

# PEA3502 LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

## CONVERSOR CC / CC

W. KAISER 06/2020

### 1. OBJETIVOS

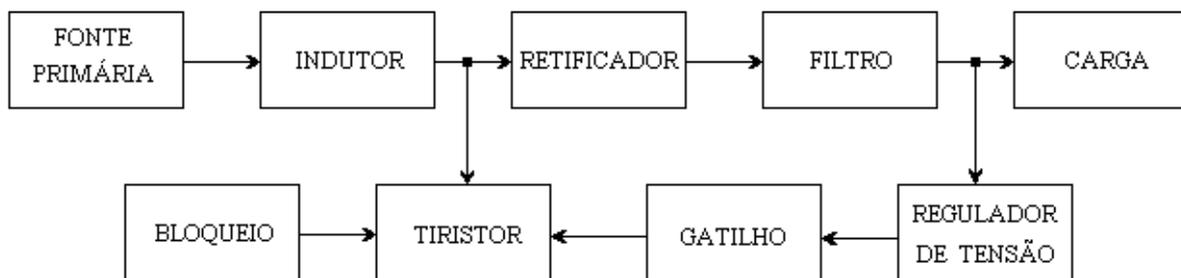
Familiarização com o funcionamento de um conversor CC/CC a tiristor e medições de desempenho.

### 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.



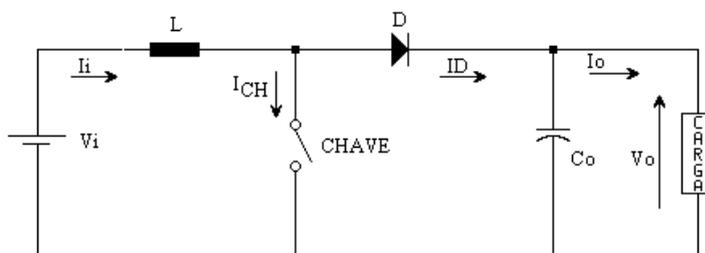
**Fig. 1** - Diagrama de blocos do conversor CC/CC do arranjo experimental

### 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.

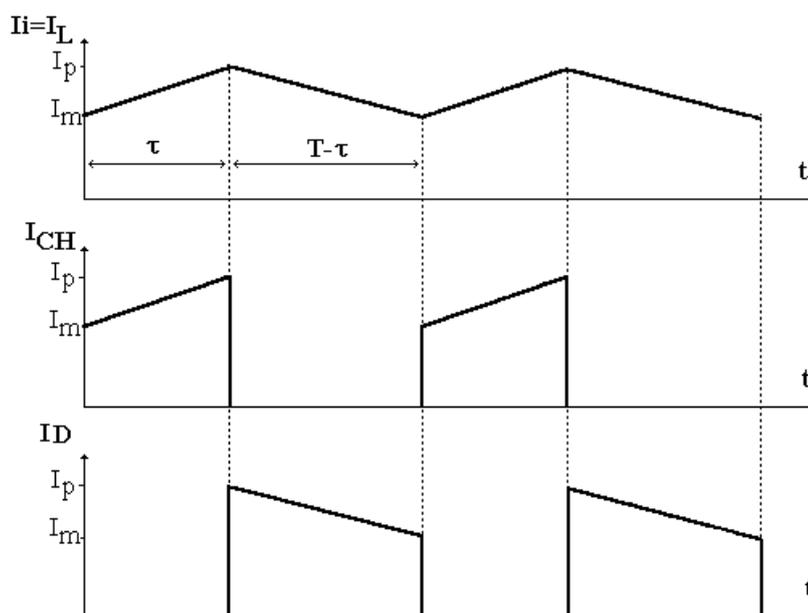
Quando a chave CH é fechada, a energia proveniente da fonte primária é armazenada no indutor L. O diodo D, reversamente polarizado, evita a descarga do capacitor de filtro  $C_o$ .

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; frequência de chaveamento constante e continuidade de corrente no indutor.



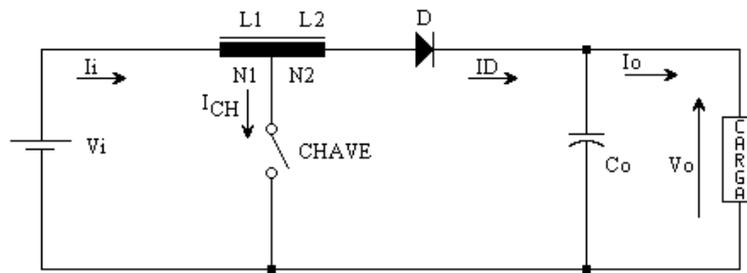
**Fig. 3** - Formas de onda de corrente no indutor  $I_L$ , na chave  $I_{CH}$  e no diodo  $I_D$

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  $I_j$ ) 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 ( $\tau$ ) e o seu período de chaveamento ( $T$ ) é dada pela expressão:

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

Onde  $D = \frac{\tau}{T}$  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  $V_o$  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  $N2=n \cdot N1$ , 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 imediatamente anterior e posterior ao fechamento da chave, ou seja,

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

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:

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

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

Quando a chave está fechada valem as relações:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_i}{L_1} \quad \text{e} \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_o}{C} \quad (5)$$

Quando a chave está aberta valem as relações:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_i - v_o}{L_{eq}} \quad \text{e} \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_2}{C} - \frac{i_o}{C} \quad (6)$$

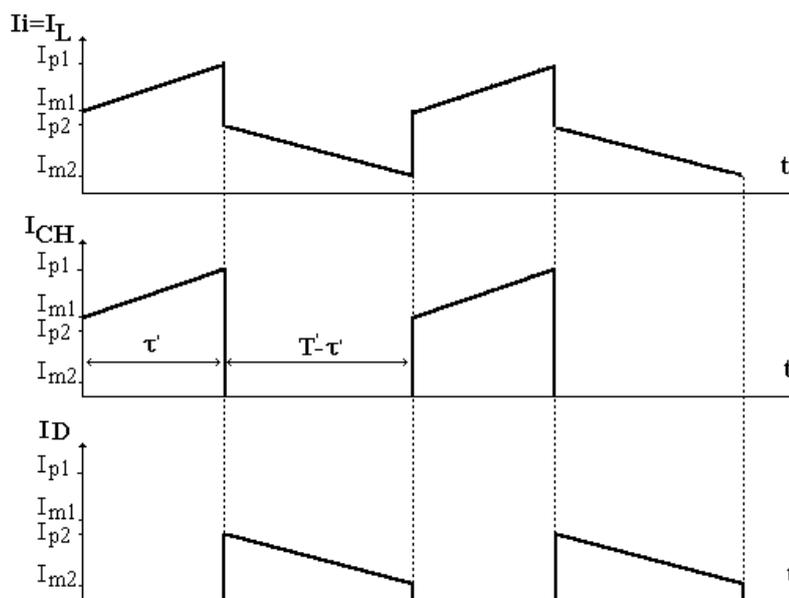
Tomando-se o valor médio das grandezas resulta:

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

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:

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



**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  $V_i$  e com a polaridade indicada na fig. 6, antes do disparo de T2.

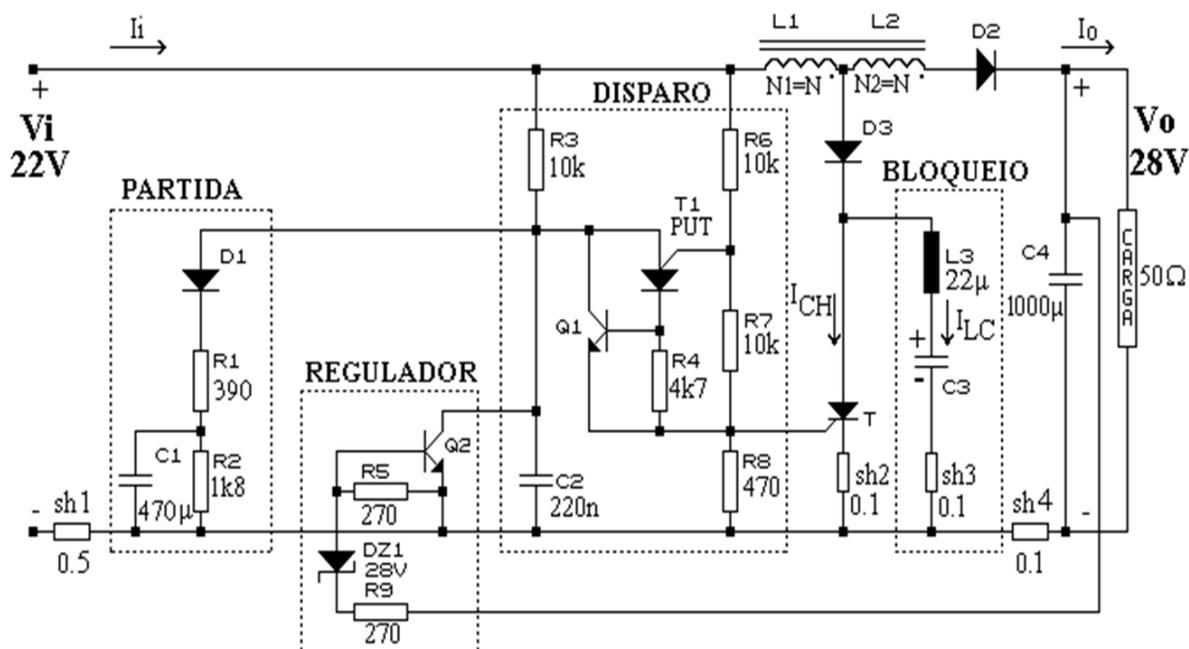


Fig. 6 - Esquema elétrico do conversor CC/CC

Imediatamente após o disparo do tiristor, ambas as correntes fluem no mesmo sentido até o primeiro instante (decorridos aprox.  $\pi\sqrt{L3 \cdot C3}$  segundos, assumindo perda nula no circuito de bloqueio) 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  $t_q$  (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  $V_i$ . 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 frequência 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 frequência 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 frequência 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 frequência 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 consequência, a frequência 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 frequência de operação. Este efeito é mais acentuado com variações de carga.

## 5. MEDIÇÕES NO CIRCUITO

O conversor foi alimentado com uma fonte de tensão CC primária e utilizou-se como carga uma associação constituída por 6 resistores de fio de 20 W e 300  $\Omega$  que podem ser ligados em série/paralelo, lembrando que a carga **nominal** é de 50  $\Omega$ .

5.1 Medições de tensão na saída  $V_o$  para diversas condições de alimentação e de carga.

Carga	$V_i=20V$	$V_i=22V$ (nominal)	$V_i=24V$
Vazio	-	28,66V	-
300 $\Omega$	-	28.66V	-
200 $\Omega$	-	28.63V	-
150 $\Omega$	-	28.56V	-
100 $\Omega$	-	28.56V	-
50 $\Omega$ (nominal)	28.49V	28.56V	28.59V

5.2 O **Anexo 2** contem diversos registros de formas de onda do conversor alimentado com 22 V e carga nominal (50  $\Omega$ ). Nos registros foram utilizados a nomenclatura e as polaridades indicadas no esquemático simplificado da Fig.7.

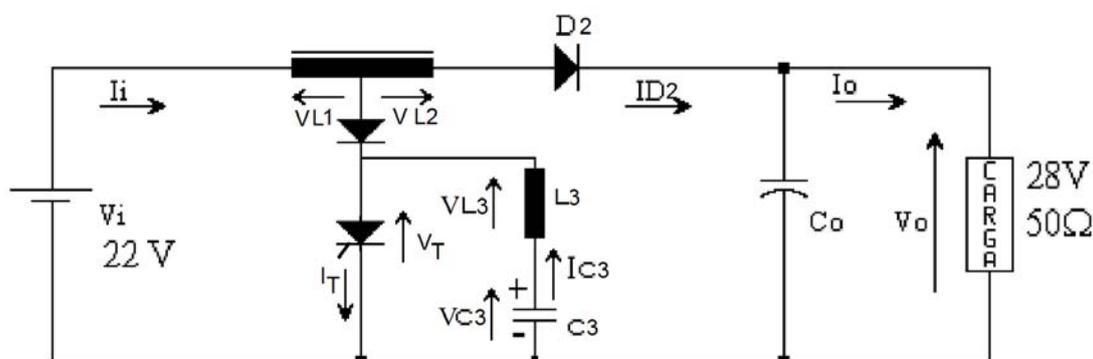


Fig. 7 - Esquema elétrico simplificado do conversor CC/CC

## 6. ANÁLISE DAS MEDIÇÕES E CÁLCULO DE PARÂMETROS

6.1. Utilizando as formas de onda registradas descrever em detalhe o funcionamento do conversor Boost e o processo de comutação forçada no tiristor, indicando nos registros os intervalos de condução dos componentes principais do conversor envolvidos.

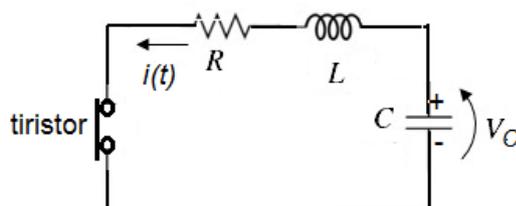
Assumindo como dado o valor do indutor  $L_3=22 \mu\text{H}$ .

6.2. Com base nas formas de onda, calcular o valor do capacitor C3 e comparar com o valor nominal de  $1\mu\text{F}$ .

6.2. Com base nas formas de onda, calcular o valor do indutor L1 e comparar com o valor nominal de  $2.4 \text{ mH}$ .

6.3. Verificar se o número de espiras de L1 e L2 são iguais.

O circuito de bloqueio do tiristor poder ser modelado por um circuito RLC série:



6.4. Determinar o valor do resistor de perdas R. Utilizar o seguinte procedimento:

i) Escrever a equação diferencial do circuito utilizando o sentido da corrente indicado no diagrama e assuma o capacitor carregado com tensão inicial  $V_{Co}$  com a polaridade indicada.

ii) Achar a expressão da corrente, utilizando como parâmetros  $\alpha = \frac{R}{2L}$  para o amortecimento,  $\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$  para a frequência natural e  $\omega_d$  para a frequência amortecida. iii) Determinar a expressão para o valor de pico  $i_{max}$  da corrente em função de  $\alpha$ ,  $\omega_d$  e  $V_{Co}$ . A partir dos registros determinar os parâmetros necessários para calcular  $\alpha$  assumindo o valor de C3 obtido no item 6.1.

6.5. Utilizando o mesmo procedimento do item 6.4, calcular o valor de pico da tensão invertida (negativa) do capacitor C3 e compare com o valor obtido dos registros.

6.6. Calcular a eficiência do conversor utilizando os dados do gráfico da figura A2.8 aproximando os trechos por retas.

6.7. O valor de  $t_q$  do tiristor é de aproximadamente  $10 \mu\text{s}$ . Indique nas respectivas formas de onda a região de bloqueio do tiristor e verificar que o circuito consegue realmente realizar o bloqueio do mesmo. Explicar.

6.8. Calcular o valor percentual das ondulações de tensão de entrada e saída em relação ao valor médio.

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

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

6.10. Variando em  $\pm 10\%$  a tensão de entrada ( $V_i$ ), determinar a "regulação de linha" a plena carga ( $50\Omega$ ), definida por:

$$\mathfrak{R}_{\text{linha}}(\%) = \frac{V_o(V_i + 10\%) - V_o(V_i - 10\%)}{V_o(V_i \text{ nominal})} \cdot 100$$

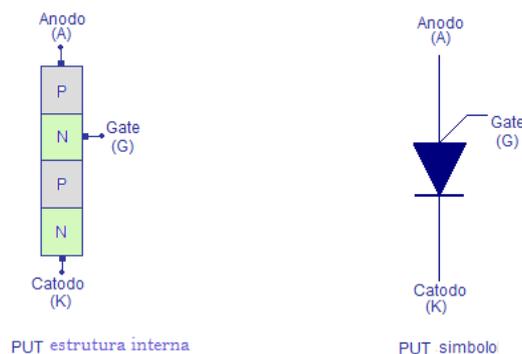
## **RELATÓRIO**

O relatório deverá ser individual e obedecer a sequência indicada no item 6 e não deverá conter introdução teórica.

- i) Nos cálculos e nas análises sempre informar de quais registros as informações foram obtidas.
- ii) Identificar nos registros as grandezas que foram utilizadas nos cálculos.
- iii) Informar as hipóteses e modelos adotados nas deduções e nos cálculos.
- iv) Os valores numéricos (utilizar até duas decimais) utilizados nas fórmulas devem estar explicitados.
- v) O relatório deve conter comentários sobre eventuais desvios observados em relação às formas de onda previstas pela teoria.
- vi) O relatório deve ser entregue em formato PDF

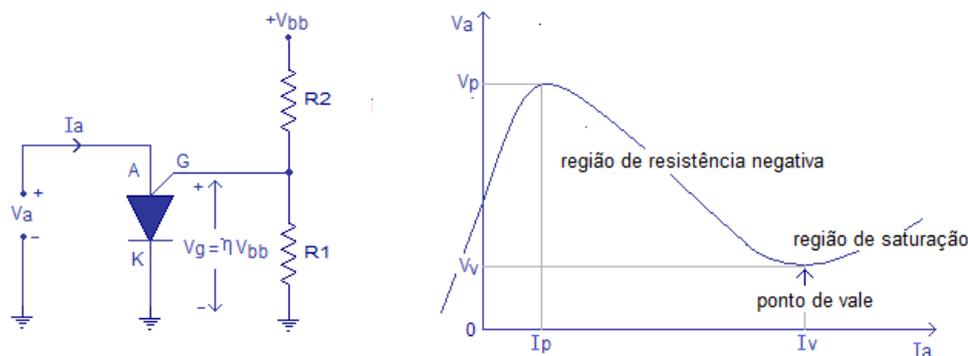
## Anexo 1 - PUT (Programmable Unijunction Transistor)

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. A1.1. Alguns autores o chamam de UJT (Unijunction Transistor) programável, pois sua característica e parâmetros, como a razão intrínseca ( $\eta$ ) e a tensão de pico ( $V_p$ ), 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. A1.1** – Estrutura e símbolo de um PUT

Fig. A1.2 mostra o circuito de polarização do PUT e sua curva característica tensão de anodo versus corrente de anodo.



**Fig. A1.2** – Circuito de polarização e curva característica do PUT

A tensão de pico ( $V_p$ ) 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 ( $V_g$ ) somada a queda de tensão de um diodo (0,7 V) e pode ser representada pela expressão:

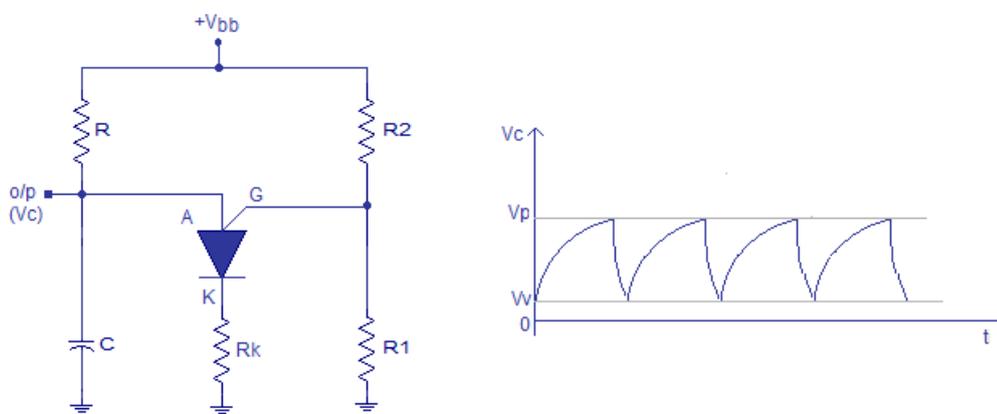
$$V_p = 0,7 + V_g = 0,7 + V_{R1} = 0,7 + \eta \cdot V_{bb} \quad (9)$$

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

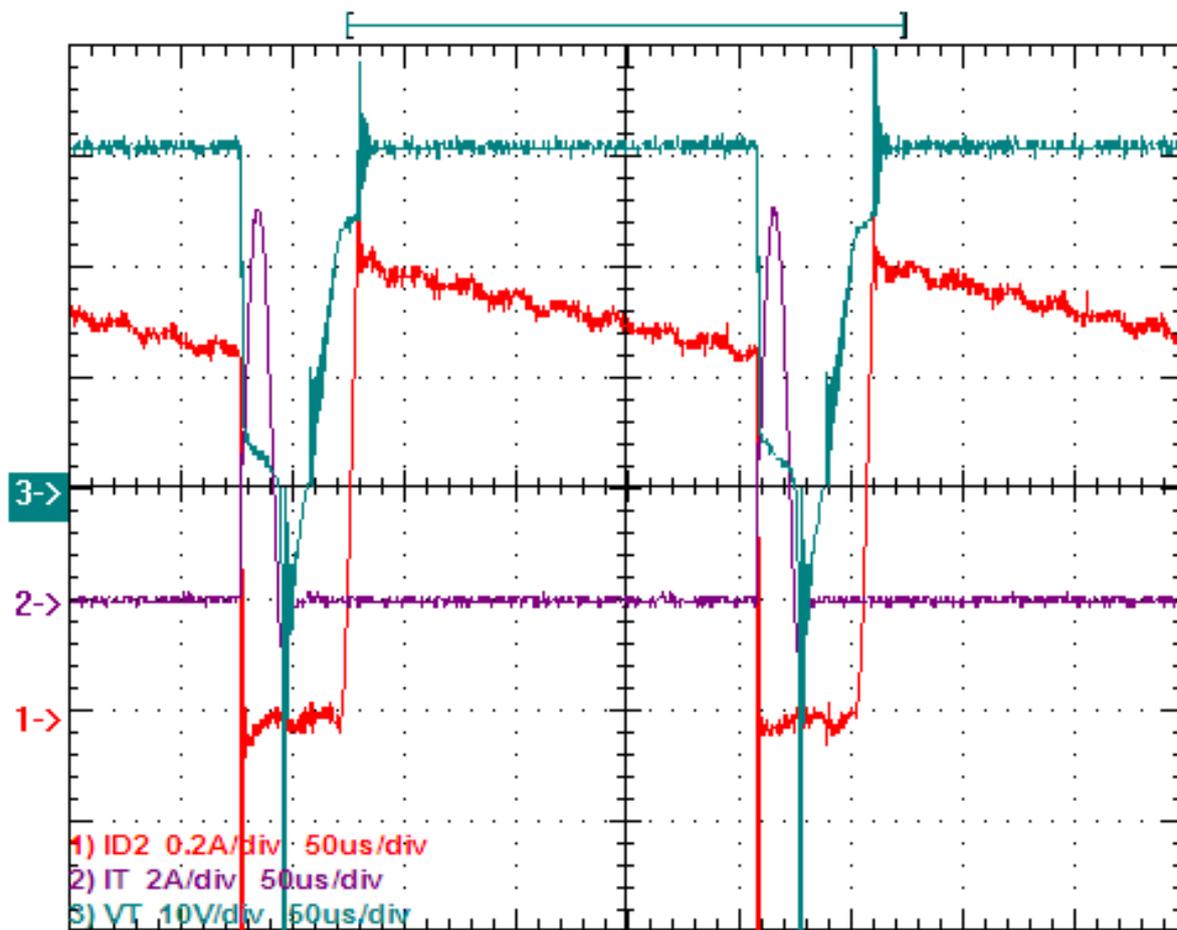
O oscilador de relaxamento da Fig. A1.3 é um exemplo de aplicação do PUT. O seu nome deriva do fato da oscilação se iniciar com a carga de um capacitor e terminar pela descarga abrupta do mesmo. Os resistores  $R1$  e  $R2$  fixam a tensão de pico ( $V_p$ ) e a razão

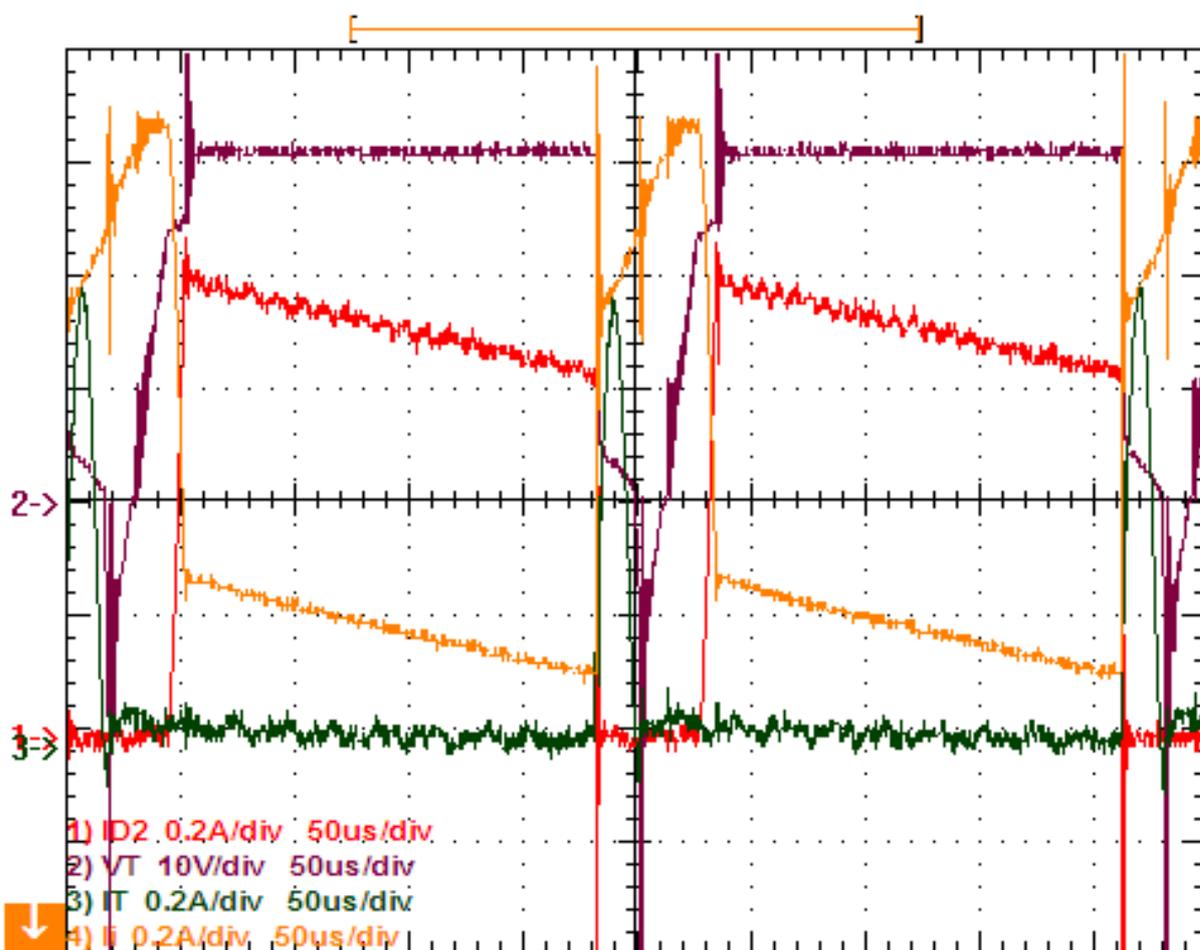
intrínseca  $\eta$  enquanto o resistor  $R_k$  limita a corrente de catodo. O resistor  $R$  e o capacitor  $C$  definem a frequência de oscilação. Quando aplicada uma tensão  $V_{bb}$  o capacitor  $C$  se carrega através do resistor  $R$ . Quando a tensão do capacitor excede a tensão de pico  $V_p$  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  $V_v$  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.

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

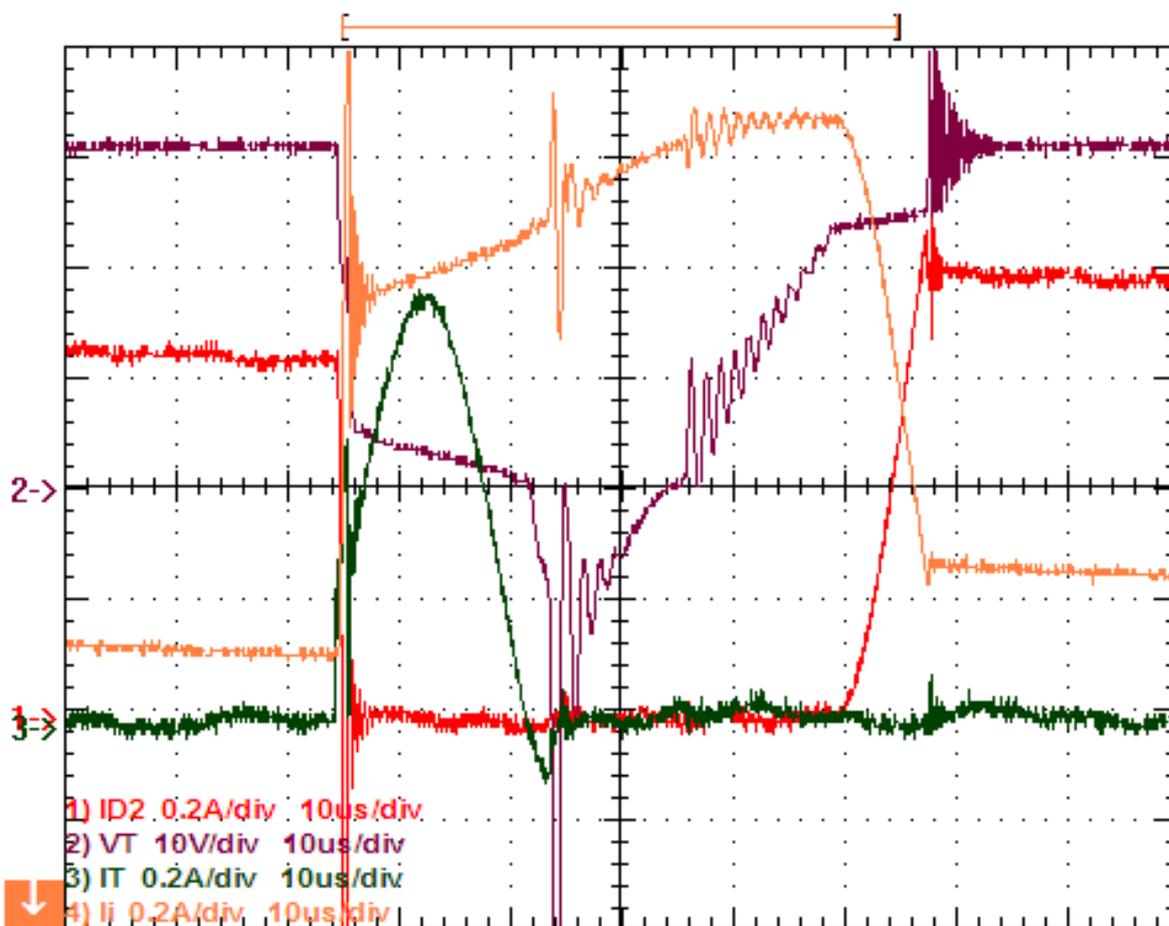


**Fig. A1.3** – Circuito do oscilador de relaxamento

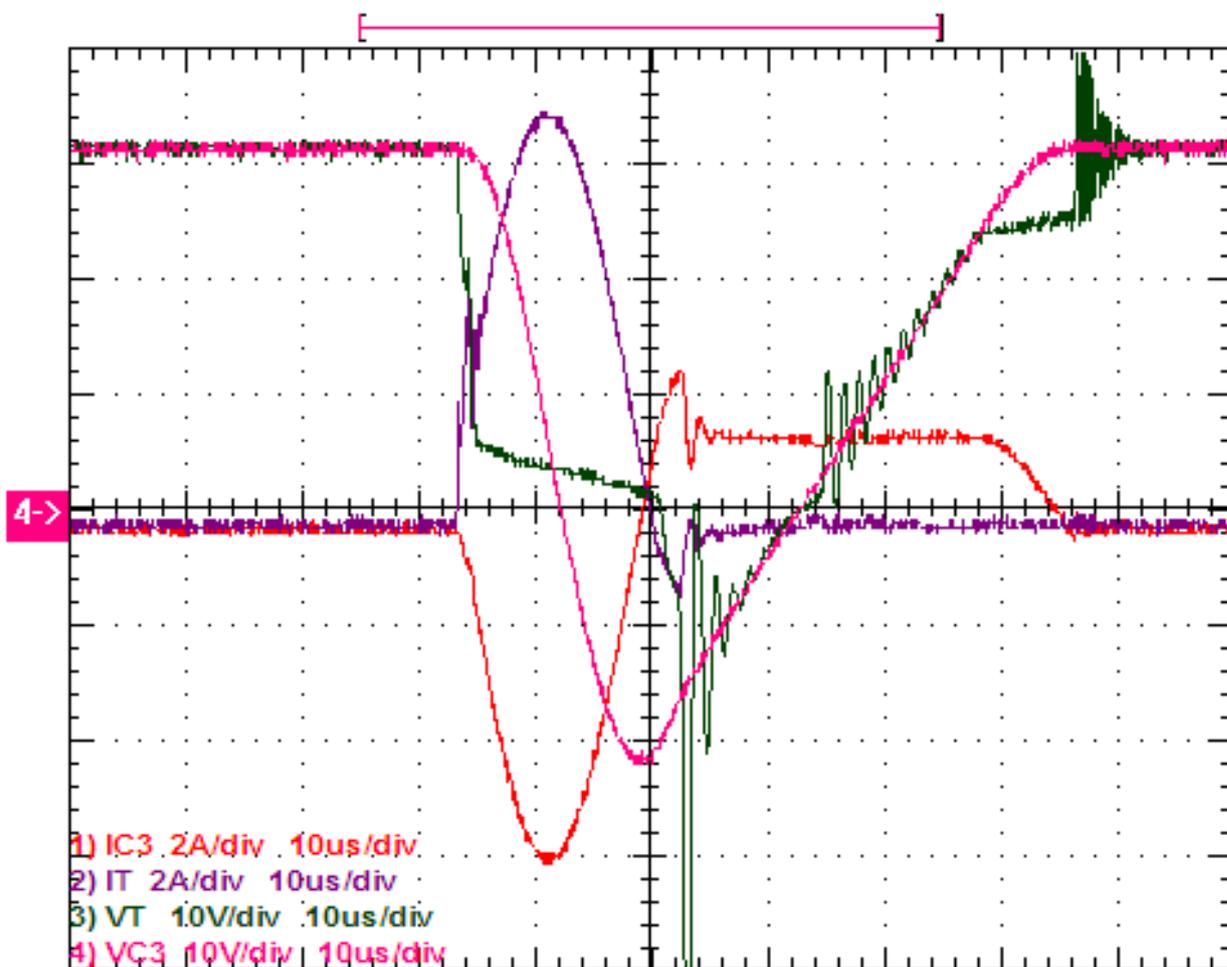
**Anexo 2 – REGISTROS DE FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR****Fig. A2.1** – Tensão e corrente no tiristor principal e corrente no diodo D2



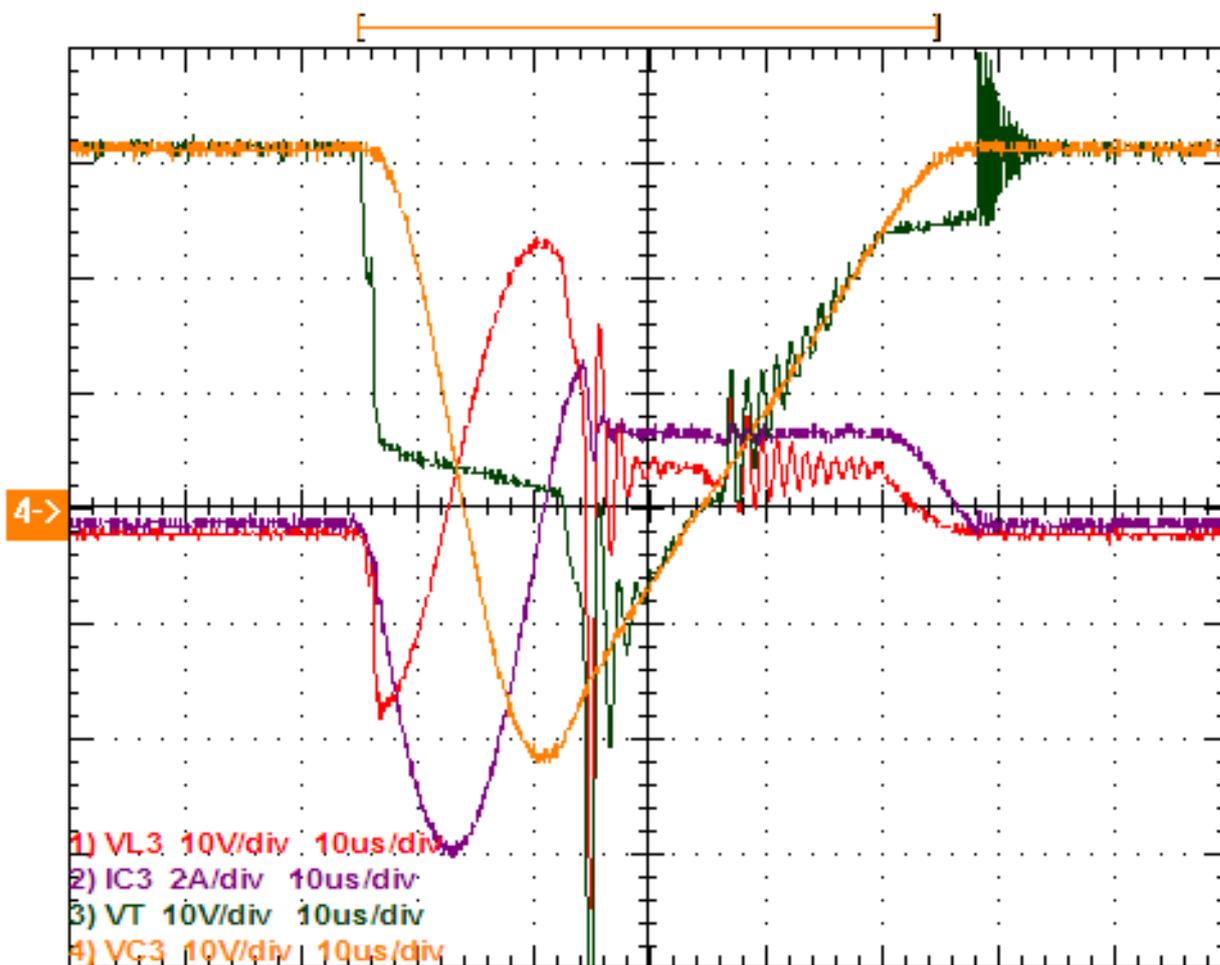
**Fig. A2.2** – Tensão e corrente no tiristor principal, correntes de entrada  $I_i$  e no diodo D2.  
 Base de tempo expandida para capturar o bloqueio do tiristor



**Fig. A2.3** – Tensão e corrente no tiristor principal, correntes de entrada  $I_i$  e no diodo D2.  
 Base de tempo expandida para capturar o bloqueio do tiristor



**Fig. A2.4** – Tensão e corrente no tiristor principal, corrente e tensão no capacitor do circuito de bloqueio C3. Base de tempo expandida para capturar o bloqueio do tiristor



**Fig. A2.5** – Tensão no tiristor principal, corrente e tensão no capacitor do circuito de bloqueio C3 e tensão sobre L3. Base de tempo expandida para capturar o bloqueio do tiristor

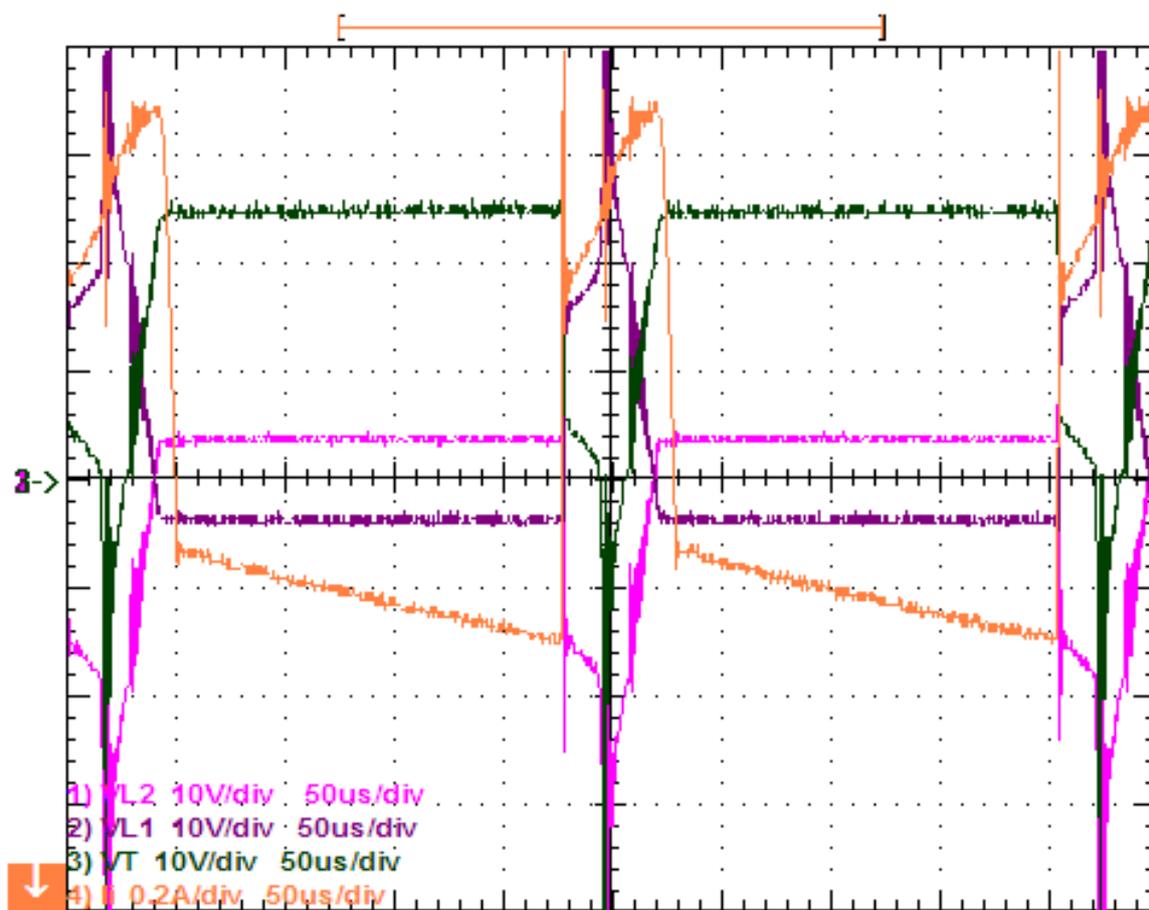
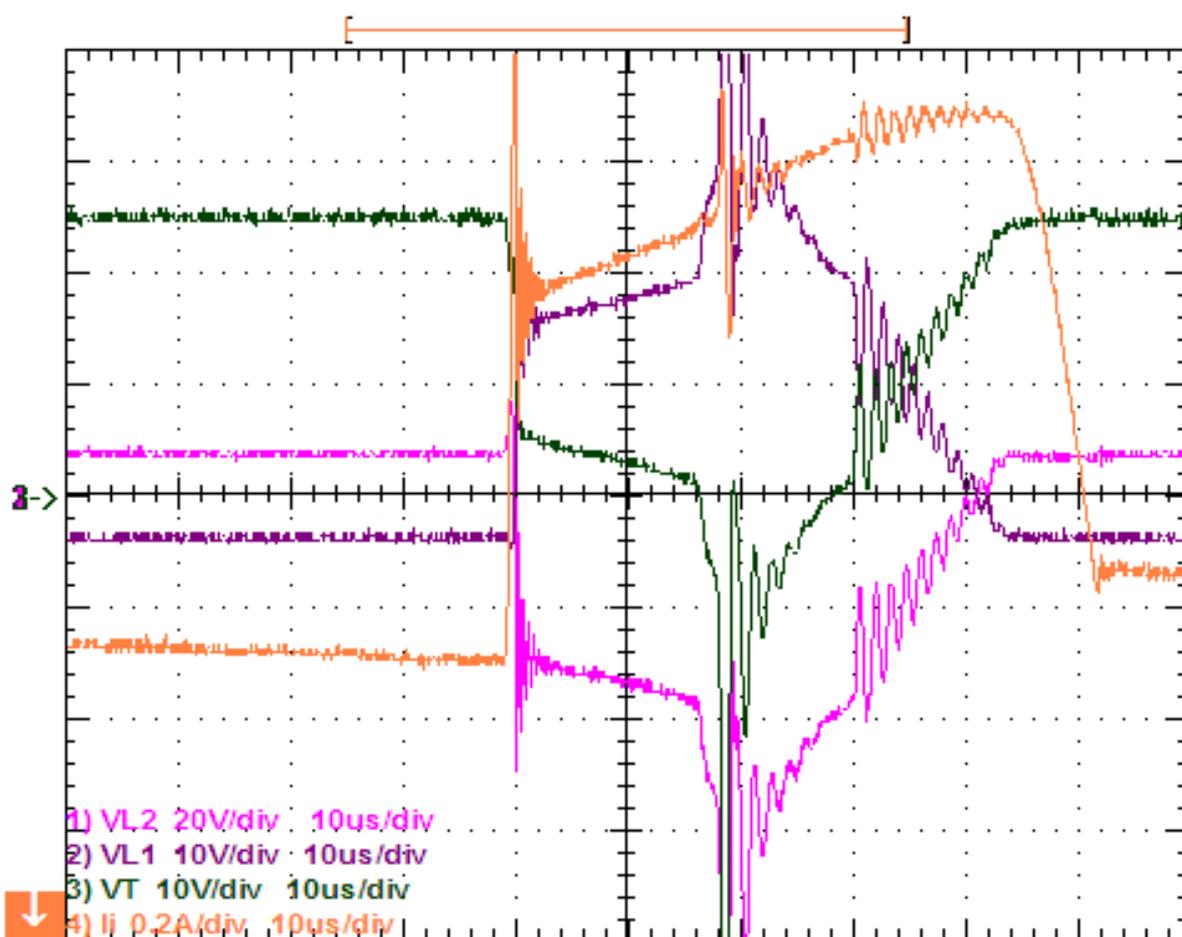
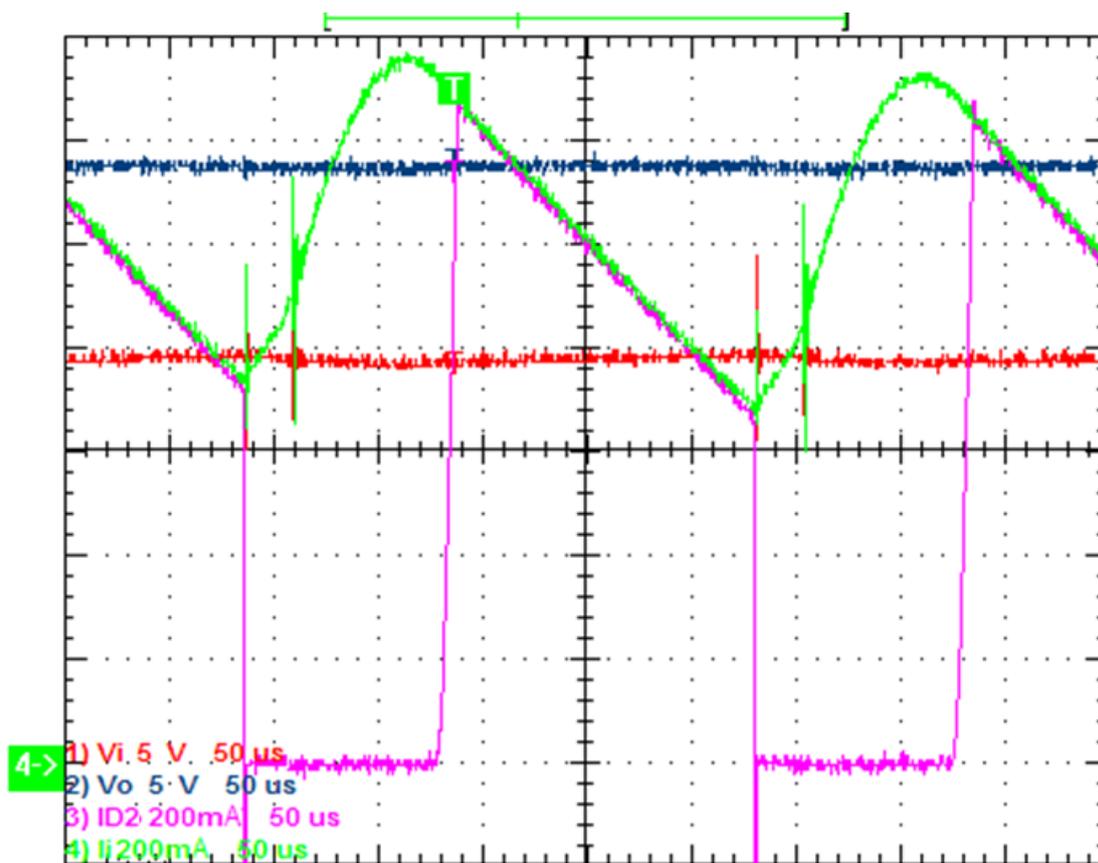


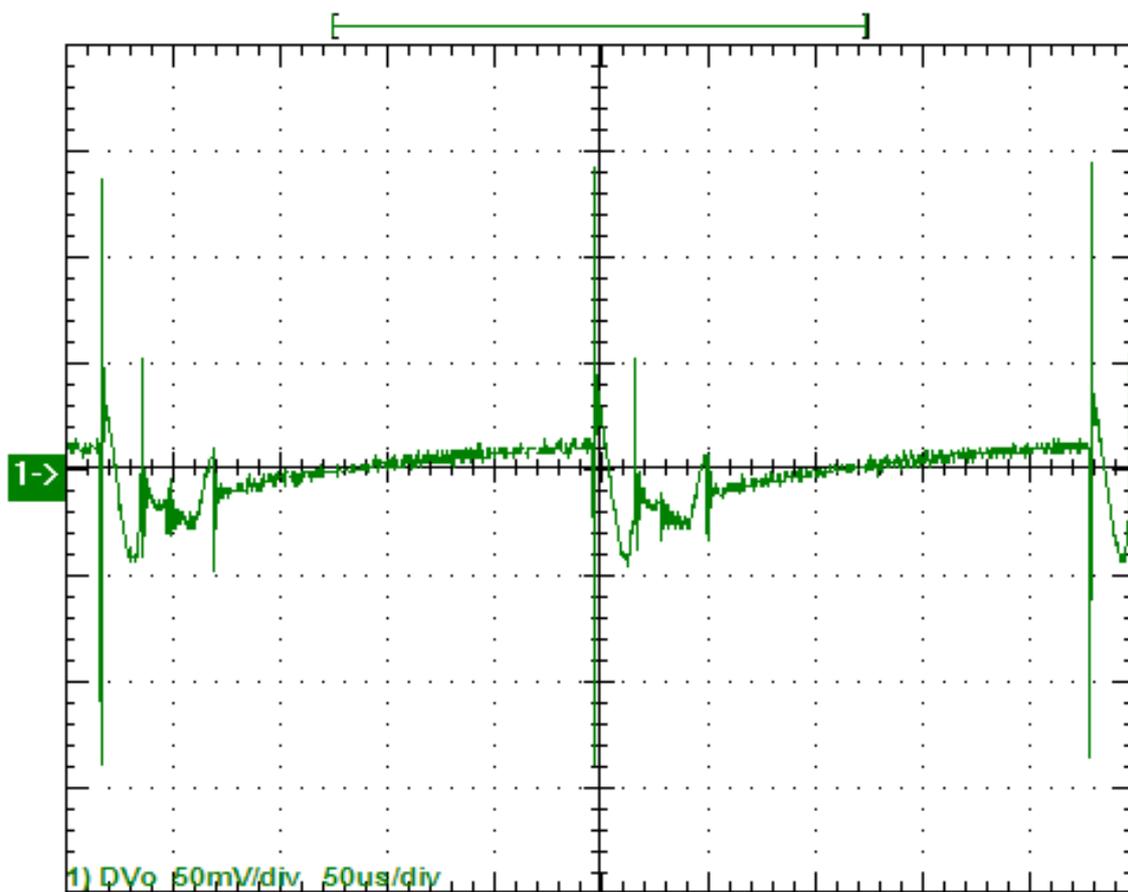
Fig. A2.6 – Tensão nos indutores L1 e L2, tensão no tiristor principal e corrente de entrada.



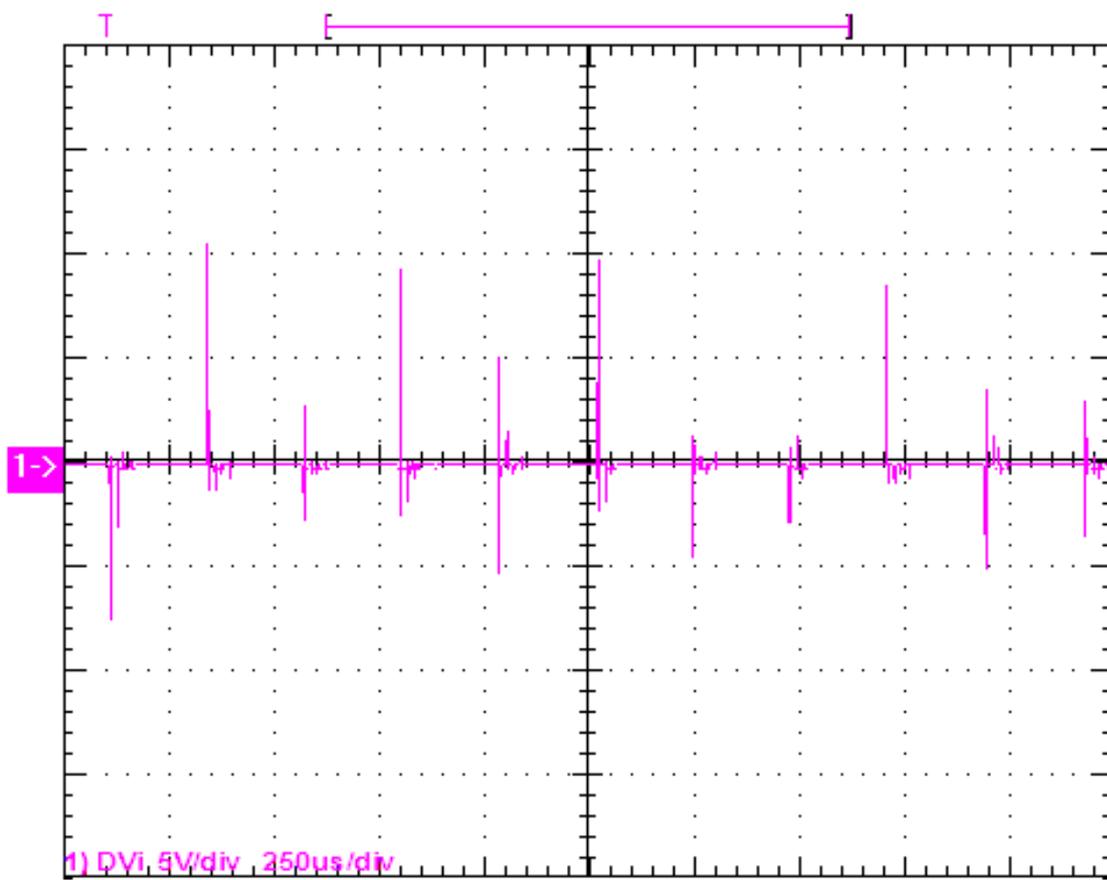
**Fig. A2.7** – Tensão nos indutores L1 e L2, tensão no tiristor principal e corrente de entrada.  
 Base de tempo expandida para capturar o bloqueio do tiristor



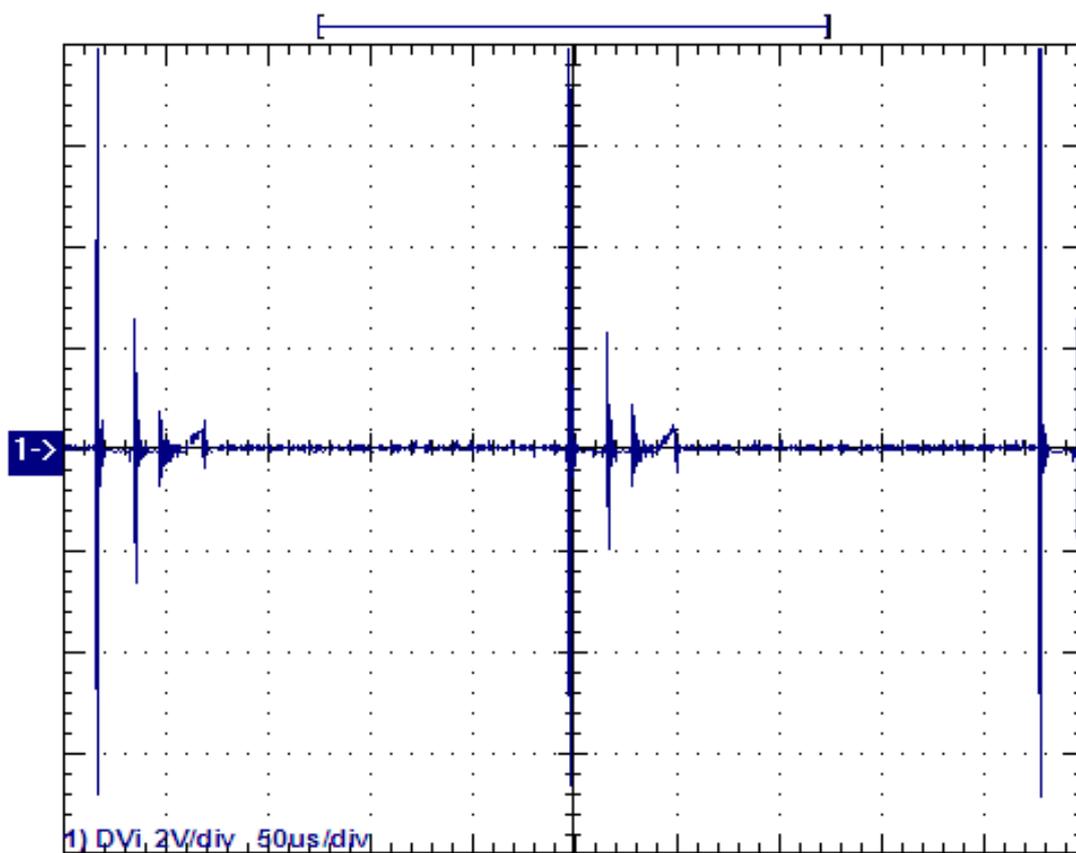
**Fig. A2.8** – Tensões de entrada e saída, correntes de entrada e no diodo D2



**Fig. A2.9** – Ondulação de tensão e ruído (pulsos de tensão sobrepostos ao valor médio da tensão) da tensão de saída  $V_o$ .



**Fig. A2.10** – Ondulação de tensão e ruído (pulsos de tensão sobrepostos ao valor médio da tensão) da tensão de entrada  $V_i$ .



**Fig. A2.11** – Ondulação de tensão e ruído (pulsos de tensão sobrepostos ao valor médio da tensão) da tensão de entrada  $V_i$ .(Escala de tempo expandida)