpha_{F2} I_{ES}) \right) \quad (5.12)$$

Substituindo (5.12) em (5.11)

$$|I_C| = \alpha_{F2} \left( I - u_T / R \right) \ln \left( |I_C| / (\alpha_{F2} I_{ES}) \right) \quad (5.13)$$

donde

$$I = 1/\alpha_{F2} \left( |I_C| + (\alpha_{F2} U_T / R) \ln(|I_C| / (\alpha_{F2} I_{ES})) \right) \quad (5.14)$$

que está representada na Fig. 5.9

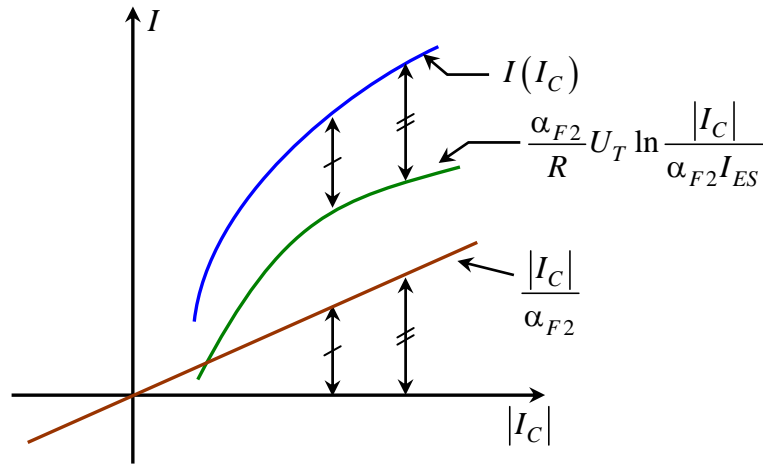


Fig. 5.9 – Análise gráfica do efeito de  $R$  na corrente  $I$ .

Confirma-se que  $I$  cresce com  $|I_C|$  de forma sobre-linear. Para uma dada corrente  $I$  no circuito a corrente que percorre o transistor  $T_2$  é menor quando existe a resistência  $R$ . Deste modo os valores de  $\alpha_{F2}$  não sobem tão rapidamente com a corrente  $I$  o que permite a obtenção de tensões de básculas maiores. A maioria dos tiristores possuem esta resistência  $R$  para acentuar o referido efeito bem como para controlá-lo.

### 5.3. O Rectificador Controlado de Silício - SCR

O rectificador controlado de Silício, também designado por SCR, em inglês “Silicon Controlled Rectifier”, difere da estrutura da Fig 5.1 pela presença de um eléctrodo de porta,  $G$ , Fig. 5.10.

O eléctrodo de porta tem como função comandar unicamente a tensão de limiar  $U_b$ , que determina a passagem do estado bloqueado ao de condução, Fig.5.11. Não pode comandar a passagem do estado de condução ao bloqueado, transição  $II \rightarrow I$  na Fig.5.11.

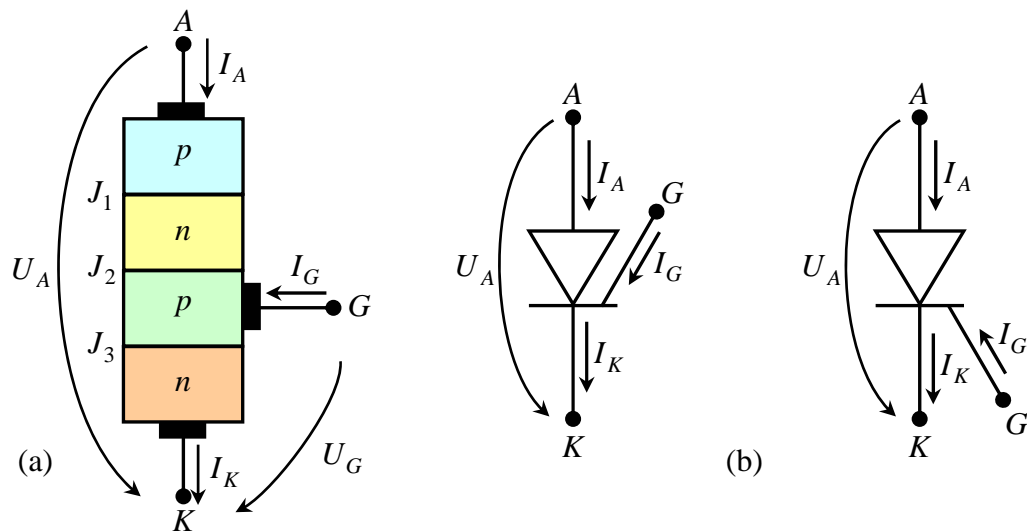


Fig. 5.10 – Representação esquemática do rectificador controlado de Silício (a) e do seu símbolo eléctrico (b)

Na Fig. 5.11 representam-se as características estacionárias do SCR para vários valores de  $I_G$ . Uma corrente de porta positiva diminui a tensão de básica e uma corrente de porta negativa aumenta a tensão de básica. Nestes dispositivos o mecanismo subjacente à transição bloqueado para condução permite a utilização de impulsos de corrente de porta de duração bastante curta porque, depois de se ter completado a transição, o dispositivo se mantém na região de condução mesmo que se remova a corrente de porta. Na prática também se verifica que, qualquer que seja o valor da tensão aplicada ao dispositivo, o impulso de corrente de porta positivo garante sempre a passagem do estado bloqueado ao de condução.

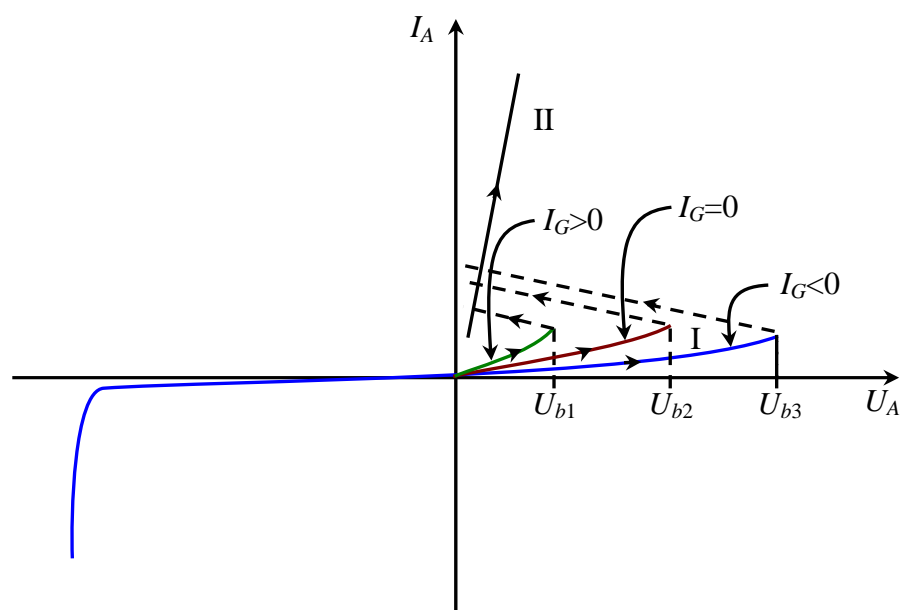


Fig. 5.11 – Característica estacionária do rectificador controlado de Silício.

## 5.10 TIRISTORES

A corrente de porta  $I_G$  soma-se à corrente de base  $I_{B2}$  da Fig. 5.12 ( $I_{B2} < 0$ ).

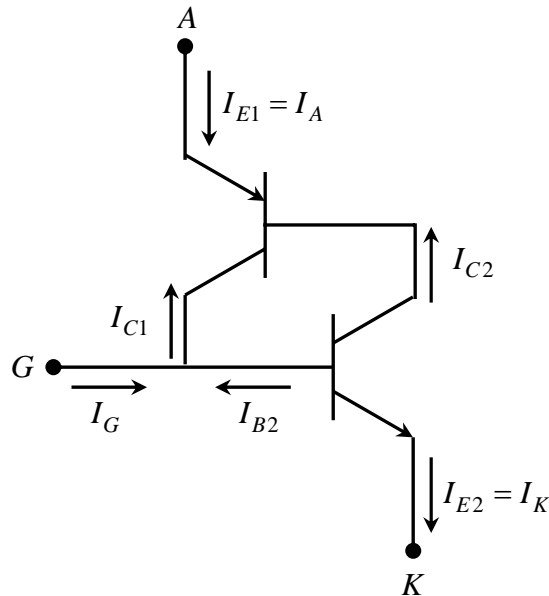


Fig. 5.12 – Modelo de dois transístores para o SCR.

A equação (5.8) é agora substituída por

$$I_{E2} = I_{E1} + I_G \quad (5.15)$$

pelo que

$$I_{E1} = \frac{\alpha_{F2} I_G + I_{CB01} + I_{CB02}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} \quad (5.16)$$

Graças a  $I_G$ , a condição de anulamento dos denominadores pode verificar-se para  $I_{E1}$  menor, visto que segundo (5.15), com  $I_G > 0$ , o mesmo valor de  $I_{E2}$  é atingido com menor  $I_{E1}$ . Por sua vez há toda a vantagem em que  $\alpha_{F2}$  seja elevado para que seja grande a influência de  $I_G$ . Nesse sentido o SCR é fabricado de modo a ter-se  $\alpha_{F2} > \alpha_{F1}$ .

A corrente de porta  $I_G$  é assim muito eficiente enquanto  $U_C \ll -u_T$ , visto que aumenta  $|I_{B2}|$  e  $|I_{C2}| \sim \beta_F |I_{B2}|$ . O mesmo não acontece durante a condução franca (zona II) visto que  $I_C = \beta_F I_B + I_{CE0} (e^{U_C/u_T} - 1)$  dominando a segunda parcela porque  $U_C > 0$ . Isto justifica porque não se pode utilizar o eléctrodo de porta para passar da condução ao corte nos SCR.

## 5.4. O TRIAC

A estrutura do TRIAC está representada, de forma esquemática na Fig. 5.13. Uma compreensão total do funcionamento do dispositivo obrigaria ao estudo de uma estrutura tridimensional.

Note-se que os três eléctrodos  $A$ ,  $B$  e  $G$  têm todos, acesso simultâneo a zonas  $p$  e  $n$ . Assim, entre os terminais  $A$  e  $B$  existe sempre o “transistor”  $pn$  formado pelas zonas (2), (3) e (4). Em “paralelo” com este existem os díodos de quatro camadas de  $A$  para  $B$  formado por (2), (3), (4), (6) e de  $B$  para  $A$  por (4), (3), (2) e (1). A existência deste “paralelo” torna importantes os aspectos transversais.

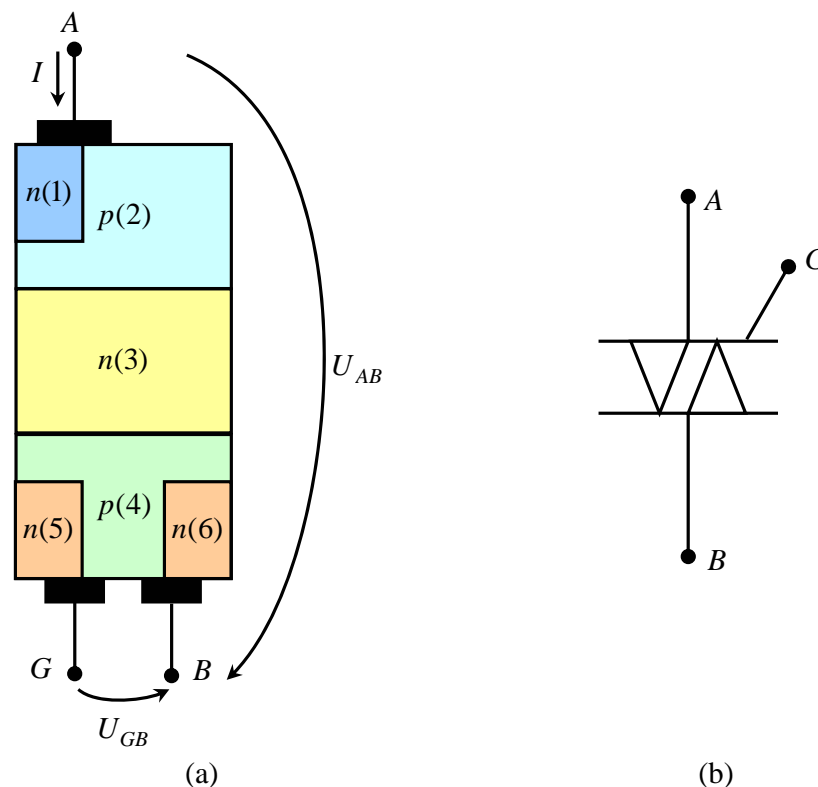


Fig. 5.13 – Representação esquemática dum TRIAC (a) e respectivo símbolo eléctrico.

A característica aos terminais está representada na Fig. 5.14 e é semelhante à que se obtém para dois SCR colocados em antiparalelo.

A tensão de báscula  $U_{b1}$  relativa ao 1º quadrante pode ser reduzida com um impulso na porta  $G$  e  $U_{GB} > 0$ . A tensão de báscula  $U_{b2}$  relativa ao 3º quadrante pode ser reduzida com  $U_{GB} < 0$ .

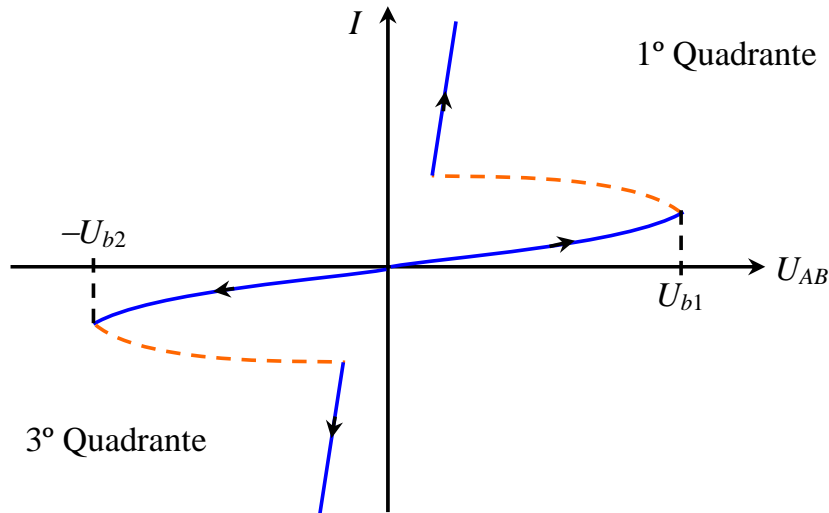


Fig. 5.14 – Característica estacionária dum TRIAC.

Só a situação em que  $U_{AB} > 0$  e  $U_{GB} > 0$  é que é semelhante ao funcionamento do SCR, visto que a porta  $G$  tem acesso à zona (4) vizinha do cátodo (6).

Para  $U_{AB} < 0$ , o ter  $U_{GB}$  negativo e portanto a junção  $p(4) - n(5)$  directamente polarizada facilita o encaminhamento das linhas de corrente para a junção  $p(4) - n(3)$ . Trata-se de um efeito transversal que afecta o comportamento longitudinal.

Saliente-se que estender a metalização do eléctrodo  $B$  à zona  $p(4)$  cria um caminho através desta zona, entre  $G$  e  $B$ . O efeito é semelhante ao de ter uma resistência em paralelo com a junção  $p(4) - n(6)$ . Já vimos qual a influência desta resistência no modelo de dois transístores.

## 5.5. O DIAC

A estrutura de princípio do DIAC é a da Fig. 5.15, semelhante a um TBJ sem terminal de base. Há contudo outras diferenças importantes entre o DIAC e o TBJ comum nomeadamente: região  $n$  mais larga e com maior resistividade que no TBJ e zonas  $p$  com concentrações de aceitadores iguais, o que permite um comportamento simétrico do dispositivo.



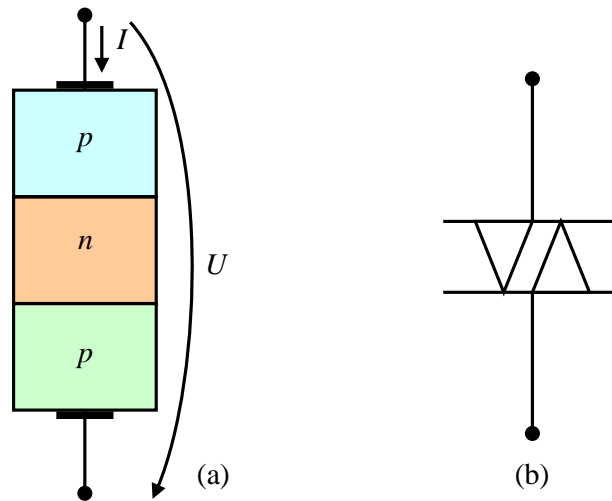


Fig. 5.15 – Representação esquemática do DIAC (a) e respectivo símbolo (b).

A característica é a da Fig. 5.16. Note-se que não há descontinuidade entre as zonas I e II e a zona II apresenta resistência diferencial negativa, isto é,  $dU/dI < 0$ .

Contrariamente aos TBJ usuais a região da base  $n$  possui uma resistência bastante elevada. Deste modo, na zona I, uma parte apreciável da tensão  $U$  deve-se à queda de tensão  $RI$  nesta região. Ao atingir a tensão  $U_L$ , a junção polarizada inversamente entra em disrupção por multiplicação em avalanche. A injeção de portadores na base faz baixar a resistência desta, e dá origem à mobilidade diferencial negativa característica da zona II.

O DIAC utiliza-se frequentemente nos circuitos de disparo da porta de outros tiristores.

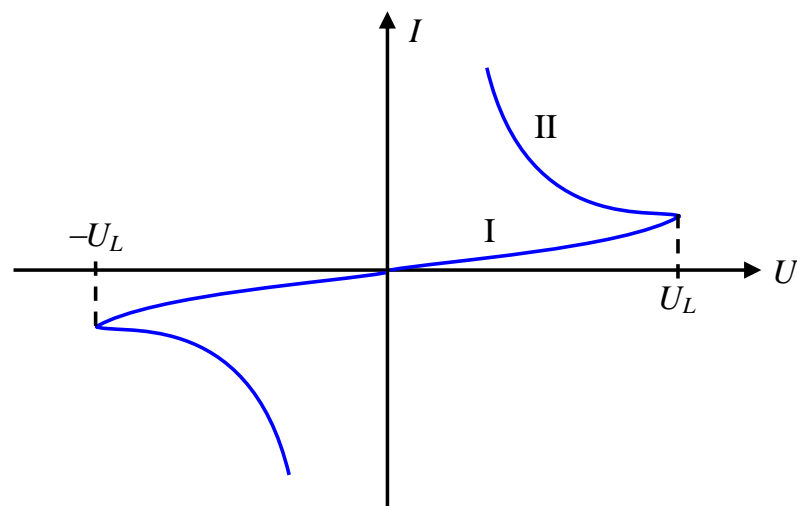


Fig. 5.16 – Característica estacionária do DIAC.

## 5.6. Transístores com passagem da condução ao corte comandada pela porta - GTO

Estes dispositivos, designados por GTO, “Gate Turn-Off” em inglês, podem efectuar as transições bloqueio para condução e também de condução para bloqueio através do comando da porta. O seu princípio de funcionamento está ligado com efeitos transversais que, no contexto destes apontamentos, irão ser analisados de forma qualitativa.

Nos SCR convencionais não é possível utilizar uma corrente negativa no terminal da porta, para levar o dispositivo da condução ao corte, porque o terminal da porta só vai afectar a região dos dispositivo na vizinhança imediata do seu contacto. Uma corrente com origem nas regiões longe do contacto iria dar origem a quedas de tensão transversais que iriam impedir essas regiões de ser perturbadas. Deste modo, longe do contacto, o dispositivo vai-se manter em condução.

Consideremos que  $I_{GR}$  é a corrente de porta com o sentido contrário ao da corrente  $I_G$ , isto é,  $I_{GR} = -I_G$ . De acordo com os sentidos convencionados na Fig. 5.12, a corrente de base do transístor  $n-p-n$  pode ser expressa como

$$I_{B2} = I_{GR} - \alpha_{F1} I_A \quad (5.17)$$

Se a corrente  $I_{B2}$  for menor do que a que é necessária para manter a corrente de colectador  $I_{C2} = -\alpha_{F2} I_K$ , então o transístor  $n-p-n$  corta e o tiristor sai do estado de condução. O corte ocorre então quando

$$I_{GR} - \alpha_{F1} I_A \geq (\alpha_{F2} - 1) I_K \quad (5.18)$$

Atendendo a que

$$I_K = I_A - I_{GR} \quad (5.19)$$

ter-se-á

$$I_{GR} \geq \frac{\alpha_{F2} + \alpha_{F1} - 1}{\alpha_{F2}} I_A \quad (5.20)$$

É conveniente referir que a relação (5.20) não permite o cálculo simples do valor da corrente  $I_{GR}$ , necessária para levar o tiristor do estado de condução a bloqueado, em virtude dos parâmetros  $\alpha_F$  dos transístores dependerem da corrente no tiristor.

Define-se o ganho de corrente no corte,  $\beta_{off}$ , como

$$\beta_{off} = \frac{I_A}{I_{GR}} = \frac{\alpha_{F2}}{\alpha_{F2} + \alpha_{F1} - 1} \quad (5.21)$$

É desejável que  $\beta_{off}$  seja o maior possível. Nesse sentido o dispositivo é fabricado de modo a que  $\alpha_{F2}$  tome valores próximos da unidade e  $\alpha_{F1}$  seja o menor possível para que, não só a tensão de búscula seja elevada como também a tensão aos terminais do tiristor, quando em condução, seja baixa.

Na Fig. 5.17 mostra-se a estrutura básica dum GTO em que se ilustra a distribuição não-uniforme da corrente entre o ânodo e o cátodo, quando a corrente de porta é negativa. Junto ao cátodo vão aparecer regiões que deixam de estar em condução no entanto o dispositivo mantém-se no estado de condução até que a corrente se reduz a um filamento, altura em que o processo de corte do dispositivo se inicia. A elevada densidade de corrente associada ao filamento pode conduzir à destruição do dispositivo. Por sua vez uma corrente de porta negativa pode fazer com que a junção porta-cátodo entre em disrupção em virtude da tensão transversal que se estabelece na região  $p$  adjacente à porta, Fig. 5.17. Logo que a junção referida entra em disrupção um aumento da corrente de porta não vai ter qualquer efeito no processo de corte do dispositivo pelo que a entrada em disrupção fixa o limite máximo da corrente de porta a utilizar, ou seja da corrente anódica que pode ser desligada. Modificações da estrutura do tiristor permitem ultrapassar esta limitação mas irão impor restrições doutra natureza.

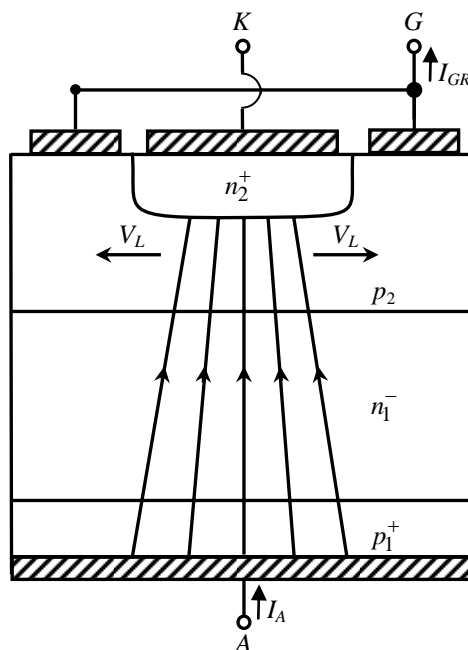


Fig. 5.17 – Estrutura básica dum GTO evidenciando a distribuição não-uniforme da corrente assim como a queda de tensão transversal devida a uma corrente de porta negativa.

## 5.7. Aspectos Dinâmicos

Sob o ponto de vista das variações o comportamento dos tiristores está associado ao armazenamento e remoção de portadores. Com efeito a passagem do estado bloqueado ao estado de condução é paradigmático pois passa-se duma junção polarizada inversamente, empobrecida de portadores de carga, para uma junção polarizada directamente, enriquecida de portadores. Nesta transição há portanto uma variação muito grande do número de portadores. O enriquecimento de portadores está ligado a um forte enriquecimento das bases anexas a  $J_2$ , visto que muitos dos portadores têm origem nos emissores  $p$  e  $n$ , junto ao ânodo e cátodo respectivamente. Tomaremos como exemplo o SCR.

### 5.7.1. Tempo para passagem à condução devido a impulso na porta

Aplicar uma tensão à porta, para que o dispositivo passe do estado bloqueado ao de condutor, não tem um efeito instantâneo. No SCR há que enriquecer a junção  $J_2$ .

Na Fig. 5.18 representa-se a variação no tempo da tensão  $U_G$  e de  $I_A$ .

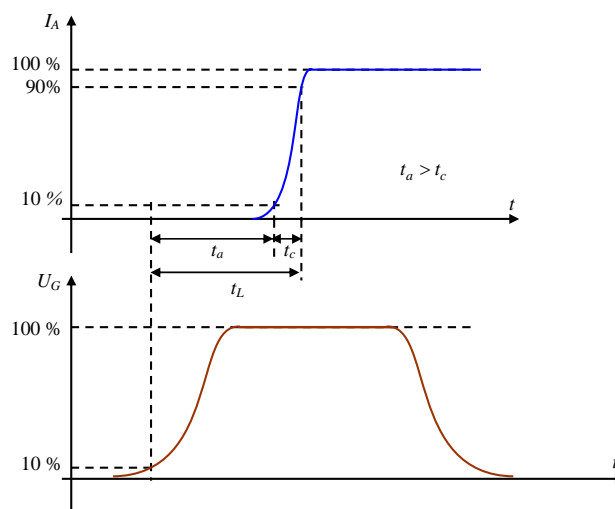


Fig. 5.18 – Evolução no tempo de  $U_G$  e  $I_A$  na passagem do estado bloqueado a condutor.

Chama-se tempo de ligação  $t_L$ , o tempo durante o qual a tensão de porta tem que se manter para que a transição se complete.

Este tempo tem 2 componentes:

- O tempo de atraso,  $t_a$  que corresponde ao tempo necessário para que a junção  $J_2$ , que estava empobrecida por estar polarizada inversamente, se enriqueça em

portadores até valores próximos dos de equilíbrio termodinâmico, de modo a que a corrente possa começar a crescer.

- O tempo de crescimento,  $t_c$  que corresponde ao crescimento da corrente que obriga as junções  $J_1$  e  $J_3$  a enriquecerem-se em portadores. Uma vez que a carga também limita o crescimento da corrente, o tempo  $t_c$  depende desta. O caso mais desfavorável é o de carga indutiva.

Para que a comutação seja consumada a duração do impulso de porta deve ser maior do que  $t_L$ .

### 5.7.2. Tempo para passagem da condução ao corte

Antes desta transição, as junções  $J_1$ ,  $J_2$  e  $J_3$  estão polarizadas directamente, as bases n e p e a junção  $J_2$  estão enriquecidas e o tiristor comporta-se como um díodo *p-i-n*.

Se invertermos a tensão no circuito exterior, a tensão aos terminais do tiristor não pode inverter instantâneamente. Mantém-se aproximadamente no mesmo valor, visto que se suporta na distribuição de portadores, que não podem variar bruscamente. A corrente, essa sim, pode inverter, sendo a sua transição dependente da carga exterior, e especialmente lenta para carga indutiva, visto que a energia magnética não pode variar de forma descontínua. A evolução temporal da tensão exterior, tensão anódica e corrente está representada na Fig. 5.19.

Chama-se tempo de recuperação de corte  $t_{rcorte}$ , o tempo necessário para que se complete a passagem do estado de condução ao estado de corte. Isto é, é o tempo que é necessário esperar para que o tiristor fique em condições de bloquear uma tensão positiva que apareça, inferior à de limiar. Só então está recuperada a característica estacionária relativa ao 1º quadrante.

O  $t_{rcorte}$  tem duas componentes:

- Tempo de recuperação da corrente  $t_{rc}$ . As junções  $J_1$  e  $J_3$  estavam polarizadas directamente. Demora um certo tempo até que uma destas junções esteja em condições de bloquear a corrente, limitando-a à corrente inversa. É um comportamento semelhante ao díodo em regime de comutação, já estudado.
- Tempo de recuperação da porta  $t_{rp}$ . Mesmo quando a corrente está bloqueada,

ainda há que remover muitos portadores, em especial na junção  $J_2$  e nas bases n e p. Este tempo é muito maior do que o anterior. Se antes de estar completado aparecer um sinal positivo na porta ou em  $U_{ext}$ , o disparo para regressar ao estado de condução fica muito facilitado, visto que a junção  $J_2$  e bases vizinhas ainda estão enriquecidas.

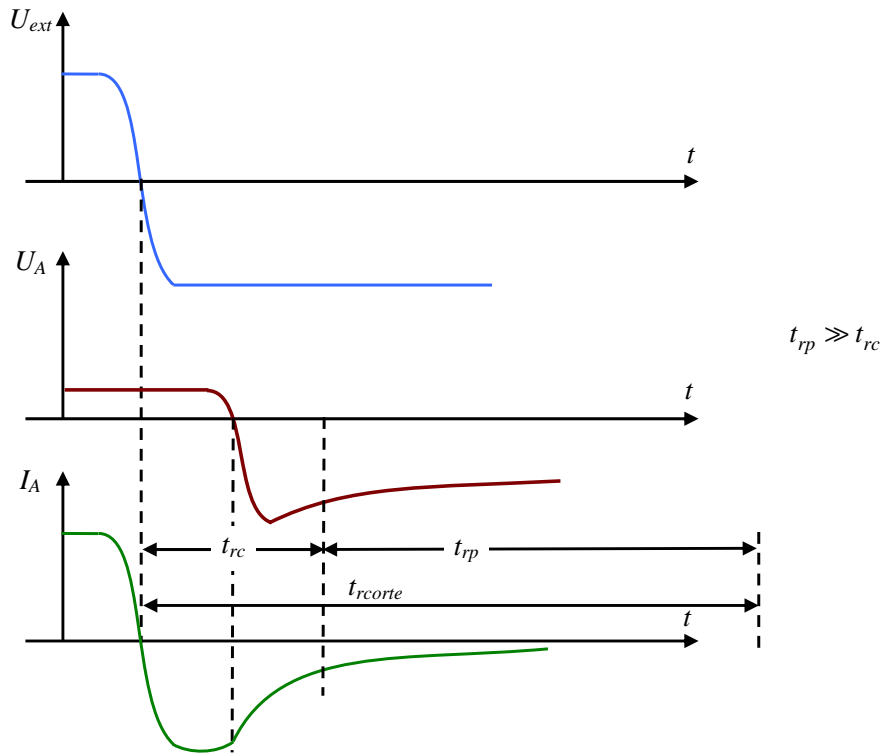


Fig. 5.19 – Evolução de  $U_{ext}$ ,  $U_A$  e  $I_A$  no tempo quando se dá a passagem de condução ao corte.

### 5.7.3. $dU_A/dt$ máximo

A tensão de limiar  $U_b$  foi definida na situação estacionária. Para  $U_A < U_b$  a junção  $J_2$  está polarizada inversamente e, à variação da tensão  $U_A$ , corresponde uma corrente de deslocamento, associada à capacidade diferencial de transição da junção  $J_2$ .

Para um crescimento  $dU_A/dt$  elevado, devido à corrente de deslocamento, o disparo dá-se para tensões  $U_A$  menores do que o valor de limiar  $U_b$  da característica estacionária. Os fabricantes especificam por isso  $(dU_A/dt)_{Máx}$  (Ex:  $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ ).

A existência da já referida resistência em paralelo com  $J_3$ , permite atingir

$(dU_A / dt)_{M\acute{a}x}$  mais elevado, pois limita o crescimento da corrente.

## 5.8. Influência da Temperatura

Os aspectos ligados com a temperatura são especialmente delicados nos tiristores, influenciando quer o disparo quer a segurança dos próprios dispositivos.

Note-se que se tivermos em linha de conta o troço instável correspondente à transição corte condução, os tiristores têm resistência dinâmica negativa. Isto é, sobe a corrente e baixa a tensão.

Todos os dispositivos em que a relação tensão corrente tem resistência dinâmica negativa e são comandados por corrente ( a uma tensão correspondem duas correntes) têm tendência para que a densidade de corrente não seja uniforme. Neste caso podem-se formar pontos quentes onde a densidade de corrente é maior o que, mesmo que os valores médios máximos da potência não tenham sido ultrapassados, podem levar à destruição do dispositivo.

Do ponto de vista do disparo, o aumento de temperatura, conduzindo ao aumento do número de portadores de minoria, baixa a corrente de porta e a tensão de limiar para comutação corte condução.

## 5.9. Circuito de Aplicação

Considere-se a montagem da Fig. 5.20(a), que inclui um S.C.R. em série com uma resistência  $R$ . A tensão de entrada  $U$ , é alternada sinusoidal ( $f = 50 \text{ Hz}$ ), e está representada na Fig. 5.20(b). Na Fig. 5.20(c) mostra-se a variação no tempo de  $U_{GK}$ . A característica do tiristor para  $U_{GK} = 1 \text{ V}$ , está representada na Fig. 5.20(d). Pretende-se:

- Na aproximação quase estacionária representar  $I(t)$ .
- Determinar a frequência máxima para  $U_{GK}$  que ainda faz com que o dispositivo passe do estado bloqueado ao estado de condução com  $U_b = 300 \text{ V}$ , supondo que o tempo de ligação associado ao sinal  $U_{GK}$  é de  $2 \mu\text{s}$ .
- Representar  $I(t)$  e comparar com o resultado da alínea a) no caso em que o tiristor é substituído por um triac com a característica de comutação idêntica à representada no 1º quadrante da Fig. 5.20(d).

## 5.20 TIRISTORES

- (d) Investigar o andamento de  $I(t)$  em a) quando a resistência  $R$  é substituída por uma bobina.

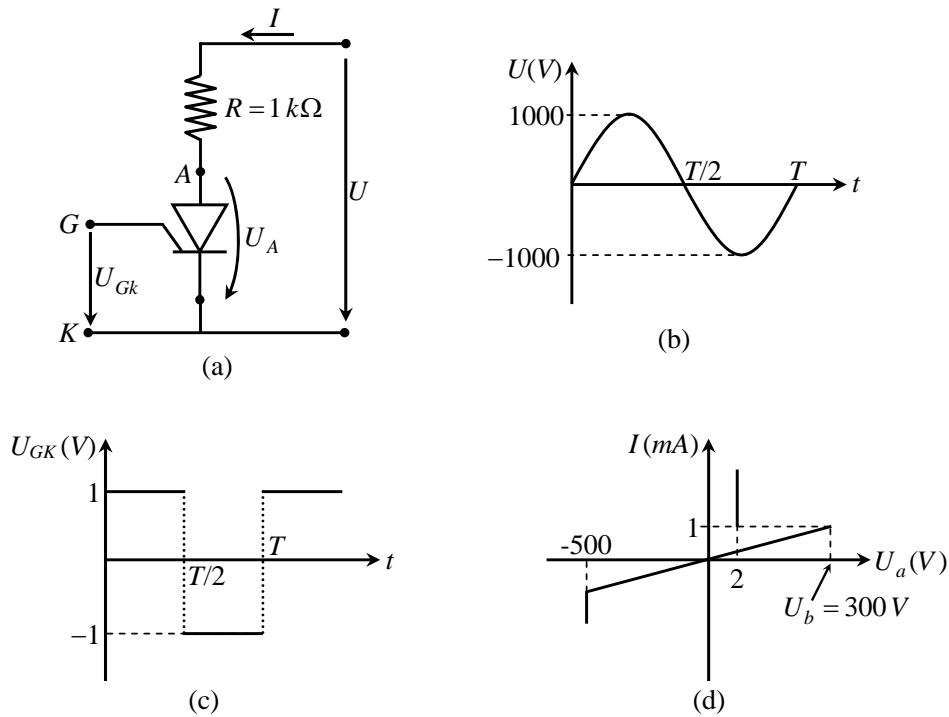


Fig. 5.20 – (a) Circuito de aplicação dum tiristor; (b) Tensão de entrada; (c) Tensão  $U_{GK}$ ; (d) Característica do tiristor

- (a) A característica  $I(U_a)$  representada na Fig. 5.20(d) permite tirar algumas conclusões:
- (i) Quando o tiristor se encontra no estado bloqueado, para  $U_a > 0$  ou  $U_a < 0$ , pode ser substituído por uma resistência equivalente  $R_T$ , Fig.5.21(a), sendo:

$$R_T = \frac{300}{1 \times 10^{-3}} = 300 \text{ k}\Omega \quad (5.22)$$

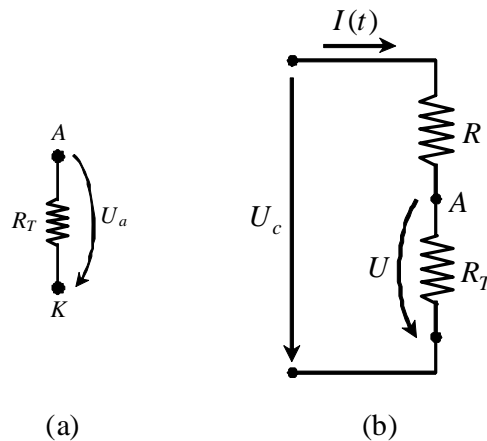


Fig. 5. 21 – (a) Modelo para o tiristor bloqueado; (b) Circuito a analisar.



O circuito a analisar é o da Fig.5.21(b) com

$$I(t) = \frac{U(t)}{(R + R_T)} \quad (5.23)$$

isto é, a forma de  $I(t)$  é a de  $U(t)$  para o intervalo de tempo em que o tiristor se encontra bloqueado.

- (ii) O tiristor no estado de condução,  $U_a > 0$ , mantém aos seus terminais uma tensão constante  $U_a = 2 \text{ V}$  e pode ser substituída por uma fonte de tensão constante, Fig.5.22(a), a que corresponde o circuito da Fig.5.22(b).

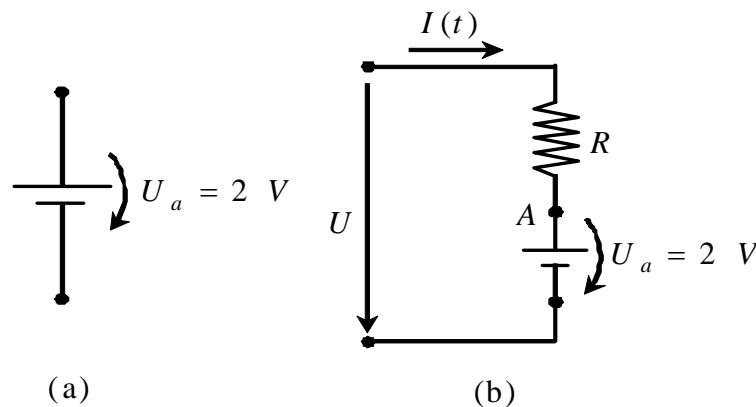


Fig.5. 22 - (a) Modelo para o tiristor em condução; (b) Circuito a analisar.

Deste modo

$$I(t) = \frac{[U(t) - 2]}{R}. \quad (5.24)$$

- (iii) O tiristor na disrupção ( $U_a = -500 \text{ V}$ ), pode ser substituído também por uma fonte de tensão constante, Fig.5.23(a), sendo o circuito a analisar o da Fig.5.23(b).

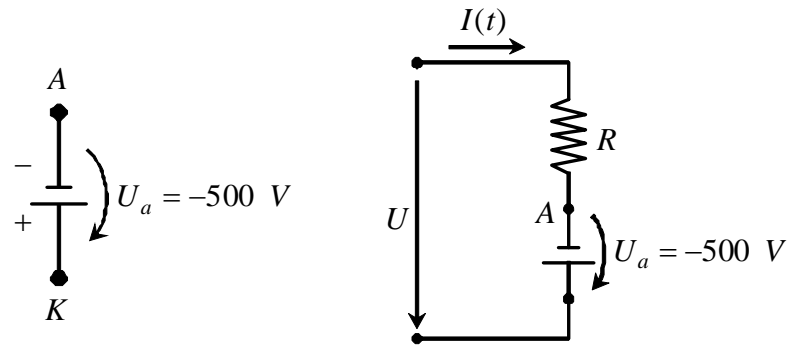


Fig.5. 23 - (a) Modelo para o tiristor em disrupção; (b) Circuito a analisar.

A corrente é dada por

$$I(t) = \frac{[U(t) + 500]}{R} \quad (5.25)$$

Falta agora determinar os intervalos de tempo durante os quais as situações anteriores se verificam.

A partir da característica do tiristor verifica-se que a passagem do estado bloqueado à condução se dá para  $U_a = U_b = 300 \text{ V}$ , a que corresponde uma corrente  $I(t_1) = 1 \text{ mA}$ . Sendo assim, a tensão  $U$  deverá ter o valor

$$U = R I(t_1) + U_a = 301 \text{ V} \quad (5.26)$$

para que o tiristor comute da situação (i) para (ii).

Sendo

$$U = U_M \text{ sen } \omega t \quad U_M = 1000 \text{ V} \quad (5.27)$$

O instante  $t_1$  em que se dá a comutação é dada por

$$301 = 1000 \text{ sen}(\omega t_1) \quad \omega = 2\pi f \quad (f = 50 \text{ Hz}) \quad (5.28)$$

e tira-se

$$t_1 \approx 9,73 \times 10^{-4} \approx 0,97 \text{ ms} \approx 0,05 T = T/20 \quad (5.29)$$

O valor de  $I(t_1^+)$  é obtido a partir de (5.24) e será

$$I(t_1^+) = \frac{301 - 2}{10^3} = 299 \text{ mA} \quad (5.30)$$

O tiristor manter-se-á em condução até que o valor de  $U$  baixe de modo a que  $I(t) = 1 \text{ mA}$  de novo. Este valor de  $U$  será atingido num instante  $t_2$  e valerá

$$U(t_2) = RI(t_2) + 2 = 3 \text{ V} \quad (5.31)$$

Na condução a corrente  $I(t)$  atinge o valor máximo para  $U = U_M$  e ter-se-á  $I_M = 998 \text{ mA}$ .

O instante  $t_2$  obtém-se de forma idêntica à que foi utilizada para  $t_1$  com o cuidado de ter em linha de conta que o argumento agora deverá ser  $(\pi - \omega t_2)$ . Atendendo aos valores da tensão  $U$  em jogo,  $t_2 \approx 10 \text{ ms} = T/2$ .

Para  $0 < U < 3 \text{ V}$  o tiristor está bloqueado e a análise deverá ser a da situação (i). Pode no entanto considerar-se que este intervalo de valores não dá origem a correntes significativas e, graficamente, pode desprezar-se.

Para  $-500 \text{ V} \leq U_a \leq 0$  a situação é a de (i) e por isso ter-se-á

$$I(t) = \frac{U(t)}{R + R_t} \quad (5.32)$$

A tensão  $U_a = -500 \text{ V}$  atinge-se no instante  $t = t_3$ , para  $U = -501,67 \text{ V}$

$$I(t_3) = \frac{-500}{300} \text{ mA} \approx -1,67 \text{ mA} \quad (5.33)$$

e

$$t_3 = 11,67 \text{ ms} \approx 0,6 T \quad (5.34)$$

O tiristor estará na disrupção desde  $t_3$  até  $t_4$ , altura em que a tensão  $U = -501,67 \text{ V}$  de novo. O valor de  $t_4 \approx 20 - 1,67 = 18,33 \text{ ms}$

$$I(t) = \frac{[U(t) + 500]}{R} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \quad (5.35)$$

Com  $|I_M| = +500 \text{ mA}$ .

De  $t = t_4$  até  $t = T$  o andamento de  $I(t)$  é o mesmo que o obtido para  $t_2 \leq t \leq t_3$ . N Fig. 5.24 mostra-se o gráfico de  $I(t)$  obtido com base nas considerações anteriores.

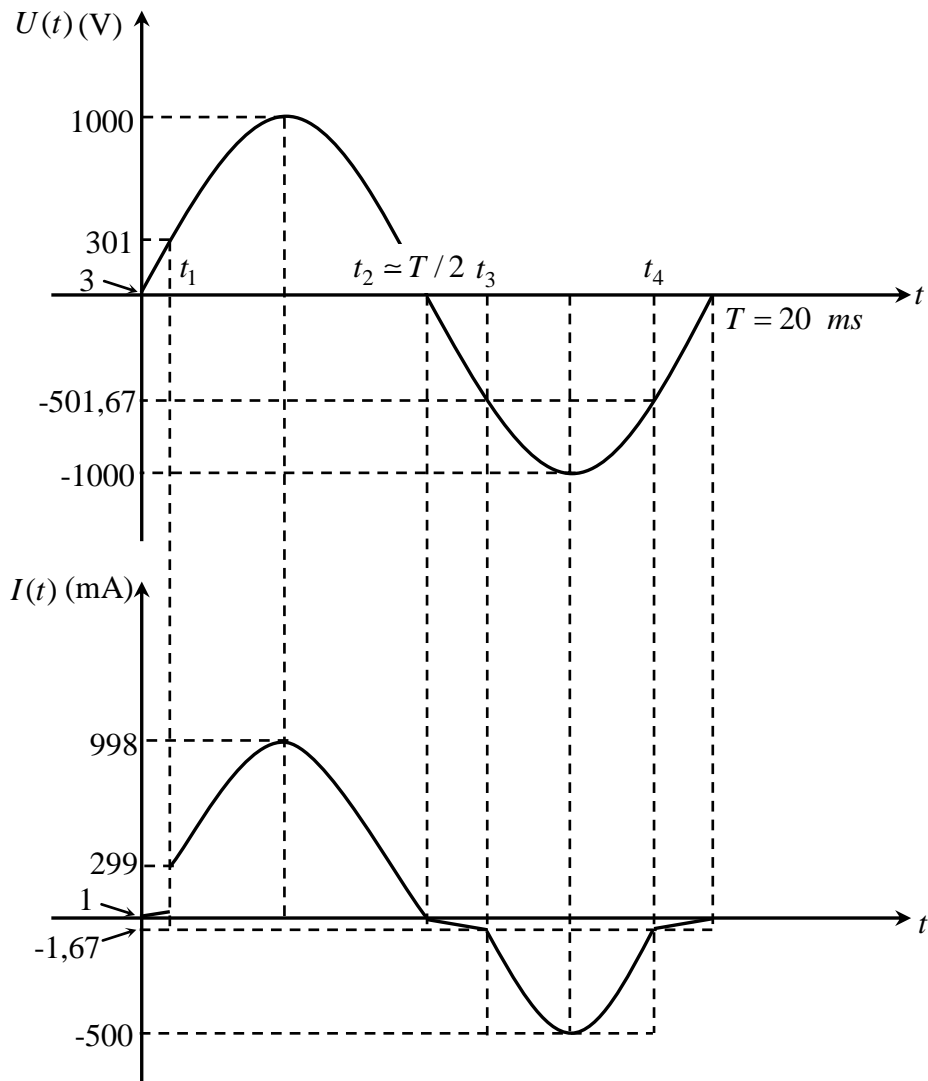
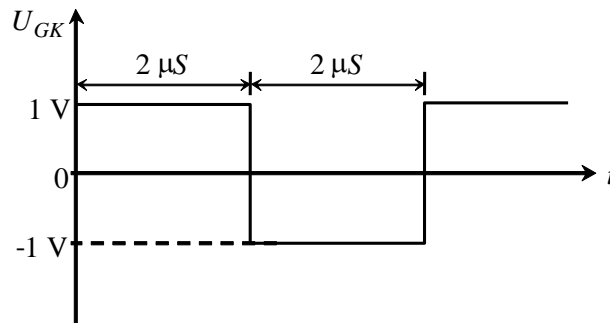


Fig. 5. 24 – Evolução de  $I(t)$  para o circuito da Fig. 5.19.

- (b) Se  $t_\ell = 2 \mu\text{s}$  então a duração do sinal  $U_{GK}$  deve ser de pelo menos  $2 \mu\text{s}$  durante a alternância positiva, Fig.5.25, a que corresponderá um período de  $T = 4 \mu\text{s}$ , ou seja, uma frequência máxima  $f = 250 \text{ kHz}$ . Estando este sinal sincronizado com a tensão  $U$  e sabendo-se que  $t_1 \approx 1 \text{ ms}$  (instante para o qual o tiristor comuta), a comutação dá-se após  $\sim 250$  ciclos da tensão  $U_{GK}$ .

Fig. 25 –  $U_{GK}(t)$ .

- (c) Se o tiristor for substituído por um triac, com a característica do 1º quadrante idêntica, Fig.5.26, sob a acção de  $U_{GK}$  ele comutará para  $U_a = 300\text{ V}$  quando  $U_a > 0$  e para  $U_a = -300\text{ V}$  quando  $U_a < 0$ .

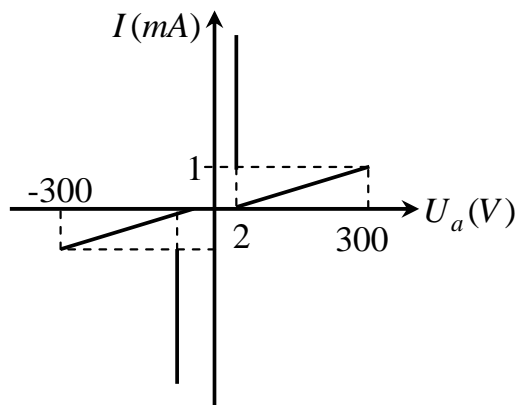


Fig. 26 – Característica do TRIAC.

Os andamentos de  $I(t)$  para  $U > 0$  e para  $U < 0$  são idênticos, pois o dispositivo é sempre disparado quando a tensão aos seus terminais vale  $300\text{ V}$ , Fig.5.27.

- (d) Para uma carga puramente indutiva o circuito a analisar é o da Fig.5.28. Considere-se que a característica do tiristor é uma característica ideal, o que, sob o ponto de vista de análise do problema, não vai alterar substancialmente as considerações a fazer, mas permite simplificar a resolução. Admitir-se-á também que o tiristor não entra em disrupção.

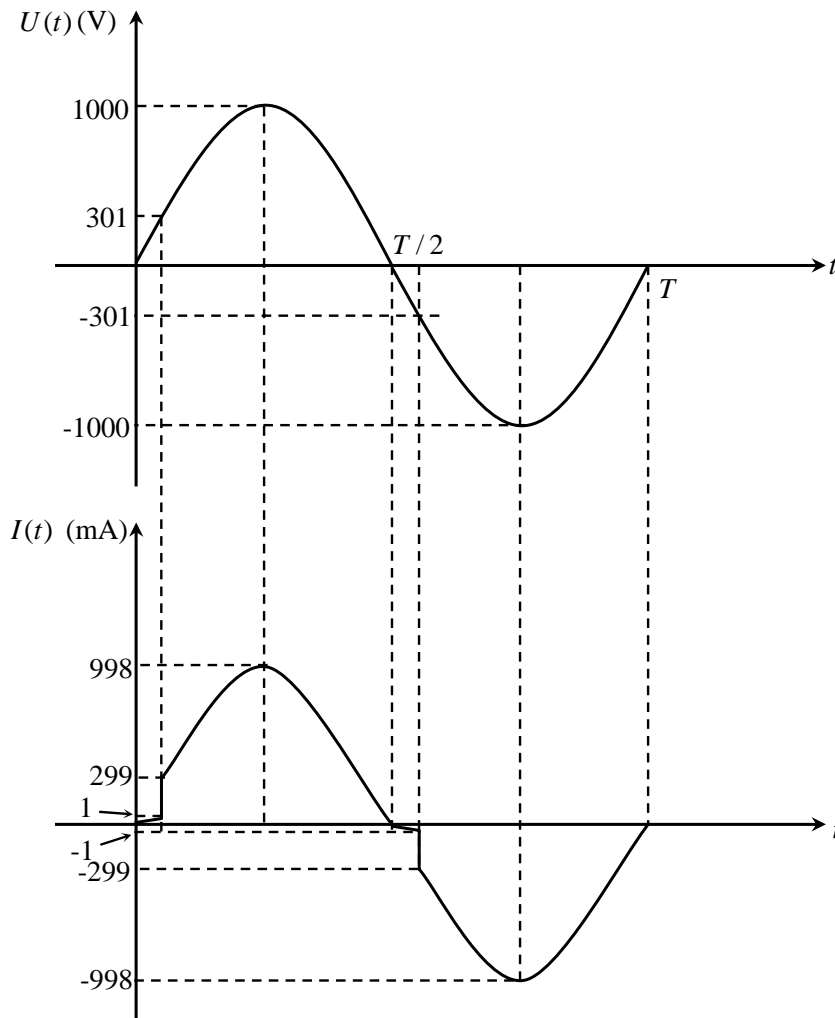


Fig. 5. 27 – Andamento de  $I(t)$  na situação em que o tiristor é substituído por um triac.

A situação presente difere da analisada anteriormente porque, neste caso, a corrente no circuito não pode variar bruscamente. Sendo assim, e sendo  $I = 0$  quando o tiristor está bloqueado, ao passar à condução, a corrente manterá nesse instante o valor zero, e deverá garantir a igualdade

$$U = L \frac{dI}{dt}, \tag{5.36}$$

já que  $U_a = 0$  após comutação.

Sendo  $U = U_M \text{ sen } \omega t$ , pode-se pois obter o andamento  $I(t)$  através da equação anterior. O tiristor deixará de estar em condução quando a corrente  $I(t)$  vier a zero.

Supondo que o disparo do tiristor é feito num dado instante  $t = t_1$  então

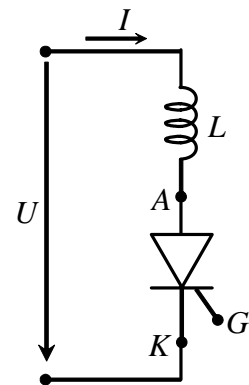


Fig. 5. 28 – Carga puramente indutiva

$$U = L \frac{di}{dt} \quad \text{para} \quad t \geq t_1 \quad (5.37)$$

Por sua vez

$$\int_{i(t=t_1)}^{i(t'=t)} di = \frac{1}{L} \int_{t'=t_1}^{t'=t} U dt \quad (5.38)$$

ou seja

$$i(t) = \frac{U_M}{\omega L} [\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t)] \quad t_1 \leq t \leq (T - t_1) \quad (5.39)$$

O instante em que o tiristor, deixa de conduzir será em  $t_2 = T - t_1$ , já que é para este instante que  $i(t)$  vem o zero. A análise da expressão permite concluir que  $i(t)$  toma o valor máximo quando  $\cos(\omega t) = -1$  e que é obtido quando  $t = T/2$ . O valor máximo da corrente é dado por

$$i_M = \frac{U_M}{\omega L} [\cos(\omega t_1) + 1] \quad (5.40)$$

O andamento de  $i(t)$ , sem ter em linha de conta o factor  $\frac{U_M}{\omega L}$  é definido pela diferença  $[\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t)]$ .

O valor do termo constante depende do instante de disparo. Assim se o disparo for feito em

$$\begin{aligned} t_1 = 0 & \rightarrow \cos(\omega t_1) = 1 \\ t_1 = T/4 & \rightarrow \cos(\omega t_1) = 0 \\ t_1 = T/2 & \rightarrow \cos(\omega t_1) = -1 \end{aligned} \quad (5.41)$$

A corrente  $I(t)$ , para vários ângulos de condução, está esquematizada na Fig.5.29.

As situações mais realistas contudo envolvem o estudo da corrente num circuito em que a carga consiste numa bobina em série com uma resistência, como se mostra na Fig.5.30.

Admitindo para o tiristor que: em condução  $U_a = 0$ ; no estado bloqueado pode ser substituído por uma resistência elevada  $R_T$ ; e não entra em disrupção, podem então analisar-se as situações correspondentes à condução e não-condução do tiristor de forma idêntica à que foi feita anteriormente.

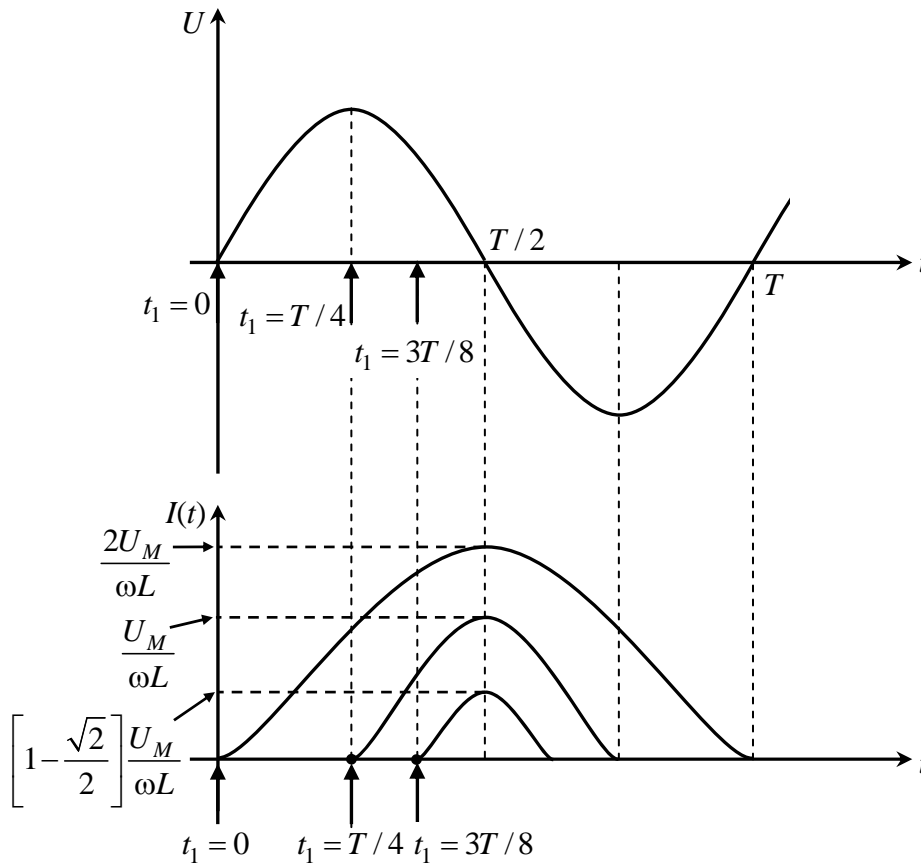


Fig. 5.29 – Evolução de  $I(t)$  para um circuito puramente indutivo.

Na passagem do estado bloqueado ao estado de condução do tiristor, como  $U_a = 0$ , pode escrever-se

$$U(t) = R_L I(t) + L \frac{dI(t)}{dt} \quad (5.42)$$

com  $U(t) = U_M \text{ sen } \omega t$ .

A solução da equação diferencial é constituída pela soma da solução da equação homogénea (traduz o regime livre) e a solução relativa ao regime forçado.

$$I(t) = I_\ell(t) + I_f(t)$$

Com

$$I_\ell(t) = C e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)t} \quad \text{e} \quad I_f(t) = \frac{U_M}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \text{ sen } (\omega t - \alpha) \quad (5.43)$$

$C =$  constante a determinar e  $\tan(\alpha) = \left(\frac{\omega L}{R_L}\right)$ .

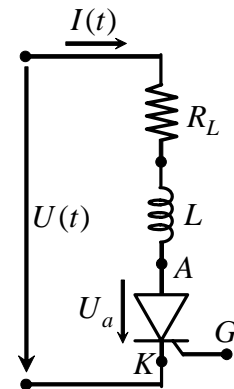


Fig.5.30 – Carga R em série com L



Assim

$$I(t) = C e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)t} + \frac{U_M}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \alpha) \quad (5.44)$$

Se supuser que o tiristor passa do estado bloqueado ao estado de condução num dado instante  $t = t_d$ , a tensão de entrada  $U$  deverá tomar um valor

$$U_d = U_M \sin(\omega t_d), \quad (5.45)$$

a que corresponde uma dada corrente  $I_d$ , igual para o estado bloqueado em  $t = t_d^-$  e para o estado de condução em  $t = t_d^+$ . A continuidade da corrente que passa através da bobina é imposta pela necessidade da energia magnética não poder variar bruscamente. Se o tiristor fosse um interruptor ideal  $I_d = 0$  contudo, como foi referido que no estado bloqueado o tiristor tinha um comportamento resistivo e resistência com valor elevado, pode-se, sem perda de generalidade supor que

$$I_d \approx \frac{U_d}{R_T} \quad (5.46)$$

Pode-se agora obter o valor da constante  $C$  e escrever a expressão final para  $I(t)$

$$C = \left( I_d - \frac{U_M}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t_d - \alpha) \right) e^{\frac{R_L}{L} t_d} \quad (5.47)$$

$$I(t) = \left( I_d - \frac{U_M}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t_d - \alpha) \right) e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)(t-t_d)} + \frac{U_M}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \alpha) \quad (t \geq t_d) \quad (5.48)$$

Como se vê esta expressão tem como solução particular a obtida anteriormente para a situação de carga indutiva e  $I_d = 0$ . O termo que inclui a exponencial é responsável pela subida relativamente lenta da corrente no acto de comutação dando origem a curvas da corrente assimétricas em relação ao máximo.

O peso relativo do valor de  $R_L$  e de  $L$  determinam a desfazagem observada e influenciam significativamente o valor máximo da corrente.

### 5.30 TIRISTORES

Nas Fig.5.31 e 5.32 apresentam-se os resultados para  $I(t)$ , para vários valores de  $R_L$ .

Considerou-se:  $U_M = 1000V$ ;  $f = 50 Hz$ ;  $L = 50 mH$ ;  $R_T = 300k\Omega$ ;  $t_d = 1ms$ ;  $I_d = 1mA$

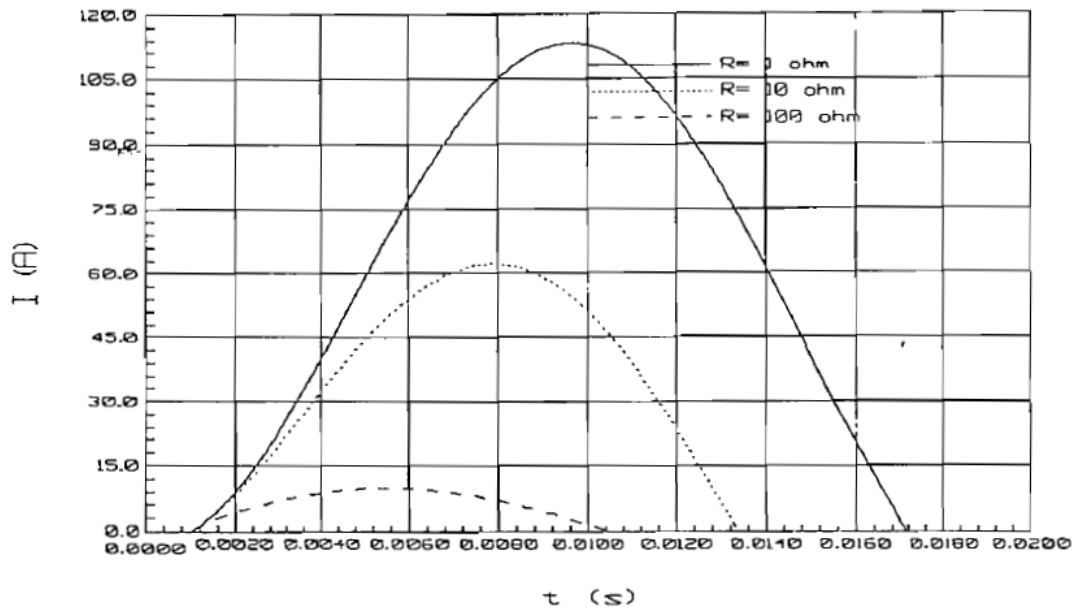


Fig.5.31 – Evolução  $I(t)$  para um circuito envolvendo uma bobina e uma resistência.

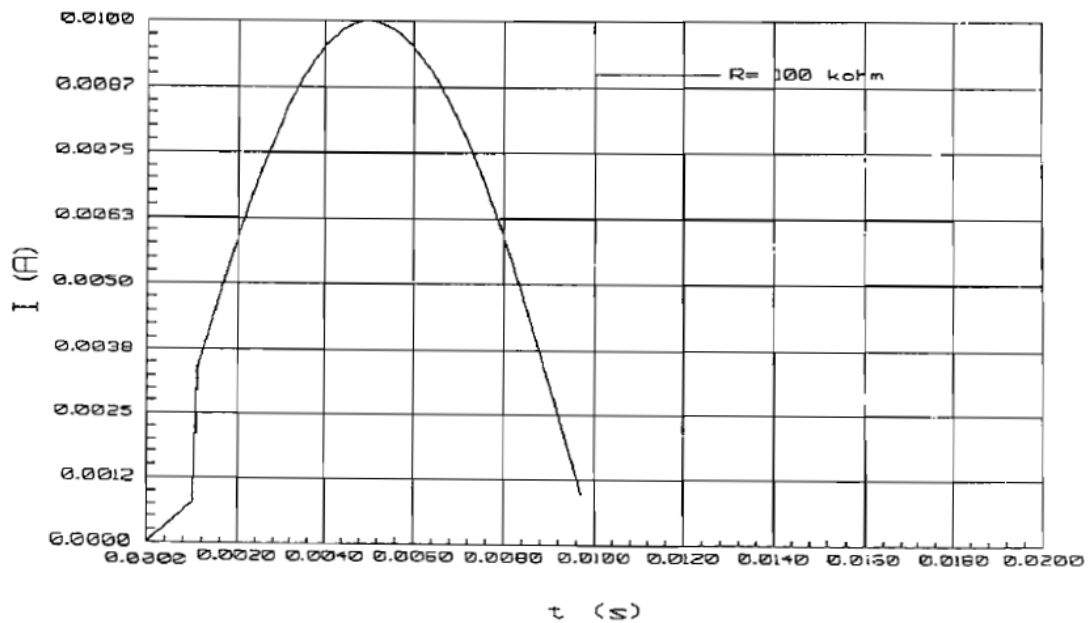


Fig.5.32 – Evolução  $I(t)$  para um circuito envolvendo uma bobina e uma resistência.