

APLICAÇÕES DO SCR EM CONTROLE DE POTENCIA

ANTONIO FERNANDO RODRIGUES

PUBLICAÇÃO IEA N.º 376
Janeiro — 1975

INSTITUTO DE ENERGIA ATÔMICA
Caixa Postal 11049 (Pinheiros)
CIDADE UNIVERSITÁRIA "ARMANDO DE SALLES OLIVEIRA"
SÃO PAULO — BRASIL

APLICAÇÕES DO SCR EM CONTROLE DE POTÊNCIA

Antonio Fernando Rodrigues

**Coordenadoria de Engenharia Nuclear
Instituto de Energia Atômica
São Paulo - Brasil**

**Publicação IEA Nº 376
Janeiro - 1975**

Instituto de Energia Atômica

Conselho Superior

Eng^o Roberto N. Jafet - Presidente
Prof. Dr. Emilio Mattar - Vice-Presidente
Prof. Dr. José Augusto Martins
Prof. Dr. Milton Campos
Eng^o Helcio Modesto da Costa

Superintendente

Prof. Dr. Rômulo Ribeiro Pieroni

APLICAÇÕES DO SCR EM CONTROLE DE POTÊNCIA

Antonio Fernando Rodrigues

RESUMO

A alta faixa de aplicação dos thyristores em chaveamento e controle de potência faz com que o SCR, dispositivo semicondutor, assumam grande importância nesse campo da eletrônica.

O presente trabalho visa dar ao leitor, uma noção sobre o funcionamento do SCR, parâmetros característicos e a maneira pela qual ele pode ser comandado para a realização de seus fins. Finalmente, algumas de suas muitas aplicações práticas são ilustradas e discutidas.

0. Introdução

O presente trabalho visa a dar ao leitor uma noção sobre os SCR e algumas de suas aplicações em sistemas de potência, onde circuitos com tais dispositivos possuem grande utilização em chaveamento e controle

As finalidades estão dirigidas para o entendimento de sistemas que certamente serão utilizados em "loops" térmicos. Como exemplo, o controle da velocidade do circulador de hélio mostra um tipo de aplicação. O sistema é constituído por um motor síncrono que faz com que haja rotação das pás do circulador; por sua vez, esse motor é ligado a um gerador síncrono e esse a um motor de C.C. O controle da velocidade do motor C.C., que é feito por intermédio de um circuito utilizando SCR, faz que a frequência do gerador varie e conseqüentemente a velocidade do motor síncrono, ou seja, a rotação do circulador de hélio.

Nas páginas que seguem, inicialmente será mostrado o mecanismo de funcionamento; a seguir serão definidos valores que caracterizam cada SCR; depois, as maneiras pelas quais ele é acionado ou desligado e, finalmente, algumas aplicações em sistemas de controle de potência. Tudo isso será mostrado visando a dar somente uma descrição global do dispositivo e suas aplicações; a bibliografia anexa dará ao leitor a oportunidade de aprofundar-se melhor no assunto

1. Funcionamento

As chaves p-n-p-n são dispositivos biestáveis cuja operação depende de um mecanismo interno de realimentação. Em muitos aspectos as características elétricas são idênticas às dos thyatrons ou ignitrons, tendo estados de impedância alto e baixo que são governados pela tensão aplicada, corrente, temperatura etc. Em dispositivos p-n-p-n a corrente é transportada por lacunas e elétrons ao invés de elétrons e ions.

Basicamente, um dispositivo p-n-p-n consiste em, pelo menos, quatro camadas p e n, e três junções. Chaves de potência com somente quatro camadas, três junções e três terminais são comumente chamadas de Retificadores Controlados de Silício (SCR). A disposição das camadas

desse retificador, faz com que ele tenha uma característica normal de bloqueio, pois há pelo menos uma junção reversamente polarizada em qualquer direção. Quando um pulso de corrente é aplicado a um terceiro terminal, chamado "gate", as características de bloqueio são eliminadas e a corrente passa de ânodo para cátodo (os outros dois terminais). A condução então continua, independente da corrente do "gate", até que a corrente ânodo-cátodo caia para um valor abaixo da chamada "holding current", ou corrente de retenção, I_h . As características retomam então à condição de bloqueio, sendo que novamente o "gate" pode comandar o dispositivo.

A Figura 1 mostra a representação e o esquema de um SCR, com suas junções, terminais e camadas, em que uma tensão E é aplicada entre seus terminais de ânodo e cátodo. O potencial aplicado polariza diretamente as junções J_1 e J_3 , enquanto a junção J_2 está reversamente polarizada. Começando pelo ânodo, as três primeiras fatias, ou secção P-N-P, tem um α_1 que define a fração de "lacunas" injetadas no emissor e que atravessa a junção J_2 atingindo o coletor c_1 . Iniciando no cátodo as três fatias à esquerda formam uma estrutura N-P-N, sendo que α_2 define a fração de elétrons do emissor e_2 que atravessa J_2 e atinge o coletor c_2 .

O total de corrente atravessando J_2 deverá ser igual à corrente do circuito (I); ela é constituída de três componentes:

- $\alpha_1 I$ - corrente de lacunas do emissor P;
- $\alpha_2 I$ - corrente de elétrons do emissor N;
- I_{co} - corrente de fuga.

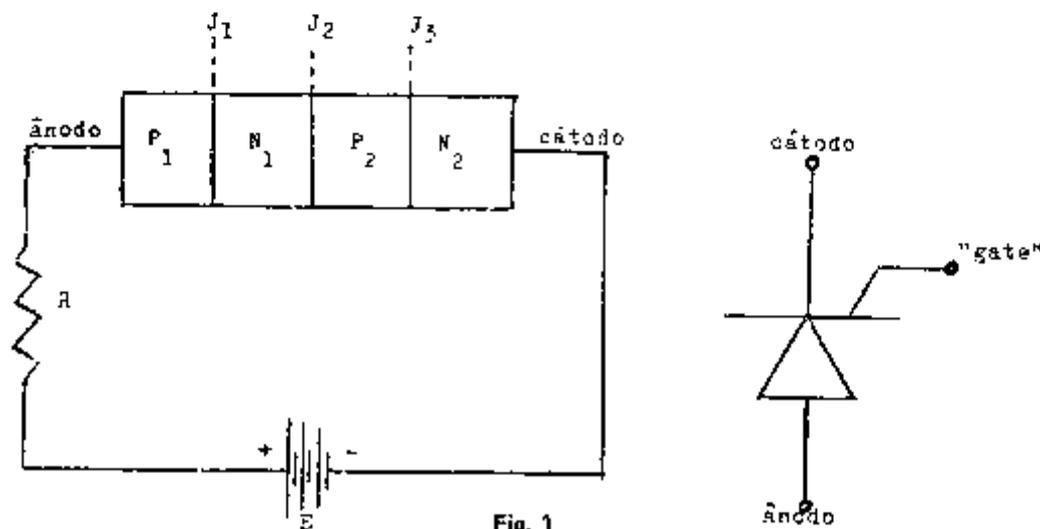
Isto é,

$$I_{J2} = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{co} = I$$

onde

$$I = \frac{I_{co}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2}$$

Se $\alpha_1 + \alpha_2$ é bem menor do que 1, I será I_{co} multiplicada por um pequeno fator. Desde que I_{co} é pequena numa junção de silício, I também o será; esta é a condição no estado de bloqueio. Se $\alpha_1 + \alpha_2$ é próximo da unidade, então I será muito grande, sendo limitada pela resistência externa do circuito; esta é a condição direta ou de acionamento ("triggering").



A Figura 2 ilustra a maneira na qual α_2 varia com a tensão e a corrente. Enquanto a tensão aumenta através de uma junção, algumas cargas recebem suficiente energia para libertar-se da ligação de valência formando pares elétrons-lacunas, havendo aumento de α . Para uma alta tensão a condição de avalanche é atingida e α e a corrente de fuga aumentam bruscamente.

Em baixas densidades de corrente de emissor, o efeito de recombinação na base "rouba" a corrente de emissor parcialmente e o α efetivo é baixo. Quando a densidade de corrente é aumentada, a corrente recombinada torna-se uma pequena porção da corrente total e α aumenta, como mostrado na figura 2, com α em função de I_E .

O efeito de avalanche e o aumento de α com a corrente de emissor são fenômenos que podem causar $\alpha_1 + \alpha_2$ se aproximarem de 1 criando as condições de chaveamento no SCR.

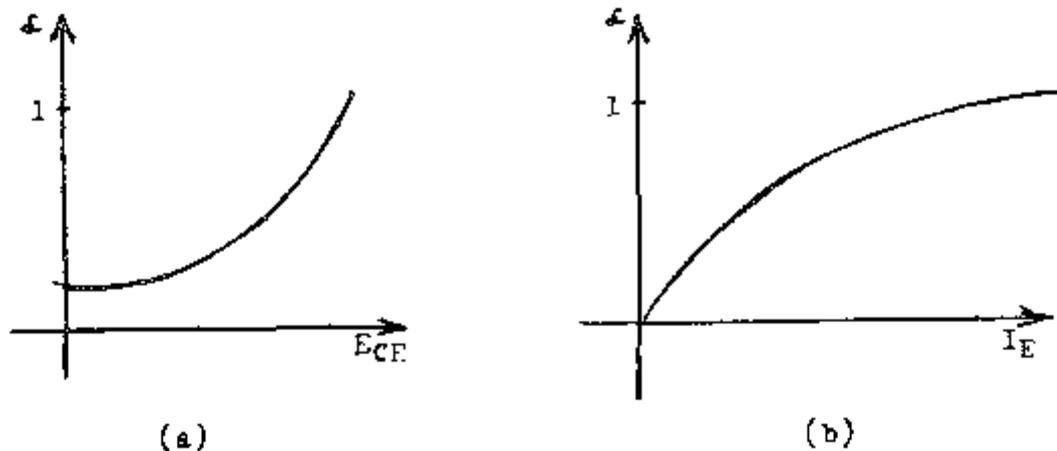


Fig. 2

Desde que a corrente de emissor pode ser aumentada facilmente pelo fornecimento de um eletrodo separado de controle ou "gating", um método que torna o dispositivo mais flexível, não se emprega o acionamento por avalanche devido a necessidade de aplicar-se uma alta tensão. A corrente de acionamento é fornecida à região P entre J2 e J3 e contribui para a corrente que atravessa J2, aumentando α_1 e α_2 .

A fig. 3 mostra a característica de um SCR, sendo que por ela podemos visualizar seu funcionamento. Nas regiões A e B o dispositivo tem potencial reverso aplicado, com as junções J1 e J3 reversamente polarizadas, sendo que dessa maneira elas exibem características normais de diodos reversamente polarizados. Na região C, J2 está reversamente polarizada, sendo esta a região de bloqueio (com polarização direta). Para tensão aplicada suficientemente alta, ocorre a avalanche e o dispositivo é acionado através da região instável, de resistência negativa D, para a região F, correspondente a diodo diretamente polarizado, com alta corrente e baixa queda de tensão. Se a corrente é levada abaixo de um valor I_H , o SCR retorna à região C, retornando o "gate" ao controle (se acionado).

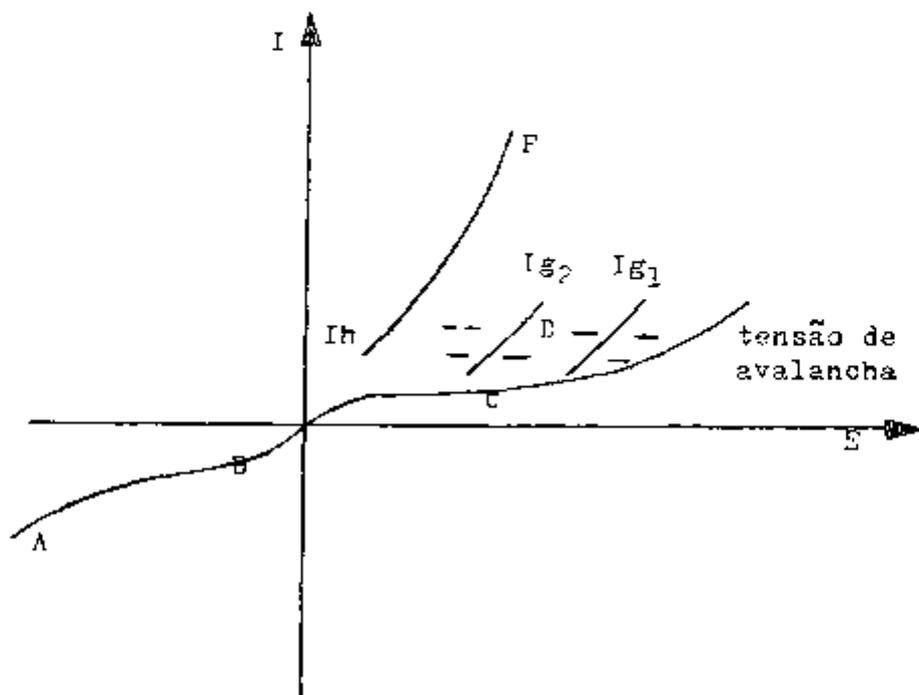


Fig. 3

II. Dimensionamentos e características

Dimensionamento e especificações são importantes ferramentas de projeto que ligam o fabricante e o usuário do dispositivo. O dimensionamento fornece as fronteiras na qual o componente pode ser usado sem sofrer danos ou mau funcionamento do equipamento onde ele é usado. Características do componente são fornecidas de tal maneira que variações inerentes de propriedades com temperatura, tensão, corrente etc., possam ser levadas em consideração pelo projetista do equipamento.

O SCR possui uma variação muito grande de características pois sua aplicação vai desde circuitos de pequenas correntes até centenas de Amperes em aplicações de alta potência, ou seja, ele cobre quase toda a gama de circuitos. Dessa forma, dependendo do tipo de aplicação haverá um correspondente SCR com características diferentes. A título de exemplo, encontra-se abaixo uma tabela com alguns valores característicos principais, para um determinado SCR.

Dimensionamentos Máximos

Max. Voltagem reversa de pico repetitiva (PIV)1000 V
Min. Voltagem direta de quebra de pico (VBo)1000 V
Max. Corrente média direta (I_T) em 65°C70 A
Max. Corrente de "Surge"1000 A
Max. Resistência térmica interna0,4°C/W
Max. Potência de pico de "gate"0,5 W

Max. Potência média de "gate"	0,5 W
Min. dV/dT em 125°C	200V/ μ seg

Características Elétricas

Max. Corrente de fuga em 1000 V (direta e reversa) a 25°C	100 μ A
Max. Corrente de fuga em 1000 V (direta e inversa) a 125°C	1000 μ A
Max. Corrente "Holding" (retenção) a 25°C	100 mA
Max. Corrente de "gate" disparo a -65°C	100 mA
Max. Corrente de "gate" para disparo a 25°C	70 mA
Max. Voltagem de "gate" para disparo a 25°C	2,0 V
Max. Queda de voltagem de pico a média a 70A e 25°C	1,8 V

Abaixo serão definidas algumas especificações e características normalmente utilizadas e que particularizam um SCR em sua utilização para um sistema.

Tensão Reversa de Pico Repetitiva

Máximo valor instantâneo repetitivo de tensão que pode ser aplicado ao ânodo com o "gate" aberto. Esse valor não pode ser excedido, a não ser por transitórios.

Tensão Reversa de Pico não Repetitiva

Máximo valor permissível instantâneo de tensão reversa, incluindo todos transitórios não repetitivos, mas excluindo os repetitivos, que podem ser aplicados ao terminal de ânodo com o "gate" aberto.

Tensão de Bloqueio Direta de Pico

Máximo valor instantâneo de tensão incluindo todos transitórios não repetitivos que não chaveará o SCR para o estado de condução.

Tensão Direta de Pico

Máximo valor instantâneo permitido que pode levar o SCR à condução.

Corrente Média Direta

Máxima corrente DC que pode fluir do ânodo para o cátodo sob determinadas condições de frequência, temperatura e tensão reversa.

Corrente Direta Instantânea

Valor instantâneo da corrente de ânodo fluindo no estado de condução.

Tensão Direta Instantânea

Queda de tensão entre o ânodo e o cátodo quando o dispositivo está conduzindo.

Corrente de "Gate" Instantânea Direta

Corrente fluindo entre o "gate" e o cátodo na direção em que a junção de "gate" está diretamente polarizada.

Tensão de "Gate" Instantânea Direta

Valor entre o "gate" e o cátodo com o terminal de ânodo aberto.

Corrente de Acionamento DC de "Gate"

Valor necessário para acionar o SCR em uma determinada condição de temperatura.

Tensão de Acionamento DC de "Gate"

Tensão de "gate" com a corrente acima definida antes de iniciar a condução do ânodo.

Corrente Direta de "Surge"

Máximo valor de pico não repetitivo de um ciclo direto (83 milissegundo de duração), em um sistema de fase simples em 60 ciclos com carga resistiva.

Tensão Reversa de Pico de Gate

Máxima tensão reversa entre o terminal de "gate" e o cátodo.

Potência de Pico de "Gate"

Máximo valor instantâneo de dissipação de potência no "gate".

Potência Média do "Gate"

Máximo valor permissível de dissipação de potência no "gate" sobre um ciclo completo.

Corrente "Holding"

Valor abaixo do qual o SCR retorna ao seu estado de bloqueio após ter estado conduzindo sob determinadas condições de temperatura e de "gate".

Corrente "Latching"

Mínima corrente de ânodo necessária para que o SCR seja acionado e permaneça nesse estado após a remoção do pulso de "gate".

Tempo de atraso

Intervalo de tempo entre os instantes em que a corrente de "gate" atinge 10% de seu valor final e que, a corrente resultante (de ânodo), atinja 10% de seu valor máximo durante

chaveamento do estado de corte a condução com uma carga resistiva.

Tempo de Subida

Intervalo de tempo desde 10 a 90% que se atinge a máxima corrente de ânodo durante chaveamento.

Tempo de Ligamento

Soma do tempo de subida com o tempo de atraso.

Resistência Térmica

Subida de temperatura por unidade de potência dissipada em um determinado ponto sob condições de equilíbrio térmico.

Impedância Térmica Transiente

Subida de temperatura por unidade de dissipação de potência da junção acima de um ponto de referência por um período de tempo após aplicação de um degrau de dissipação de potência na junção com temperaturas ambiente e do envólucro do SCR constantes.

Aplicações em Alta Potência.

Os dispositivos de controle no estado sólido são conhecidos por seu tamanho, peso, vida longa e confiabilidade. Essas vantagens tornam-se mais importantes quando aumenta a capacidade de voltagem e de corrente.

A redução do calor dissipado pelo dispositivo em sistemas de controle torna-se um fator importante para sistemas de alta densidade. Isso requer um projeto do sistema para dissipar o calor adicional dos dispositivos de controle. Sistemas de Retificação controlada comparados com sistemas de válvulas podem facilmente causar uma redução do calor de um fator de 8 a 10 sobre os da válvula. O tempo de resposta de retificadores controlados com chaveamento de corrente é um fator de 10.000 ou mais vezes rápido comparado com equipamentos de chaveamento de potência. Essa resposta é mais importante quando o elemento de chaveamento está incorporado a um sistema de segurança em sobrecarga que projete o operador ou equipamento adicional. A retificação controlada torna-se uma ferramenta ideal para projetos de circuitos de proteção de carga dados os pequenos requisitos de controle necessários, para operação em alta corrente.

Abaixo, mostram-se algumas aplicações importantes do SCR: Inversores Estáticos de Potência

Controle de Motores

Contatores de Potência de Alta Velocidade

Sistemas de Circuitos de Proteção

Conversão de Frequência

Sistemas de Controle de Processos Industriais

Substituição de Produtos Existentes: "Thyratrons", Relés, Contatores, Válvulas, Fusíveis, "Timers" de controle de Potência etc.

III - Circuitos de Engatilhamento

Os requisitos básicos (I_{gt} e V_{gt}) para o dispositivo, devem ser encontrados independentemente da função que realiza o circuito. Entretanto a fonte do sinal de engatilhamento e a maneira na qual ele é aplicado ao "gate" do SCR variará dependendo da aplicação particular.

Algumas aplicações requerem engatilhamento o mais rápido possível após a tensão de ânodo ter-se tornado positiva. Esse é o caso de chaves estáticas AC.

Faz-se o controle de fase em sistemas AC pelo engatilhamento, atrasado propositalmente, após a tensão de ânodo se ter tornado positiva. Acionamentos em circuitos AC geralmente necessitam sincronização do sinal de engatilhamento com a frequência da linha. Em circuitos inversores esse sinal é geralmente iniciado por um oscilador de referência. Em inversores e controle de potência, são necessárias subidas bruscas da corrente de "gate". Abaixo, alguns circuitos que se prestam para engatilhamento de SCRs.

III - a) Circuitos com resistência.

Neste caso a corrente é fornecida diretamente do ânodo para o "gate" (I_{gt}) por meio de um conveniente resistor limitador de corrente. Nos arranjos básicos da fig. 4, o cir. a mostra um resistor fixo aplicado a um circuito de meia-onda resultando numa chave estática AC básica. Também pode ser usado em chaves DC. A chave SW, necessária para iniciar a função, pode ser de qualquer tipo de chave mecânica acionada por controle manual, calor ou luz etc.

Para operação dentro dos dimensionamentos do SCR, o resistor R deve ser selecionado de maneira a não exceder a corrente de pico de "gate" máxima I_{gfm} , para o pior caso quando se fecha SW no pico E da tensão de alimentação, ou seja

$$R \geq \frac{E}{I_{gfm}} \quad (III-1)$$

Se necessário o resistor de estabilização R_b , deve ser observado que a máxima tensão desenvolvida através de R_b , deverá ser menor do que V_{gfm} (tensão de "gate" direta da pico máxima). Assim teremos:

$$R \geq \frac{(E - V_{gfm})}{V_{gfm}} R_b$$

O SCR será acionado quando a tensão instantânea de ânodo (e) é:

$$e = I_{gt}R + V_{gt} + D \quad (III-2)$$

Sendo D a queda de tensão no diodo CR1

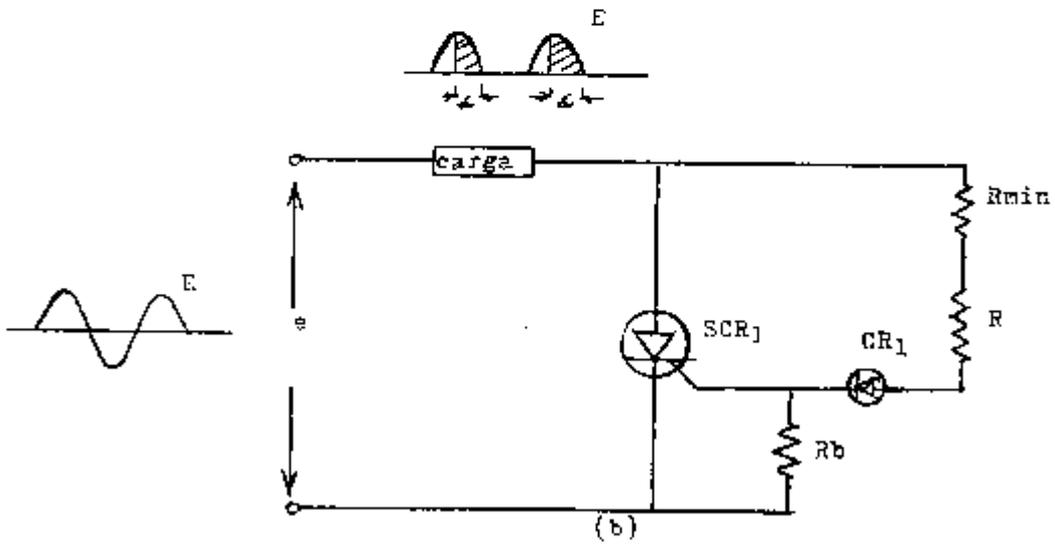
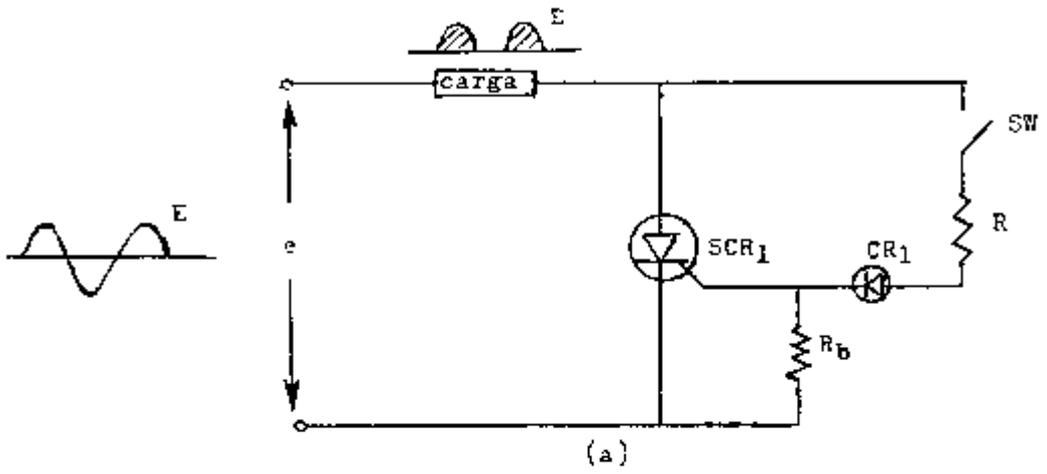


Fig. 4

Se um resistor variável R é aplicado, resulta numa operação de controle de fase de meia onda (fig. b). Quando $R=0$, o SCR será acionado de acordo com a equação (III-2), onde $R=R_{\min}$, sendo determinado da equação (III-1). À medida que R aumenta, o SCR será acionado em valores maiores do ângulo α até que $\alpha=\pi$. Como o SCR deverá ser acionado na primeira vez que I_{gt} é atingido, sua condução não poderá se atrasar mais do que 90° nesse tipo de circuito.

Os circuitos vistos acima são geralmente satisfatórios para aplicações em chaves estáticas. Entretanto para controle variado de saída, eles são muito sensíveis à temperatura, e às variações de "Performance" para cada SCR.

III - b) Circuitos RC.

A faixa limitada de utilização (0 a 90°) do circuito de controle de fase da Resistência pode ser aumentada se o circuito de "gate" é alimentado por uma tensão que não está em fase com a tensão de ânodo de tal maneira que a corrente de "gate" suficiente para acionar o SCR pode estar além do pico de tensão do ânodo. Isto pode ser feito por um circuito RC como se vê na fig. 5. Esse modo de operação pode ser visto com o auxílio da fig. 6. Quando a tensão de ânodo do SCR se torna positiva, o capacitor C carregará do pico E (devido ao diodo $CR2$) para valores positivos da tensão de ânodo através de R . A tensão através do capacitor (V_c) será integral no tempo da corrente I_c admitida por R . Após a tensão de alimentação se tornar positiva, C estará em paralelo com uma resistência equivalente não linear R_{eq} que é a soma das resistências de $CR1$ (diretamente polarizado) e do "gate" do SCR. Para um SCR típico, pode ser mostrado que o valor de RC (para saída zero) deve ser escolhido de maneira que:

$$RC \geq 1.3 \frac{T}{2} \cong \frac{4}{\omega}$$

onde

T - frequência da linha

ω - frequência angular

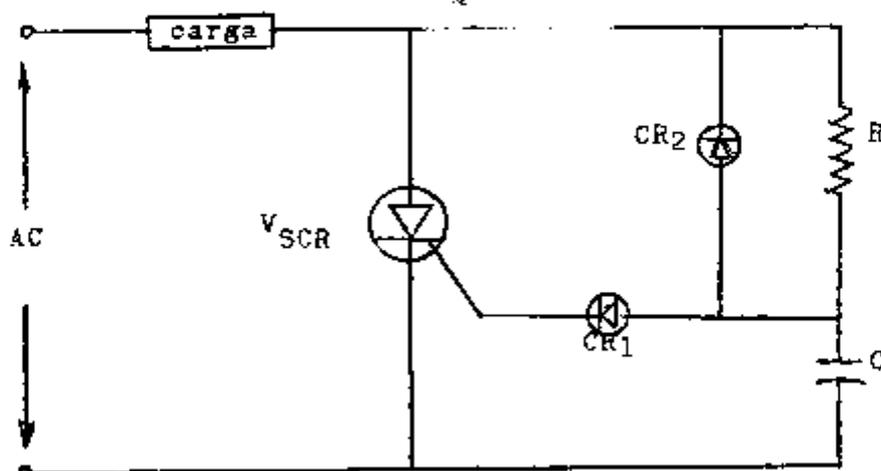


Fig. 5

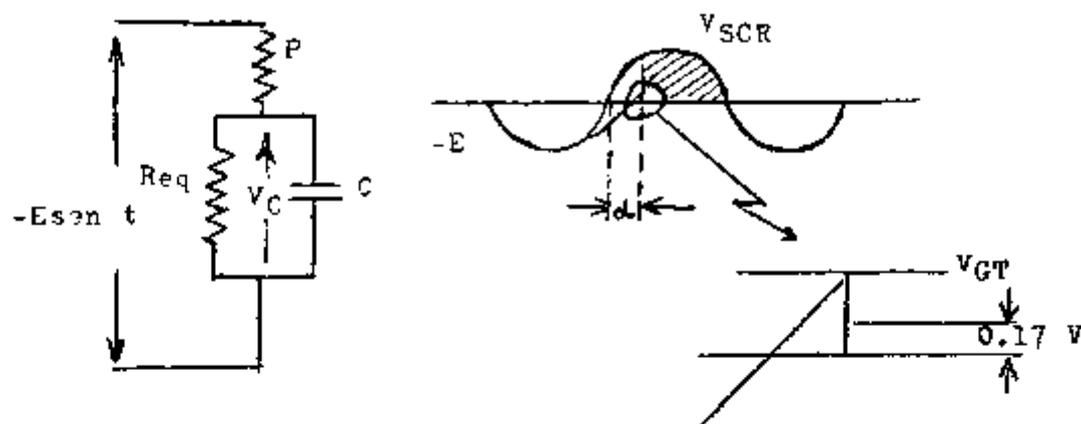


Fig. 6

Quando a tensão no capacitor é $V_c = V_{gt} + D$, onde D é a queda de tensão em CR1, o SCR será acionado, desde que se tenha I_{gt} . Desde que a tensão V_c através do capacitor C pode ser considerada essencialmente constante no instante de acionamento, I_{gt} deve ser instantaneamente fornecida por R . Logo, o máximo valor de R é dado por:

$$e \geq I_{gt}R + V_c = I_{gt}R + V_{gt} + D \text{ ou } R \leq \frac{e - D - V_{gt}}{I_{gt}}$$

onde e é a tensão de alimentação instantânea na qual o SCR será acionado.

CR1 protege o "gate" de tensão reversa quando o ânodo do SCR é negativo. Deve ser dimensionado para suportar pelo menos o pico de tensão de alimentação E . CR2 recompõe (restitui) o capacitor C para o pico de tensão $-E$; deve ser dimensionado para resistir pelo menos $2E$ quando R está em aberto.

III - c) Circuitos a Reator Saturado.

Basicamente um reator saturável (SR) é um dispositivo que apresenta uma baixa impedância, ou seja, pequena variação de fluxo quando saturado (quando trabalhando na região de saturação da curva de magnetização), e alta impedância fora dessa região.

O circuito da fig. 7 ilustra o seu funcionamento dentro de um circuito de acionamento de SCR. Se $R1$ é bem maior do que $R2$, a maior parte da tensão de alimentação E aparecerá através de $R1$, mesmo com o SR saturado, sendo que a tensão através de $R2$ não será suficiente para acionar o SCR. Se durante o ciclo negativo, um sinal positivo (+) é aplicado ao enrolamento de controle do SR, o núcleo será desmagnetizado. Dessa maneira, no próximo meio ciclo positivo, inicialmente a impedância do reator será suficientemente alta para permitir a carga do capacitor C . Quando o SR se saturar, sua baixa impedância provocará a descarga do capacitor sobre o "gate", levando-o à condução.

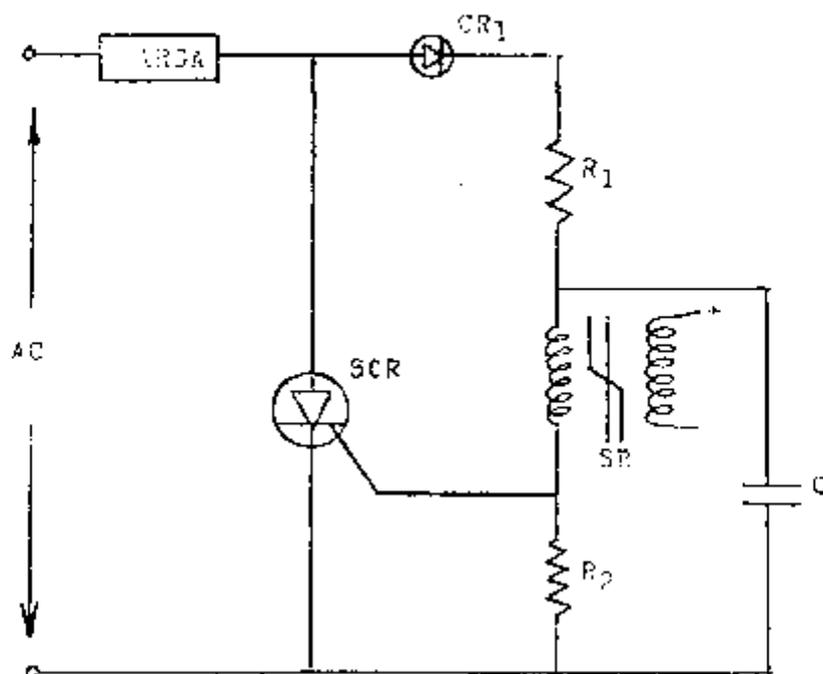


Fig. 7

A fig. 8 mostra um tipo mais completo de circuito com reator saturável (circuito de acionamento a amplificador magnético de meia onda). Devido aos seus enrolamentos isolados, ele pode ser facilmente estendido à operação de onda completa ou polifásica. O sinal de "gate" é obtido do enrolamento 3-4 do transformador de alimentação T1. Com o núcleo de T2 não saturado, essa voltagem será absorvida pelo enrolamento 3-4 de T2. Durante o próximo meio-ciclo negativo da tensão de alimentação, o diodo CR1 bloqueará a voltagem de T1, deixando o fluxo no núcleo no nível no qual estava no meio ciclo positivo precedente. Por outro lado, os enrolamentos de controle 1-2 e 5-6 do SR permitirão recomposição do fluxo durante esse ciclo negativo. Dependendo dessa variação do fluxo, um número variável de Volts-seg será absorvido pelo núcleo de T2 (comandarà a diferença de fase) antes que ele saturar, no próximo ciclo positivo, e aplique o sinal do enrolamento 3-4 de T1 para o "gate" do SCR. Dessa maneira, os SCR podem ser acionados em diferentes ângulos e o controle contínuo da saída pode ser obtido. O diodo Zener, CR2 "grampeia" a tensão de alimentação. Ela permite o uso de uma alta tensão no secundário do enrolamento 3-4 de T1 de maneira a obter uma variação excessiva da tensão inicial no "gate", no início do meio ciclo da tensão de alimentação. Além disso CR2 fixa a tensão do "gate" dentro das especificações do SCR durante o restante do ciclo positivo de tensão. R1 age como um limitador de corrente, enquanto que R2 desvia a corrente de fuga do SR do "gate", permitindo a estabilidade antes do acionamento do SCR.

Dois tipos de controle são ilustrados no circuito. O do enrolamento 5-6 deriva seu sinal de uma fonte externa de corrente variável de baixo nível. A corrente de controle enviada por essa fonte, em conjunção com o número de espiras de enrolamento 5-6, provoca uma força magnomotriz sobre o núcleo de T2. O fluxo de desmagnetização (resetamento) será diretamente proporcional a essa fmm. O enrolamento inferior 1-2 ilustra o chamado modo "reset" de

onde V_D é a tensão equivalente do diodo do emissor.

A figura também indica a forma de onda do pulso de saída de um UJT típico. Ela é uma função do circuito e dos parâmetros do UJT. Quando a tensão de emissor V_E é igual a V_{Emin} , na interseção da reta de carga com a característica estática de interesse (uma das curvas), como ilustra a fig. 9 para o caso de $V_{BB} = 10V$, o emissor cessa de conduzir, o capacitor pode ser carregado e o ciclo repetido.

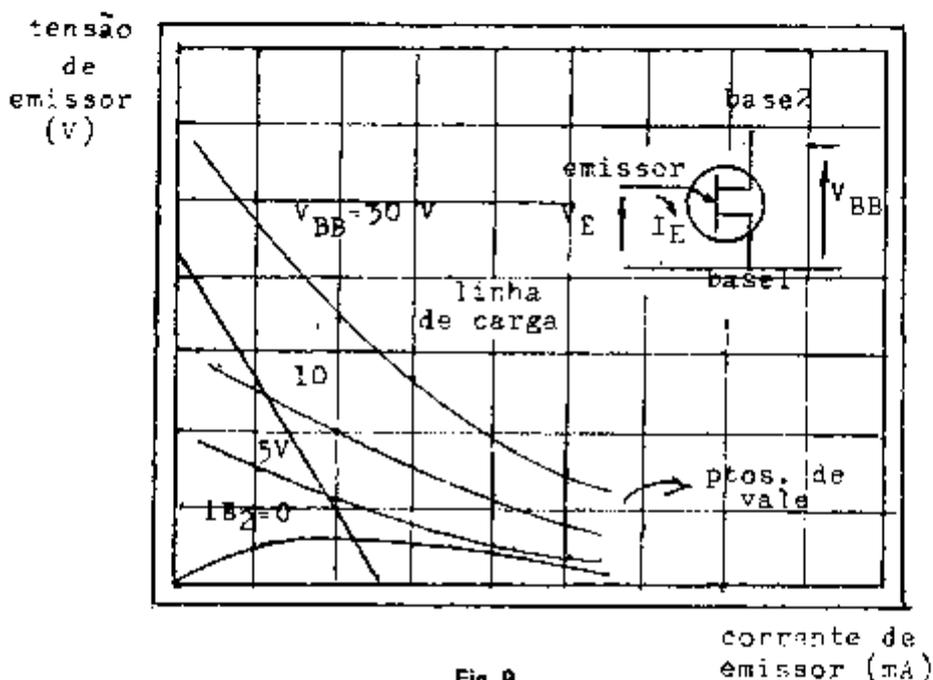


Fig. 9

O pulso de amplitude V_{OB1} , pode ser acoplado diretamente ao "gate" do SCR, capacitivamente ou por um transformador. Nesse caso, o primário do transformador de pulso pode substituir R_{B1} . Fazendo $R_{B1} = 0$ e colocando o primário do transformador em série com C_1 , elimina-se uma pequena componente do primário. Essa componente é dada por:

$$I_{d-c} \cong \frac{V_1}{R_{B2} + R_{BB} + R_{Xfmr}}$$

onde R_{BB} é a mínima resistência interbase do UJT, e R_{Xfmr} é a resistência equivalente D-C do transformador.

Quando V_{OB1} é diretamente acoplado ao "gate" do SCR, deve ser tomado cuidado para que I_{d-c} não acione o SCR antecipadamente. Isso pode ser evitado escolhendo-se R_{B1} de tal maneira que:

$$R_{B1} < \frac{R_{BBmin} + R_{B2}}{\frac{V_1}{V_{GTmax}} - 1} \quad (III-3)$$

onde V_{GTmax} é a máxima tensão de "gate", numa dada temperatura, na qual o SCR não será acionado.

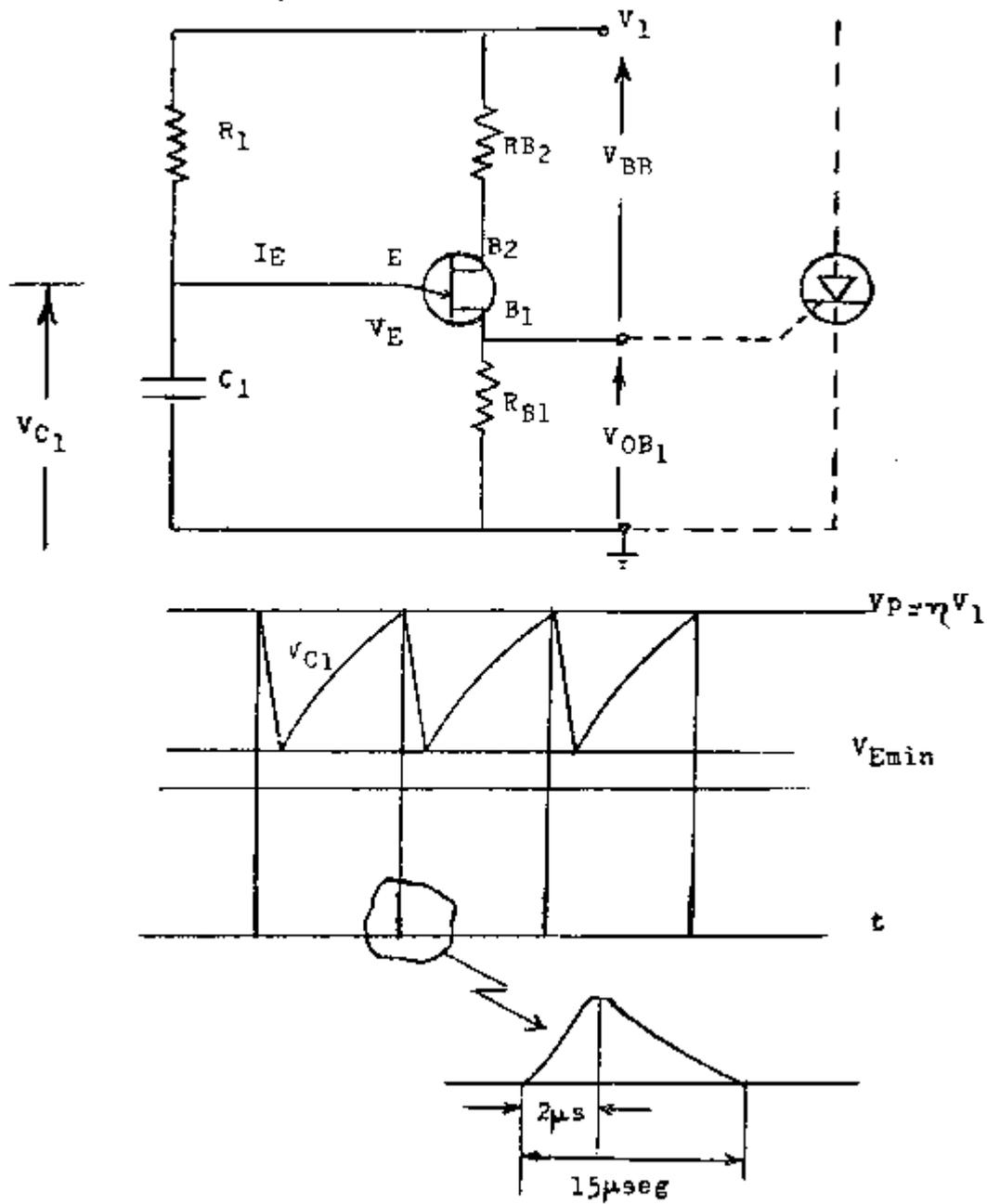


Fig. 10

O período T de repetição do pulso de saída pode ser determinado por

$$T \cong R1C1 \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right).$$

C1 deve armazenar suficiente carga para acionar o SCR; valores típicos estão entre 0,01 e 0,5 uF. A seleção do R1 deve obedecer dois requisitos: deve ser suficientemente pequeno para admitir corrente de pico Ip requerida da fonte V1, ou aproximadamente

$$R1 < \frac{V1 - Vp}{Ip}$$

desprezando-se a queda VD e RB1. Por outro lado, deve ser suficiente grande para que a linha de carga formada por R1 e V1 intercepta a curva característica apropriada do UJT, à esquerda do ponto de vale, ou seja $V_{Emin} > V_v$.

Essa condição para oscilação do circuito da fig. 10 é obtida se

$$R1 > \frac{V1 - V_v}{I_v}$$

onde V_v é a tensão de base para a tensão VBB particular e I_v a corrente de vale correspondente. A linha de carga na fig. 10, mostra para $V1 = 10V$ e $R1 = 2k$ que $V_{Emin} > V_v$ e está à esquerda do ponto de vale. Se a linha de carga intercepta a característica do emissor à direita do ponto de vale, o emissor do UJT não recuperará o seu estado de bloqueio, e então cessará de oscilar pois se encontrará num estado estável de operação.

A escolha da tensão de alimentação V1 é determinada inferiormente pelo valor do pulso de saída VOB1 e superiormente pela tensão VBB máxima permissível em adição com a consideração expressada pela equação III-3. Valores típicos estão entre 10 e 35 V. Na prática V1 pode vir de uma fonte DC regulada a Zener ou através de um resistor diretamente de uma linha AC.

III - e) Circuitos de engatilhamento com SCR.

Algumas das características do SCR o tornam um dispositivo útil para acionar outros SCR. Agindo como uma chave de rápido engatilhamento para alta voltagem e com alto ganho, pode ser usado onde outros dispositivos, notadamente transistores, não são uma solução econômica. Por outro lado, devem ser fornecidos meios para desligá-lo; em circuitos AC esses meios são facilmente obtidos, enquanto que em DC, circuitos auxiliares devem ser usados. A fig. 11 mostra sua aplicação.

Um pequeno transformador T1 fornece potência do circuito "gate"-cátodo do SCR de potência. Quando o ânodo do SCR de potência está positivo, o auxiliar deve ser acionado por uma fonte (externa) em sua entrada. O ciclo AC que passa por esse SCR auxiliará limitado em corrente por R1 e grampeado pelo diodo CR1. A malha R2C1 permite um "forte" sinal inicial de "gate" enquanto limita a dissipação no "gate" do SCR de potência após ter sido ele acionado. Os componentes mostrados em pontilhado fornecem uma polarização negativa para o SCR de potência. Durante o ciclo negativo de ânodo o capacitor é carregado para a polaridade indicada. Quando o ânodo passa para positivo, o "gate" está negativamente polarizado. Esse tipo de acionamento é usado quando são utilizadas cargas indutivas em circuitos simples ou posifásicos.

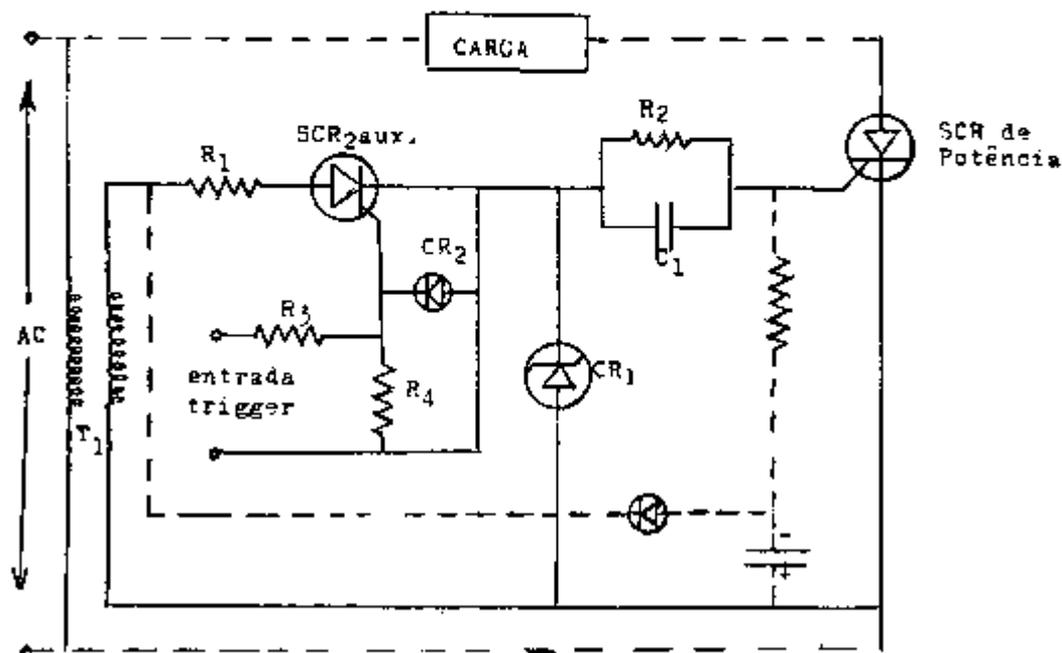


Fig. 11

IV - Métodos de Desligamento.

Como já foi dito, o SCR estará em seu estado de condução quando seu coeficiente de recombinação for igual ou exceder a unidade. Da mesma forma, estará bloqueado, quando a soma dos α das junções p-n-p e n-p-n, for menor do que a unidade. Dessa maneira, o problema básico de desligamento do SCR é reduzir e manter esse coeficiente abaixo da unidade.

A fig.12 dá uma ilustração qualitativa da variação do ganho de corrente (α) com a tensão de "gate" V_G , corrente de ânodo I_A , e tensão de ânodo V_A .

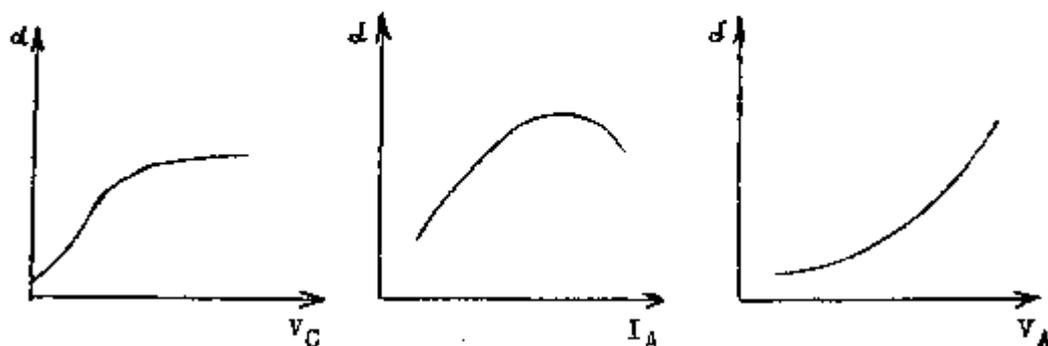


Fig. 12

Todo circuito de Potência com SCR deve incorporar meios para desligamento por ânodo através de circuitos auxiliares de interrupção, circuitos inversores de corrente, inversores de polarização de ânodo durante um período de tempo suficientemente longo, ou desviando corrente de ânodo.

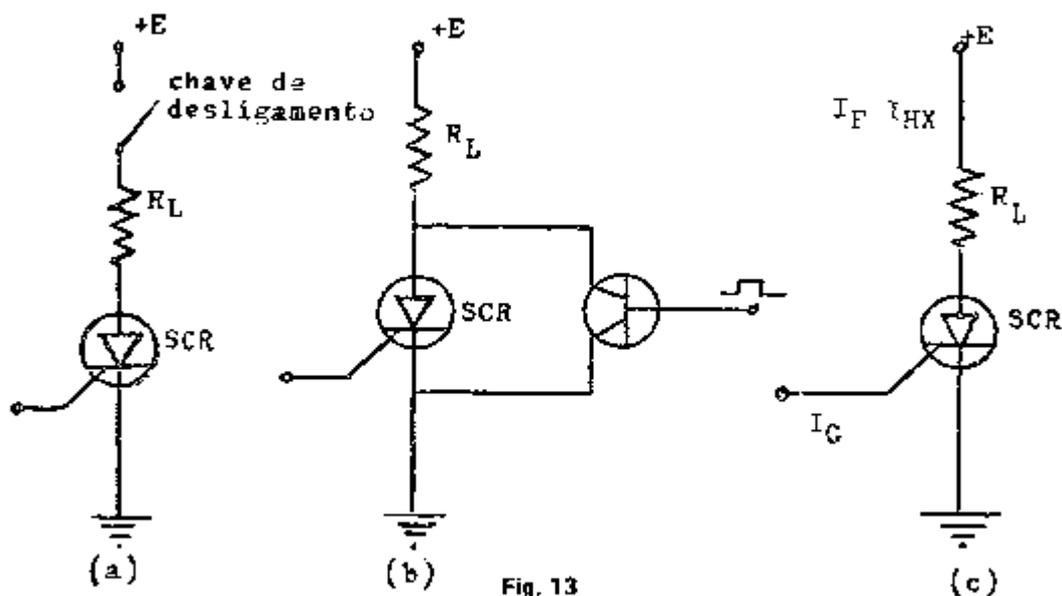
Em circuitos AC de potência, o SCR desligará rapidamente após sua corrente de ânodo ter sido levada a zero. Em frequências usuais de Potência, o tempo em que o SCR está reversamente polarizado é grande comparado com seu tempo de desligamento. Isso torna-o altamente eficiente em controle de Potência AC e circuitos de retificação controlada.

IV a) Desligamento em Circuitos DC.

Nesse caso é necessário que a corrente de ânodo seja levada a zero e que isso ou uma polarização reversa seja mantida durante um tempo suficientemente longo. Os métodos de desligamento em circuitos DC podem ser classificados como:

Modo Privativo:

Quando a corrente de ânodo é reduzida abaixo da corrente de retenção "holding"; esse modo é ilustrado na fig. 13. O primeiro circuito (a) mostra a interrupção manual da corrente de ânodo. Na segunda figura (b), o transistor é usado para desviar a corrente de ânodo; um contato mecânico ou outro transdutor pode ser acoplado para a mesma função. O SCR ficará bloqueado se sua corrente I_F for levada abaixo de sua corrente de retenção (I_{HX}), durante um tempo suficientemente longo. O terceiro circuito (c) ilustra o uso de um "gate" negativo $-I_G$ para aumentar I_{HX} . Esse método de desligamento pode ser muito útil em moduladores de pulso ou outros circuitos de descarga de capacitor onde a corrente "holding" pode ser maior do que a corrente de carga do capacitor pelo uso de uma polarização negativa no "gate" após ter feito o pulso de descarga.



Desligamento por Capacitor em Paralelo:

Um capacitor previamente carregado pode ser chaveado no circuito de maneira a forçar a corrente de ânodo do SCR a zero, e então manter polarização reversa durante o tempo necessário para o desligamento.

Nessa classe de circuitos, o capacitor, freqüentemente referido como capacitor de comutação, é ligado efetivamente em paralelo com a carga. A carga armazenada no capacitor estabelece as condições para o desligamento através de descarga resistivas (RC) ou ressonantes (RLC) durante o intervalo de comutação.

Na fig.14, C carregará em EV na polaridade mostrada quando a carga em SCR1 está ligada. Quando SCR2 é acionado a placa esquerda do capacitor é ligada à terra; então SCR1 ficará reversamente polarizado em EV. Agora, a placa direita de C inverte a sua polarização e é carregada através da fonte de alimentação a EV com a constante de tempo RLC, que deve ser suficientemente longa para permitir a recomposição do SCR1. O capacitor se carregará com polarização contrária à da fig.14, causando o desligamento de SCR2 quando SCR1 for acionado. A placa esquerda agora se carregará em EV por meio de R1C, como a mesma da figura, e o ciclo é novamente repetido. Esse circuito é identificado como um "flip-flop" básico com SCR. Se acionado simetricamente através do primário de um transformador ele é chamado inversor paralelo.

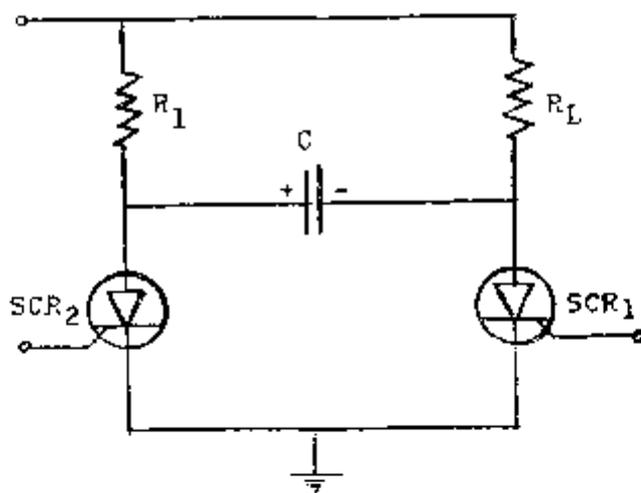


Fig. 14

Comutação por Capacitor em Série:

A comutação do SCR é efetivada pela inversão da corrente do circuito numa maneira similar à comutação por linha AC, sendo que a energia disponível para a comutação é limitada à armazenada no capacitor como no caso de comutação visto anteriormente. Esse processo é mostrado na fig.15 para duas posições da resistência de carga R_L .

No caso de carga em série, a freqüência de ressonância é determinada pela relação:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{4L^2}}$$

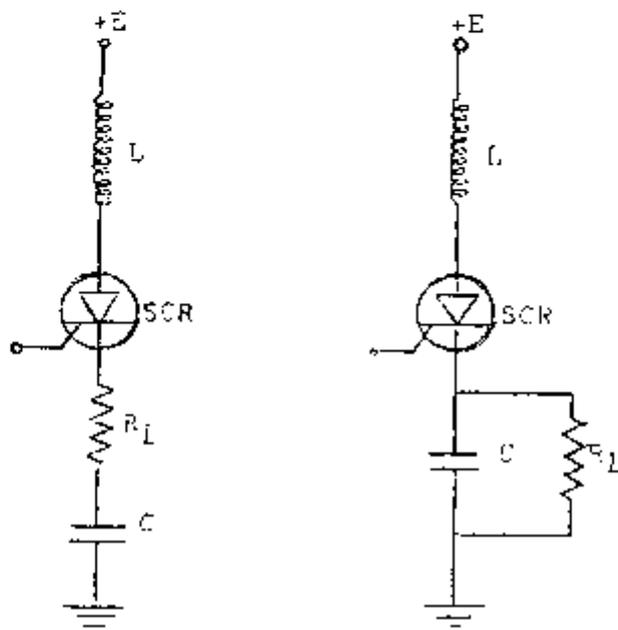


Fig. 15

Quando o SCR é ligado, a corrente sobe senoidalmente; quando se inicia a inversão, ele é desligado, desde que o meio período da frequência de ressonância é maior do que o tempo de desligamento do SCR. Neste caso, a condição

$$R_L < \sqrt{\frac{4L}{C}}$$

deve ser satisfeita para a operação em ressonância.

No outro circuito, as condições serão dadas pelas equações abaixo:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R_L^2 C^2}} \quad R_L > \frac{L}{4C}$$

V - Sistemas de Controle de Potência

V.1 Controle de fase

Em circuitos de AC, o SCR está perto de uma chave estática de Potência ideal. Através de um pequeno sinal aplicado em seu "gate", ele pode controlar o nível de potência numa carga pelo instante que o sinal é aplicado.

V.1a) Fundamentos do Controle de Fase. (Circuito de meia onda com carga resistiva):

O circuito da fig. 16, dá uma idéia de como funciona o controle de fase, no caso para carga resistiva. O circuito é energizado pela tensão da linha ou secundário de um transformador; é assumido que o pico de tensão nunca excede as tensões máxima direta e reversa de bloqueio do SCR. Durante o meio-ciclo negativo, o fluxo de corrente na carga é bloqueado e nenhuma tensão é aplicada em R.

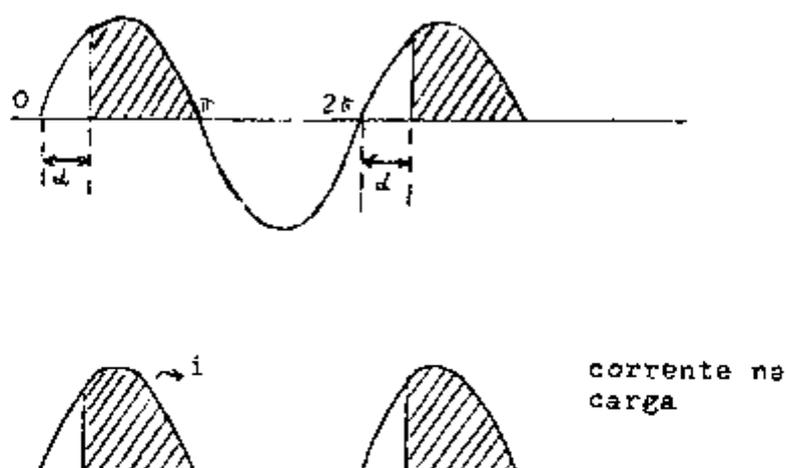
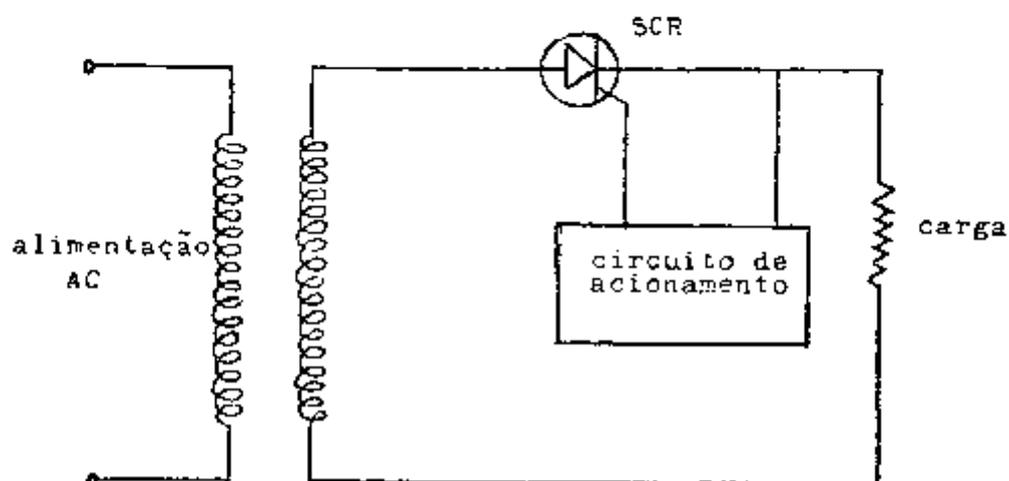


Fig. 16

Durante o ciclo positivo, o SCR bloqueia a corrente de carga, até que um sinal conveniente seja aplicado em seu "gate", e quando ele é aplicado, num determinado ângulo α do ciclo de tensão (senoidal), inicia-se a condução. Imediatamente toda a tensão de alimentação, menos uma pequena queda no SCR que passa a funcionar como um diodo diretamente polarizado, é aplicada a carga. Sendo esta puramente resistiva, a forma de onda da corrente será idêntica à da tensão e passará pela carga somente durante os ciclos positivos, como mostra a fig.16b.. Variando-se o ângulo α de acionamento com relação à tensão de alimentação, varia-se o início do fluxo de corrente pela carga, desde zero até um máximo, e assim a potência entregue a ela.

A tensão média DC E_D através de uma resistência num circuito de meia onda em função do ângulo de atraso (α) é dada por:

$$E_D = \frac{\int_0^{\pi} E \sin \omega t d(\omega t)}{\int_0^{2\pi} d(\omega t)} = \frac{E (1 + \cos \alpha)}{2\pi}$$

Expressando a relação entre a tensão média e seu máximo valor (para $\alpha = 0$) tem-se:

$$\frac{E_D}{E_{Dmax}} = \frac{\frac{E}{2\pi} (1 + \cos \alpha)}{\frac{E}{\pi}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Com a carga resistiva, a corrente média é diretamente proporcional à tensão dividida pela carga R:

$$I_D = \frac{E}{2\pi R} (1 + \cos \alpha)$$

V - 1b) Circuitos de Dupla Onda (onda completa) com Carga Resistiva

Este caso é análogo ao visto anteriormente. Como informa a fig.17, existem dois SCR que são acionados separadamente em cada ciclo de tensão de alimentação. Quando a parte superior do secundário do transformador está positiva, o controle é feito sobre SCR1; da mesma forma sobre SCR2 quando a parte inferior está positiva. As relações entre esse circuito e o de meia onda são similares, ou seja, onde o primeiro aplica o controle de fase em cada ciclo o segundo aplica duas vezes, dobrando a tensão que é aplicada. As expressões matemáticas obtidas de maneira idêntica às do circuito de meia onda, são assim representadas:

$$\frac{E_D}{E_{Dmax}} = 1 + \cos \alpha$$

$$I_D = \frac{E}{\pi R} (1 + \cos \alpha)$$

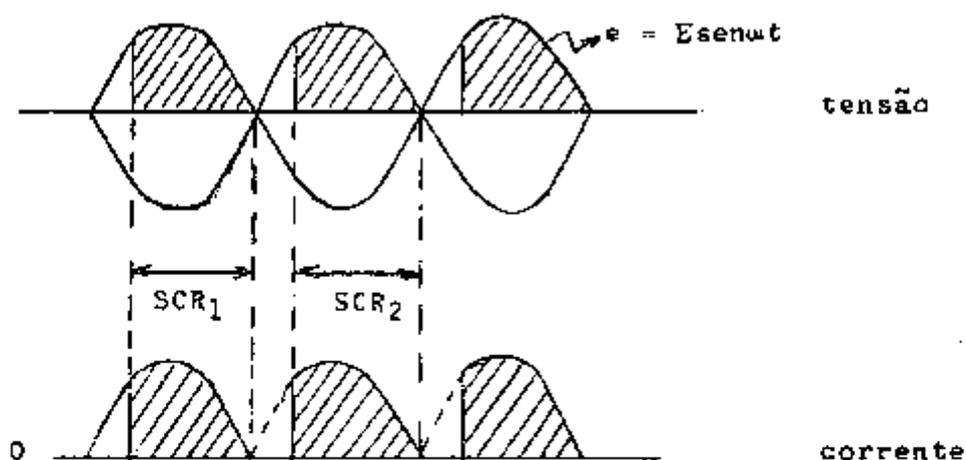
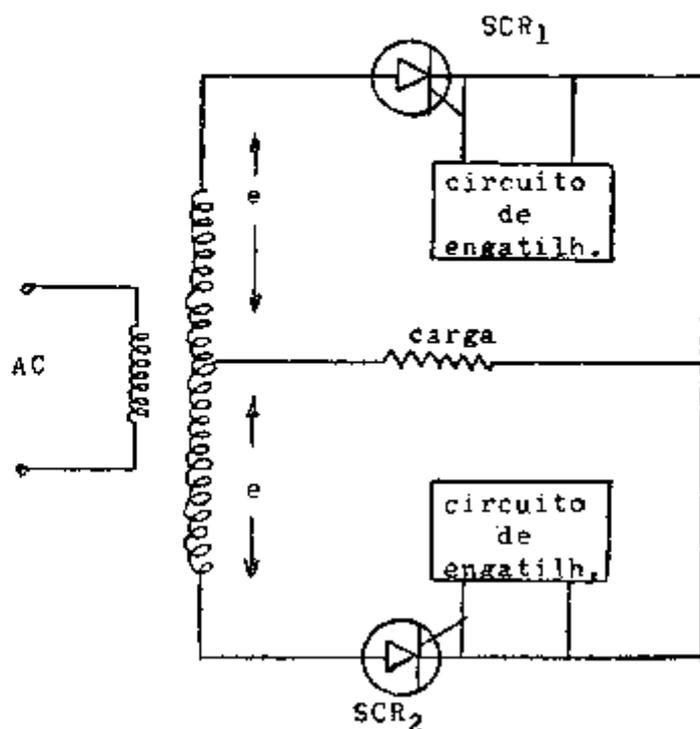


Fig. 17

Circuitos com Carga indutiva:

Novamente, a configuração do circuito é a mesma que no caso anterior, veja fig.18. Neste caso, a condução através dos SCR ainda continua após se ter invertido a tensão fornecida pelo transformador; isto se explica porque a tensão fornecida induzida na carga igual a $L di/dt$ tende a se opor ao decréscimo de corrente.

Considerando-se que um dos SCR está conduzindo e ainda que é desprezível sua queda de tensão, resulta:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E_m \sin \omega t$$

Résolvendo-se a equação obtém-se:

$$i = A e^{-(R/\omega L)t} + \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \phi) \quad \text{c}/\phi = \arctg \frac{\omega L}{R}$$

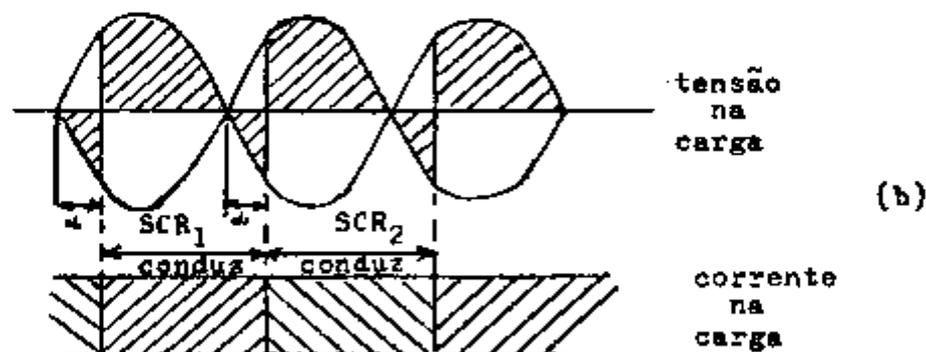
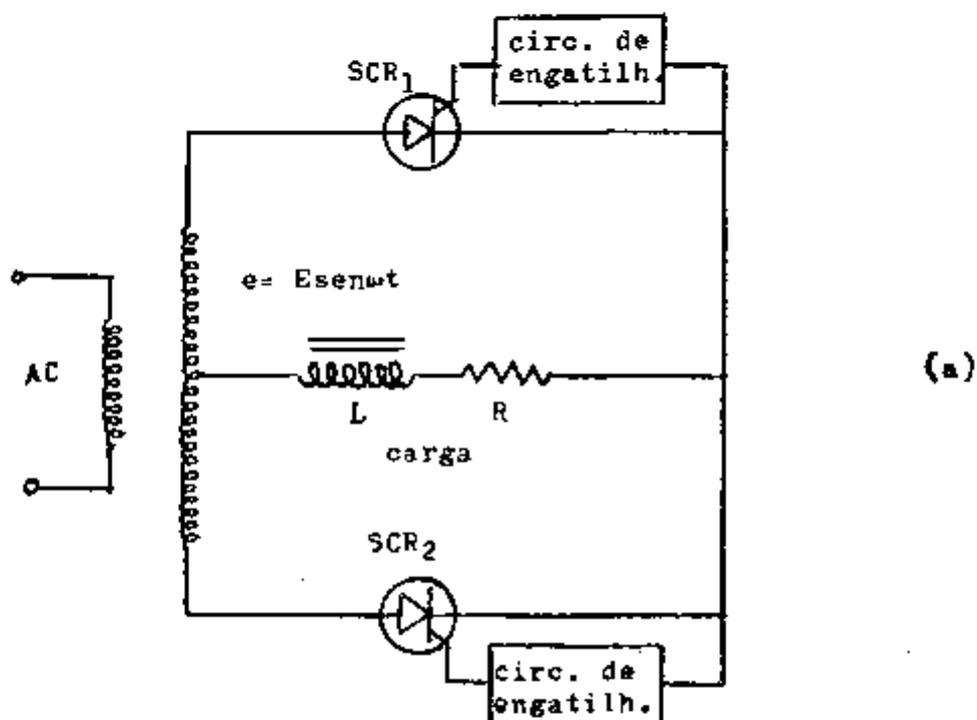


Fig. 18

Considerando-se os ângulos α_1 e α_2 como sendo os de disparo e extinção e calculando-se a constante de integração A teremos:

Para $\omega t = \alpha_1$, $i = 0$, logo

$$A = \frac{-Em}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cdot e^{(R/\omega L)\alpha_1} \cdot \text{sen}(\alpha_1 - \phi)$$

da mesma forma, para $\omega t = \alpha_2$, $i = 0$, ou seja

$$\text{sen}(\alpha_2 - \phi) = e^{-(R/\omega L)(\alpha_2 - \alpha_1)} \cdot \text{sen}(\alpha_1 - \phi) \quad \text{ou}$$

$$e^{(R/\omega L)\alpha_2} \text{sen}(\alpha_2 - \phi) = e^{(R/\omega L)\alpha_1} \text{sen}(\alpha_1 - \phi)$$

Com a expressão anterior, conhecido o valor de α_1 , pode-se calcular o α_2 . Analisando-se a expressão chega-se às seguintes conclusões:

Se α_1 está entre 0 e 90° , a condução será contínua se $\omega L/R$ for grande e descontínua se for pequeno.

Para α_1 entre 90° e 180° , para qualquer valor de $\omega L/R$, a condução é descontínua.

A fig.18, considera o caso em que a indutância L é suficientemente grande para que a condução seja contínua, ou seja, corrente D. C. fluirá sobre a carga independentemente do ângulo de atraso (α). Nesse caso a tensão média DC na carga será expressa pelo ângulo de atraso por:

$$E_D = \int_{\alpha}^{\alpha + \pi} \frac{E \text{sen} \omega t d(\omega t)}{\int_{\alpha}^{\alpha + \pi} d(\omega t)} = \frac{2E}{\pi} \cos \alpha$$

e a relação com seu valor máximo será

$$E_D/E_{D_{\max}} = \cos \alpha$$

Um comportamento diferente do circuito com carga indutiva ocorrerá se se utilizar um retificador ligado à carga, chamado de "free-wheeling", conforme mostra a fig.19.

Nesse caso SCR1 conduz durante o ciclo positivo desde o instante em que é acionado e cessa de conduzir quando há inversão da tensão de alimentação (passa de positiva para negativa). Quando a tensão através da carga tenta inverter sua polaridade, é "grampeada" em zero pela presença do diodo CR1, e a corrente mantida pela indutância fluirá através desse diodo, até que o SCR2 seja acionado (veja fig.19). Embora a corrente de carga tenha a mesma característica de uma carga indutiva, a forma da tensão e a variação de seu valor médio com o

ângulo de atraso são similares ao caso de carga resistiva. Com o diodo "free-wheeling" esse tipo de circuito não pode bombear a energia armazenada na indutância de volta para a linha de alimentação. Ela é dissipada através da descarga de corrente pelo diodo, sendo sua constante de decaimento igual a L/R , independentemente do controle de fase.

A corrente de carga, em função da tensão de alimentação e do ângulo de atraso é dada por:

$$I_D = \frac{E}{\pi R} (1 + \cos\alpha)$$

Como CR_1 conduz durante o ângulo de atraso, sua fração da corrente média será:

$$I_{CR1} = I_D (\alpha/\pi) = \frac{E}{\pi^2 R} (\alpha + \alpha \cos\alpha)$$

Para encontrar o ângulo em que ocorre o máximo valor de I_{CR1} , calcula-se

$$dI_{CR1}/d\alpha = 0 \text{ ou } 1 + \cos\alpha - \alpha \sin\alpha = 0$$

Resolvendo-se graficamente obtém-se $\alpha = 74^\circ$; substituindo-se o valor na expressão I_{CR1} , obtém-se o valor máximo igual a $0,26 I_D$.

Concluindo:

A tabela 1 dá alguns valores, como por exemplo, tensão de carga em função do ângulo de acionamento, para alguns tipos de circuitos monofásicos, bifásicos ou trifásicos com suas respectivas formas de onda de tensão na carga.

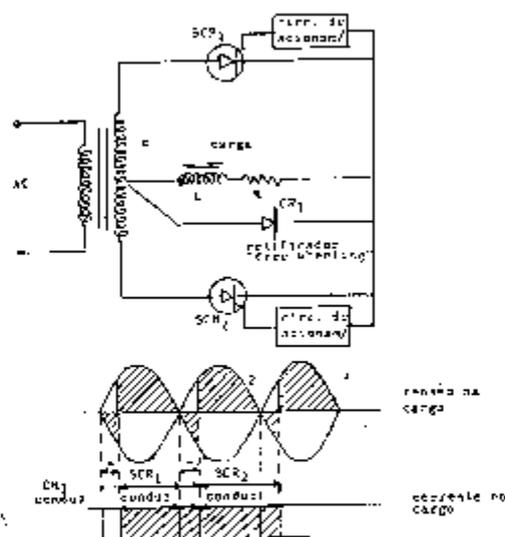
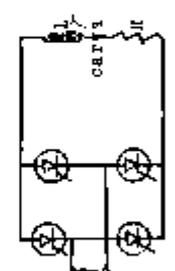
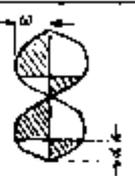
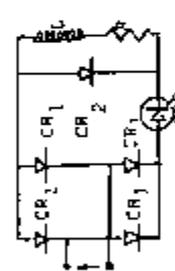
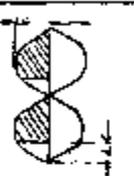
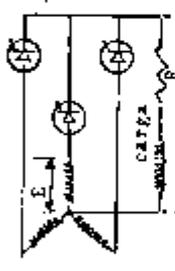
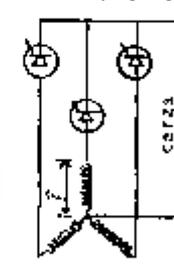


Fig. 19

Designação	Circuito	Forma de onda na carga	tensão reversa de pico de pico de SCR		tensão de pico sobre SCR	tensão máxima na carga (valor rms do DC)	tensão em carga em v, e ângulo de atraso(φ)	tensão nominal de condução	tensão nominal de condução	frequência
			SCR	diodo						
<p>fonte fase simples com 4 SCR e carga indutiva</p> 		X	$E_d = \frac{E_m}{2\pi}$	$E_r = 2E_m \cos \alpha$	$E_c = \frac{2E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	$E_c = \frac{2E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	α	α	2f	
<p>fonte fase simples com 1 SCR no circuito DC e com 2 SCR e carga indutiva</p> 		E	$E_d = \frac{E_m}{2\pi}$	$E_r = 2E_m \cos \alpha$	$E_c = \frac{2E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	$E_c = \frac{2E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	α	α	2f	
<p>trifásica de meia onda com catodos retificados em diodo "free-wheeling"</p> 		E	$E_d = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi}$	$E_r = 2E_m \cos \alpha$	$E_c = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$	$E_c = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$	α	α	3f	
<p>trifásica de meia onda com catodos retificados em diodo "free-wheeling"</p> 		E	$E_d = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi}$	$E_r = 2E_m \cos \alpha$	$E_c = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$	$E_c = \frac{3\sqrt{3}E_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$	α	α	3f	

V - 2 Circuitos de Acionamento para Controle de Fase:

Esses circuitos empregam geralmente controle mecânico ou manual na forma de um potenciômetro para variar o ângulo de acionamento do SCR. A substituição de um resistor sensível apropriado, permite que eles sejam controlados por luz, temperatura, pressão, etc.. Além disso, podem ser controlados por sinais elétricos de baixo nível, usados em sistemas de realimentação, nesse caso.

V - 2a) Circuitos a UJT:

É o tipo de circuito mais largamente utilizado em aplicações de controle de fase pois possui algumas vantagens, a saber, economia, simplicidade e baixo consumo de potência.

Existem vários tipos de arranjo em que a escolha depende da característica específica de utilização. Todas essas aplicações empregam o UJT como um oscilador básico de relaxação; para efeito de ilustração os tipos mostrados a seguir são em circuitos de meia onda, sendo que as mesmas características são empregadas em circuitos de dupla onda com cargas resistivas ou indutivas.

Controle por resistor em série:

A fig.20 mostra um dos circuitos de acionamento mais simples em que o ângulo é controlado por meio de um resistor variável, juntamente com a carga de um capacitor C. É tanto útil para controle manual como para elementos termistores ou fotossensíveis que substituem R. A equação abaixo expressa a característica de transferência do circuito onde η é razão intrínseca do UJT.

$$E_D/E_{Dmax} = \frac{1}{2} \left[\cos(2\pi fRC) \left(1 + \frac{1}{1-\eta} \right) + 1 \right]$$

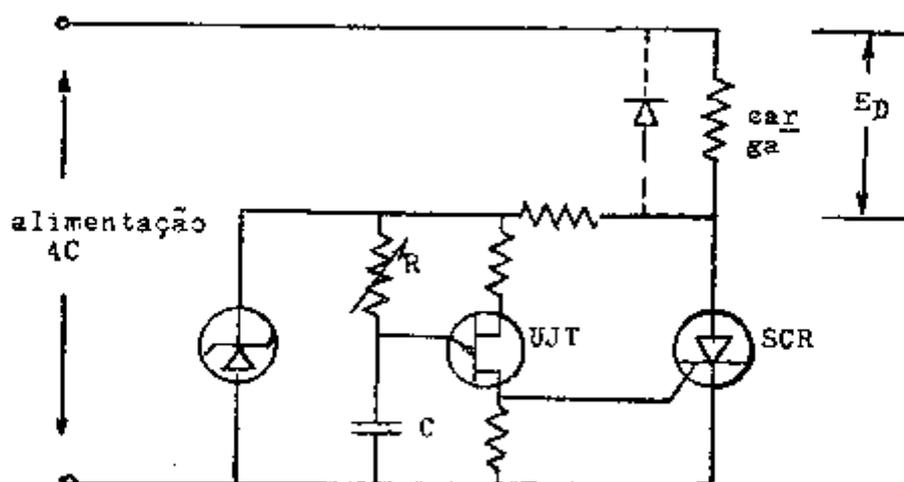


Fig. 20

Controle por transistor em série:

O resistor mostrado na figura anterior pode ser substituído por um transistor em ligação emissor comum, conforme mostra a fig.21. O capacitor C é carregado pela corrente de coletor de QT, sendo que a corrente i_c é v/R_1 onde v é o sinal de controle aplicado ao circuito. Dessa forma a tensão v_c aplicada em C é expressa por:

$$v_c = \frac{i_c t}{C} = \frac{vt}{R_1 C}$$

onde t , é o tempo em segundo do ciclo de carga. O UJT é acionado quando $\omega.t = \alpha$, no instante em que $v_c = \eta V_1$, ou seja,

$$t = \alpha/2\pi f,$$

onde α é o ângulo de acionamento. Logo,

$$v_c = \eta V_1 = \frac{vt}{R_1 C} = \frac{v\alpha}{2\pi f R_1 C}$$

e resolvendo-se para α , acha-se

$$\alpha = \frac{2\pi f R_1 C \eta V_1}{v}$$

Sendo a variação da tensão de carga pela máxima tensão do circuito dada por:

$$E_D/E_{Dmax} = \frac{1 + \cos\alpha}{2}$$

substituindo-se o valor de α , temos que:

$$E_D/E_{Dmax} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \frac{(2\pi f R_1 C \eta V_1)}{v}$$

que é função característica de transferência do sistema.

Controle linear por UJT:

Esse tipo é utilizado para aplicações que requerem características lineares de controle sobre toda faixa, desde zero à saída máxima.

Conforme mostra a fig.22, C_1 é carregado de uma fonte de corrente senoidal de tal maneira que sua tensão é uma função cosenoidal, v_{C1} , com relação à tensão de ânodo do SCA; sua obtenção é feita por escolha apropriada de R_1 e de C_1 (pode ser utilizado também um transistor conveniente). A tensão no capacitor será dada por:

$$v_{C1} = \frac{1}{C1} \int_0^\alpha I_p \sin \omega t dt = \frac{I_p}{\omega C1} (1 - \cos \alpha)$$

O UJT será acionado em um determinado ângulo quando a tensão em C_1 atingir o valor de ηV_1 do UJT. Quando aplicado o sinal de controle v , conforme mostra a fig.22, obtém-se:

$$v_{C3} = v + v_{C1}$$

No instante de acionamento, a equação precedente torna-se

$$v_{C3} = v + v_{C1} - v + \frac{I_p}{\omega C_1} (1 - \cos\alpha) = \eta V_1$$

logo

$$\cos\alpha = \frac{1 - \frac{\omega C_1}{I_p} (\eta V_1 - v)}{1}$$

Como já foi visto, sendo a variação da tensão na carga dada por

$$E_D/E_{Dmax} = \frac{1 + \cos\alpha}{2}$$

e substituindo o valor do $\cos\alpha$ resulta

$$E_D/E_{Dmax} = \frac{1 + \left[1 - \frac{\omega C_1}{I_p} (\eta V_1 - v) \right]}{2} = 1 - \frac{\omega C_1}{2I_p} (\eta V_1 - v)$$

A última equação mostra a variação linear da tensão na carga com o sinal de controle v . Quando $v = \eta V_1$, 100% da tensão de saída é desenvolvida, e quando $v = 0$, a fonte de corrente e C_1 devem ser selecionados para que $2I_p/\omega C_1 = \eta V_1$.

O diodo CR1 estabelece uma tensão zero sobre C_1 durante os ciclos negativos de tensão. O circuito da figura pode ser adaptado para operação em dupla fase, carregando-se C_1 de uma fonte retificadora de dupla onda com meios adequados de descarga após cada SCR tenha sido acionado.

VI - Chaves Estáticas

O uso do SCR em chaves estáticas tem permitido algumas vantagens sobre chaves mecânicas e eletromecânicas, principalmente em aplicações onde velocidade, tamanho, sensibilidade, confiabilidade em longo período e resistência em condições ambientes são requisitos primários. Além disso, suas características biestáveis e larga faixa de capacidade de corrente e tensão torna-o adequado entre os outros dispositivos semicondutores.

As chaves com SCR podem ter um comportamento idêntico às chaves convencionais, e além disso, como relés de tempo, chaves de desligamento (ruptura), relés de sobre ou sob tensão e corrente, ou chaves seletoras. Podem ser iniciadas por meios elétricos ou mecânicos, bem como fontes de acionamento mais específicas, a saber, luz, posição, pressão, proximidade, etc. São tanto utilizadas em sistemas AC ou em DC.

VI - 1 Chaves AC de Fase Simples:

A fig.23, mostra três circuitos básicos de chaveamento de potência de fase simples com dupla onda para uma carga.

A figura 23a, mostra dois SCR ligados em oposição, ou paralelos em inverso; exige um acionamento elementar, usando um contato de baixa potência no circuito de "gate". A fig.23b, emprega um só SCR para controlar as duas metades do ciclo, utilizando-o entre os terminais DC de uma ponte de fase simples. A última figura mostra um circuito em que os dois SCR são

atuados de uma mesma fonte com um "terra" comum, pois os cátodos estão eletricamente ligados.

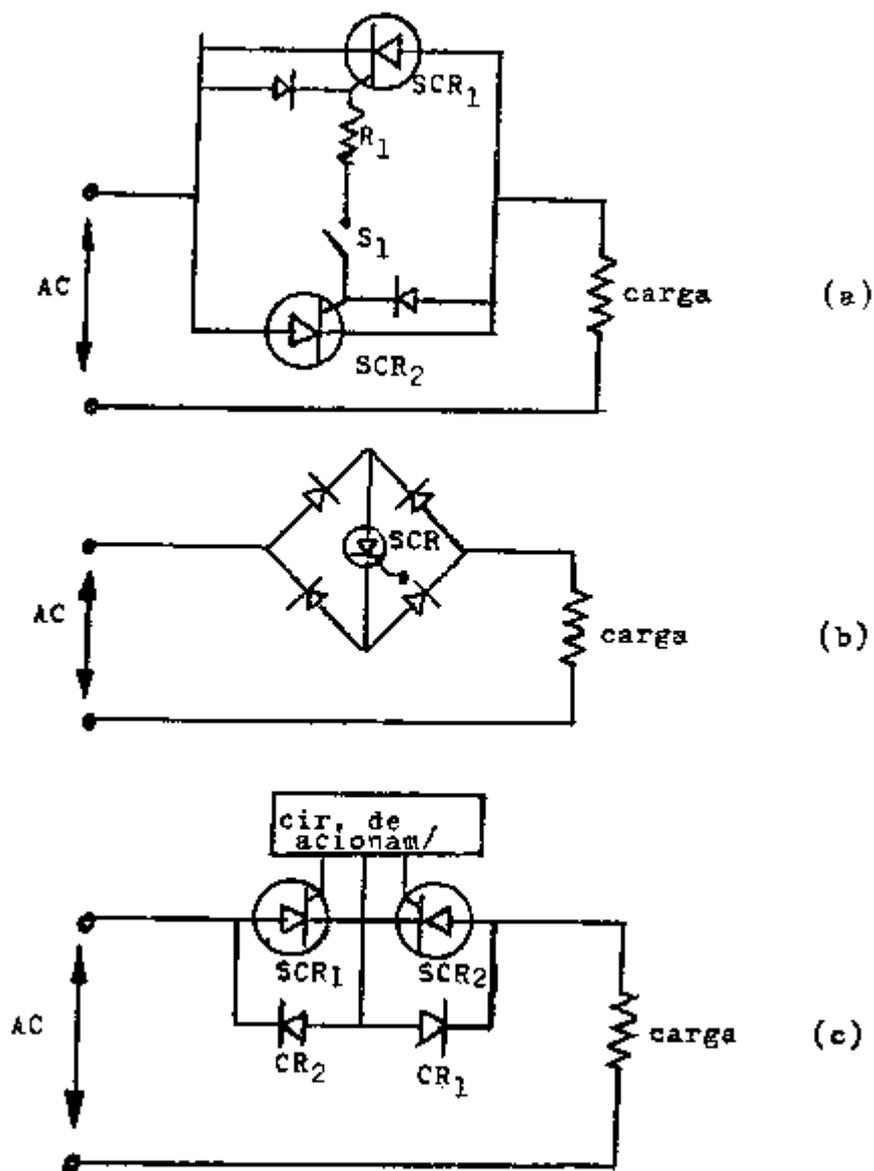


Fig. 23 -

Circuito de Engatilhamento para Chaves AC:

Para se ter um exemplo, a fig.24, mostra um circuito típico de chaveamento onde a tensão de ânodo é usada como fonte de corrente para acionamento.

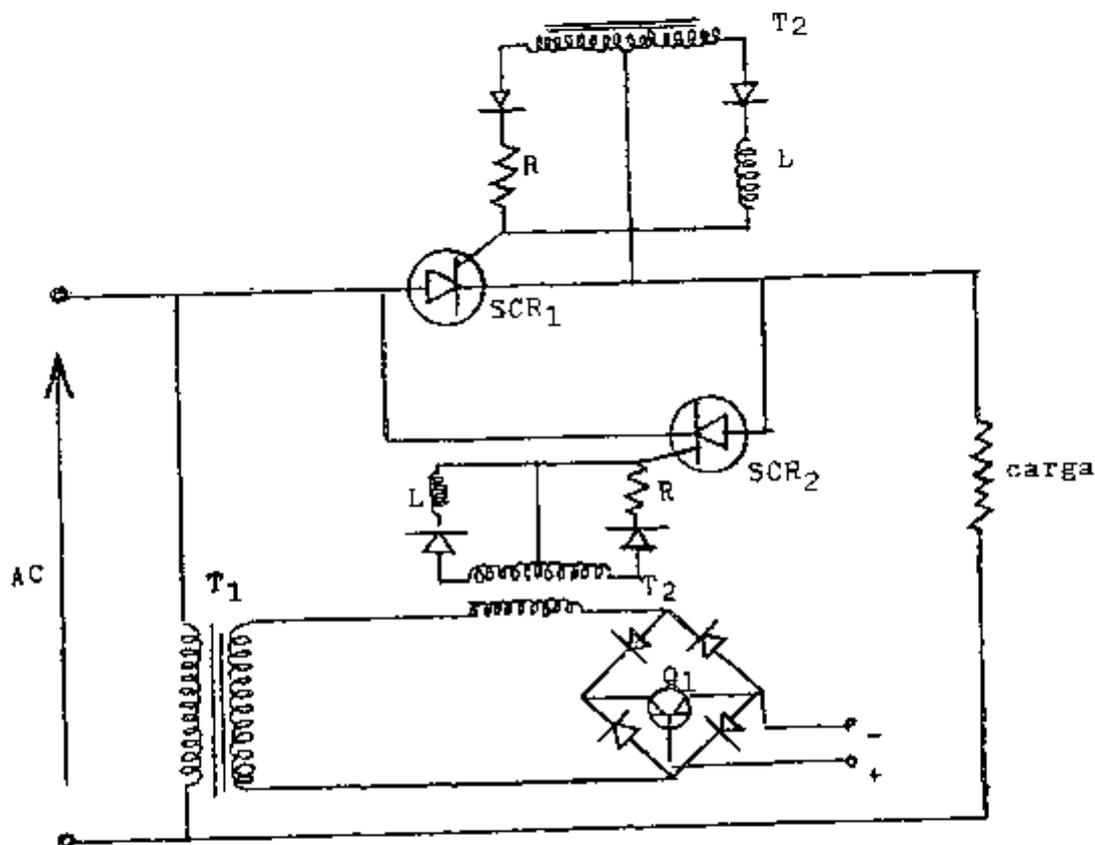


Fig. 24

A potência para o "gate" é fornecida da linha através de T1 e é aplicada ao primário de T2 se o transistor Q₁ é levado à saturação por outra entrada (isolada). A corrente é fornecida aos "gates" dos SCR pelo secundário de T₂ por um retificador de dupla onda, motivada pela ação de transferência de fase R e L os "gates" dos SCR são dirigidos durante quase todos os 360° de cada ciclo em que a chave é energizada e aplica-se sinal de "gate" apropriado quando o ânodo se torna positivo no início do meio ciclo. Logo, cada SCR é alimentado com sinal de engatilhamento adequado, durante todos os 180° de condução, independentemente da impedância da carga e do fator de potência.

VI - 2 Chaves DC

Chave com Capacitor Paralelo para Comutação:

Como já foi visto, o SCR quando funcionando em circuitos DC, precisa de meios externos para seu desligamento. A fig.25, ilustra um dos métodos fundamentais de desligamento que pode ser usado numa chave DC.

Quando o SCR1 é levado à condução, a tensão E é aplicada à carga R_1 . Com SCR2 desligado, C é ligado à carga através de R_2 e se carrega para a tensão de alimentação com polaridade positiva em sua placa esquerda. Quando este é acionado, a placa direita, negativa, de C é ligada à tensão positiva da linha enquanto sua placa esquerda ainda está ligada ao cátodo SCR1. Isso, momentaneamente, inverte a tensão sobre SCR1, desligando-o, enquanto SCR2 continua a aplicar a tensão de alimentação à carga R_2 . C inverte agora sua polaridade positiva para a placa direita; se o SCR1 é acionado nesse período, o circuito retorna a seu estado original. A fig.25, ilustra as formas de onda de SCR1 e R_1 durante uma seqüência típica de engatilhamento. Para desligamento satisfatório de SCR1, t_c indicado na figura 25, deve ser maior do que o máximo tempo requerido para desligá-lo.

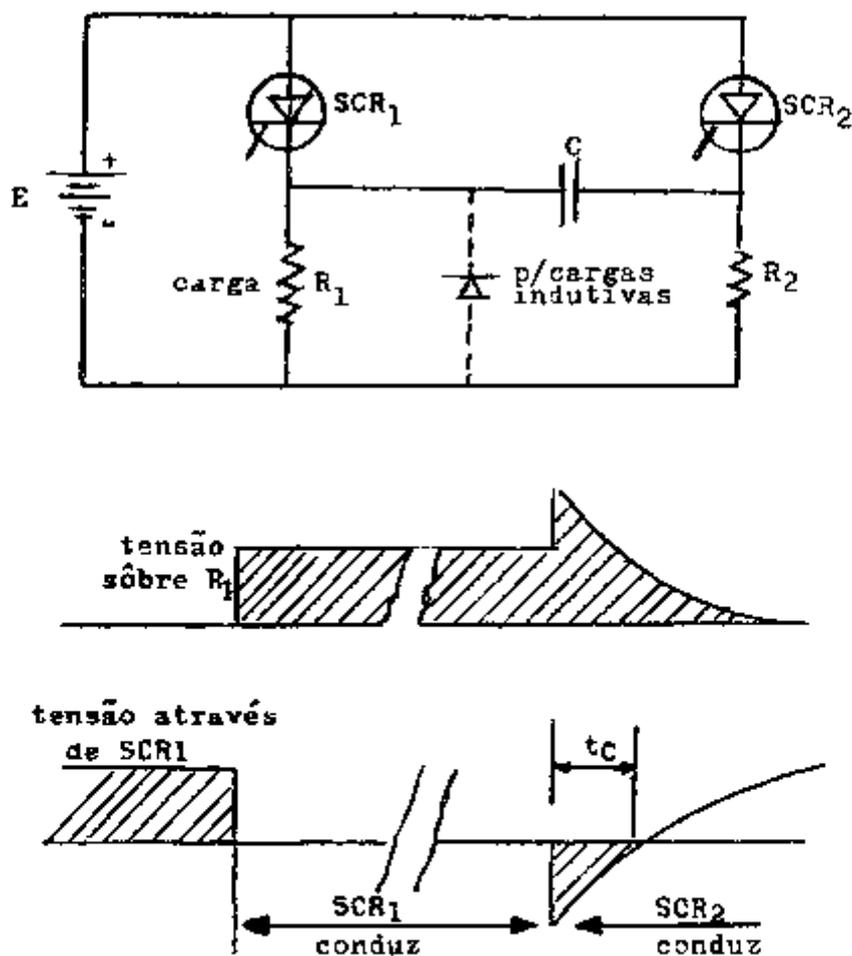


Fig. 25

A dimensão necessária para o capacitor de comutação para cargas resistivas pode ser analisada pelo intervalo de chaveamento logo após o acionamento de SCR2. Como em outros tipos de cálculo, assumem-se ser os SCR chaves perfeitas, ou seja, possuem resistência infinita no estado OFF e zero no ON.

Logo após ter sido acionado SCR2, C é carregado em E; isso acontecendo em $t = 0$, considera-se a corrente de descarga através de C e R1 como:

$$E = \frac{1}{C} \int_0^t i dt + iR1$$

Transformando por Laplace, temos:

$$E/S = I(s)R1 + I(s)/Cs$$

e resolvendo para i, implica:

$$i = \frac{2E}{R1} \exp[-t/R1C]$$

a tensão v_c sobre C, que também é a mesma sobre SCR1 quando SCR2 está conduzindo, é:

$$v_c = -E + 1/C \int_0^t i dt = -E + 1/C \int_0^t 2E/R1 \exp(-t/R1C) dt = E[1 - 2\exp(-t/R1C)]$$

O tempo de desligamento t_c é o intervalo desde $t = 0$ até o instante $v_c = 0$, ou seja:

$$0 = E[1 - 2\exp(-t_c/R1C)]$$

logo

$$t_c = 0.69R1C$$

Sendo $R1 = E/I_D$ (máxima corrente de carga), o capacitor C mínimo necessário será:

$$C \geq \frac{1.45t_c I_D}{E}$$

por outro lado,

$$t_c = \frac{CE}{1.45I_D}$$

Os dois valores acima para carga resistiva.

Se a carga for indutiva, deve-se ligar o retificador "free-wheeling" (CR1) para descarregar a energia indutiva da carga quando o circuito está interrompido. Se se assume que a indutância é suficientemente grande para manter a corrente de carga continuamente durante o intervalo de desligamento, C descarregará numa razão constante, ou seja, $i_c = I_D$.

A tensão do capacitor durante o intervalo de desligamento é:

$$v_c = -E + 1/C \int I_D dt = -E + \frac{I_D t}{C}$$

Novamente, o tempo de desligamento é o intervalo em que v_c atinge zeros:

$$E = I_D t / C$$

Finalmente, no caso de carga indutiva, o capacitor de comutação e t_c serão dados por:

$$C \approx \frac{t_c I_D}{E}$$

e

$$t_c = \frac{CE}{I_D}$$

Além do tipo mostrado acima, existe a chamada "Chave DC comutada por circuito ressonante" que não será mostrada aqui; esse tipo possui uma vantagem sobre a comutada por capacitor de ser menos sensível às variações da corrente de carga.

Circuitos Típicos de Acionamento para Chaves DC:

A fig.26 mostra algumas variações que podem ser utilizadas para esse tipo de sistema, a escolha dependendo da função da chave e da natureza do sinal de iniciação.

Os dois primeiros empregam uma chave de polo simples e dupla face (SPDT) que serve para ligar e desligar, ou para transferir de uma carga para a outra, com a utilização do capacitor de comutação. O terceiro caso é análogo a um relé SPDT, sendo atuado por um sinal de baixo nível. Quando não é aplicado sinal algum, Q_1 se saturará e o CR1 cairá abaixo de sua tensão de avalanche, removendo a corrente de "gate" do SCR1, ao mesmo tempo é fornecido um sinal suficiente para acionar o SCR2; faz-se a transferência de controle pelo capacitor de comutação. O quarto circuito utiliza os transientes nos indutores para acionar cada um dos SCR; novamente o capacitor é utilizado para comutação.

O último circuito é o que melhor se presta para aplicações de potência pois possui isolamento entre o sinal de controle e o circuito de ânodo dos SCR, além disso não é afetado pela razão de aplicação do sinal de controle. Os "gates" dos SCR são ligados ao secundário dos transformadores de pulso T1 e T2 nos respectivos UJT. O diodo Zener CR1 limita a tensão no emissor do UJT1; dessa forma ele somente oscilará quando o sinal de controle for maior do que V_{CR1}/η , aproximadamente, onde V_{CR1} é a tensão de avalanche do diodo e η é a razão intrínseca do UJT1. Enquanto isso, CR2 permite que o UJT2 dispare somente quando o sinal de controle for maior do que $V_{CR2}/(1 - \eta)$, aproximadamente. Selecionando convenientemente os valores dos componentes UJT1 e UJT2, eles acionarão os SCR associados acima e abaixo de um nível predeterminado. Dessa maneira o circuito atuará de uma forma idêntica às anteriores, como uma chave de dupla face.

VII - Controle de Motores

Sistemas de controle por SCR podem ser divididos em duas categorias, controle de motores AC e DC. A principal vantagem do uso de componentes do estado sólido sobre autotransformadores, potenciômetros, etc., está na capacidade de melhorar as características de torque nas várias velocidades.

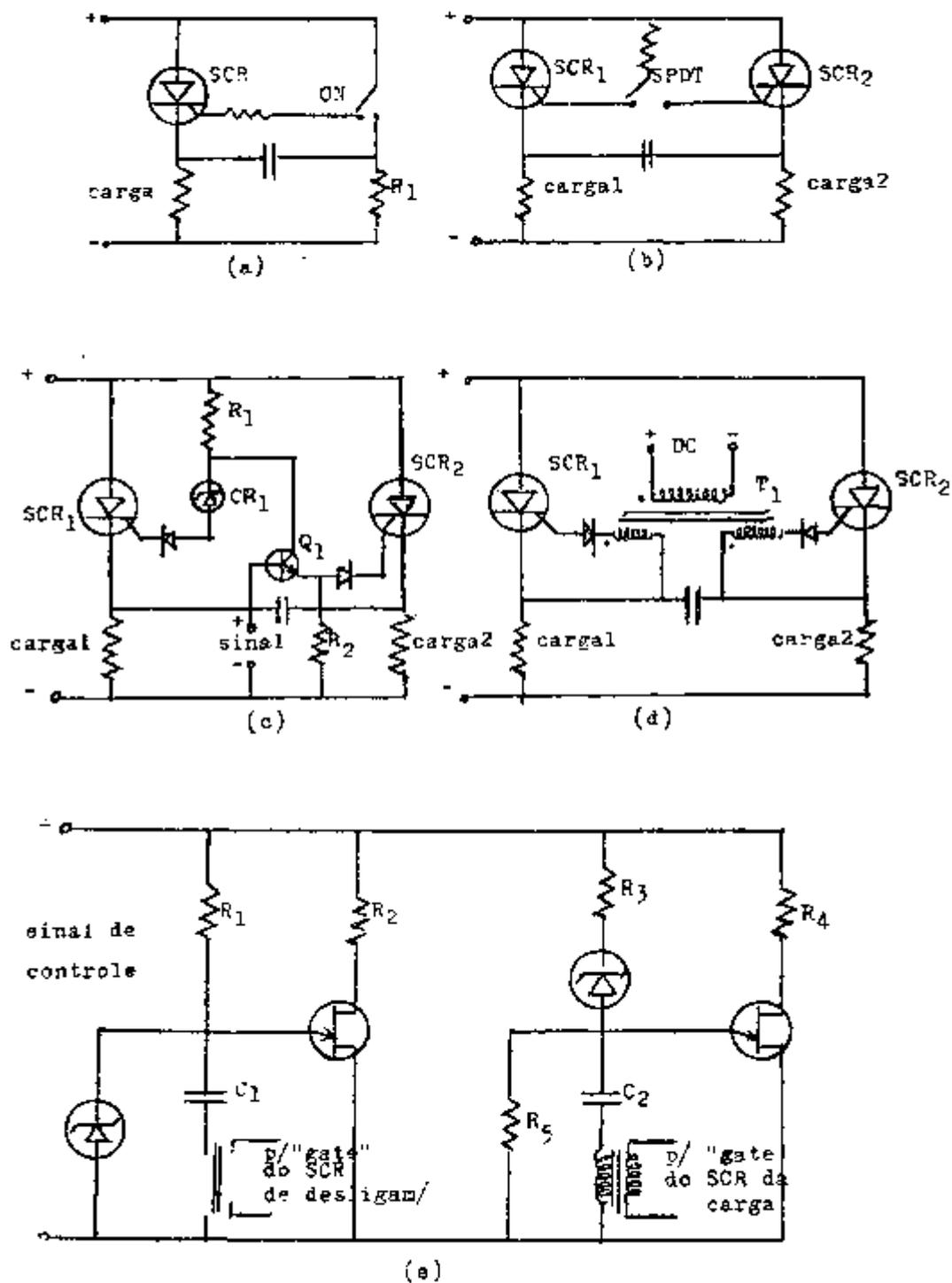


Fig. 26

VII - A Motores AC

VII - A1 Motores de Indução de Fase Simples

Esse tipo é basicamente um transformador com um primário estacionário (estator) e um secundário rotacional (rotor); a equação de sua tensão induzida é dada por:

$$E = BLV, \times 10^{-8} \quad V$$

onde

- B - Densidade de fluxo do campo magnético
- L - Comprimento dos condutores
- V - Velocidade tangencial dos condutores

Como mostra a equação, a velocidade do motor é proporcional à tensão induzida, sendo que para um dado motor a densidade de fluxo deve ser alterada pela corrente RMS fornecida. Para controle de velocidade varia-se a potência de entrada pela modulação do ângulo de condução da tensão de alimentação. Esse é o caso de controle de fase já visto onde a carga é representada por uma indutância.

VII - A2 Motores Síncronos:

Esses são outro tipo de motores AC de indução; são denominados motores de velocidade constante. A velocidade do motor é dada por:

$$N_s = \frac{120 f}{P}$$

onde:

- N_s : velocidade do motor (rotor)
- f : frequência da fonte
- P : número de pólos

O que pode ser alterado para variar a velocidade é o número de pólos ou a frequência da fonte; naturalmente, a mais viável é a última. Um exemplo de controle de velocidade pode ser projetado usando-se um inversor DC para AC similar ao mostrado na fig.27. Obtém-se a variação de frequência variando-se os pulsos de "gate" dos SCR.

Obtém-se a operação do inversor engatilhando-se SCR1; a fonte DC (V_{AA}) fornece um fluxo de corrente através da metade do transformador à terra por SCR1. A ação autotransformadora carrega C_1 para $2V_{AA}$ durante o intervalo de condução de SCR1 e a tensão de saída surge através de R_L . Quando é engatilhado o SCR2, C_1 aplica em SCR1 uma tensão reversa, desligando-o, sendo que a corrente no transformador é de sentido contrário à inicial. Na inversão de tensão de saída e na carga de C_1 a $2V_{AA}$, esse capacitor deve manter tensões reversas nos SCR até que eles cortem; além disso L_1 previne corrente excessiva durante chaveamento e controla o tempo de carga do capacitor. As equações abaixo dão o valor aproximado da indutância e da capacitância para comutação própria.

$$L_1 = \frac{t_o I_f V_c R_L^2}{1.62 V_o^2}$$

$$C_1 \approx \frac{3.24 L_1 V_o^2}{(V_c R_L)^2}$$

t_o = tempo de desligamento do SCR

I_f = corrente direta do SCR na iminência do corte.

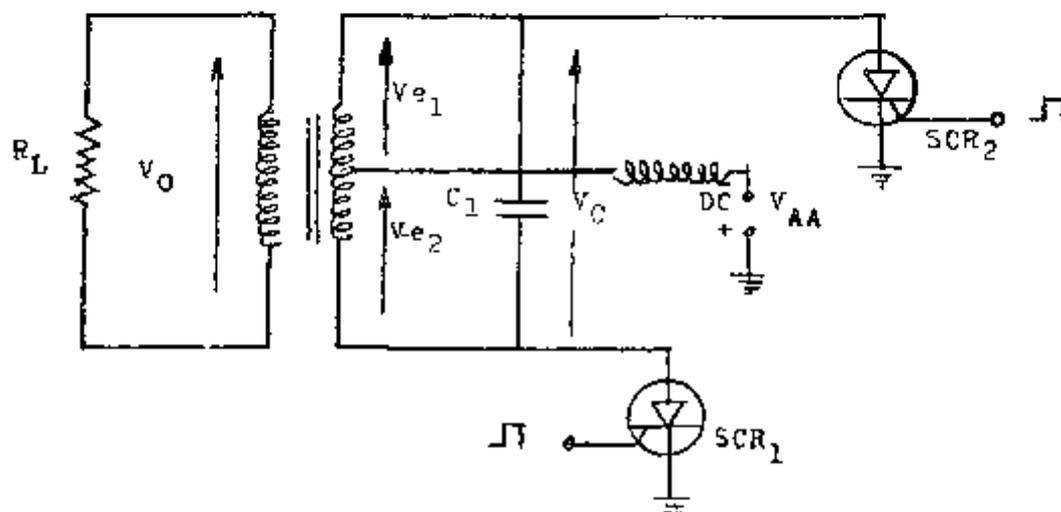


Fig. 27

VII - B Motores DC:

São largamente usados em aplicações industriais de controle devido ao fácil ajuste às condições de velocidade e alto torque de partida. Podem ser classificados em três grupos; de acordo com a ligação de seus enrolamentos de campo e de armadura:

- Motores enrolados em série que possuem características variáveis de velocidade. Quando a carga aumenta a velocidade aumenta.
- Motores de enrolamento composto que tem larga variação de velocidade mas a mantém para todas condições de carga.
- Motores com enrolamentos paralelos que tem características de velocidade constante, mantida para qualquer condição de carga.

As equações que dão as relações de velocidade e torque são as seguintes:

$$N_s = \frac{V - I_a R_A}{K \phi} \quad \text{e} \quad T = K 2 \phi I_a$$

- N_s : velocidade do motor
 T : torque
 V : tensão de alimentação
 I_A : corrente de armadura
 R_A : resistência de armadura
 $K1$ e $K2$: constantes de construção do motor.

VII - B1 Controle de Motores em Série

São construídos com o enrolamento de campo em série com a armadura; isso significa que a força magnetomotriz é diretamente proporcional à corrente de armadura (I_A), para cargas leves, quando o circuito magnético do motor está sendo operado na região linear da curva de magnetização, o campo de fluxo (ϕ) é aproximadamente proporcional a I_A ; quando o circuito magnético se aproxima da saturação, o fluxo não será mais proporcional a I_A , mas tenderá para um valor constante.

O motor em série desenvolve alto torque para valores grandes de I_A , é particularmente interessante para aplicações que necessitam alto torque de partida quando operado em baixas velocidades. Em condições em que não há carga, as correntes de armadura e campo são muito baixas, sendo também o fluxo magnético; aplicando-se uma tensão constante, a velocidade é alta, sendo necessário protegê-lo para tais velocidades excessivas.

A fig.28 mostra esse tipo de controle com realimentação e breque de proteção. A corrente do motor é fornecida dos diodos D1 e D2 através de R8 e SCR1. A chave S1 inicia a operação de controle.

Quando S1 é fechada, C1 carregará através de R9 e R6 até que o UJT1 seja engatilhado e forneça um sinal "trigger" a SCR1; este conduz corrente de "gate" do SCR2, fechando os contatos normalmente abertos. Quando os contatos fecham, SCR1 iniciará a conduzir I_A do transformador de potência através de R8. Após o ciclo inicial de engatilhamento, o C2 carregará e manterá polarização sobre Q1 que controlará então a corrente de carga de C1 em cada ciclo sucessivo de operação. Enquanto a carga está aumentando, I_A aumenta e também aumenta a carga em C2, causando um aumento na polarização de Q1, sendo que C1 carregará mais rapidamente. Enquanto C1 aciona o UJT1 mais cedo no ciclo, o SCR1 entregará mais potência ao motor tendendo a manter constante a velocidade. A tensão de base para o UJT1 é fornecida pelo diodo regulador D3, para permitir que ele acione no fim de cada meio-ciclo. Com isso C1 é recarregado cada ciclo, sendo corrente de carga fornecida para C3, mantendo o contato fechado.

O breque de proteção automático opera em qualquer tempo em que a chave S1 está aberta após um intervalo igual a constante de tempo $R3C3$. Quando C3 é descarregado, o contator abrirá e o motor será desligado da linha. Esse tipo de proteção é especialmente importante para evitar descontroles devido ao acionamento por transitórios durante uma variação de "carga" do motor; é também utilizado como precaução de segurança quando há iminência de perigo devido a um "trigger" indesejado no sistema de controle.

Motores em série são usados amplamente, para operar guindastes, elevadores, locomotivas, pois, por ter um alto conjugado de partida, favorece esse tipo de operação.

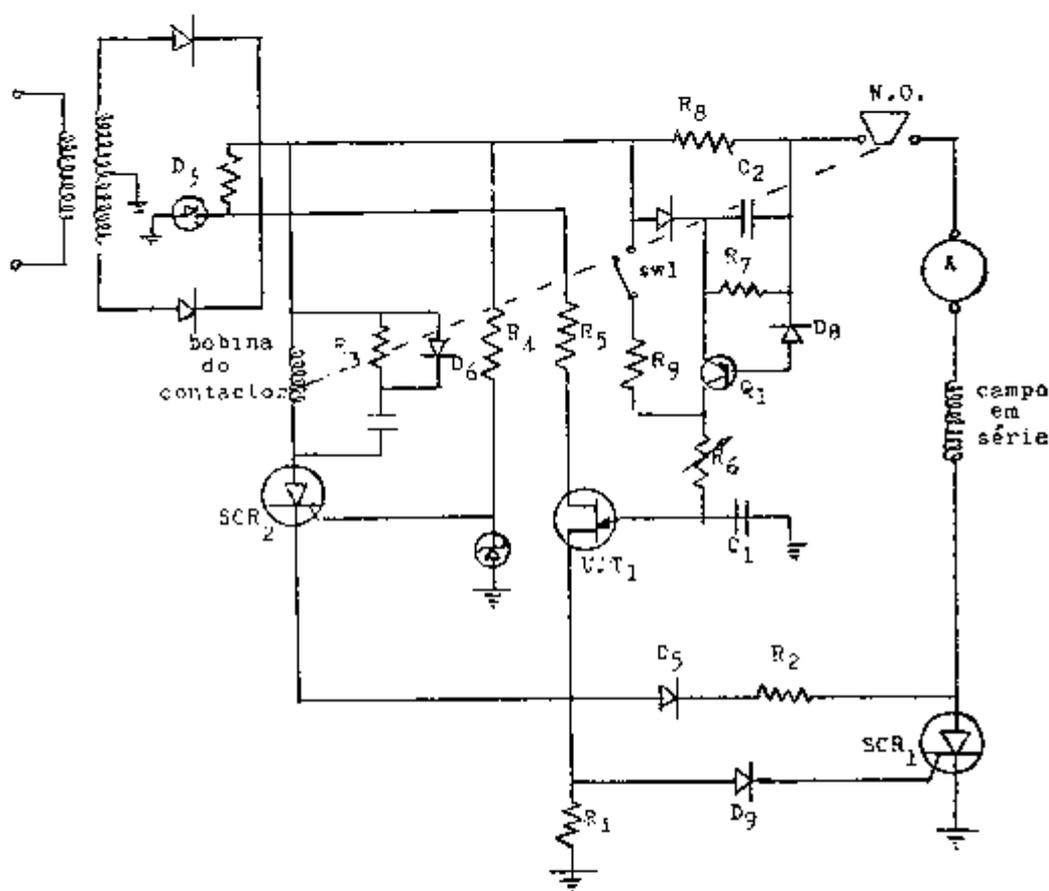


Fig. 28

VII - B2 Motores Compostos

Esse tipo tem um enrolamento de campo paralelo e outro em série com a armadura. O paralelo produz um fluxo constante, enquanto que o em série um fluxo adicional que é proporcional à carga. O campo resultante aumenta com a carga e a velocidade decresce.

O circuito da fig.29, mostra um controle de motor de dupla onda com realimentação de corrente de armadura e proteção com sobrecarga.

A corrente de armadura é fornecida primeiramente, através de D9, R8 e SCR1, e quando a polaridade de entrada inverte por D10, R8 e SCR2, D9 e D10 são também usados no fornecimento de corrente do campo paralelo; UJT1 e UJT2 fornecem o pulso de tempo para

variar o ângulo de condução de SCR1 e SCR2. A velocidade é variada através de R1 que fornece as variações da constante de tempo de ambos UJT. A realimentação de armadura é obtida com a polarização resultante de R10 e R8, dirigindo a base Q1; esse transistor fornece a voltagem comum da base-2 de ambos UJT, e a variação dessa tensão controlará o engatilhamento dos dois.

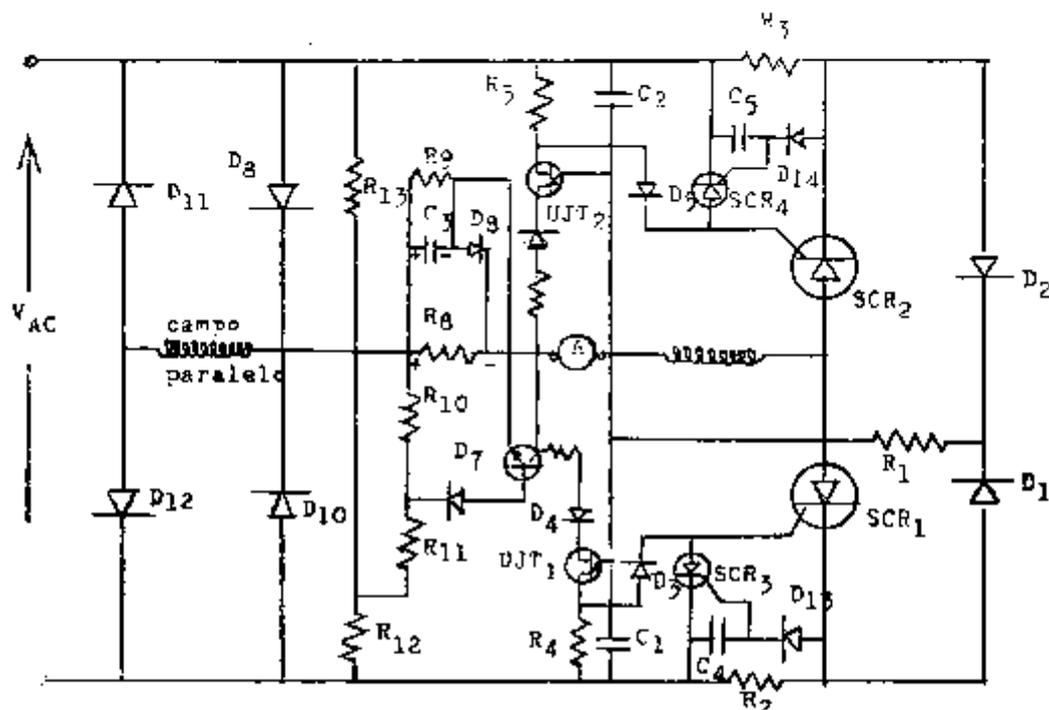


Fig. 29

A operação do circuito inicia colocando-se a velocidade do motor em algum valor e provendo-o com alguma condição de carga. Enquanto esta cresce, I_A cresce também e a velocidade tenta decrescer, de acordo com as equações vistas anteriormente. Antes da carga aumentar, Q1 é polarizado pela diferença em tensão através de R10 e R8. Quando I_A aumenta, a tensão através de R8 aumenta e a resultante polarização sobre Q1 decresce. Essa ação tende a cortar Q1 decrescendo a tensão na base 2 do UJT, o que provoca que o UJT dispare mais cedo no ciclo e aumente a entrada de potência para a armadura. A reação dessa seqüência será a tendência para o motor manter sua velocidade enquanto cresce a carga.

A proteção automática com sobrecarga é obtida com os R2 e R3 juntos com SCR3 e SCR4. A corrente de armadura do motor deve passar por R2 e R3 em meio-ciclos alternados de operação; eles devem ser ajustados para acionar SCR3 e SCR4 pela carga de C4 e C5 quando a corrente de armadura máxima permitível tenha sido excedida. Esses dois SCR curto-circuitarão os "gates" dos SCR de potência (SCR1 e SCR2), fornecendo um repetitivo grampeamento a sobrecarga em cada meio ciclo alternado de operação. A constante de tempo dessa função pode ser ajustada pelos C4 e C5; a descarga desses capacitores é uma função da impedância reversa de "gate" dos SCR3 e SCR4.

O circuito de realimentação descrito acima tenderá a manter a relação torque-velocidade desse motor. Isso dá a vantagem de bom torque no início e relação torque-velocidade constante.

VII - B3 Motores Paralelos

Essa tipo possui um campo paralelo que produz um fluxo constante de excitação. Nas equações vistas anteriormente o torque é mostrado ser uma função linear e proporcional a I_A e que a velocidade varia linearmente com o número de rotações; além disso a velocidade é quase linear com I_A .

Esses motores são essencialmente de velocidade constante com uma larga faixa de ajuste de velocidade; um circuito para essa fim é mostrado na figura 28. A operação de controle é a mesma que a descrita anteriormente, sendo que o circuito de realimentação pode ser omitido. Nesse caso, o coletor de Q1 poderá ser substituído por uma ligação cátodo comum de D9 e D10.

ABSTRACT

The high band thyristors applications in switching and power control made the SCR, a semiconductor component, very important in this electronic field.

This work intends to give to the reader an elementary notion about the SCR operation, its main characteristic parameters and the way it can be commanded for carrying on its functions. Finally, some of its practical applications are illustrated and discussed.

RÉSUMÉ

Les diverses applications des thyristors à large bande en commutation et contrôle de puissance ont accru l'importance d'un composant semiconducteur, le SCR, dans le domaine de l'électronique.

Le but de ce travail est de donner au lecteur une notion élémentaire au fonctionnement du SCR, ses paramètres caractéristiques et la manière de le commander afin de réaliser ses fonctions.

Enfin, quelques unes parmi ses nombreuses applications pratiques sont illustrées et discutées.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. GENERAL ELECTRIC, Semiconductor Products Department, Syracuse, N. Y. *SCR Manual*. Syracuse, 1971. 700p.
2. GENTRY, F. E. et alii. *Semiconductor controlled rectifiers*, Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1964. 382p.
3. RADIO CORPORATION OF AMERICA, Solid State Division, Somerville, N. J. *Thyristors, rectifiers and other diodes*. Somerville, N. J., 1972. 510p.
4. TEXAS INSTRUMENTS, New York. High-power silicon controlled rectifiers. In: *POWER seminar, USA, 1968*. New York, McGraw-Hill, s. d. p.14-70.