PEA2502 LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

CONVERSOR CC / CC

W. KAISER 03/2017

1. OBJETIVOS

Familiarização com o funcionamento de um conversor CC/CC a tiristor e medições de desempenho.

2. INTRODUÇÃO

A finalidade de um conversor CC/CC é gerar uma tensão (ou corrente) contínua regulada a partir de uma fonte CC primária. A fonte primária pode ser não regulada e apresentar uma tensão significativamente acima ou abaixo do valor obtido na saída do conversor.

A seleção da topologia mais adequada para o circuito de potência é realizada com base nas especificações de isolamento elétrico e levando em conta a relação entre os níveis de tensão de saída do conversor e da fonte primária.

A variedade de topologias disponíveis dificulta a elaboração de um diagrama de blocos genérico. O diagrama apresentado na fig. 1 descreve um tipo específico de conversor elevador de tensão, que será utilizado nesta experiência.

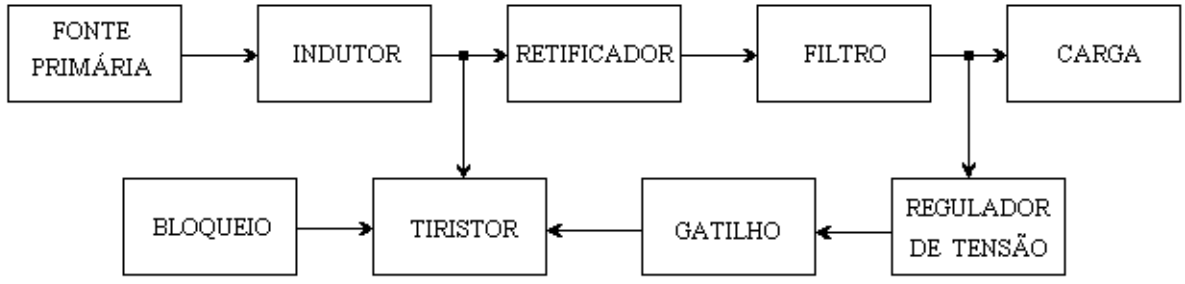


Fig. 1 - Diagrama de blocos do conversor CC/CC do arranjo experimental

3. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A fig. 2. apresenta o circuito simplificado de um conversor elevador de tensão, não isolado, do tipo "boost". Para fins didáticos, admite-se um valor de capacitância C_o elevado, podendo-se assim desprezar a ondulação de tensão na carga.

Quando a chave CH é fechada, a energia proveniente da fonte primária é armazenada no indutor L. O diodo D, reversamente polarizado, evita a descarga do capacitor de filtro C_0.

Com a abertura da chave, existe transferência de energia da fonte e do indutor para a carga, que é armazenada no capacitor C_0. A operação cíclica da chave resulta, portanto, num nível de tensão na saída (V_0) superior ao da fonte primária (V_i).

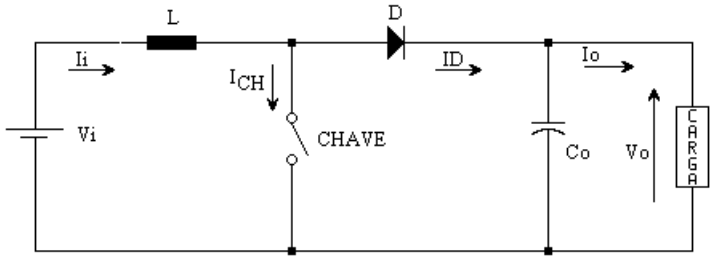


Fig. 2 - Esquema básico de um conversor elevador do tipo "boost"

A fig. 3 apresenta as principais formas de onda no circuito, assumindo-se: componentes ideais; operação em regime permanente; freqüência de chaveamento constante e continuidade de corrente no indutor.

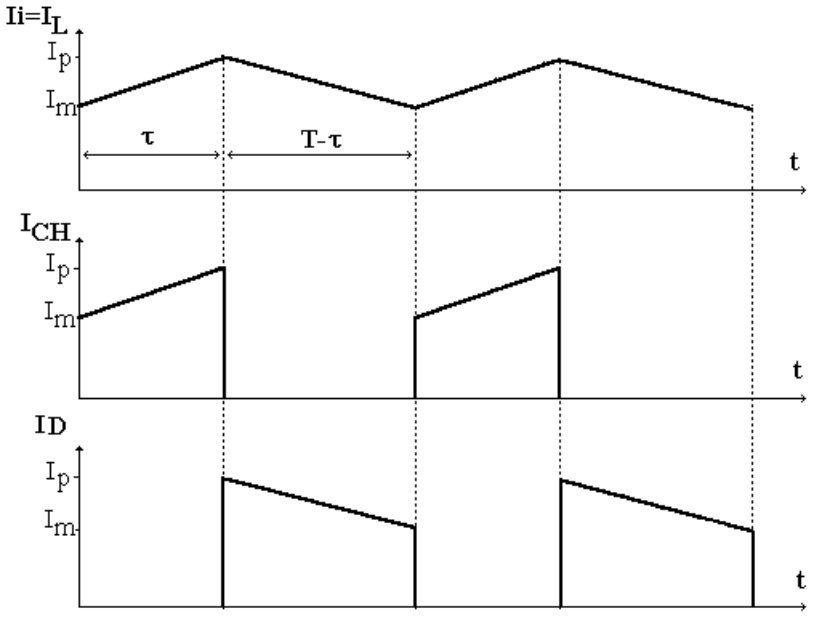


Fig. 3 - Formas de onda de corrente no indutor I_L, na chave I_{CH} e no diodo I_D

Nestas condições, quando a chave é fechada, a energia armazenada no indutor é dada por $V_i \cdot I \cdot \tau$ (onde I é o valor médio de I_i) e a energia transferida do indutor para o capacitor, quando a chave é aberta, corresponde à $(V_0 - V_i) \cdot I \cdot (T - \tau)$. Portanto, igualando-se ambas as energias, a tensão na carga em função do tempo de condução da chave (τ) e o seu período de chaveamento (T) é dada pela expressão:

$$V_0 = V_i \cdot \frac{T}{T-\tau} = V_i \cdot \frac{1}{1-D} \geq V_i \qquad (1)$$

Onde $D = \frac{\tau}{T_i}$ é a razão cíclica quando a frequência de chaveamento é mantida constante.

A utilização de um indutor com dois enrolamentos acoplados, mostrado na fig. 4, possibilita elevar significativamente a tensão de saída V_0 sem que o dispositivo de chaveamento seja submetido a tensões muito elevadas.

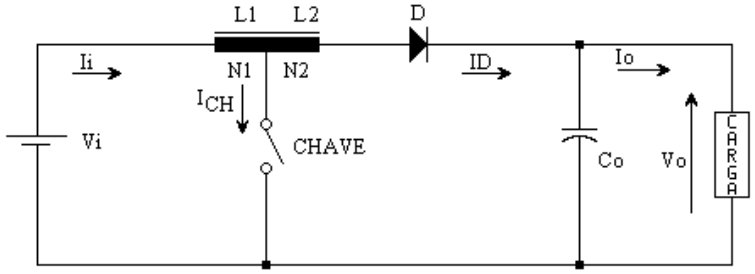


Fig. 4 - Configuração de um conversor elevador utilizando indutor com 2 enrolamentos

Neste circuito a relação entre as indutâncias vale $\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N1}{N2}\right)^2$ onde N1 e N2 correspondem ao número de espiras dos respectivos enrolamentos. Admitindo que N2=n·N1, a indutância equivalente do indutor acoplado vale $L_{eq} = (1+n)^2 \cdot L_1$.

Outra relação importante é a equação da conservação da energia armazenada no circuito magnético nos instantes imediatemante anterior e posterior ao fechamento da chave, ou seja,

$$\frac{L_1 \cdot {i_1}^2}{2} = \frac{L_2 \cdot {i_2}^2}{2} \qquad (2)$$

Desta relação resulta que $i_1 = (n+1) \cdot i_2$ onde i_1 é a corrente na entrada do indutor quando a chave está aberta e i_2 a corrente na saída do indutor quando a chave estiver fechada.

Após a abertura ou fechamento da chave existe uma variação de indutância no circuito visto pelos terminais da fonte primária, resulta em uma descontinuidade na corrente na fonte. Com a chave fechada, a corrente da fonte circula através de *N1* espiras do indutor, enquanto que, com a abertura da chave, a corrente passa a circular por *(N1+N2)* espiras do conjunto. Da conservação do fluxo magnético resultam as relações:

$$N1 \cdot I_{p1} = (N1+N2) \cdot I_{p2} \qquad (3)$$

$$N1 \cdot I_{m1} = (N1+N2) \cdot I_{m2} \qquad (4)$$

Quando a chave está fechada valem as relações:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_i}{L_1} \quad \text{e} \quad \frac{dv_0}{dt} = \frac{i_0}{C} \qquad (5)$$

Quando a chave está aberta valem as relações:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_i - v_0}{L_{eq}} \quad \text{e} \quad \frac{dv_0}{dt} = \frac{i_2}{C} - \frac{i_0}{C} \qquad (6)$$

Tomando-se o valor médio das grandezas resulta:

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{v_i}{L_1} \cdot D + \frac{v_i - v_0}{(n+1) \cdot L_1}(1-D) \qquad \textbf{e} \qquad \frac{dv_0}{dt} = \frac{i_p}{(n+1\cdot)C}(1-D) - \frac{i_0}{C} \qquad \textbf{(7)}$$

Onde i_p e i_0 são os valores médios da corrente de entrada e de saída do conversor.

Em regime permanente, o circuito entra no seu ponto de equilíbrio e as derivadas tornam-se nulas e portanto:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{(1+nD)}{(1-D)} \qquad \textbf{e} \qquad \frac{i_p}{i_0} = \frac{(1+n)}{(1-D)} \qquad \textbf{(8)}$$

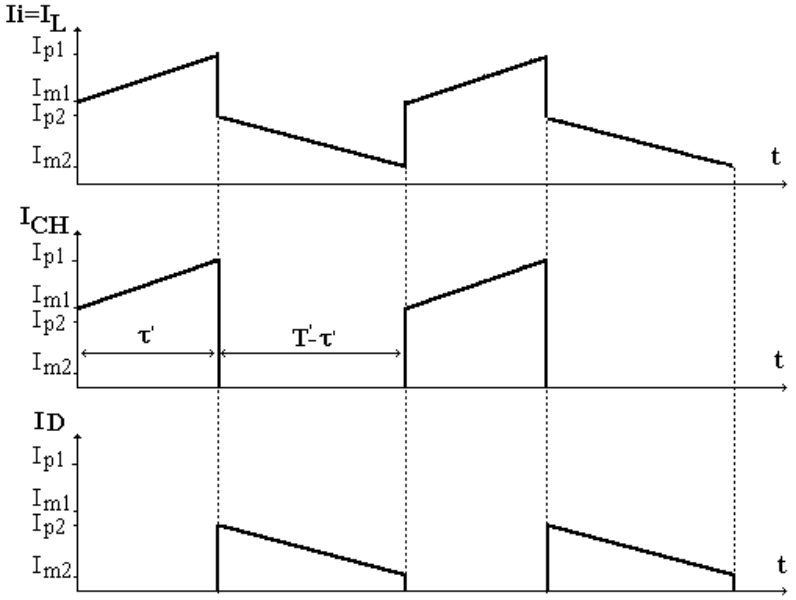


Fig. 5 - Formas de onda de corrente no indutor I_L, na chave I_{CH} e no diodo I_D (vide fig. 4)

Verifica-se claramente que o conversor com dois indutores acoplados possui um ganho de tensão mais elevado (que depende da relação de espiras entre os enrolamentos) do que o conversor elevador tradicional.

4. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O circuito do conversor a ser analisado no laboratório é mostrado na fig. 6. A chave é constituída pelo tiristor T2, diodo D3 e de um circuito L3C3 subamortecido, responsável pelo desligamento do tiristor por corrente imposta.

Quando o tiristor T2 é gatilhado, circula corrente através do enrolamento N1 e a energia fornecida pela fonte primária é armazenada no indutor durante o intervalo de condução do tiristor.

Uma vez em condução, a corrente pelo tiristor T2 é composta de duas parcelas: a) uma componente em forma de rampa, imposta pela fonte primária, que circula através de L1 e b) uma componente oscilatória, proveniente da energia armazenada no capacitor C3, previamente carregado com tensão Vi e com a polaridade indicada na fig. 6, antes do disparo de T2.

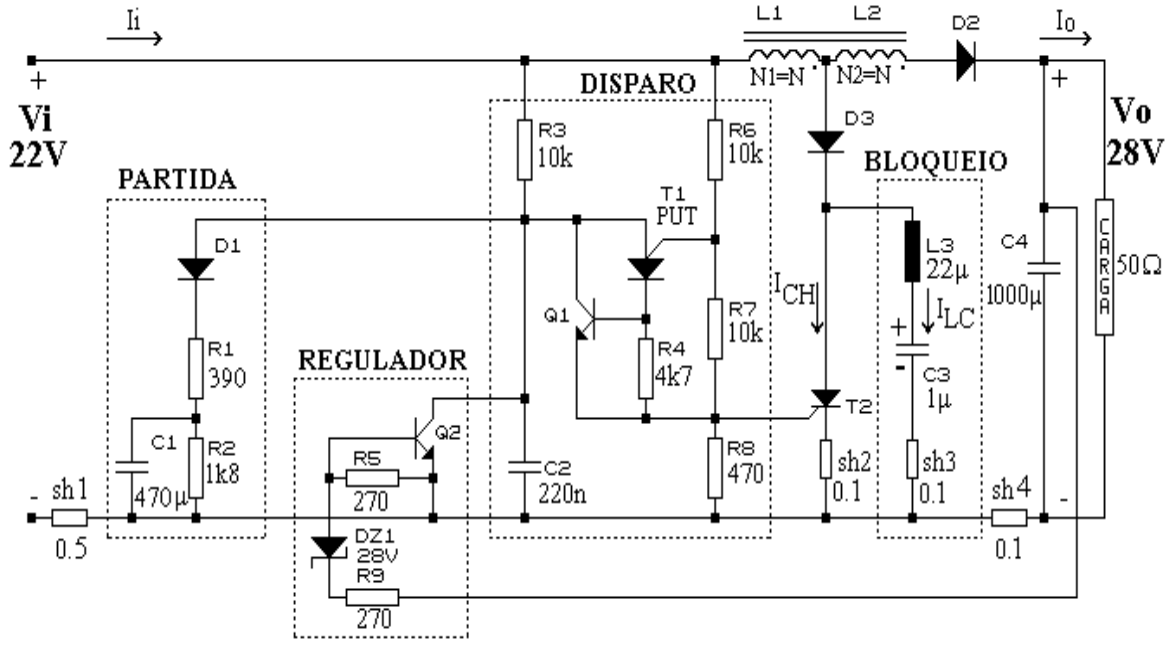


Fig. 6 - Esquema elétrico do conversor CC/CC

Imediatamente após o disparo do tiristor, ambas as correntes fluem no mesmo sentido até o primeiro instante (decorridos $\pi\sqrt{L3 \cdot C3}$ segundos) de passagem por zero da componente oscilatória. A partir deste instante a componente oscilatória inverte seu sentido ficando em oposição à componente proveniente da alimentação até que a corrente no tiristor fique abaixo do seu valor de manutenção, quando ocorre o seu bloqueio. A tensão aplicada sobre T2 deve ainda permanecer negativa por um intervalo de tempo superior a tq (tempo de recuperação do tiristor), para garantir o bloqueio do mesmo.

A energia armazenada no indutor é transferida para a carga através do diodo D2. Ao mesmo tempo o capacitor C3 se carrega pela fonte através do enrolamento N1 e o diodo D3 evita a sua descarga através de D2.

A função do circuito de partida (vide fig. 6) é de apenas atrasar o instante de gatilhamento do tiristor T2, até que a tensão no capacitor C3 alcance Vi. Caso contrário a energia armazenada no capacitor C3 será insuficiente para bloquear o tiristor T2.

O circuito de gatilho utiliza um transistor unijunção programável T1 (PUT-Programmable Unijunction Transistor) e um transistor bipolar Q1, cuja função é aumentar a corrente de vale de T1. Desta forma consegue-se obter uma freqüência de disparo relativamente elevada e um pulso com energia adequada. O PUT é um transistor unijunção cuja tensão de disparo é programável através de um divisor de tensão externo, constituído no caso pelos resistores R6 e R7. O seu princípio de funcionamento é descrito no Anexo 1

O capacitor C2 é carregado através de R3 até aproximadamente $V_i \cdot \frac{R7}{R7+R6}$. Neste instante, T1 entra na região de resistência negativa descarregando o capacitor C2 através do gatilho do tiristor T2. A função do capacitor C1 se limita em aumentar o tempo de carga de C2, já que a constante $R3 \cdot C2$ é inferior ao tempo de carga de C3.

O tempo de condução do tiristor T2 é sempre fixo e independe da carga, sendo determinado pelos parâmetros do circuito $L3 \cdot C3$. Portanto, no modo de operação acima, a

tensão de saída depende da carga, da tensão da fonte primária e da freqüência de operação da chave.

Para manter a tensão de saída constante e independente de variações de carga e/ou da tensão de alimentação, é necessária a presença de um circuito regulador. No caso, o regulador altera a freqüência de gatilhamento de T2, sendo constituído pelo diodo Zener DZ1 de 28 V (referência) e pelo transistor Q2. Quando a tensão de saída ultrapassa 28 V, o diodo Zener conduz, permitindo circulação corrente pela base de Q2. Nestas condições, uma parcela da corrente de carga de C2 é desviada pelo coletor de Q2 e o capacitor C2 passa a se carregar mais lentamente, reduzindo assim a freqüência de gatilhamento do tiristor T2 e a tensão de saída. Por outro lado, quando a potência na carga aumenta, a tensão de saída diminui e a parcela de corrente desviada pelo coletor de Q2 se reduz ou mesmo nula e o tempo de carga de C2 diminui. Como conseqüência, a freqüência de operação do tiristor e a tensão da saída aumentam.

A atuação do regulador é dinâmica e, mesmo mantendo-se a carga constante, observa-se uma modulação audível na freqüência de operação. Este efeito é mais acentuado com variações de carga.

5. PARTE PRÁTICA

5.1 Alimentar o conversor com uma fonte de tensão CC primária, ajustando a tensão de entrada em 22 V.

5.2 Variando a resistência de carga, levantar a curva dos valores médios da tensão de saída (V_0) x corrente de saída (I_0) do conversor, anotando também o valor médio da corrente Ii fornecida pela fonte primária e a freqüência de operação média da chave. Avalie a regulação e o rendimento do conversor a partir dos seguintes gráficos (5 pontos são suficientes):

a) tensão de saída (V_0) x corrente na carga (I_0)

b) rendimento (n) x Potência na carga (P_0)

OBS:

i) A carga é constituída por 6 resistores de fio de 20 W e 300 Ω que podem ser ligados em série/paralelo. A carga **nominal** é de 50 Ω.

ii) Medir o valor médio da corrente de entrada utilizando o shunt sh1 (0.5 Ω) e um multímetro digital.

iii) Determinar a freqüência de operação a partir da tensão sobre o tiristor T2 utilizando o osciloscópio

iv) No caso de falha de bloqueio do tiristor T2 (a fonte primária fica em curto circuito e o conversor deixa de operar), desligue a fonte primária e aguarde aproximadamente 4 segundos para a descarga do capacitor C1.

5.3 Determinar a "regulação de carga" do conversor, definida por:

$$\Re_{carga}(\%) = \frac{V_o(\text{vazio}) - V_o(\text{carga nominal})}{V_o(\text{carga nominal})} \cdot 100$$

5.4 Variando em ±10% a tensão de entrada (Vi), determinar a "regulação de linha" a plena carga (50Ω), definida por:

$$\Re_{linha}(\%) = \frac{V_o(V_i + 10\%) - V_o(V_i - 10\%)}{V_o(V_i nominal)} \cdot 100$$

5.5 Com tensão de entrada (Vi = 22 V) e carga (50 Ω) nominais, registrar as formas de onda a seguir. Registre pelo menos um ciclo de operação mas não mais de 3. Durante o registro das formas de onda, meça no osciloscópio os parâmetros necessários para os cálculos do item 6. Para facilitar a visualização, sugere-se a seqüência de medições indicada na tabela:

Ponta de prova canal 1	Ponta de prova canal 2
Corrente em D2 (sh 4)	Corrente em T2 (sh 2)
Corrente de Alimentação (Ii)	Corrente em T2 (sh 2)
Tensão sobre T2	Corrente em T2 (sh 2)
Corrente em (C3-L3) (sh 3)	Corrente em T2 (sh 2)
Corrente em (C3-L3) (sh 3)	Tensão sobre C3
Tensão sobre L3	Tensão sobre C3
Tensão sobre (C3 + sh 3)	Tensão sobre C2
Tensão sobre L1	Tensão sobre L2
Tensão sobre L1	Tensão sobre D3

5.6 Com o conversor operando nas condições nominais de alimentação e carga, registrar:

a) Ondulação da tensão de saída, ou seja, a amplitude pico a pico (mV) da componente alternada na freqüência de chaveamento sobreposta à tensão média de saída. Calcular o seu valor percentual em relação ao valor nominal da tensão de saída.

b) Ruído da tensão de saída, ou seja, a amplitude pico a pico (mV) de pulsos de tensão sobrepostos à tensão média de saída

c) Ondulação e ruído da tensão de entrada e calcular o seu valor percentual comparando com os valores obtidos na saída.

OBS.: Para facilitar as medições, desacoplar a componente contínua, operando o osciloscópio no modo AC.

6. CONCLUSÕES

6.1 Comentar todas as formas de onda registradas e, utilizando as formas de onda mostrar em detalhe o processo de comutação forçada no tiristor. Além disso, utilizando as formas de onda medidas no item 5.5 calcular:

6.1.1. Valor da indutância L3 e do capacitor C3. Comparar com o valores nominais 22 μH e 1μF.

6.1.2. Valor da indutância L1. Comparar com o valor nominal de 2.4 mH.

6.1.3. Verificar se o número de espiras de L1 e L2 é igual.

6.1.4 O valor de tq do tiristor é de aproximadamente 10 μs. A partir da formas de onda, verificar que o circuito consegue garantir o bloqueio do tiristor. Explicar.

OBS.: Indicar quais formas de onda foram utilizadas nos cálculos e destacar claramente as regiões de onde foram obtidas as informações. Utilize uma escala de tempo conveniente para visualizar de forma adequada estas características.

Anexo 1 - PUT (Programmable Unijunction Transistor)

O PUT (Programmable Unijunction Transistor) é um semiconductor pertencente a família do tiristor com uma estrutura de quatro camadas e três terminais denominados anodo(A), catodo(K) e gate(G) como mostra a Fig. 7. Alguns autores o chamam de UJT (Unijunction Transistor) programável, pois sua característica e parâmetros, como a razão intrínseca (η) e a tensão de pico (Vp), lembram um UJT e o termo programável se deve ao fato destes parâmetros poderem ser programados com o auxílio de dois resistores externos, ao contrário do UJT onde estes parâmetros são fixos. A sua aplicação principal são osciladores e circuitos de pulso. A ON Semiconductor® é atualmente o único fabricante do PUT e o modelo 2N6027 é o mais comum, disponível no encapsulamento plástico TO-92.

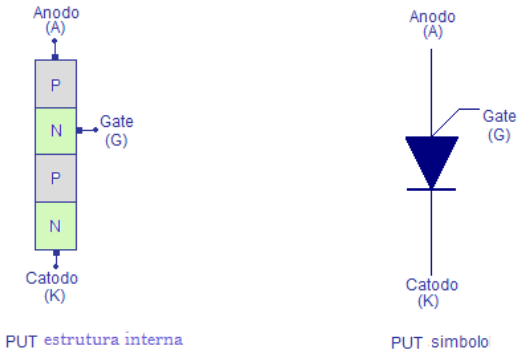


Fig. 7 – Estrutura e símbolo de um PUT

Fig. 8 mostra o circuito de polarização do PUT e sua curva característica tensão de anodo versus corrente de anodo.

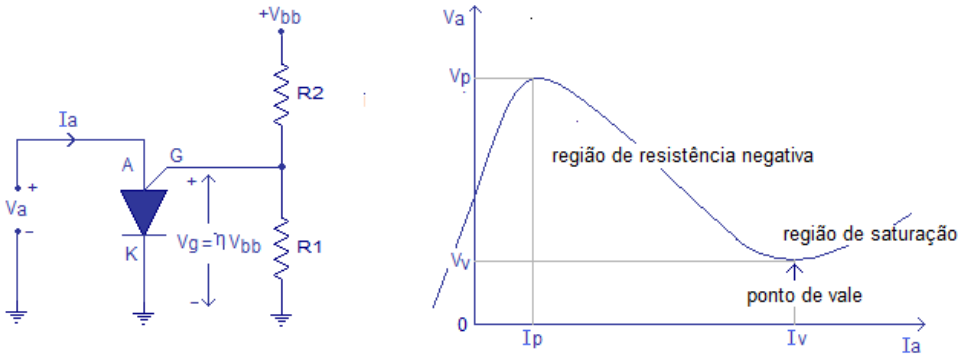


Fig. 8 – Circuito de polarização e curva característica do PUT

A tensão de pico (Vp) é a tensão entre anodo e catodo na qual o PUT entra na região de resistência negativa. Esta tensão é em geral a tensão entre gate e catodo (Vg) somada a queda de tensão de um diodo (0,7 V) e pode ser representada pela expressão:

$$V_p = 0{,}7 + V_g = 0{,}7 + V_{R1} = 0{,}7 + \eta \cdot V_{bb} \qquad (9)$$

onde η é a razão intrinseca e V_{bb} a tensão total aplicada entre os resistores R1 e R2. A razão intrínseca η é dada pela equação $\eta = \dfrac{R1}{R1 + R2}$.

O oscilador de relaxamento da Fig. 10 é um exemplo de aplicação do PUT. O seu nome deriva do fato da oscilação se inciar com a carga de um capacitor e terminar pela descarga abrupta do mesmo. Os resistores *R1* e *R2* fixam a tensão de pico (Vp) e a razão intrínseca η

enquanto o resistor R_k limita a corrente de catodo. O resistor R e o capacitor C definem a frequência de oscilação. Quando aplicada uma tensão V_{bb} o capacitor C se carrega através do resistor R. Quando a tensão do capacitor excede a tensão de pico Vp o PUT passa a apresentar resistência negativa o que cria um caminho de baixa resistência entre catodo e anodo descarregando o capacitor C. Quando a tensão do capacitor cai abaixo da tensão de vale Vv o PUT reverte para sua condição original interrompendo a descarga do capacitor que volta a se carregar através do resistor R e o ciclo recomeça. A frequência do oscilador é dada pela expressão.

$$f = \frac{1}{R \cdot C \cdot ln\left(\frac{1}{1-n}\right)} \qquad (10)$$

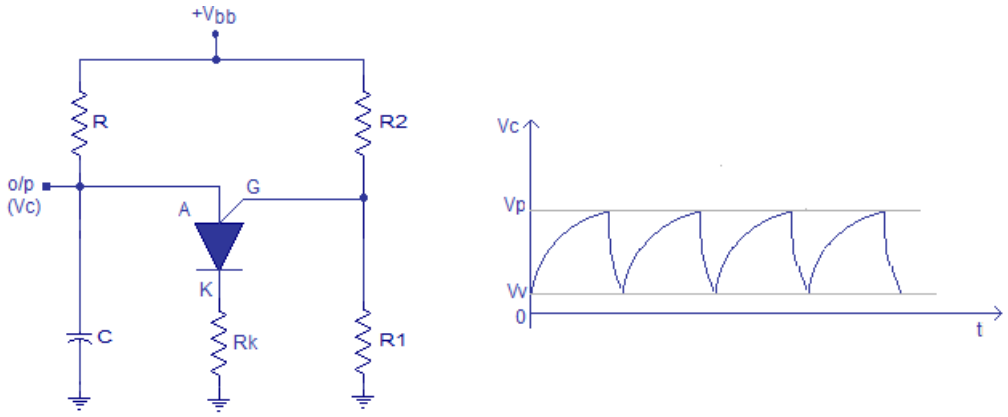


Fig. 9 – Circuito do oscilador de relaxamento