

UNIVERSIDADE DO PORTO  
FACULDADE DE ENGENHARIA

ESTUDO DE UM CONVERTOR AC/DC  
COM  
MODULAÇÃO POR LARGURA DE IMPULSO

FERNANDO L. P. SILVA

NINA ALEXANDRA F. CLEMENTE

LUIS ANDRÉ A. M. CRUZ

PRODEP 92/93



4  
621.3/0127/1200/1982/SILF  
02 10 09

*Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*

**Estudo de um Conversor AC/DC  
com  
Modulação por Largura de Impulsos**

**Fernando Luis Poças da Silva**

**Nina Alexandra Faria Clemente**

**Luis André de Almeida Moreira da Cruz**

**Porto, 1993**

## SUBPROGRAMA 4 - PRODEP

### MEDIDA 4.3 - Estágios Profissionais para Bacharelatos, Licenciaturas e Pós-Graduação

#### Parecer

**Assunto:** Estágios de **Fernando Luís Poças da Silva, Luís André de Almeida Moreira da Cruz e Nina Alexandra Faria Clemente**

Na qualidade de supervisores dos estágios mencionados em epígrafe cumpre-nos informar:

1. Os estagiários mostraram empenho e dedicação na realização dos trabalhos constituintes deste estágio;
2. Os objectivos metodológicos e técnicos do estágio foram atingidos, tendo os estagiários adquirido uma experiência considerável na área científica em que os trabalhos realizados incidiram.

Assim, somos do parecer que foram cumpridos os objectivos do estágio inicialmente deliberados.



(Prof. António Rocha Quintas)



(Eng. Rui Esteves Araújo)

## **Índice**

I.1 - Introdução

I.2 - Princípio de funcionamento

I.3 - Malha aberta vs. malha fechada

II.1 - Dimensionamento

A ferrite

O semicondutor - Protecção ao IGBT

II.2 - Drive

II.3 - O TDA 4718

II.4 - Configuração de Controlo - PI

III.1 - Conclusões

IV - Referências

## I.1 - Introdução

O uso de fontes de alimentação lineares tem diminuído gradualmente à medida que a evolução da tecnologia dos semicondutores tem permitido obter dispositivos com elevada capacidade de trabalho em termos de frequências de comutação.

De facto, apesar de aquele tipo de fonte ser de simples configuração e gerar baixo ruído electromagnético, a sua fraca eficiência em conversão de potência faz com que se torne inviável para potências acima de algumas dezenas de watt. Por seu lado, as fontes comutadas permitem obter uma melhoria significativa da eficiência uma vez que operam no modo de comutação a altas frequências. No entanto, o progressivo aumento do ruído nos circuitos magnéticos obriga a uma solução de compromisso para a frequência de comutação do interruptor, que assim se deverá situar entre 20 e 200kHz.

A nossa fonte será assim constituída por 4 blocos distintos

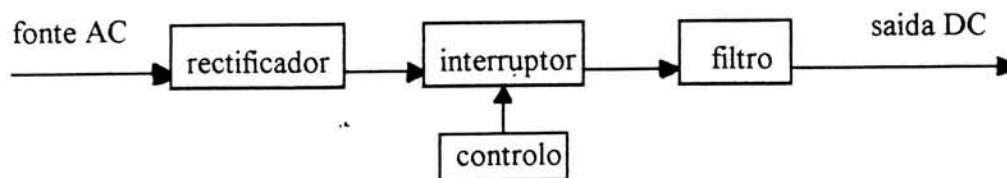


fig.1

O rectificador converte a tensão alternada de entrada para uma tensão DC não regulada. Esta por sua vez é encaminhada para o interruptor que é comandado pelo bloco de controlo, comutando alternativamente entre os estados ON e OFF. O filtro, constituído por um condensador à saída, é usado para minimizar o ripple da tensão de saída (além de ser necessário para satisfazer as exigências de transferência de energia do sistema, como adiante se verá). No bloco de controlo, os impulsos de comando têm uma frequência fixa, mas o duty-cycle é variado de acordo com a tensão de saída de maneira a manter esta última praticamente constante, independentemente das variações da fonte de entrada e da carga.

Aquela tensão é comparada com um valor exacto de referência, sendo a tensão de erro resultante da comparação usada pela lógica de controlo de modo a produzir o impulso de drive do interruptor no instante adequado, obtendo-se uma fonte DC à saída com características muito estáveis.

Refira-se ainda que é essencial que os atrasos introduzidos pela malha de controlo sejam mínimos, pois caso contrário a estabilidade do sistema poderá ser posta em causa. Isto implica o recurso a componentes rápidos naquela malha.

Entretanto, com esta configuração surge um novo problema. Como minimizar os efeitos negativos do rectificador de entrada que introduz elevados harmónicos de corrente e origina um abaixamento do factor de potência?

O circuito que irá ser analisado constitui uma escolha possível na tentativa de resolução deste problema.

## I.2 - Princípio de funcionamento

Consideremos o seguinte circuito

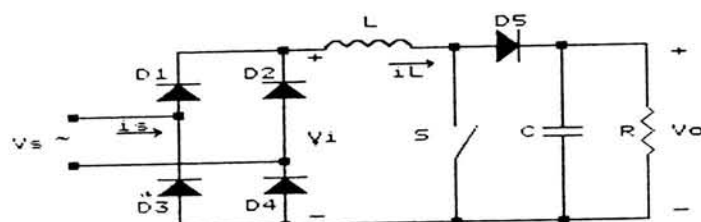


fig.2

Trata-se de um rectificador a diodos em série com um conversor do tipo elevador. Quando o interruptor S está ON, o diodo D5 encontra-se contrapolarizado e  $V_i = |V_s|$  é aplicada ao interruptor L (fig.3). A bobine armazena energia enquanto a corrente  $i_L$  cresce até um determinado valor de pico. Quando o interruptor é desligado a tensão em L inverte-se provocando uma subida da tensão no diodo, que passa a conduzir (fig.4). A energia que havia sido armazenada em L juntamente com a energia directamente proveniente da alimentação é transferida para o condensador C e para a carga.

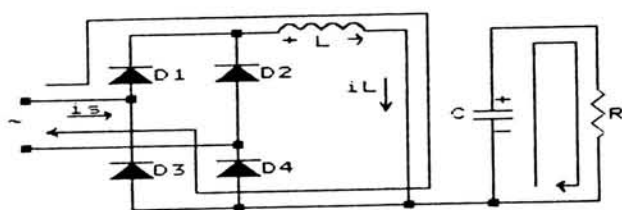


fig.3

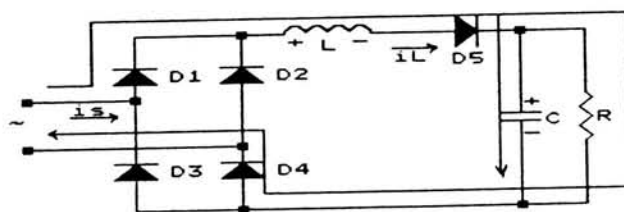


fig.4

Existem dois modos distintos de funcionamento relativos à forma da corrente no indutor: o modo contínuo e o modo descontínuo.

No modo contínuo  $V_o/V_i = 1/(1-D)$ , em que  $D$  é o duty-cycle da onda de comando do interruptor. Logo, a saída depende apenas da entrada e do duty-cycle, de maneira que ao controlar este último conseguimos obter a regulação da tensão da saída.

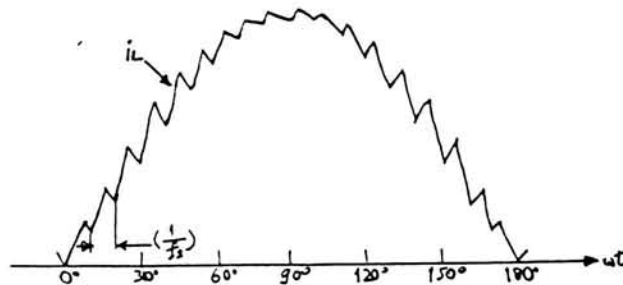


fig.5

No entanto é necessário controlar o ripple da corrente, e uma vez que o pseudo filtro dá origem a uma função de transferência de 2ª ordem, o controle e a regulação podem tornar-se bastante complexos.

No modo descontínuo, além dos dois estados representados nas figs. 3 e 4, existe ainda um terceiro estado que ocorre quando a corrente  $i_L$  se anula (fig.6).

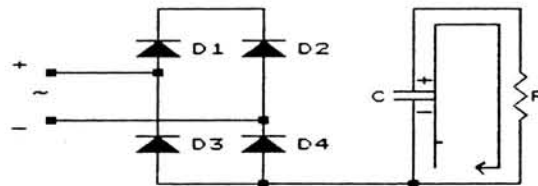


fig.6

A corrente no indutor terá então a seguinte forma

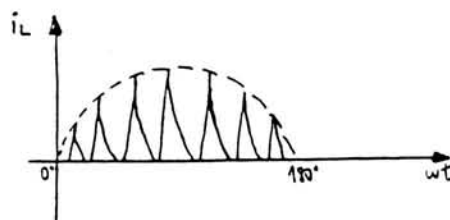


fig.7



Neste modo, os picos de corrente no interruptor e no diodo são mais elevados e o condensador terá de ser significativamente maior para obter o mesmo ripple de saída no caso contínuo. Além disso, a tensão de saída torna-se dependente da carga, resultando numa pior regulação. Entretanto, o facto de no modo descontinuo a energia ser nula no indutor no início de cada ciclo de comutação elimina o efeito da indutância na resposta para pequenos sinais, restando somente o efeito da capacitância de saída. A função de transferência é então de 1ª ordem e a resposta obtida é muito mais simples e fácil de compensar e controlar.

Como observação final repare-se que, apesar de apenas ter sido analisado o comportamento para o 1º meio período da onda de entrada  $V_s = V_p \sin(\omega t)$ , na meia onda negativa tudo se passa de modo semelhante no que diz respeito ao conversor elevador, pois na realidade  $V_i = |V_s|$ .

Quanto à corrente de entrada,  $i_s$ , ela coincide com  $i_L$  no 1º meio período e é igual ao simétrico desta última no resto do período. Então, a sua forma de onda aproxima uma sinusóide em qualquer um dos modos de funcionamento, e o respectivo conteúdo harmónico é portanto, baixo.

Finalmente, torna-se evidente que o factor de potência na entrada é muito próximo da unidade pois  $i_s$ , ou melhor, a sinusóide que a aproxima, está em fase com a tensão  $V_s$  de entrada.

### **I.3 - Malha aberta vs. malha fechada**

O sistema até aqui considerado funciona em malha aberta, ou seja, não existe qualquer tipo de realimentação. Ora isto só é possível uma vez que o conversor pode ser modelizado por uma função de transferência de 1ª ordem [1], sendo portanto o respectivo funcionamento permanentemente estável.

No entanto, se pretendermos melhorar a sua performance é necessário recorrer a uma realimentação negativa que conduza à dessensibilização do sistema face à variação dos vários parâmetros. Para anular o erro em regime permanente, i.e., manter a tensão de saída constante, usa-se um controlador PI que, tendo como entrada o erro resultante da diferença entre a tensão de referência pretendida e a tensão verificada à saída, tira partido da realimentação existente para compensar o sistema.

Temos, assim, um novo sistema a funcionar em malha fechada que, embora mais complexo e portanto mais difícil de implementar, conduz a uma maior precisão na tensão de saída.

## II.1 - Dimensionamento

A escolha da frequência de comutação do interruptor terá de ser feita segundo uma solução de compromisso. De facto, se por um lado convém que ela seja elevada para assim diminuir o volume do dissipador e do condensador de saída, diminuindo deste modo o volume final da fonte, por outro não podemos ignorar o facto que muitos dos componentes utilizados impõem limitações no funcionamento a altas frequências, nomeadamente:

- o núcleo de ferrite que irá ser utilizado na bobine, que não permite o aumento da potência transmissível com a frequência a partir da respectiva frequência de transição;

- os semicondutores, cujas perdas de comutação são proporcionais à frequência e tempo de comutação implicando, portanto, a altas frequências e para manter as perdas dentro de limites aceitáveis, reduzidos tempos de comutação que por sua vez significam elevados gradientes de tensão e corrente;

- o circuito de comando TDA 4718, que para frequências muito elevadas apresenta distorções no gerador de dente de serra e tempos de propagação internos significativos face ao período de comutação que atrasam a actuação das protecções.

Por todas estas razões, a frequência a utilizar será 25KHz.

### A ferrite

Os problemas envolvidos no dimensionamento de circuitos magnéticos pertencem a duas categorias: a primeira diz respeito ao aquecimento provocado pelas perdas no cobre e no ferro, a segunda diz respeito às especificações electromagnéticas colocadas no início do projecto.

Enquanto a baixas frequências a excursão do fluxo no núcleo apenas é limitado pela saturação e as únicas perdas significativas são as perdas no cobre dos enrolamentos, no dimensionamento a altas frequências, a situação é radicalmente diferente. As perdas no núcleo devido sobretudo à histerese crescente com a frequência, tornam-se significativas, passando a limitar a máxima excursão de fluxo. Por seu lado, as perdas no cobre são superiores às calculadas com a resistência DC e a corrente eficaz. Vários factores contribuem para este aumento dos quais se destacam:

- efeito pelicular: causa uma concentração de corrente junto à superfície dos condutores, aumentando a sua resistência efectiva.

- efeito de proximidade: origina perdas adicionais quando vários condutores são colocados próximos. Em cada condutor são induzidas "eddy currents" pelos condutores

vizinhos, o que resulta em aumento de perdas. Este efeito tende a ser dominante a altas frequências especialmente em enrolamentos multi-camada.

Na construção da bobine irá ser utilizado material de ferrite devido ao seu bom desempenho a altas frequências.

As ferrites são compostas por um conjunto de cristais de FeIII oxido de  $Fe_2O_3$  com um ou mais oxidos de metais bivalentes tais como: FeO, NiO, ZnO e outros.

As ferrites apresentam por isso maior resistividade do que os materiais metálicos, no entanto, ao contrário dos núcleos metálicos a maior parte das ferrites apresentam perdas devido a "eddy currents" desprezáveis.

Na figura seguinte está apresentada a evolução da potência máxima transmissível por nucleo da ferrite:

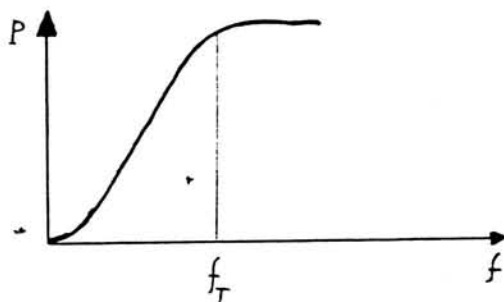


fig 8

A baixas frequências, até atingir a frequência de transição  $f_T$ , o valor máximo do fluxo no núcleo limitado apenas pela saturação mantém-se constante e a potência transmissível aumenta com a frequência. Acima de  $f_T$ , o fluxo máximo passa a ser limitado pelas perdas no núcleo, crescentes com a frequência e amplitude do fluxo.

Assim um aumento da frequência corresponde a uma diminuição de fluxo e portanto, a potência máxima transmissível mantém-se aproximadamente constante.

## O Semicondutor

### Protecção ao IGBT - snubber e seu dimensionamento

O circuito de snubber usado, mais do que para proteger o transistor contra sobretensões (o IGBT suporta tensões  $V_{ce}$  até 1000V), tem como função proteger de elevados  $dv/dt$ , auxiliando na saída de condução. O declive da tensão  $V_{ce}$ ,  $dv/dt$ , durante o turn-off do transistor é diminuído, evitando a sobreposição de elevados valores de tensão e corrente, deslocando o ponto de intercepção entre a tensão e a corrente para valores de forma que a potencia a dissipar seja menor.

Assim a protecção será feita fundamentalmente na saída de condução, uma vez que na entrada em condução as indutâncias parasitas dos fios que ligam ao IGBT contribuem para a sua protecção; entretanto constituem uma fonte adicional de energia que aquele transistor terá de suportar aquando da saída de condução.

Na figura seguinte apresenta-se um esquema representativo do snubber utilizado para a protecção pretendida

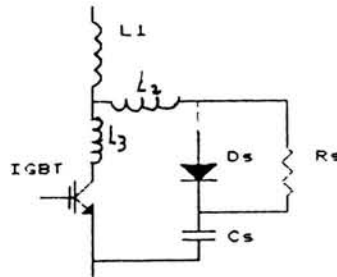


fig.9

L1 é a indutância parasita dos fios da montagem, L2 dos fios do snubber e L3 a indutância parasita associada ao IGBT.

Quando o transistor comuta a OFF o circuito fecha-se pela malha L1, L2, DS e CS. DS terá assim de ser um diodo rápido, com um tempo de entrada em condução da ordem do tempo de saída de condução do transistor. Verifica-se, então, uma transferência de energia para o condensador segundo a lei

$$1/2 (L1+L2) I^2 = 1/2 C_s I^2$$

Quando o IGBT comuta a ON o condensador, que se encontrava carregado, descarrega através da resistência. No entanto, temos de garantir que essa descarga ocorre antes do próximo TURN-OFF, para garantir o retorno às condições iniciais.

Os valores de Cs e Rs são dados pelas seguintes expressões:

$$C_s \geq I_{max}/(dv/dt) \quad V_{ce}/I_{cp} \leq R_s \leq t_{cmin}/(4C_s)$$

Icp - corrente máxima impulsional

t<sub>cmin</sub> - tempo mínimo de condução

Vce - tensão colector-emissor antes da entrada em condução

No nosso caso os valores encontrados para  $R_s$  e  $C_s$  foram de  $47\Omega$  e  $220nF$ . Tanto a resistência como o condensador, deverão ser de baixa indutância, para que seja reduzida a sobretensão durante o turn-off.

Quanto ao diodo, este deverá ser de rápida recuperação inversa, sendo usado o diodo BYW30. O  $di/dt$  é elevado no momento em que a corrente de carga é transferida para o circuito de snubber (turn-off), e uma rápida entrada em condução de  $D_s$  é necessária para evitar picos de tensão. No final da sobretensão provocada pela saída de condução do IGBT, o diodo tende a conduzir no sentido inverso, provocando uma oscilação na tensão  $V_{ce}$ .

As oscilações presentes em  $V_{ce}$  são diminuídas através do uso de ligações mais curtas possíveis, a fim de diminuir as indutâncias parasitas. Disposeram-se os fios, das várias ligações com o IGBT, entrelaçados entre si, por forma a anular as indutancias mútuas originadas pelos fios.

### Dimensionamento dos diferentes componentes

Vamos então proceder ao cálculo das tensões e correntes em jogo nos vários pontos do conversor elevador, para assim poder dimensionar os seus componentes.

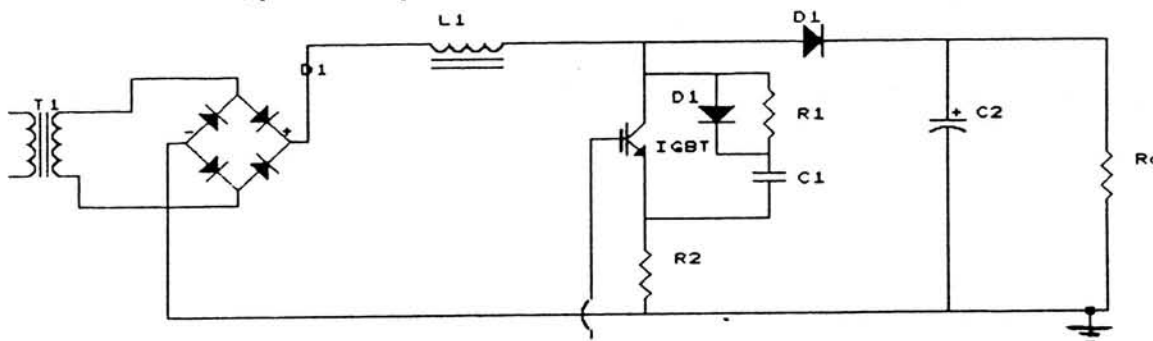


fig.10

A indutância  $L$  do conversor é a principal variável, a qual impõe a frequência de funcionamento  $f_s$ . A frequência mínima acontece para máxima tensão de entrada e máxima corrente na bobine, garantindo-se assim que a diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada seja mínima. Então, a frequência mínima serão os 25kHz, enquanto que a frequência máxima dependerá do tempo de condução mínimo do IGBT.

No limite entre os modos contínuo e descontínuo de funcionamento do conversor temos ainda:

$$V_o/V_i = 1/(1-D)$$

com  $D = T_{on}/T$ , em que  $T$  é o período de funcionamento do interruptor ( $T = 1/f_s$ ) e  $T_{on}$  o intervalo de tempo durante o qual o interruptor está ON.

Por outro lado, da equação da bobine  $V = L \cdot di/dt$ , temos  $i = V/L \cdot t$ . Aplicando esta última equação a cada um dos casos ON e OFF obtém-se:

$$T_{on} = L/V_i \cdot I_{Lp} \quad \text{e} \quad T_{off} = L/(V_o - V_i) \cdot I_{Lp}$$

respectivamente, com  $I_{Lp}$  tensão de pico na bobine.

Logo,

$$T = T_{on} + T_{off} = I_{Lp} \cdot L \cdot [1/V_i + 1/(V_o - V_i)] = I_{Lp} \cdot L \cdot V_o / [V_i \cdot (V_o - V_i)]$$

Substituindo  $T$  por  $1/f_s$ ,

$$L = V_i \cdot (V_o - V_i) / (f_s \cdot V_o \cdot I_{Lp})$$

Interessa-nos calcular o valor máximo de  $L$  que ainda permite condução descontínua

$$L_{max} = V_{ipmax} \cdot (V_o - V_{ipmax}) / (f_{min} \cdot V_o \cdot I_{Lpmin})$$

Entretanto,  $I_{Lp} = V_i \cdot T_{on}/L$ . Fazendo uma aproximação da forma de onda da corrente em cada um dos casos ON e OFF por uma recta vem

$$I_{Lm} \cdot T = 1/2 I_{Lp} \cdot T_{on} + 1/2 I_{Lp} \cdot T_{off}, \text{ i.e., } I_i = 1/2 I_{Lp}$$

Vamos agora substituir valores. Para isso partimos de uma potência de saída de 250W, de uma tensão de saída de 250V e de uma tensão de entrada de  $110V \pm 15\%$ . Admitimos ainda haver conservação de potência da entrada para a saída, ou seja, perdas nulas.

$$V_{ipmax} = 110 \cdot 1.15 \cdot \sqrt{2} = 178.9V$$

$$I_{Lpmin} = 2 I_{imin} = 2 P_i / V_{imax} = 2 \cdot 250 / (110 \cdot 1.15) = 3.95A$$

Podemos agora calcular a indutância

$$L_{\max} = 178.9 \cdot (250 - 178.9) / (25 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 3.95) = 515.2 \mu\text{H}$$

Vamos adoptar o valor de  $500 \mu\text{H}$ .

Para obter o número de espiras necessário recorreremos à fórmula  $AL = L/N^2$ , com AL factor de indutância [6]. Temos então

$$N = \sqrt{L / A_L} = \sqrt{500 \cdot 10^{-6} / 315 \cdot 10^{-9}} \cong 40 \text{ espiras}$$

(o valor de AL utilizado é o correspondente à ferrite RM10).

Para determinar o valor do condensador vamos utilizar a seguinte expressão [1]:

$$C_{\min} = 2 I_o \cdot |f(t)|_{\text{pico}} / \Delta V$$

em que  $I_o$  é a corrente de saída ( $I_o = P_o / V_o = 250 / 250 = 1 \text{ A}$ ),  $\Delta V$  o ripple admitido aos terminais do condensador ( $\Delta V = 0.05 \cdot 250 = 12.5 \text{ V}$ ) e  $|f(t)|_{\text{pico}}$  o integral da função de ripple (para  $a = V_o / V_{ip} = 250 / (110 \cdot \sqrt{2}) = 1.6$ ,  $|f(t)|_{\text{pico}} \cong 1600 \cdot 10^{-6}$ ).

$$C_{\min} = 2 \cdot 1600 \cdot 10^{-6} / 12.5 = 256 \mu\text{F}$$

O agrupamento de condensadores utilizado permite-nos obter para C  $300 \mu\text{F}$ , estando portanto dentro das especificações.

Quanto ao IGBT a tensão inversa máxima é a tensão de saída (quando D está ON), isto é,  $250 \text{ V}$  (mais os 5% de ripple, ou seja  $256.5 \text{ V}$ ), e a corrente máxima coincide com:

$$I_{Lp\max} = 2 I_{i\max} = 2 \cdot P_i / V_{i\min} = 2 \cdot 250 / (110 \cdot 0.85) = 5.3 \text{ A}$$

O IGBT que irá ser utilizado é o BUP203 que tem  $V_{CE\max} = 1000 \text{ V}$ ,  $I_{DC} = 21 \text{ A}$  e  $I_p = 30 \text{ A}$ .

As grandezas a considerar para o diodo D são as mesmas do transistor, nomeadamente a tensão inversa máxima, que ocorre quando T está ON, são os já referidos 262.5V, e a corrente máxima é também  $I_{Lpmax}=5.3A$ . Será então utilizado o diodo rápido BY229 de 600V/7A

Seguidamente vamos fazer referência à ponte de díodos na entrada. Esta terá de estar dimensionada para suportar a tensão de entrada e a corrente de pico permitida pela indutância.

O pior caso, com o transistor sempre ON, corresponde a um curto-circuito permanente. Estamos então na presença de um circuito puramente indutivo cuja corrente de pico é:

$$I_{pmax}=V_{ipmax}/L * T_s = 110 * 1.15 * \sqrt{2} / (500E-6) * 1/25E3 = 14.3A$$

Por sua vez a corrente eficaz é:

$$V_{imax}/(\omega L) = 110 * 1.15 / (2 * \pi * 50 * 500E-6) = 805.3A$$

Este último valor, embora de facto nunca seja atingido uma vez que o duty-cycle máximo é:

$$D_{max} = 1 - V_{imin}/V_o = 1 - 110 * 0.85 / 250 = 62.6\%$$

e não os 100% atrás considerados, é bastante exagerado. Na tentativa de o limitar usaremos uma resistência em série com o transistor que assim evita o curto-circuito.

A ponte escolhida está dimensionada para 600V/16A.

Refira-se ainda que é essencial que a frequência não desça abaixo dos 25KHz, pois isso acarretaria um rápido acréscimo da corrente que poderia danificar a ponte.

Finalmente a carga a utilizar será puramente resistiva e, para se obter os 250W na saída e levando ainda em conta que a corrente é de 1A, chegámos a um valor de 250W para a resistência de carga.

No entanto, devido a limitações práticas em termos de dissipação de potência, iremos usar uma resistência de 47k $\Omega$ . Teremos então na realidade uma potência à saída inferior à anteriormente considerada, o que não invalida os cálculos já efectuados pois eles conduzem a um sobredimensionamento dos componentes.



## II.2 - Drive

O circuito de drive é necessário para que se possa isolar electricamente a parte de potência, onde as correntes são elevadas, da parte de comando, garantindo deste modo a segurança do utilizador. Para além desta medida, o comando das gates dos semicondutores de potência necessitam, frequentemente, de acoplar circuitos com potenciais de referência diferentes. Normalmente são usados transformadores de impulsos ou opto-acopladores para fazer o isolamento galvânico dos diferentes componentes.

Os componentes dos circuitos de comando, alimentados sempre a baixa tensão (5V a 15V) podem, se sujeitos a transitórios de tensão, apresentar defeitos de funcionamento. Por esta razão a separação dos potenciais na electrónica de controlo, deve ser localizada entre a saída do circuito de comando e a entrada do circuito de drive.

O circuito utilizado, em configuração push-pull, encontra-se esquematizado na figura seguinte:

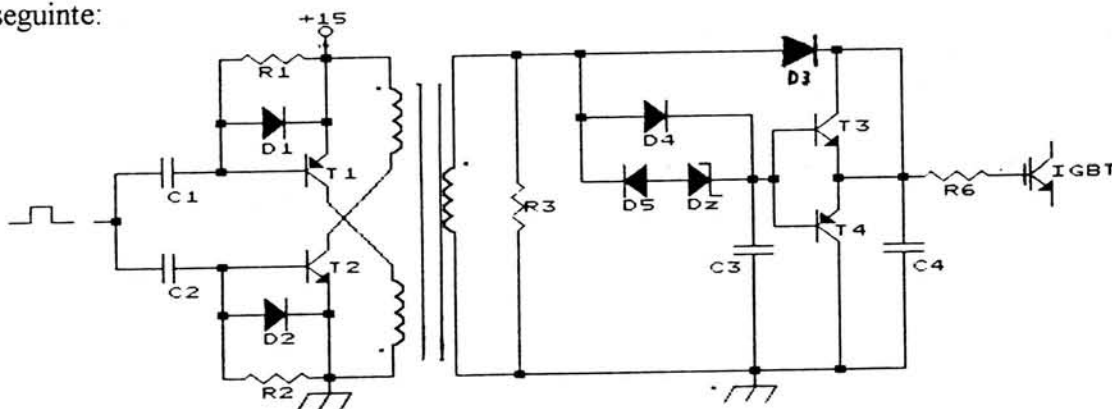


fig.11

É efectuada uma primeira transformação da onda rectangular de entrada num conjunto de impulsos, actuando os condensadores C1 e C2 como filtros passa-alto.

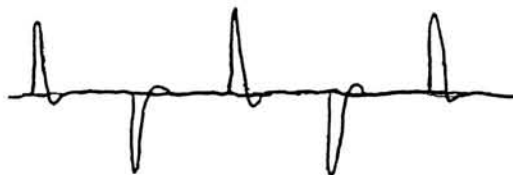


fig 12

O impulso negativo, correspondente a C1, faz com que T1 entre em condução, enquanto que o impulso positivo, correspondente a C2, é responsável pela entrada em condução de T2. Entretanto, os diodos D1 e D2 evitam a saturação dos respectivos transistores.

Iremos assim recorrer a um transformador de impulsos com dois primários e um secundário, no caso o TI escolhido foi o IT 233, obtendo-se neste último a seguinte forma de onda à saída:

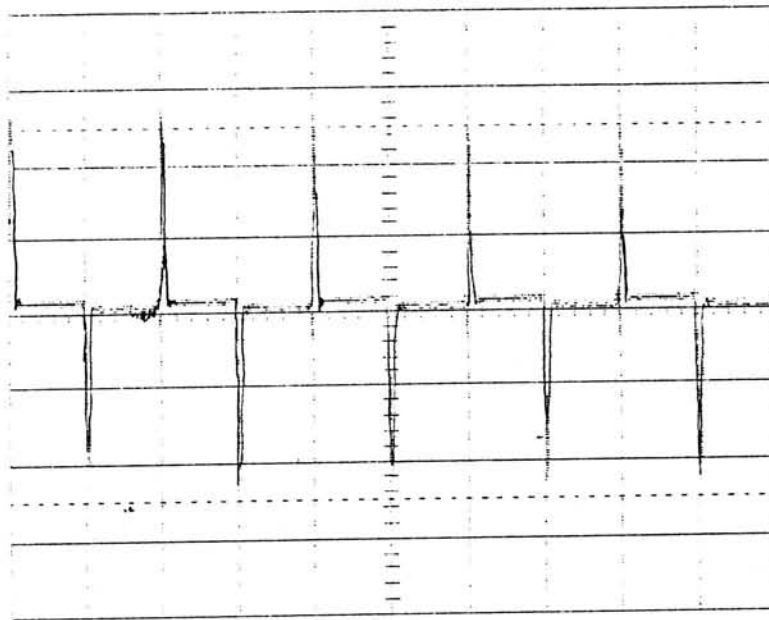


fig 13

A partir daqui será feita a reconstrução da onda de entrada, para o que contribui o condensador C3. Este, sendo responsável pela condução de T3 durante a parte positiva da onda leva o IGBT a conduzir durante aquele intervalo de tempo. Quando C3 vai ao potencial mais negativo, provoca a entrada em condução do T4, o que leva à saída de condução do IGBT devido à descarga da sua capacidade interna.

O diodo D3 e o condensador C4 actuam como uma fonte de tensão de +15V, garantindo a alimentação da segunda parte do circuito.

A resistência R3 permite a extinção da corrente de magnetização do transformador de impulsos, enquanto que a malha formada pelo diodo zener e por C3 garante a respectiva desmagnetização, evitando-se assim a saturação.

Em regime permanente o IGBT não necessita de corrente de gate, já que é controlado por tensão. Contudo, devido à sua capacidade de entrada  $C_{GE}$ , devem ser tomados em consideração os impulsos de corrente durante a entrada e saída de condução.

A tensão de saída do drive deve estar de acordo com as especificações do transistor. Uma resistência colocada entre a saída do drive e a gate,  $R_g$ , limita o valor dos impulsos de corrente durante a entrada e saída de condução, para além de modificar os tempos e as perdas de comutação. O aumento de  $R_g$ , diminui o  $dv/dt$  durante a comutação e as oscilações transitórias são praticamente anuladas.

A corrente de saída do circuito de drive pode atingir um pico de  $V_{ge}/R_g$ . A dissipação de potência, principalmente convertida em calor em  $R_g$  pode ser aproximada a  $V_{ge}^2 \cdot C_{ge} \cdot f_s$  (sendo  $f_s$  a frequência de comutação). Mesmo para frequências de comutação elevadas, a potência dissipada na gate é muito pequena, podendo o andar de saída do drive ser composto por transistores de pequena potência ou mesmo circuitos integrados.

## II.3- O TDA4718

Na montagem usou-se o TDA 4718 para gerar os impulsos de comando na entrada do circuito de Drive atrás descrito.

O uso do TDA 4718 foi imposto por limitações de stock, pois inicialmente estava previsto o uso do TDA 4814. Este integrado utiliza um controlo eficiente para operar um conversor elevador de um modo que permite que uma corrente quase sinusoidal seja extraída do sistema monofásico e forneça uma tensão estabilizada DC à saída, o que permite uma corrente constante, para um receptor DC.

### Dimensionamento

Após uma consulta às características do integrado começámos por definir os componentes responsáveis pela frequência de trabalho que neste caso é de 25kHz, assim sendo, e pelas folhas características temos que para a referida frequência e fixando o  $C_t=2.2nF$  temos que  $R_t=20k\Omega$  no entanto experimentalmente, verificou-se que o oscilador funcionava a uma frequência inferior à desejada. Este facto deve-se à imprecisão na leitura, devido à baixa resolução das curvas características, originando este erro. No entanto sabendo que aumentando o valor da resistência  $R_t$ , a frequência do oscilador aumentava, utilizou-se uma resistência de valor  $R_t=27k\Omega$ , obtendo-se assim a desejada frequência.

Vamos agora dimensionar os valores necessário para que o TDA gere o dente de serra. Para tal temos que dimensionar uma resistência  $R_r$  e um condensador  $C_r$ . Estes dois componentes, vão funcionar como um compensador.

A resistência  $R_r$  ao ser ligada à tensão de alimentação do conversor  $V_{rr}$  (250V), permite executar um controlo por antecipação (Feed-Forward), ou seja, se a tensão de alimentação subir o tempo de condução de saída diminui, se a tensão de alimentação descer o tempo de condução aumenta, isto em complemento com o sinal da recta de carga, recebida pelo pino 4 ( $I_{comp}$ ) fornecida pelo PI.

Para realizar esta compensação o TDA 4718, existe uma corrente que vai circular através de  $R_r$  e  $C_r$  carregando este. Quanto maior for a tensão  $V_{rr}$ , mais rapidamente o condensador  $C_r$  vai carregar.

O sinal do condensador vai então ser comparada com um sinal de referência que vai provocar a actuação da saída.

Assim se  $V_{rr}$  sobe o condensador ao carregar mais rapidamente faz aumentar o declive da rampa, desta forma vai aumentar o tempo durante o qual as saídas estão ao nível alto. Como as saídas são activas ao nível baixo, diminui o tempo em que as saídas estão activas.

A resistência  $R_r$  é calculada da seguinte forma, para obter a referida compensação:

$$R_r = 3 * R_t * C_t * (V_{rr} - 0.7) / (C_r * \delta V_{cr}) - 4000$$

$\delta V_{cr}$  - Variação da tensão de rampa desejada, sabendo que  $V_{cr}$  nunca será superior a 5.5V nem menor do que 1.8V. No entanto escolheu-se os valores entre 2V e 4.4V.

$V_{rr}$  - Valor mínimo que poderá tomar a tensão de alimentação do conversor. Este valor será no entanto de 15V uma vez que ele não irá ser ligado directamente à rede de alimentação, mas sim através de um divisor de tensão onde terei os referidos 15Volts e usando um acoplador óptico, para segurança do circuito de comando.

$C_r$  - Deverá ser menor ou igual ao valor do condensador  $C_t$ . Na montagem optou-se por um valor igual a  $C_t$

$C_t$  - É escolhido de modo a fixar o tempo morto mínimo entre a activação das saídas do TDA 4718. Assim o valor de  $C_t$  é de 2.2nF já calculado atrás.

Estamos, então em condições de calcular  $R_r$ :

$$\begin{aligned} R_r &= 3 * 27 * 10^3 * 2.2 * 10^{-9} * (15 - 0.7) / (2.2 * 10^{-9} * 2.4) - 4000 \\ &= 478625 \Omega \end{aligned}$$

na prática este valor foi rectificado para 456k $\Omega$ . Temos que verificar ainda se este valor está dentro dos limites de entrada, no que concerne à corrente. Para o valor da referida resistência temos uma corrente de 33uA, estando longe do limite superior que é de 400uA.

O pino 17, correspondente a uma Capacidade que funciona como filtro, foi deixado no ar, pois estamos a operar o TDA em "free-running" ou seja, a saída de sincronismo está ligada à entrada de sincronismo, pino 14 e 5 respectivamente.

Foi usado um condensador de soft start de valor de 0.33uF.

O TDA 4718 possui entradas que servem para medir sobretensões e subtensões bem como protecções em termos de corrente, que quando activas permitem a inibição dos impulsos de comando do IGBT. Devido a limitações práticas em termos de stock laboratorial bem como a escassez de tempo, não desenvolveu-se estas ligações, no entanto vamos especificar as ligações que teríamos de fazer de modo a proteger o circuito .

O TDA 4718 inclui as seguintes protecções:

- Máximo de tensão de entrada. Actuação através de inibição "sobretensão" do CI. Pino a ligar o pino 7 que está activo em HI.

- Mínimo de tensão de entrada. Actuação através de inibição "Subtensão" do TDA. A ligação deverá ser efectuada ao pino 6 estando activo em LO.

- Máximo de corrente nos transístores. Actuação através da inibição do "limitação dinâmica de corrente" do TDA. Ligação a efectuar ao pino 8 estando activo em HI.

- Máximo de corrente na saída regulada por MLI (fonte de controlo apenas). Actuação da inibição "Sobretensão do TDA 4718. O máximo de corrente é detectado junto à saída e transmitido com isolamento óptico ao circuito de controlo, como mostra a figura 14:

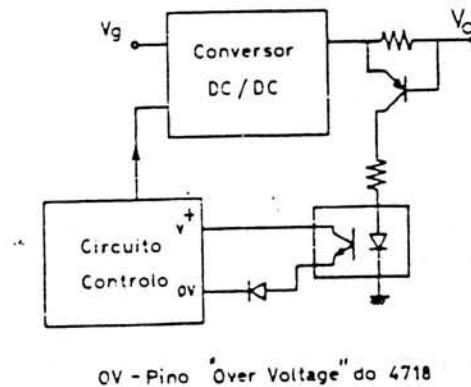


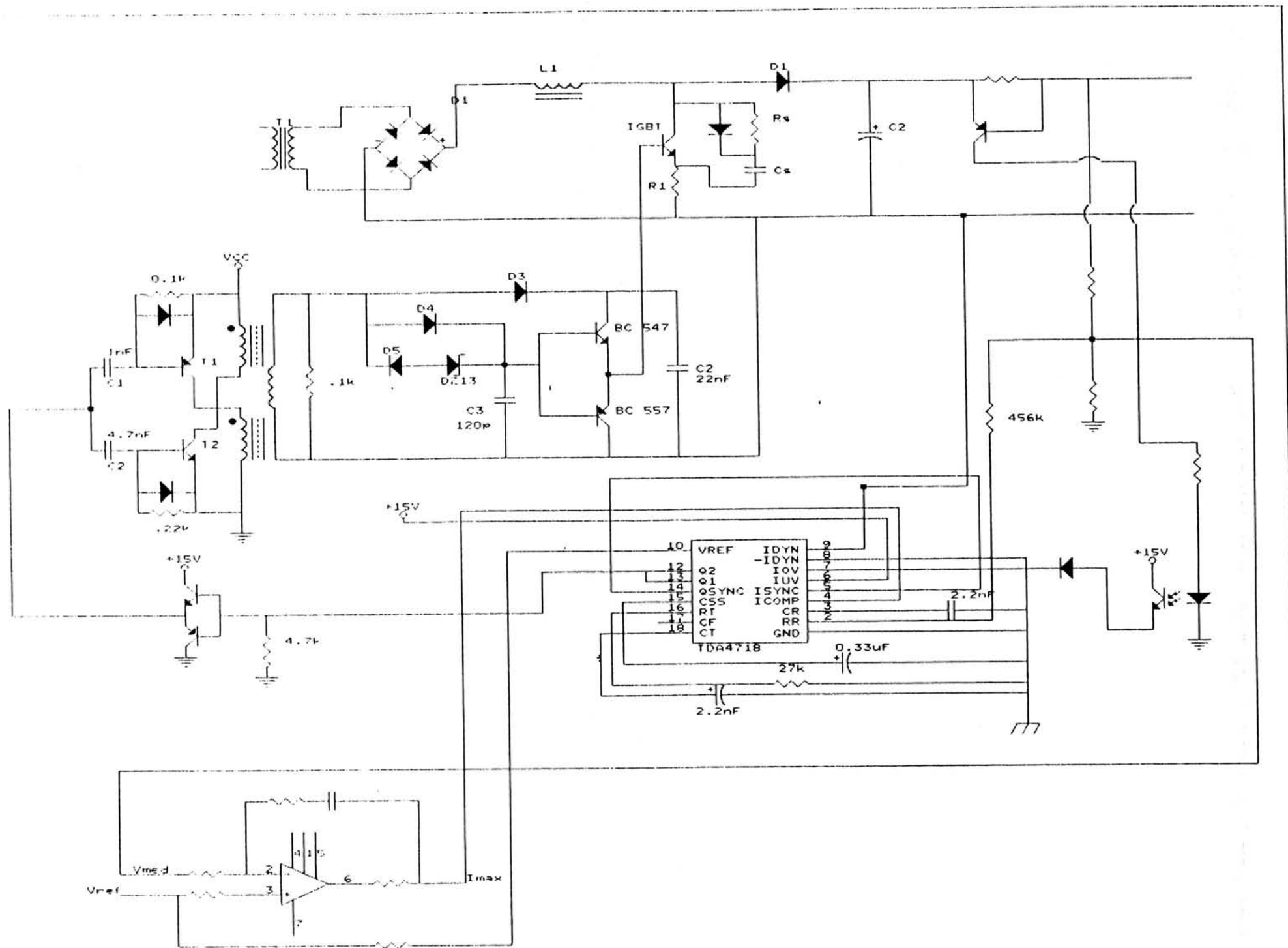
fig 14

Saídas:

As saídas, pinos 12 e 13, são activas ao nível baixo. É feito o ou das saídas, ligando-as entre si, pois só possuímos um transistor a comandar. Foram usadas resistências de "pull-up" de valor  $4,7k\Omega$  para assim termos os 15 volts à saída.

Usou-se ainda um montagem em simetria complementar de modo a funcionar como um buffer entre o TDA e o circuito de Drive.

A montagem completa está demonstrada na seguinte figura.



## II.4 - Configuração de Controlo - PI

Tal como já havia sido dito anteriormente, uma performance óptima só poderá ser conseguida através do controlo em malha fechada. Torna-se então necessário modelizar o conversor por forma a escolher e dimensionar adequadamente o controlador a utilizar.

Com base no artigo [1] concluímos que a função de transferência do conversor resultante da modelização para pequenos sinais é de 1ª ordem.

Utilizando uma nomenclatura semelhante à do artigo referido obtemos para a F.T.:

$$\frac{v_o}{d} = \frac{\beta}{s + \alpha}$$

com

$$\beta = \frac{D \cdot T_s}{\pi \cdot LC} \int_0^{\pi} \frac{v_s^2(t)}{v_o - v_s(t)} d(\omega t) \quad \text{e} \quad \alpha = \frac{1}{RC} + \frac{D^2 \cdot T_s}{2\pi \cdot LC} \int_0^{\pi} \frac{v_s^2(t)}{[v_o - v_s(t)]^2} d(\omega t)$$

substituindo naquela expressão os nossos valores:

$$D = 1 - 110/250 = 0.56 ; T_s = 1/25E3 = 40\mu s ; L = 500\mu H ; C = 300\mu F ; R = 47k\Omega$$

$$v_o = 250V \text{ e } v_s = 110\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$$

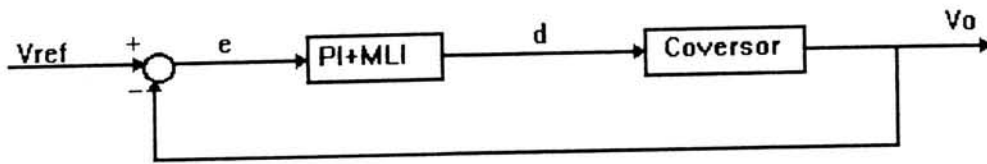
$$\frac{v_o}{d} = \frac{15960}{s + 40.8}$$

Estamos assim, na presença de um sistema estável cujo único senão poderá ser, eventualmente, um erro não desprezável aquando do funcionamento em regime permanente.

Para diminuir ou mesmo anular esse erro, usaremos um controlador PI. Note-se que sendo o sistema de 1ª ordem, a introdução daquele controlador não altera a estabilidade do sistema uma vez que ele se torna ainda de 2ª ordem. Daí que, não confrontados com problemas de instabilidade, se torne evidente a não utilização de uma componente derivativa no controlador.



Em malha fechada o sistema apresenta a seguinte configuração:



F16/15

$v_{ref}$  - tensão de referência ; e- sinal de erro ; d- variação do duty-cycle

MLI- - representa o modulador de largura de impulsos do circuito de comando; o ganho da malha de realimentação é considerado unitário

A função de transferência do PI é do tipo  $K_{pi} \cdot (1 + 1/sT_i)$ . A função de transferência do MLI é uma constante  $K_{MLI}$  de valor  $1/V_M$  [8] em que  $V_M$  é o valor máximo da onda dente de serra do circuito de comando.

Então:

$$\frac{d}{e} = k_{pi} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right) \cdot k_{MLI} = k \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right)$$

Esta função será responsável pela adaptação necessária do duty-cycle ao valor de erro verificado as sucessivas comutações do interruptor.

Entretanto, em malha aberta temos:

$$\frac{v_o}{e} = \frac{v_o}{d} \cdot \frac{d}{e} = \frac{\beta}{s + \alpha} \cdot k \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right)$$

o que origina uma função de transferência em malha fechada:

$$\frac{v_o}{v_{ref}} = \frac{\frac{v_o}{e}}{1 + \frac{v_o}{e}} = \frac{\beta \cdot k (s + 1/T_i)}{s^2 + s(\alpha + \beta \cdot k) + \beta \cdot k / T_i}$$

Confirma-se, assim, que a F.T. é de 2ª ordem e, portanto, estável.

Recorrendo a simulações do comportamento do sistema com a configuração da fig.15 no programa CODAS, chegamos a uma resposta satisfatória para:

$$\frac{d}{e} = 3 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.025s}\right)$$

em que o erro se anula rapidamente e sem sobreelongação [ver anexo]. É de salientar que aquela rapidez é relativa ao período de comutação. Sendo assim, e uma vez que o erro se anula em cerca de 100us para um período de 40us, i.e., 2 períodos e meio, poderá pôr-se a questão se aquelas condições serão de facto suficientes. Esta dúvida só será resolvida na prática.

### III.1 Conclusões

Analisando as formas de onda obtidas verificámos que a tensão de saída mantém-se constante nos 260V com uma entrada de 110V. Verifica-se ainda a ausência de perturbações, em termos de hármonicos para o receptor, tal foi verificado pelo uso de um osciloscópio digital.

A forma de onda da tensão  $V_{ce}$ , figura 16, verifica-se no turn-off uma certa demora a atingir o valor  $V_{ce}$ ,  $t_{off}=13\mu s$ , esta situação provoca um aumento de perdas, provocando um abaixamento no rendimento da montagem. Este seria um ponto que teria interesse melhorar numa próxima evolução deste projecto.

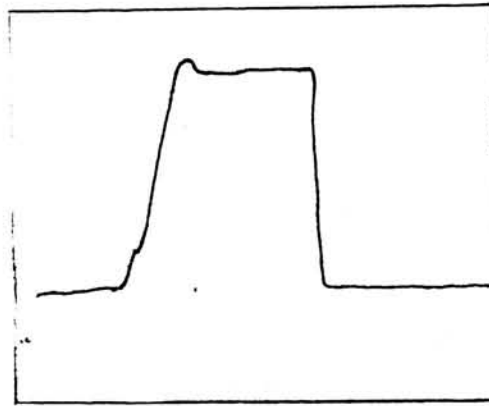


fig 16

O drive produz uma tensão de saída como mostra a figura seguinte:

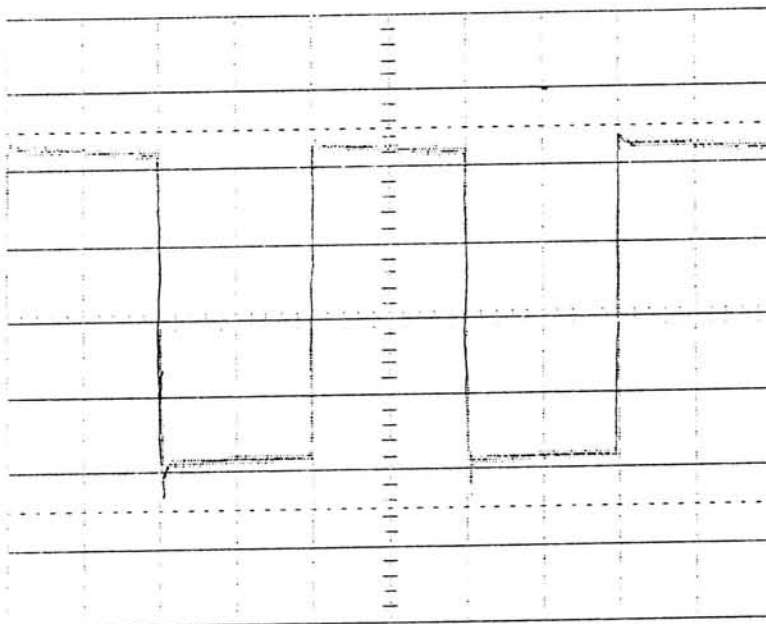


fig 3.2

Verifica-se a existencia de tensão no valor de 10.4V, valor este mais que suficiente para colocar o IGBT em condução. O valor minimo da tensão é 0.8V, no entanto com uma outra montagem poderia levar a uma tensão de -15Volts, o que permitiria retirar o IGBT de condução mais rapidamente diminuindo as perdas na comutação.

Na figura seguinte temos a representação do dente de serra gerado pelo TDA

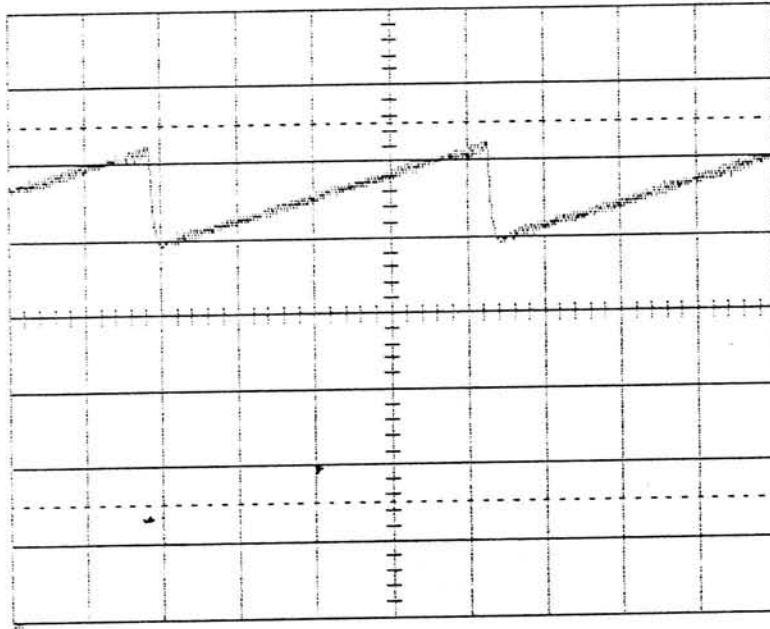


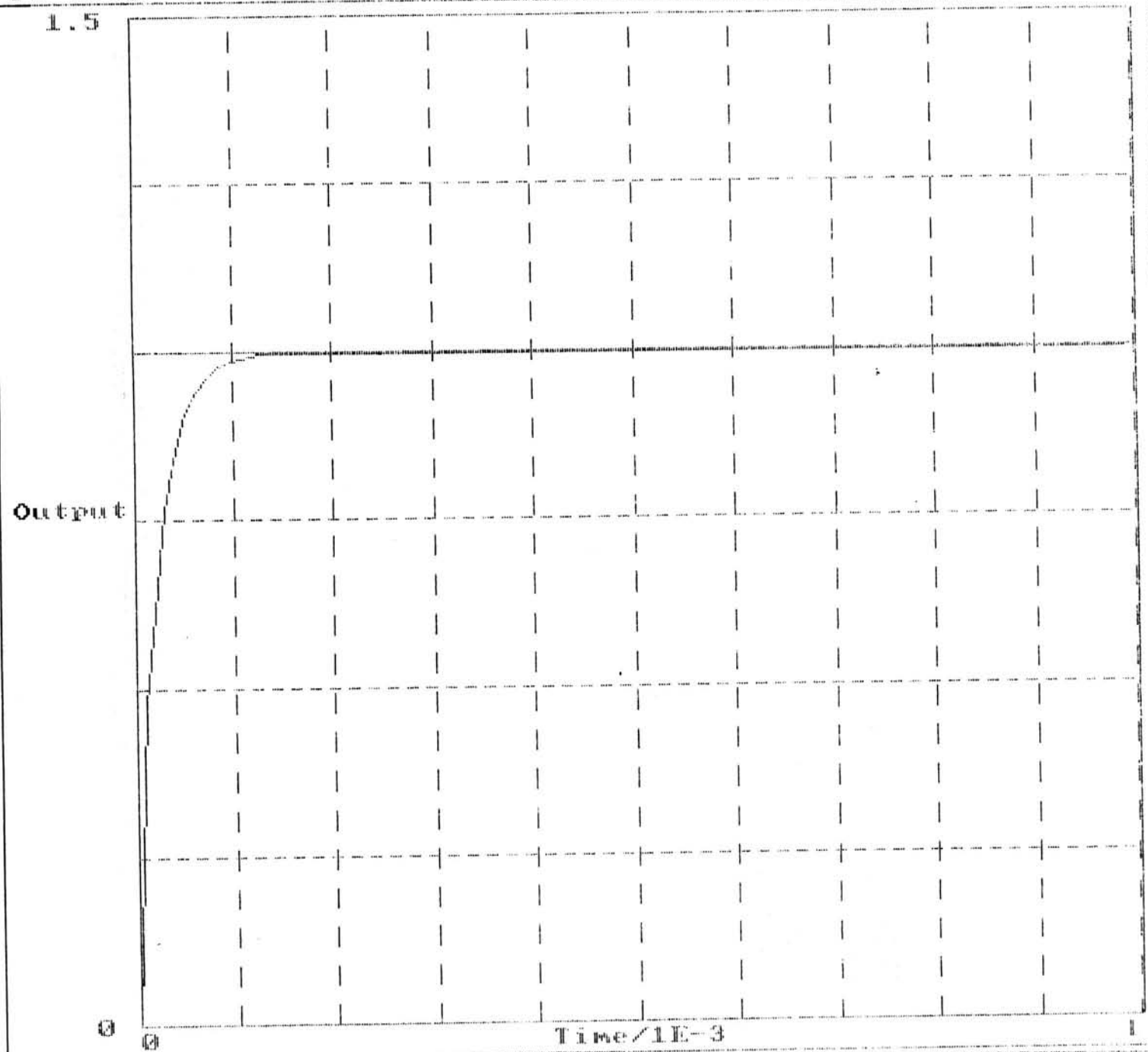
fig 18

temos uma excursão máxima de 4.4V e minima de 2.0 Volts. Com uma frequência de 25kHz.

## Referências

- [1] - Chen, Pan "Modelling and desing of a single phase AC to DC convertor"
- [2] - Mohan, Undeland, Robbins "Power electronics: converters, applications and design"  
capitulo 5
- [3] - Mohan, Undeland, Robbins "Power Electronics: converters, applications and design"  
capitulo 17
- [4] - Power Semiconductor Applications - Philips Components "Using power semiconductors  
in switch mode topologies"
- [5] - Danner, Bonnet, Romanacce "Alimentation statique sans interruption à sortie continue"
- [6] - SIEMENS, Ferrites, databook 1986/87
- [7] - José António Faria "Fontes de Alimentação Comutadas "
- [8] - H. Buhler "Electronique de réglage et de commande"
- [10] - Ogata "Engenharia de Controlo Moderno"

**ANEXO**



TIME DOMAIN  
Closed-loop  
Plant + Controller  
Step input

GGCEN=3(0.025s+1) Gp(s)=15960 Gain 1 Delay 0  
0.025s s+40.8

Command ?

**Switching Characteristics**

at  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

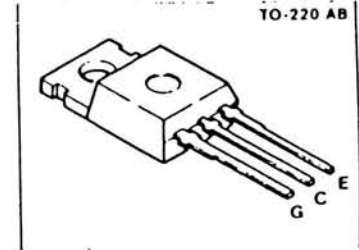
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>Resistive load</b>					
Turn-on delay time $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_{d(on)}$	-	50	-	ns
Rise time $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_r$	-	200	-	
Turn-off delay time $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_{d(off)}$	-	200	-	
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_f$	-	300	-	

**Inductive load**

Turn-off delay time $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_{d(off)}$	-	200	-	ns
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_f$	-	200	-	
Turn-off loss ( $E_{off1} = E_{off1} + E_{off2}$ ) $V_{CC} = 600\text{ V}$ , $V_{GE} = 15\text{ V}$ , $I_C = 5\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega$ , $R_{g(off)} = 3.3\ \Omega$ , $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$E_{off1}$ $E_{off2}$	-	0.25 0.35	-	mWs

**IGBT (High Power Switch)**  
Preliminary Data

$V_{CE} = 1000\text{ V}$   
 $I_C = 15\text{ A}$



- N channel
- MOS Input (voltage-controlled)
- Low forward voltage drop
- High switching speed
- Very low tail current
- Low temperature sensitivity
- Avalanche-proof
- Latch-up-free
- Package: TO-220 AB<sup>1)</sup>

Type	Ordering code
BUP 203	C67078-A4402-A2

**Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CE}$	1000	V
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	±20	
Continuous collector current, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_C = 90\text{ }^\circ\text{C}$	$I_C$	21 15	A
Pulsed collector current, $T_C = 90\text{ }^\circ\text{C}$	$I_{C\text{ pulse}}$	30	
Repetitive avalanche current, $T_{jmax} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$I_{AV}$	3	
Total power dissipation, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	165	W
Avalanche energy, single pulse $I_C = 10\text{ A}$ , $V_{CC} = 24\text{ V}$ , $R_{GE} = 25\ \Omega$	$E_{AS}$	20	mJ
Operating and storage temperature range	$T_j$ $T_{stg}$	-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
DIN humidity category, DIN 40040	-	E	-
IEC climatic category, DIN IEC 68-1	-	55/150/56	-
Thermal resistance Chip - case	$R_{th, jc}$	< 0.75	K/W

IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor  
<sup>1)</sup> See chapter Package Outlines



**Electrical Characteristics**

at  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>Static characteristics</b>					
Collector-emitter breakdown voltage $V_{GE} = 0, I_C = 0.15\text{ mA}$	$V_{(buck)}$	1000	-	-	V
Gate threshold voltage $V_{GE} = V_{CE}, I_C = 0.7\text{ mA}$	$V_{(th)}$	4.5	5.5	6.5	
Zero gate voltage collector current $V_{CE} = 1000\text{ V}, V_{GE} = 0$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$I_{CES}$	-	1	150	$\mu\text{A}$
		-	-	700	
Gate-emitter leakage current $V_{GE} = 20\text{ V}, V_{CE} = 0$	$I_{GEL}$	-	0.1	100	nA
Collector-emitter saturation voltage $V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$V_{CE(sat)}$	-	3.0	3.5	V
		-	4.0	4.5	
<b>Dynamic characteristics</b>					
Forward transconductance $V_{CE} = 20\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$	$g_{fs}$	3.5	5.5	-	S
Input capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0, f = 1\text{ MHz}$	$C_{iss}$	-	1300	-	pF
Output capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0, f = 1\text{ MHz}$	$C_{oss}$	-	100	-	
Reverse transfer capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0, f = 1\text{ MHz}$	$C_{rss}$	-	50	-	

**Switching Characteristics**

at  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

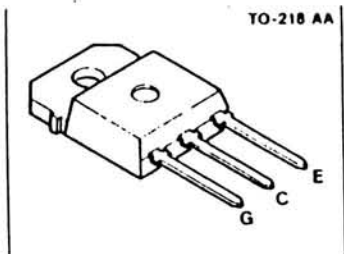
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>Resistive load</b>					
Turn-on delay time $V_{i,c} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_{(on)}$	-	50	-	ns
Rise time $V_{i,c} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_r$	-	200	-	
Turn-off delay time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_{(off)}$	-	200	-	
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_f$	-	300	-	
<b>Inductive load</b>					
Turn-off delay time $V_{i,c} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_{(off)}$	-	200	-	ns
Fall time $V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$t_f$	-	200	-	
Turn-off loss ( $E_{off1} = E_{off1} + E_{off2}$ ) $V_{i,c} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 10\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$E_{off1}$ $E_{off2}$	-	0.5 0.6	-	mWs

## IGBT (High Power Switch)

**BUP 304  
BUP 307**

$V_{CE} = 1000 \text{ V} / 1200 \text{ V}$   
 $I_C = 25 \text{ A}$

- N channel
- MOS Input (voltage-controlled)
- Low forward voltage drop
- High switching speed
- Very low tail current
- Low temperature sensitivity
- Avalanche-proof
- Latch-up-free
- Package: TO-218 AA



Type	Ordering code
BUP 304	C67078-A4200-A2
BUP 307	C67078-A4201-A2

### Maximum Ratings

Parameter	Symbol	BUP 304	307	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CE}$	1000	1200	V
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	1.20		V
Continuous collector current $T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_C = 90 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_C$	35 25		A
Pulsed collector current, $T_C = 90 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_{C \text{ peak}}$	50		A
Repetitive avalanche current, $T_{j \text{ max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_{AV}$	5		A
Total power dissipation, $T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	310		W
Avalanche energy, single pulse $I_C = 15 \text{ A}$ , $V_{CE} = 24 \text{ V}$ , $R_{GE} = 25 \text{ } \Omega$	$E_{AS}$	22.5		mJ
Operating and storage temperature range	$T_j$ $T_{stg}$	-55 ... +150		$^\circ\text{C}$
DIN humidity category, DIN 40040	-	E		-
IEC climatic category, DIN IEC 68-1	-	55/150/56		-
Thermal resistance Chip - case	$R_{th,JC}$	< 0.4		K/W

IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor

### Electrical Characteristics

at  $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>Static characteristics</b>					
Collector-emitter breakdown voltage $V_{GE} = 0$ , $I_C = 0.25 \text{ mA}$	$V_{(BR)CES}$	1000 1200	-	-	V
Gate threshold voltage $V_{GE} = V_{CE}$ , $I_C = 1 \text{ mA}$	$V_{GE(th)}$	4.5	5.5	6.5	V
Zero gate voltage collector current $V_{GE} = 1000 \text{ V}$ , $V_{CE} = 0$ $V_{GE} = 1200 \text{ V}$ , $V_{CE} = 0$ $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_{CES}$	-	1	25.0 1000	$\mu\text{A}$
Gate-emitter leakage current $V_{GE} = 20 \text{ V}$ , $V_{CE} = 0$	$I_{G(ES)}$	-	0.1	100	nA
Collector-emitter saturation voltage $V_{GE} = 15 \text{ V}$ , $I_C = 15 \text{ A}$ $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	$V_{CE(sat)}$	-	3 4.0	3.5 4.5	V

### Dynamic characteristics

Parameter	Symbol	Values	Unit
Forward transconductance $V_{GE} = 20 \text{ V}$ , $I_C = 15 \text{ A}$	$g_{fs}$	5.5 8	S
Input capacitance $V_{CE} = 25 \text{ V}$ , $V_{GE} = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$	$C_{iss}$	- 2000	pF
Output capacitance $V_{CE} = 25 \text{ V}$ , $V_{GE} = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$	$C_{oss}$	- 160	pF
Reverse transfer capacitance $V_{CE} = 25 \text{ V}$ , $V_{GE} = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$	$C_{res}$	- 65	pF

**Switching Characteristics**

at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

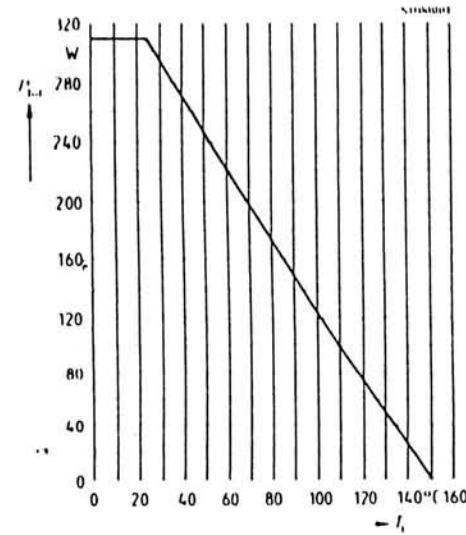
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>Resistive load</b>					
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	-	50	-	ns
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					
Rise time	$t_r$	-	200	-	
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	-	200	-	
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					
Fall time	$t_f$	-	300	-	
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					

**Inductive load**

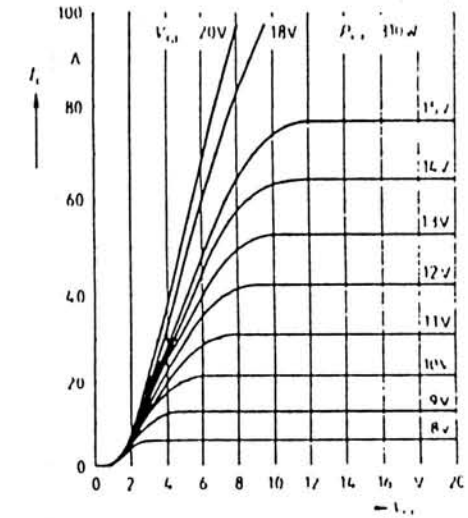
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	-	200	-	ns
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					
Fall time	$t_f$	-	200	-	
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					
Turn-off loss ( $E_{off} = E_{off1} + E_{off2}$ )	$E_{off1}$ $E_{off2}$	-	0.7 0.8	-	mWs
$V_{CC} = 600\text{ V}, V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$ $R_{g(on)} = 3.3\ \Omega, R_{g(off)} = 3.3\ \Omega, T_j = 125^\circ\text{C}$					

Characteristics at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

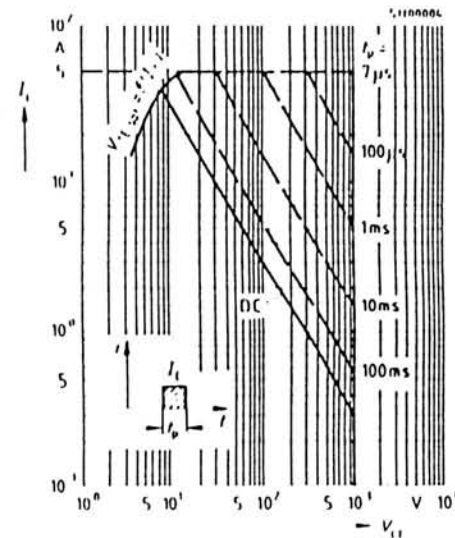
Total power dissipation  $P_{tot} = f(I_C)$



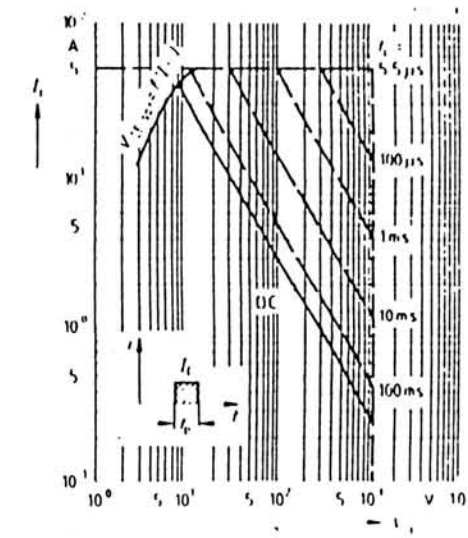
Typ. output characteristics  $I_C = f(V_{CE})$   
parameter  $t_p = 80\ \mu\text{s}$



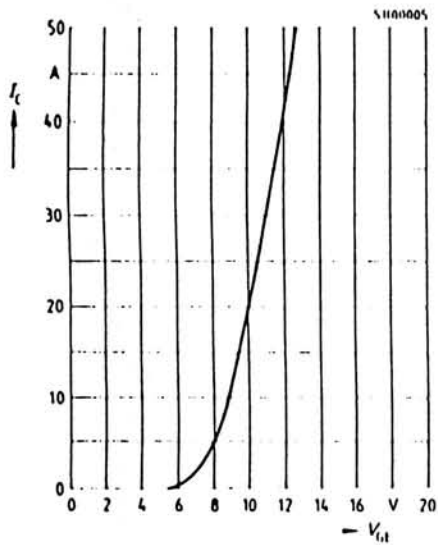
Safe operating area  $I_C = f(V_{CE})$   
parameter: single pulse  
BUP 304



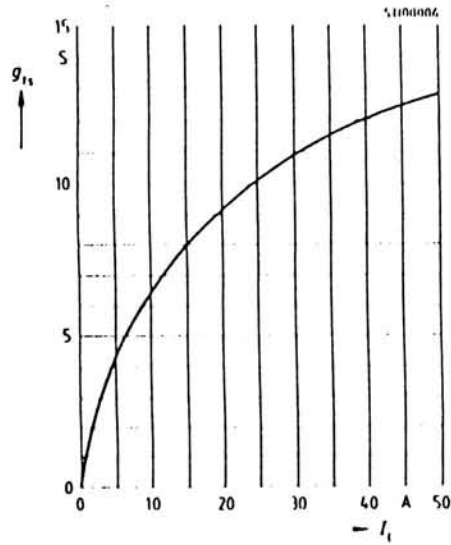
Safe operating area  $I_C = f(V_{CE})$   
parameter: single pulse  
BUP 307



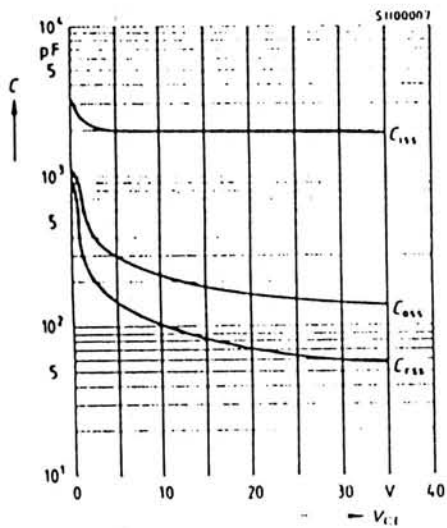
Typ. transfer characteristics  $I_C = f(V_{CE})$   
parameter:  $t_p = 80 \mu s$ ,  $V_{CE} = 20 V$



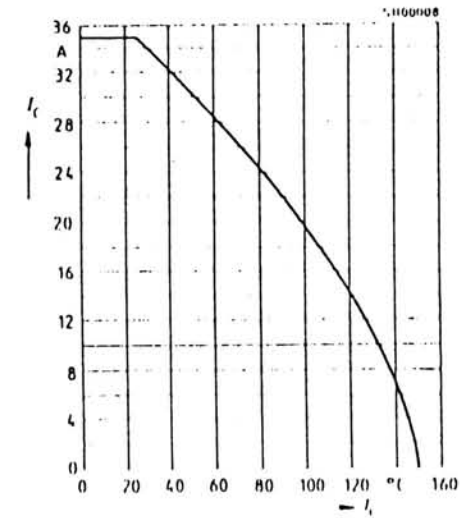
Typ. forward transconductance  $g_{fs} = f(I_C)$   
parameter:  $t_p = 80 \mu s$ ,  $V_{CE} = 20 V$



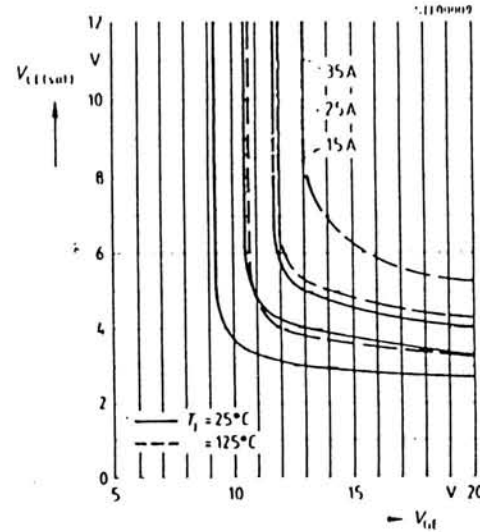
Typ. capacitances  $C = f(V_{CE})$   
parameter:  $V_{CE} = 0$ ,  $f = 1 MHz$



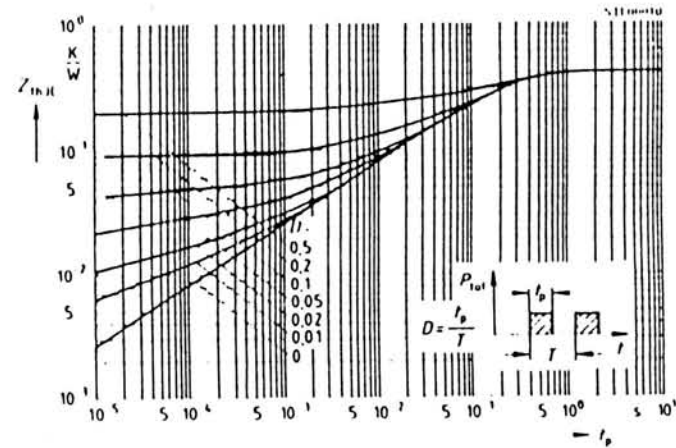
Collector current  $I_C = f(T_c)$   
parameter:  $V_{CE} = 15 V$



Typ. saturation characteristics  
 $V_{CE(sat)} = f(I_C)$   
parameter:  $I_C$ ,  $T_c$



Transient thermal impedance  $Z_{th,th} = f(t_p)$   
parameter:  $D = t_p/T$



# SIEMENS

---

Siemens Aktiengesellschaft

Ordering No. 83-83129-X-X-750C  
Printed in Germany  
TM 108510

## FAST SOFT-RECOVERY RECTIFIER DIODES

Glass passivated double diffused rectifier diodes in plastic envelopes, featuring fast reverse recovery times and non snap off characteristics. They are intended for use in chopper applications as well as in switched mode power supplies, as efficiency diodes and scan rectifiers in television receivers.

The series consists of the following types:

Normal polarity: BY229-200 to 800.

Reverse polarity: BY229-200R to 800R.

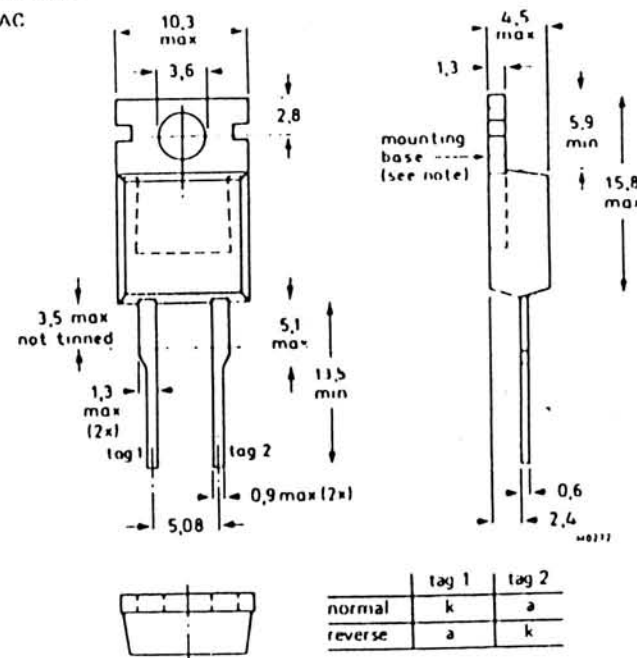
## QUICK REFERENCE DATA

		BY229	200(H)	400(H)	600(H)	800(H)	
Repetitive peak reverse voltage	$V_{RRM}$	max.	200	400	600	800	V
Average forward current	$I_F(AV)$	max.	7				A
Non repetitive peak forward current	$I_{FSM}$	max.	60				A
Reverse recovery time	$t_{rr}$	<	450				ns

## MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO 220AC



Note: The exposed metal mounting base is directly connected to tag 1. Accessories supplied on request: see data sheets Mounting instructions and accessories for TO-220 envelopes.

## RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

## Voltages\*

		BY229-200(R)	400(R)	600(R)	800(R)	
Non-repetitive peak reverse voltage	$V_{RSM}$	max. 200	400	600	800	V
Repetitive peak reverse voltage	$V_{RRM}$	max. 200	400	600	800	V
Crest working reverse voltage	$V_{RWM}$	max. 150	300	500	600	V
Continuous reverse voltage	$V_R$	max. 150	300	500	600	V

## Currents

Average forward current assuming zero switching losses

square wave;  $\delta = 0.5$ ; up to  $T_{mb} = 100^\circ\text{C}$   
 square wave;  $\delta = 0.5$ ; at  $T_{mb} = 125^\circ\text{C}$   
 sinusoidal; up to  $T_{mb} = 100^\circ\text{C}$   
 sinusoidal; at  $T_{mb} = 125^\circ\text{C}$

$I_F(AV)$	max.	7	A
$I_F(AV)$	max.	4.1	A
$I_F(AV)$	max.	8.5	A
$I_F(AV)$	max.	4	A

R.M.S. forward current

$I_F(RMS)$	max.	10	A
------------	------	----	---

Repetitive peak forward current

$I_{FRM}$	max.	60	A
-----------	------	----	---

Repetitive peak forward current  
 $t_p = 20 \mu\text{s}$ ;  $\delta < 0.02$ 

$I_{FRM}$	max.	75	A
-----------	------	----	---

Non-repetitive peak forward current:  $t = 10 \text{ ms}$   
 half sine wave;  $T_j = 150^\circ\text{C}$  prior to surge;  
 with reapplied  $V_{RWMmax}$

$I_{FSM}$	max.	60	A
-----------	------	----	---

## Temperatures

Storage temperature

$T_{stg}$		-40 to +150	$^\circ\text{C}$
-----------	--	-------------	------------------

Junction temperature

$T_j$	max.	150	$^\circ\text{C}$
-------	------	-----	------------------

## THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base

$$R_{th(j-mb)} = 4.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Influence of mounting method

1. Heatsink mounted with clip (see mounting instructions)

Thermal resistance from mounting base to heatsink

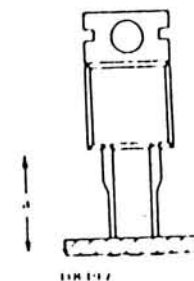
- |   |  |
|---|--|
| a. with heatsink compound   | $R_{th(mb-h)} = 0.3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ |
| b. with heatsink compound and 0.06 mm maximum mica insulator            | $R_{th(mb-h)} = 1.4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ |
| c. with heatsink compound and 0.1 mm maximum mica insulator (56369)     | $R_{th(mb-h)} = 2.2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ |
| d. with heatsink compound and 0.25 mm maximum alumina insulator (56367) | $R_{th(mb-h)} = 0.8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ |
| e. without heatsink compound  | $R_{th(mb-h)} = 1.4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ |

2. Free air operation

The quoted value of  $R_{th(j-a)}$  should be used only when no leads of other dissipating components run to the same tie point. Thermal resistance from junction to ambient in free air: mounted on a printed circuit board at  $a =$  any lead length.

$$R_{th(j-a)} = 60 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Fig 2



## MOUNTING INSTRUCTIONS

- The device may be soldered directly into the circuit, but the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is  $275^\circ\text{C}$ ; it must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. Soldered joints must be at least 4.7 mm from the seal.
- The leads should not be bent less than 2.4 mm from the seal, and should be supported during bending.
- It is recommended that the circuit connection be made to tag 1, rather than direct to the heatsink.
- Mounting by means of a spring clip is the best mounting method because it offers:
  - a good thermal contact under the crystal area and slightly lower  $R_{th(mb-h)}$  values than screw mounting;
  - safe isolation for mains operation.
 However, if a screw is used, it should be M3 cross recess pan head. Care should be taken to avoid damage to the plastic body.
- For good thermal contact heatsink compound should be used between base plate and heatsink. Values of  $R_{th(mb-h)}$  given for mounting with heatsink compound refer to the use of a metallic oxide loaded compound. Ordinary silicone grease is not recommended.
- Rivet mounting (only possible for non-insulated mounting)  
 Devices may be rivetted to flat heatsinks; such a process must neither deform the mounting tab, nor enlarge the mounting hole.

\*To ensure thermal stability:  $R_{th(j-a)} < 15 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  for continuous reverse voltage.

CHARACTERISTICS

<b>Forward voltage</b>					
$I_F = 20 \text{ A}; T_j = 25^\circ\text{C}$		$V_F$	<	1.85	V*
<b>Reverse current</b>					
$V_R = V_{RWMmax}; T_j = 125^\circ\text{C}$		$I_R$	<	0.4	mA
	normal polarity	$I_R$	<	0.6	mA ←
<b>Reverse recovery when switched from</b>					
$I_F = 2 \text{ A to } V_R > 30 \text{ V with } -dI_F/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}; T_j = 25^\circ\text{C}$		$Q_s$	<	0.7	$\mu\text{C}$
<b>Recovered charge</b>		$t_{rr}$	<	450	ns
<b>Recovery time</b>					
<b>Maximum slope of the reverse recovery current</b>					
$I_F = 2 \text{ A}; -dI_F/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$		$ dI_R/dt $	<	60	$\text{A}/\mu\text{s}$
	normal polarity	$ dI_R/dt $	<	75	$\text{A}/\mu\text{s}$ ←
	reverse polarity				

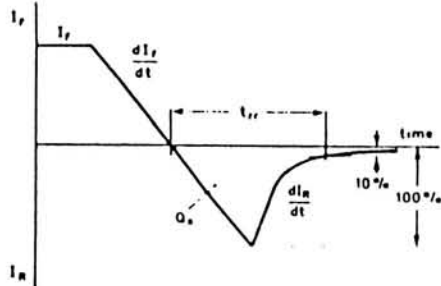


Fig.3 Definition of  $t_{rr}$  and  $Q_s$

DB403

SQUARE-WAVE OPERATION

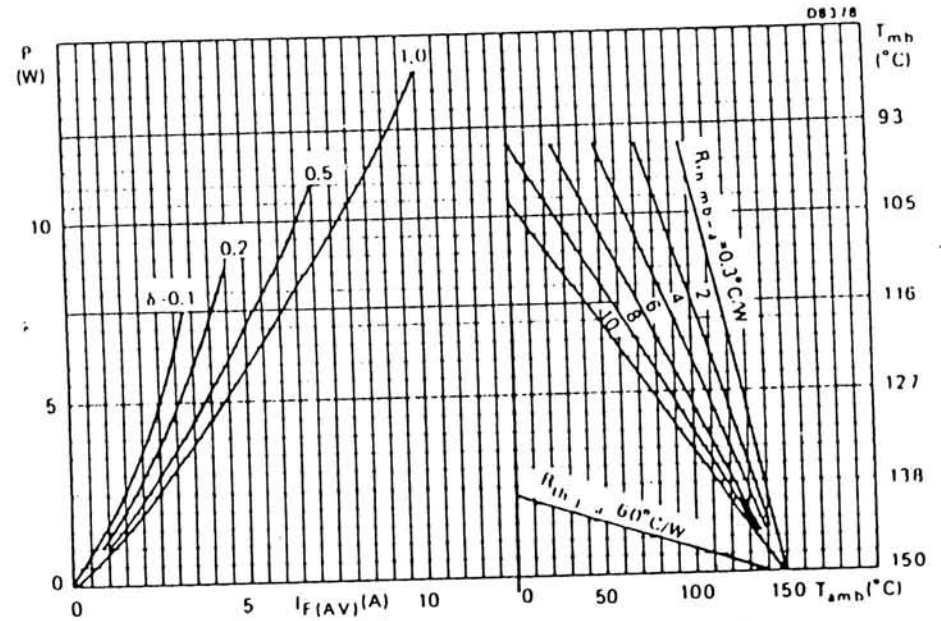


Fig. 4 The right hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left hand part) and the maximum permissible temperatures.  
P = power including reverse current losses but excluding switching losses

$$\delta = \frac{t_p}{T}$$

$$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$$

\*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.



SINUSOIDAL OPERATION

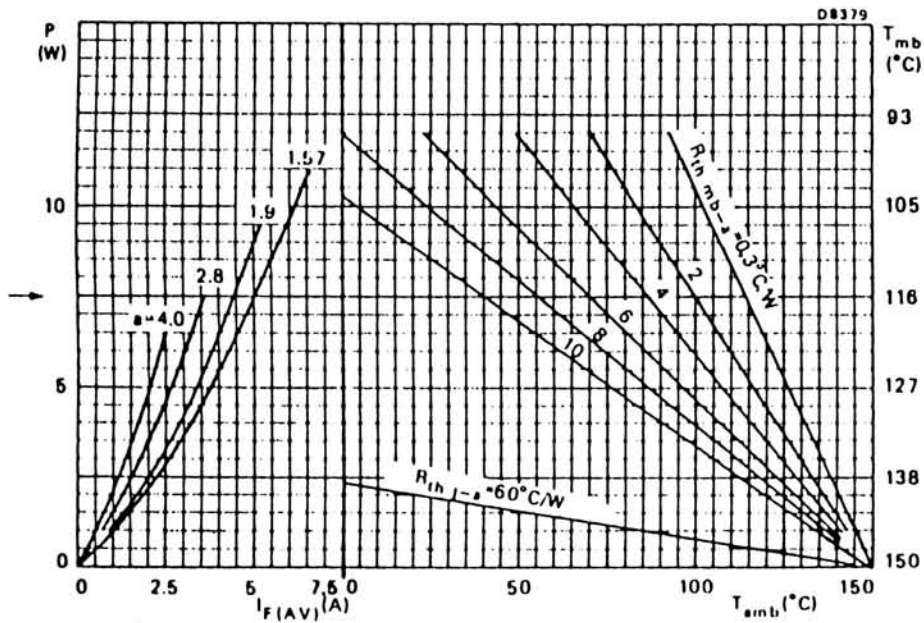


Fig. 5 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left hand part) and the maximum permissible temperatures.  
 $P$  = power including reverse current losses but excluding switching losses.  
 $a$  = form factor =  $I_F(\text{RMS})/I_F(\text{AV})$ .

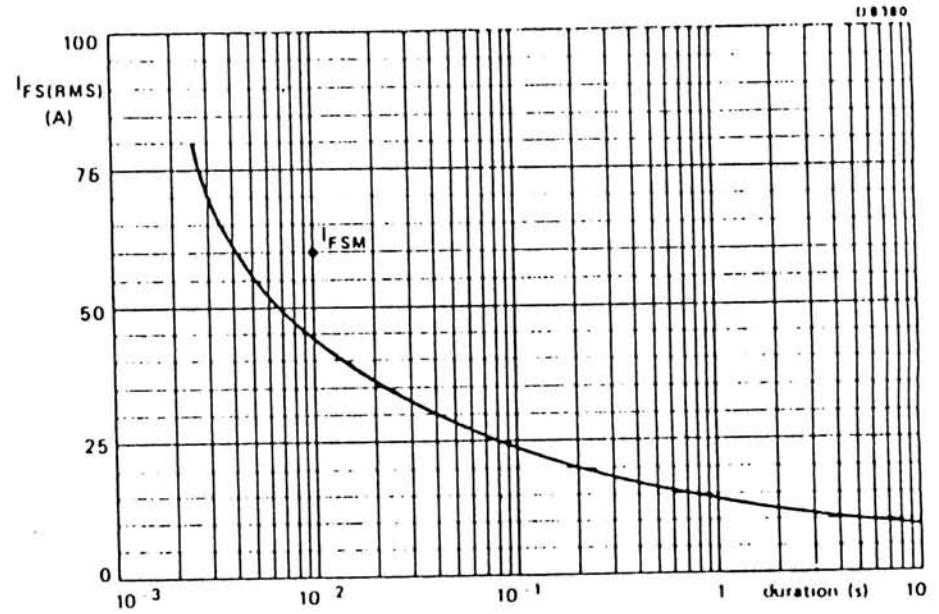


Fig. 6 Maximum permissible non-repetitive rms forward current based on sinusoidal currents ( $f = 50$  Hz),  $T_j = 150^\circ\text{C}$  prior to surge, with reappplied  $\sqrt{I_{FSM}^2}$ .

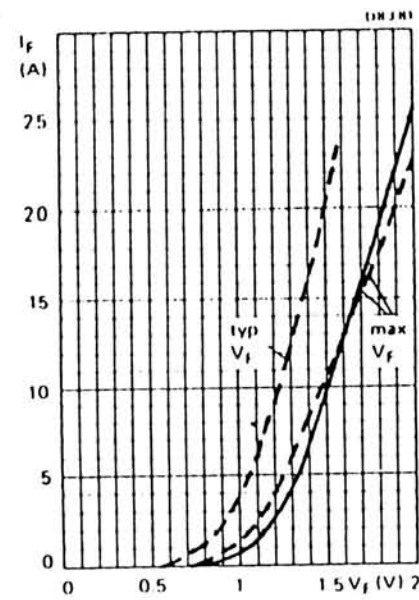


Fig. 7 ---  $I_j = 25^\circ\text{C}$ ; —  $I_j = 125^\circ\text{C}$



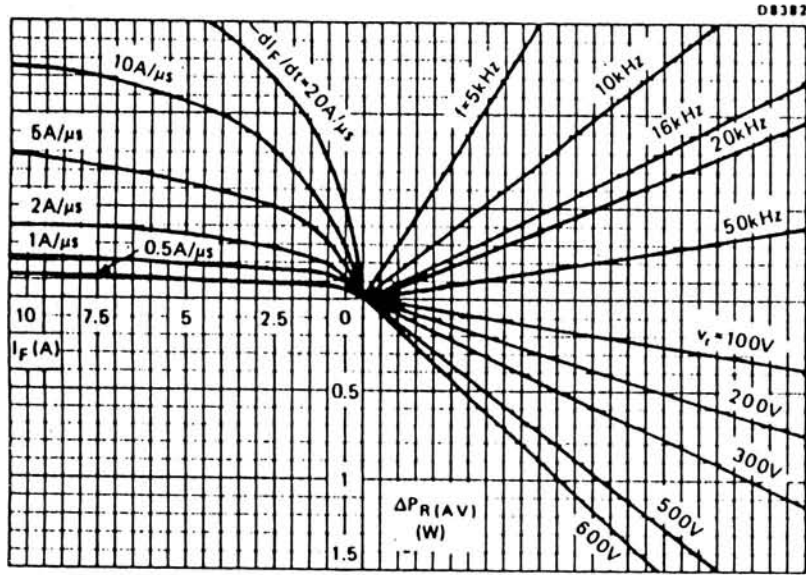


Fig. 8 NOMOGRAM

Power loss  $\Delta P_R(AV)$  due to switching only (to be added to steady state power losses).  
 $I_F$  = forward current just before switching off;  $T_j = 150^\circ C$

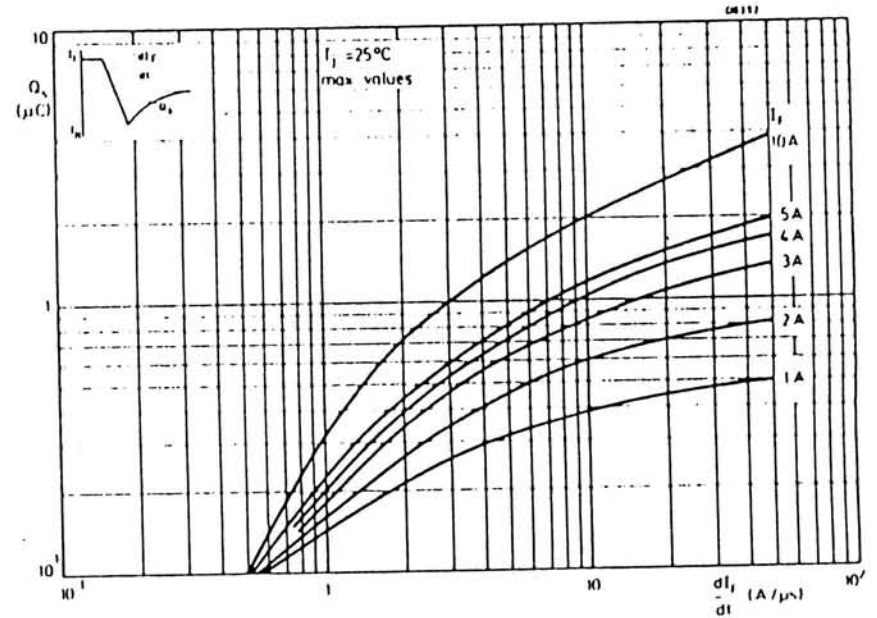
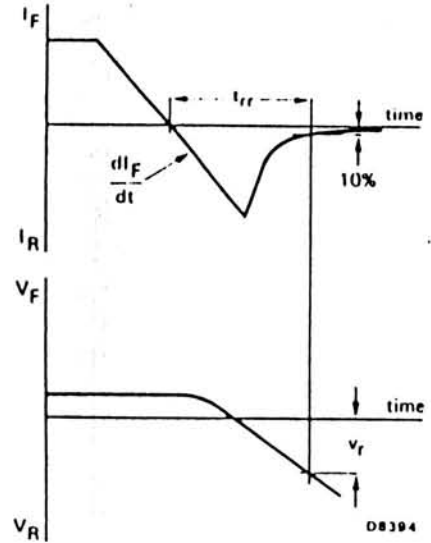


Fig. 9

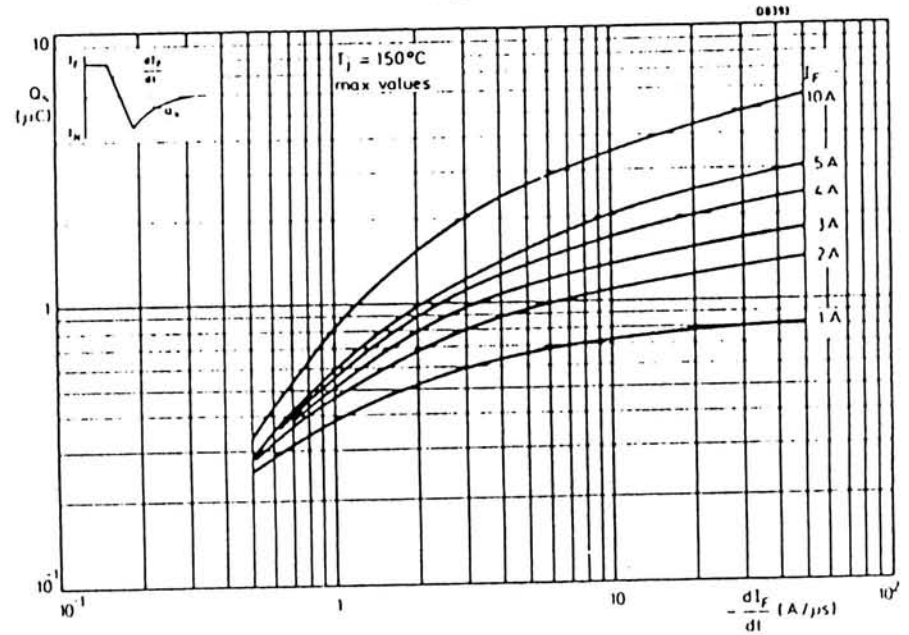


Fig. 10

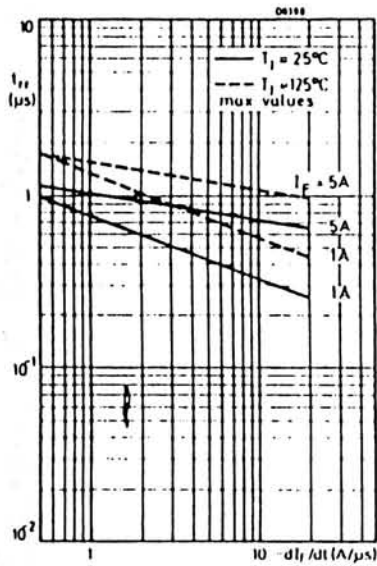


Fig. 11

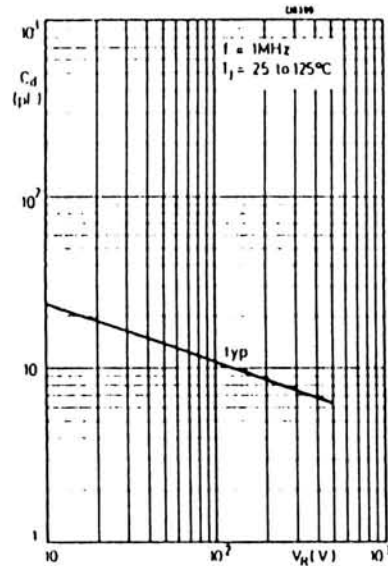


Fig. 12

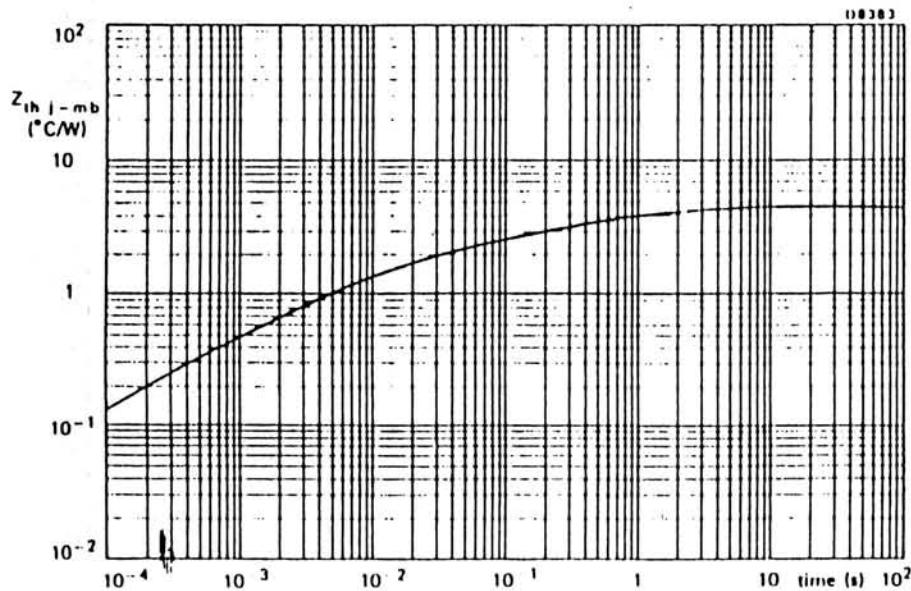


Fig. 13

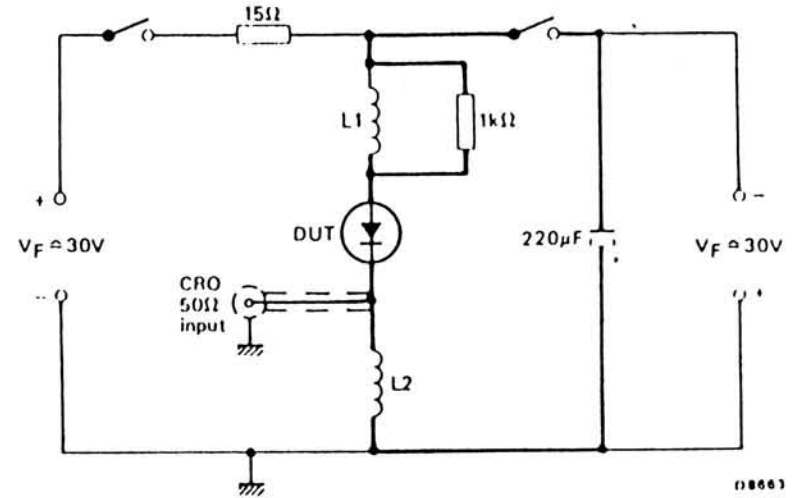


Fig. 14 Simplified circuit diagram of practical apparatus to test softness of recovery.

NOTES

1. Duty factor of forward current should be low, ~2%.
2.  $di/dt$  is set by L1, 1.5  $\mu$ H gives 20 A/ $\mu$ s
3.  $di/dt$  is measured across L2, 200 nH gives 5A/ $\mu$ s/V.
4. Wiring shown in heavy should be kept as short as possible.

Characteristics	Test conditions	Lower limit B	typ	Upper limit A	
$V_S = 11 \text{ V to } 30 \text{ V}; T_A = -25^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
Supply current	$I_S$ $C_1 = 1 \text{ nF}$ $f_{osc} = 100 \text{ kHz}$	8		20	mA
<b>Reference</b>					
Reference voltage	$V_{ref}$	2.35	2.5	2.65	V
Reference voltage change	$\Delta V_{ref}$		8		mV
Reference voltage change	$\Delta V_{ref}$		15		mV
Reference voltage change	$\Delta V_{ref}$			15 <sup>1)</sup>	mV
Temperature coefficient	TC		0.25	0.4	mV/K
Response threshold of $I_{ref}$ overcurrent	$I_{ref}$			10	mA
<b>Oscillator (VCO)</b>					
Frequency range	$f_{VCO}$	40		100000	Hz
Frequency change	$\Delta f/f_{VCO}$		0.5		%
Frequency change	$\Delta f/f_{VCO}$		1		%
Tolerance	$\Delta f/f_{VCO}$		-7		%
Fall time sawtooth	$t_f$		1		$\mu\text{s}$
	$t_f$		10		$\mu\text{s}$
RC combination	$C_1$	0.82		47	nF
VCO	$R_f$	5		700	k $\Omega$
<b>Ramp generator</b>					
Frequency range	$f$	40		100000	Hz
Maximum voltage at $C_{II}$	$V_{II}$		5.5		V
Minimum voltage at $C_{II}$	$V_I$		1.8		V
Input current through $R_{II}$	$I_{RH}$	0		400	$\mu\text{A}$
Current transformation ratio	$I_{RH}/I_{CII}$		1/4		
<b>Synchronization</b>					
Sync output	$V_{OH}$	$I_{OH} = -200 \mu\text{A}$	4		V
	$V_{OL}$	$I_{OL} = 1.6 \text{ mA}$		0.4	V
Sync input	$V_{IH}$				V
	$V_{IL}$			0.8	V
Input current	$-I_I$			5	$\mu\text{A}$
<b>Comparator K2</b>					
Input current	$-I_{IK2}$			2	$\mu\text{A}$
Turn-off delay <sup>2)</sup>	$t_{doff}$			500	ns
Input voltage	$V_{IK2}$	for duty cycle			
		v=0	1.8		V
		v=max	5		V
Common-mode input voltage range	$V_{IC}$			5.5	V

1) At  $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$ , this value falls to max. 5 mV  
2) At the input, step function  $\Delta V = -100 \text{ mV}$ ,  $t_r = \Delta V = 100 \text{ mV}$

Characteristics	Test conditions	Lower limit B	typ	Upper limit A	
$V_S = 11 \text{ V to } 30 \text{ V}; T_A = -25^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
<b>Soft start K3, K4</b>					
Charging current for $C_{soft\ start}$	$I_{Ch}$		6		$\mu\text{A}$
Discharging current for $C_{soft\ start}$	$I_{Dch}$		2		$\mu\text{A}$
Upper limiting voltage	$V_{lim}$		5		V
Switching voltage K4	$V_{K4}$		1.5		V
<b>Output stages Q1, Q2</b>					
Output voltage	$V_{OH}$ $V_{OL}$	$I_O = 20 \text{ mA}$		30	V
Output current	$I_O$	$V_{OH} = 30 \text{ V}$		1.1	V
				2	$\mu\text{A}$
<b>ON, OFF, undervoltage K6</b>					
Switching voltage	V	$V_{ref} - 30 \text{ mV}$		$V_{ref} + 30 \text{ mV}$	V
Input current	$-I_I$			2	$\mu\text{A}$
Turn-off delay time <sup>1)</sup>	$t_{doff}$		250		ns
Error detection time <sup>1)</sup>	t		50		ns
<b>Dynamic current limitation K7</b>					
Common-mode input voltage	$V_{IC}$		0	4	V
Input offset voltage	$V_{IO}$		-10	10	mV
Input current	$-I_I$			2	$\mu\text{A}$
Turn-off delay time <sup>2)</sup>	$t_{doff}$			250	ns
Error detection time <sup>2)</sup>	t			50	ns
<b>Overvoltage K5</b>					
Switching voltage	V	$V_{ref} - 30 \text{ mV}$		$V_{ref} + 30 \text{ mV}$	V
Input current	$-I_I$			2	$\mu\text{A}$
Turn-off delay time <sup>1)</sup>	$t_{doff}$		250		ns
Error detection time <sup>1)</sup>	t		50		ns
<b>Supply undervoltage</b>					
Turn-on threshold for $V_S$	$V_S$	$0^\circ\text{C} < T_A < 70^\circ\text{C}$	8.8	11	V
rising				10.5	V
Turn-off threshold for $V_S$	$V_S$	$0^\circ\text{C} < T_A < 70^\circ\text{C}$	8.5	10.5	V
falling				10	V
<b>Input <math>C_{input}</math></b>					
Rated voltage for rated frequency $V_{II}$			4		V
Frequency approx. proportional to voltage within the range	$V_{II}$			5	V
Voltage at open sync input	$V_{L\ input}$		3		V
			1.6		V

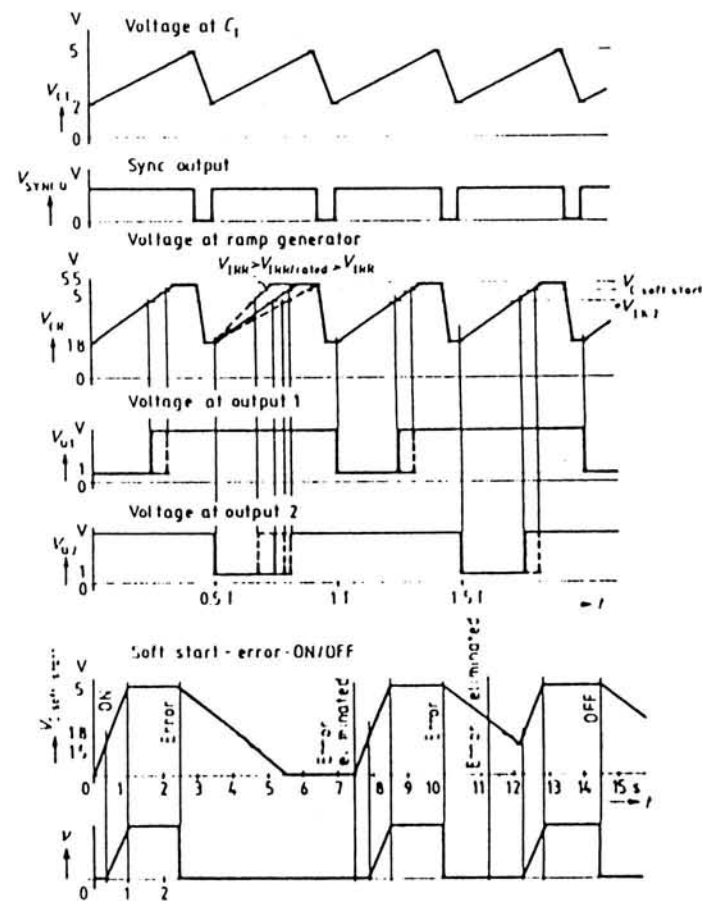
1) At the input, step function  $\Delta V = -100 \text{ mV}$ ,  $t_r = \Delta V = 100 \text{ mV}$   
2) At the input, step function  $\Delta V = -100 \text{ mV}$ ,  $t_r = \Delta V = 100 \text{ mV}$

**Dimensioning notes for RC network**

1. Determination of the minimum time during which both outputs must be disabled  
→ selection of  $C_{F1}$ ; selection of  $C_{F1} \leq C_{F2}$ .
2. Determination of the VCO frequency – 2 x output frequency.  
→ selection of  $R_{F1}$ .
3. Determination of the rated slope of the rising ramp generator voltage, which the maximum possible turn-on period per half wave depends on  
→ selection of  $R_{11}$ .
4. Duration of the soft start process  
→ selection of  $C_{soft\ start}$ .
5. In the case of a free-running VCO: connect sync output with sync input.
6. Capacitance  $C_{filter}$  is not required in the free-running operation (sync input connected with sync output).  
In the case of external synchronization, that value depends on the selected operating frequency and the required maximum phase interference deviation.

Rated VCO frequency:    100 kHz        50 Hz  
 $C_{filter}$  favorable:    10 nF        1  $\mu$ F

**Pulse diagram**



TDA 4718  
TDA 4718 A

**Comparator K7**

K7 serves to recognize overcurrents. This is the reason why both inputs of the op amp have been brought out. Turning on is resumed after error recovery at the beginning of the next half period but without using the soft start.

**Outputs**

Both outputs are transistors with open collectors and operate in a push-pull arrangement. They are actively low. The time in which only one of the two outputs is conductive, can be varied infinitely. The length of the falling edge at VCO is equal to the minimum time during which both outputs are disabled simultaneously.

**Reference voltage**

The reference voltage source is a highly constant source with regard to its temperature behavior. It can be utilized in the external wiring of the op amp, the error comparators, the ramp generator, or other external components.

**Maximum ratings**

Conditions	Lower limit B	Upper limit A	
$V_S$	-0.3	33	V
$V_{O1}$	-0.3	33	V
$I_{O1}$		70	mA
$V_{S, SYNC Q}$	-0.3	7	V
$I_{S, SYNC Q}$	0	10	mA
$V_{SYNC1}$	-0.3	33	V
$V_{IC1}$	-0.3	7	V
$V_{IRT}$	-0.3	7	V
$V_{ICT}$	-0.3	7	V
$V_{I1H}$	-0.3	7	V
$I_{I1H}$	-10	10	mA
$V_{IK}$	-0.3	33	V
$V_{IK5}$	-0.3	33	V
$V_{ref}$	-0.3	7	V
$V_{I, soft start}$	-0.3	7	V
$T_J$	-55	125	°C
$T_{stg}$		125	°C
$R_{th SA}$		70	K/W
$R_{th SA}$		60	K/W

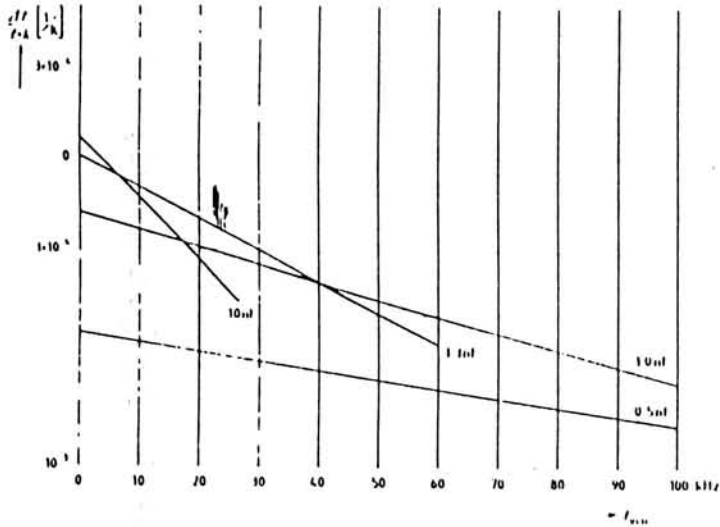
**Operating range**

$V_S$		10.5	30	V
Ambient temperature	$T_A$	-25	85	°C
	$T_A$	0	70	°C
	$I_A$	40	250000	Hz
	$I$	40	250000	Hz
Max VCO frequency	$f_{VCO}$			
Ramp generator frequency				

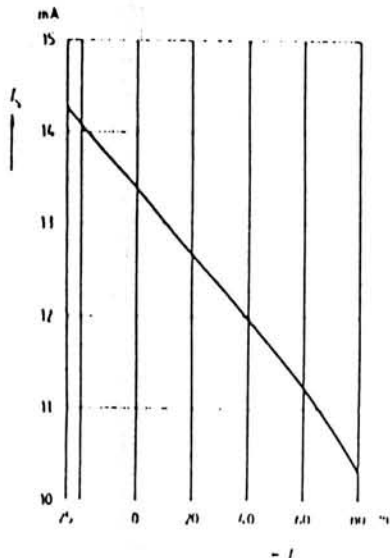
VCO temperature response

$V_S = 12\text{ V}$ ;  $r = \text{max.}$

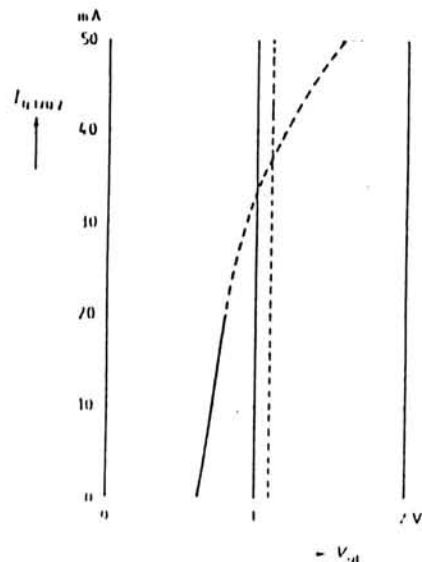
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_k \times K} \left[ \frac{1}{K} \right]$  with  $C_1$  as parameter



Current consumption versus temperature



Output current versus output voltage



Type	Ordering code	Package
TDA 4716 A	Q67000-Y865	P-DIP 16
TDA 4716 B	Q67000-Y870	

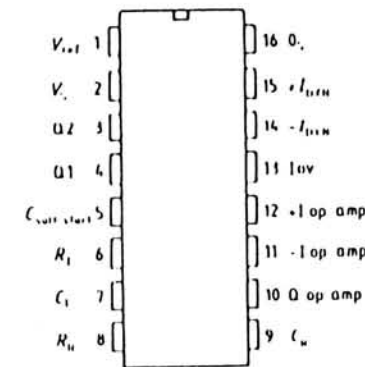
This versatile, 16-pin SMPS IC comprises digital and analog functions which are required to design high-quality flyback, single-ended, and push-pull converters in normal, half-bridge and full-bridge configurations. The component can also be used in single-ended voltage multipliers and speed-controlled motors. Malfunctions in electrical operation are recognized by the integrated op amps, and activate protective functions.

Features

- Push-pull outputs (open collector)
- Double pulse suppression
- Dynamic current limitation
- Overvoltage protection
- IC undervoltage protection
- Reference voltage source (1.2% for TDA 4716 B)
- Reference overload protection
- Feed-forward control
- Operational amplifier
- Soft start

Pin configuration

top view



Pin description

Pin	Function
1	Reference voltage $V_{ref}$
2	Supply voltage $V_S$
3	Output Q2
4	Output Q1
5	Soft start $C_{soft\ start}$
6	VCO $R_f$
7	VCO $C_f$
8	Ramp generator $R_R$
9	Ramp generator $C_R$
10	Operational amplifier output
11	Operational amplifier input (-)
12	Operational amplifier input (+)
13	Input overvoltage
14	Dynamic current limitation (-)
15	Dynamic current limitation (+)
16	$O_S$



# Pulse transformers

## 1. Introduction

Pulse transformers have a very wide range of application. The most important uses are:

- Igniting thyristors and triacs
- Driving bipolar transistors, preferred in the main power transistors in switching applications
- Driving field effect transistors (FET's) and metal oxide semiconductors FET's (MOSFET's), both mainly used as power switches.
- Line coupling transformers in high speed data transmission
- Galvanic separation in telephone exchanges

In most cases the applications have something in common:

The signal (drive pulse) must be transmitted from its source circuit to a switching section, which lies at a different electrical potential. (e.g. the drive circuit is at earth potential and the power circuit is at mains potential.)

The galvanic separation by using a pulse transformer simplifies the whole circuit and protects the drive circuit from malfunctioning and also from destruction due to high energy transients which can occur in the power circuit.

The following technical data show that according to the field of application, the values vary over a wide range.

open circuit voltage	5 - 10 V
ignition current	10 mA - 3 A
rise time	0.2 $\mu$ s - 5 $\mu$ s
pulse duration	up to 10 kHz
pulse frequency	for data transm. up to 500 kHz

## 2. Comments on the specified data

### 2.1 The turns ratio

In the turns ratio (e.g. 2:1:1) the first number refers to the marked "primary" winding, this can be seen on the drawings of the case size for each type in the catalogue.

### 2.2 The voltage-time product

The product  $V_s \cdot t$  is called the **voltage-time product**. This specifies the maximum possible voltage-time integral referred to the secondary winding on open circuit, at a core temperature of 20°C, unipolar operation and magnetisation up to saturation.

Unipolar operation is defined as repeat magnetisation  $\Delta B$  in one and the same direction; in our case from the remanence induction  $B_a$  up to the saturation induction  $B_s$ .

Formula to calculate time product:

$$V_o \cdot t = \frac{N}{V_{us}} \cdot \frac{A}{\text{mm}^2} \cdot \frac{\Delta B}{T}$$

number of turns
core cross section
inductance swing

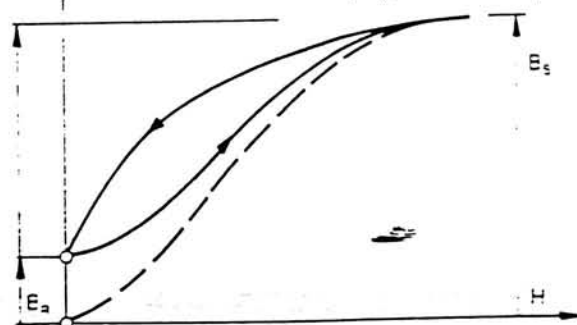


Fig. 1

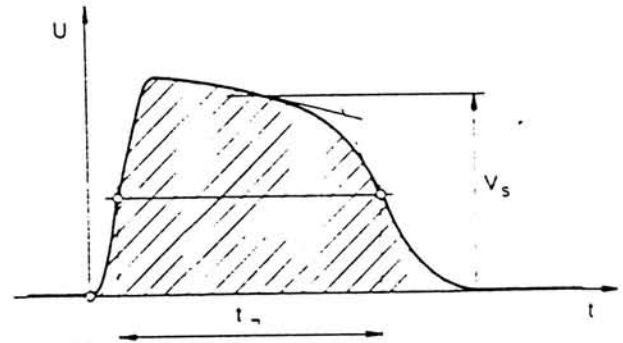


Fig. 2

Measuring principle:

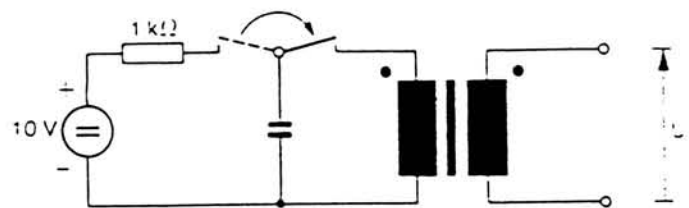


Fig. 3

### 2.3 Rise time ( $t_r$ ) with load resistance R

Measuring principle:

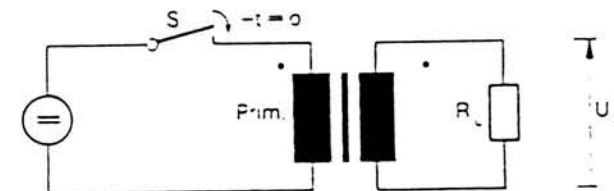


Fig. 4

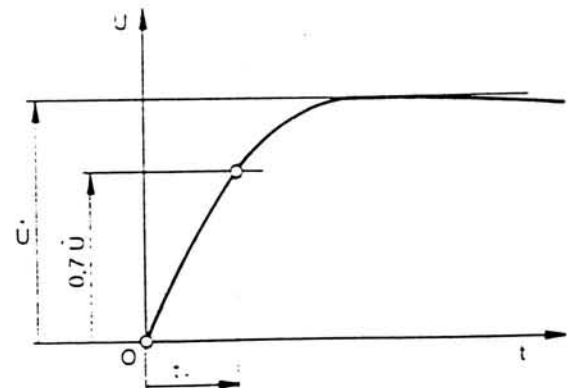


Fig. 5 Rise time of the secondary voltage



### 2.3.1 The stray inductance

From the rise time the stray inductance can be accurately determined:

$$L_{str} = L_{str1} + L_{str2} = 0.83 \cdot t_r \cdot (R_L + R_S + [\frac{N_2}{N_1}]^2 \cdot R_P)$$

The formula above refers to the secondary side

- $R_L$  = resistance of the primary winding
- $R_S$  = resistance of the secondary winding
- $L_{str1}$  = transformed stray inductance
- $L_{str2}$  = stray inductance of the secondary side
- $L_{str}$  = total stray-inductance (see catalogue)

### 2.4 The primary inductance ( $L_p$ )

The value given should be taken as reference value.

measurement conditions:

1'000 Hz „small“ signal, 20°C

Tolerance: -30% / +50%

Variation in temperature of 0°C - 70°C may cause tolerance up to ±25%.

In the case of an application where the primary inductance is critical, i.e. it may not be less than a minimum value, it is recommended to select a type with sufficient reserve in the required inductance.

In connection with pulse transformers we know the pulse inductance:

$$\frac{\Delta \phi}{\Delta I}$$

The pulse inductance is a bit higher than the small signal inductance at the normal use of the pulse transformer.

### 2.5 The nominal voltage ( $U_{eff}$ )

This is the specified voltage between the primary and the secondary circuit of the transformer.

Breakdown voltage, partial discharge voltage and creepage- and air paths determine the nominal voltage. The permissible operating voltage can be in a specific application above or below the nominal voltage due to safety regulation.

### 2.6 Coupling capacity ( $C_k$ )

This is measured between primary and a secondary winding. In general this value is of no importance for the transmission characteristics of the pulse transformers. The coupling capacity is to be kept as small as possible in order to get a high interference immunity of the control electronics.

A screen between 2 windings helps to prevent a too high coupling capacity.

### 2.7 The ignition current

The ignition current is a set peak value where the voltage drop over the coil resistance is still insignificant (mostly under 1 V).

### 2.8 Testvoltage and pin distance according to VDE 110 b

Insulation group C  
Creepage resistance II  
Minimal value KB 380

According to the following tables we can determine the testvoltage and the pin distance.

Table 1		Insulation group C		
AC-voltage (effective)	DC-voltage	Air path	Creepage s without ribs $\frac{a+b}{2}$	
V	V	mm	a mm	b mm
12	15	0.8	1.2	1.7
30	36	1	1.5	2
60	75	1.2	1.7	2.3
125	150	1.6	2.2	3
250	300	2.5	3	4
380	450	3.5	4.5	6
500	600	4.5	6	8
660	800	6	8	10.5
750	900	6.5	9	12
1'000	1'200	9	12	16
1'500	1'800	13	18	24
2'000	2'400	17	24	30
3'000	3'600	26	36	45
6'000	7'200	50	70	90
10'000	12'000	80	120	160

Example: Creepage path s Air path

$$U_{eff} = 250V \quad s = \frac{a+b}{2} \quad \text{value of table 1}$$

Test voltage VDE: value of table 2  
small transformers Part 1 VDE 110  
Test voltages

Table 2	Testvoltage for U		
Transformers protection mode I and choke coils	42 V	250 V	500 V / 1'000 V
between primary circuit and body	-	1'500	2'500 / 3'000
between secondary circ. and body	1'000	1'500	2'500 / 3'000
between primary and secondary cir.	-	1'500	2'500 / 3'000

Partial discharge voltage:

$$U_p = 1.5 \times U_{eff}$$

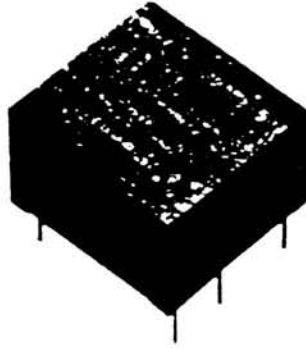
Test voltage used by Schaffner

Test voltage of table 2 plus ca. 1 kV

### Explanation to the abbreviations

- $V_p \cdot t_r$ : Voltage time area, it is the product of the pulse height and pulse width at half of the pulse height on the secondary side in the unipolar mode. It is measured in the unloaded state.
- $t_r$ : Risetime at a given loadresistor R and 70% of the output pulse height.
- R: Load resistor (secondary side)
- $R_L$ : Primary coil resistance (DC)
- $R_S$ : Secondary coil resistance (DC)
- $L_p$ : Primary inductance measured at 1 kHz (secondary coil open)
- $L_{str}$ : Stray inductance measured at the secondary side, short circuit at the primary side. If there are several secondary coils only one at the time is connected. (Measuring frequency 10 kHz)
- $C_k$ : Coupling capacitance between primary and secondary coil.
- $U_{eff}$ : Allowed working voltage
- $U_p$ : Allowed test voltage
- $U_p$ : Allowed partial discharge voltage. For all types 1.5 x admissible operating voltage.

# Technical data



Type	Turns R.	$U_{eff}$ V	$U_0$ kV	$V_0 \cdot t$ V $\mu$ s	$t_r$ $\mu$ s	$L_1$ mH	$L_{eq}$ $\mu$ H	$R_1$ $\Omega$	$R_s$ $\Omega$	$C_1$ pF	Case	Connec- tions	Weight ca. g
------	----------	----------------	-------------	----------------------------	------------------	-------------	---------------------	-------------------	-------------------	-------------	------	------------------	-----------------

Ignition current 10 mA – 25 mA Rise time  $t_r$  at  $R_L = 400 \Omega$

IT 145	1:1	500	4	800	0,6	15	200	3	3	10	5	8	13
IT 143	1:1:1	500	4	800	0,6	15	200	3	3	10	5	9	14
IT 144	3:1:1	500	4	800	0,6	140	300	20	3	10	5	9	13

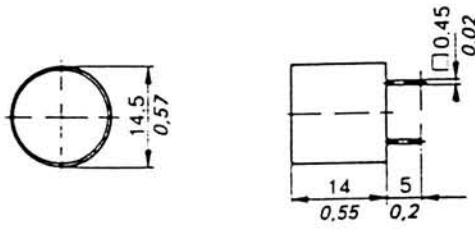
Ignition current 25 mA – 100 mA Rise time  $t_r$  at  $R_L = 100 \Omega$

IT 155	1:1	500	4	500	1	5	85	1	1	6	5	8	13
IT 245	1:1	750	4	500	1,2	8	100	1,4	1,4	10	3	3	6
IT 101	1:1:1	250	2,5	400	0,2	8	20	3,5	4	20	1	1	4
IT 153	1:1:1	500	4	600	1,4	9	120	1,4	1,4	10	5	9	14
IT 242	1:1:1	500	3,2	250	0,9	2,5	75	0,6	0,6	7	3	5	6
IT 243	1:1:1	500	3,2	250	1	2,5	85	0,7	0,7	7	3	4	6
IT 246	2:1	750	4	200	0,4	7	35	1,8	1	7	3	3	6
IT 247	2:1:1	500	3,2	200	0,7	7	55	1,8	1	7	3	3	6
IT 260	3:1	500	3,2	200	0,3	12	30	1,8	0,7	8	3	3	6
IT 154	3:1:1	500	4	600	1,3	75	180	7	2	9	5	9	14
IT 244	3:1:1	500	3,2	200	0,7	15	70	2,6	0,8	9	3	4	6

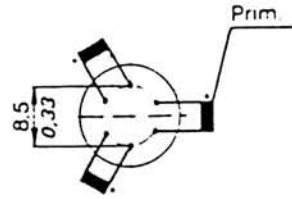
# Dimensions

# Connections

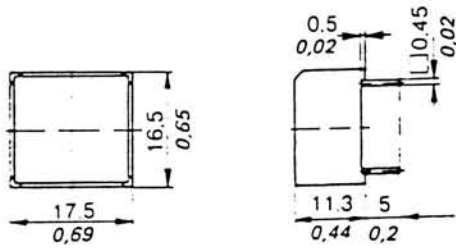
Type 1



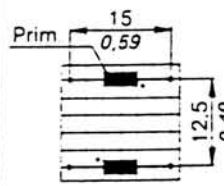
1



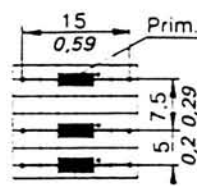
Type 3



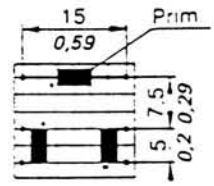
3



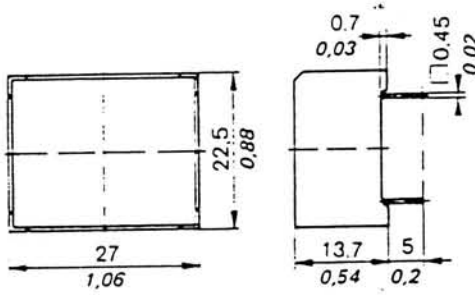
4



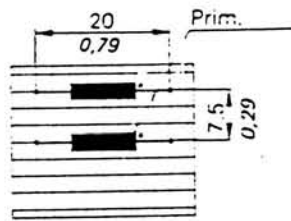
5



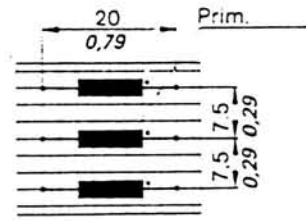
Type 5



8

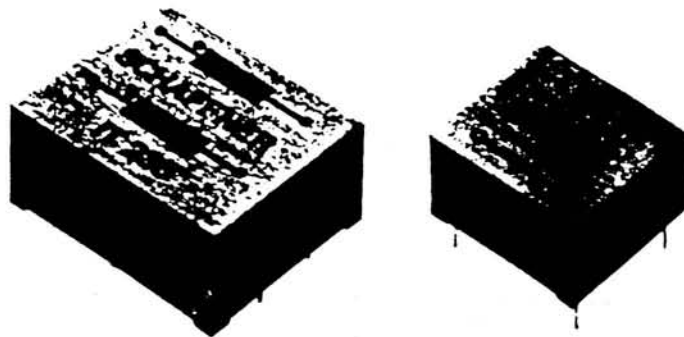


9



*inches in italics*

# Technical data



Type	Turns R <sub>1</sub>	U <sub>pr</sub> V	U <sub>c</sub> kV	V <sub>c</sub> · t V μs	t <sub>r</sub> μs	L <sub>c</sub> mH	L <sub>s</sub> μH	R <sub>c</sub> Ω	R <sub>s</sub> Ω	C <sub>s</sub> pF	Case	Connections	Weight ca. g
<b>Ignition current 100 mA – 250 mA Rise time t<sub>r</sub> at R<sub>L</sub> = 40 Ω</b>													
IT 235	1:1	500	4	300	1,2	3	40	0,75	0,75	7	5	8	13
IT 237	1:1	500	2,5	1'100	1	25	35	1,8	2,2	50	5	8	14
IT 238	1:1	1'000	4	300	2,3	3	80	0,8	0,8	7	5	7	13
IT 239	1:1	1'000	6	350	2,3	3	80	0,8	0,8	5	5	6	13
IT 255	1:1	750	4	250	1,1	2,2	40	0,7	0,7	8	3	3	6
IT 341	1:1	500	3,2	1'300	0,3	9	10	0,3	0,3	123	8	14	45
IT 213	1:1:1	380	2,5	450	0,4	6,5	20	1,4	1,5	40	2	2	9
IT 223	1:1	500	2,5	500	2,4	7	90	1,2	1,2	5	6	11	13
IT 233	1:1:1	500	4	300	1,3	3	45	0,75	0,75	7	5	9	13
IT 253	1:1	500	3,2	180	1,3	1,1	45	0,5	0,5	6	3	4	6
IT 312	1:1:1	380	2,5	1'200	1	21	35	2,4	2,7	30	7	13	24
IT 236	1:1:1	500	2,5	300	1,1	2	40	0,65	0,65	12	5	10	13
IT 248	2:1	750	3,2	350	1,8	17	80	3	1,5	9	3	3	6
IT 249	2:1	500	3,2	330	3,3	17	140	2,7	1,3	9	3	4	6
IT 234	3:1:1	500	4	300	1	17	40	2	0,6	9	5	9	13

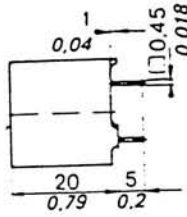
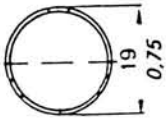
## Ignition current 250 mA – 1 A Rise time t<sub>r</sub> at R<sub>L</sub> = 10 Ω

IT 258	1:1	750	3,2	250	0,25	2,5	3	0,6	0,7	80	3	3	6
IT 331	1:1	380	2,5	1'300	1,6	26	15	0,6	0,6	65	7	12	32
IT 313	1:1:1	380	2,5	450	0,6	3	6	0,32	0,37	27	7	13	24
IT 332	3:1	380	2,5	1'200	1,2	200	60	6	0,5	65	7	12	33
IT 314	3:1:1	380	2,5	500	1	35	20	1,5	0,65	30	7	13	25

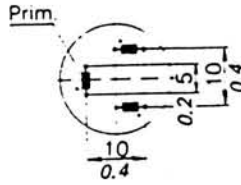
# Dimensions

# Connections

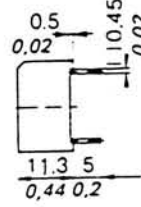
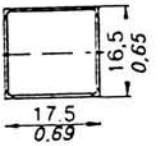
Type 2



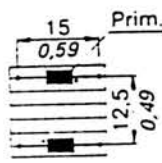
2



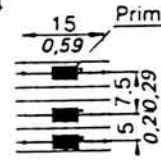
Type 3



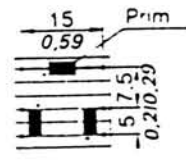
3



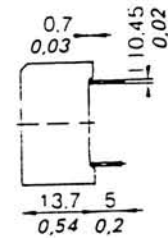
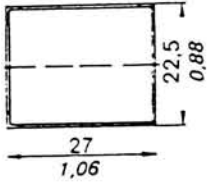
4



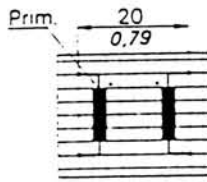
5



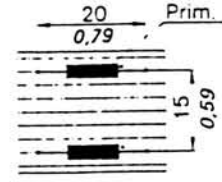
Type 5



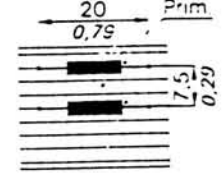
6



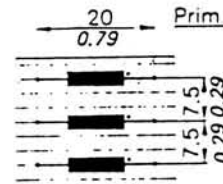
7



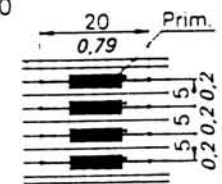
8



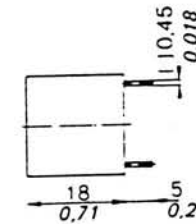
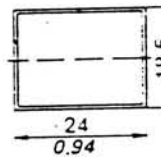
9



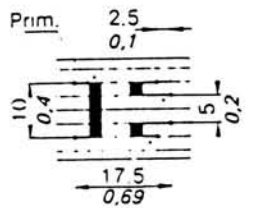
10



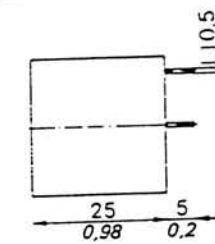
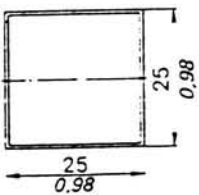
Type 6



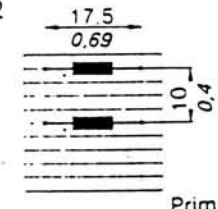
11



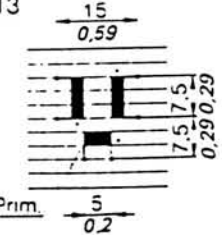
Type 7



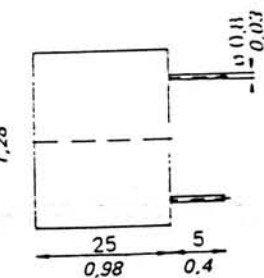
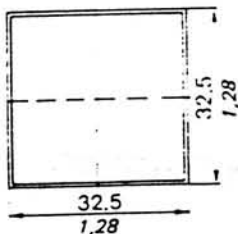
12



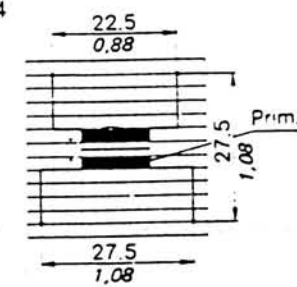
13



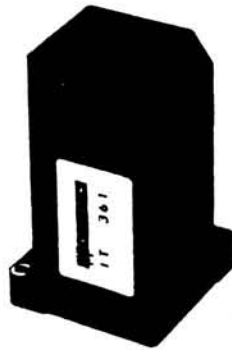
Type 8



14



## Technical data



Type	Turns R.	$U_{eff}$ V	$U_0$ kV	$V_s \cdot t$ V $\mu$ s	$t_r$ $\mu$ s	$L_c$ mH	$L_s$ $\mu$ H	$R_s$ $\Omega$	$R_p$ $\Omega$	$C_p$ pF	Case	Connec- tions	Weight ca. g
<b>Ignition current 1 A – 3 A Rise time <math>t_r</math> at <math>R_L = 5 \Omega</math></b>													
IT 360	2:1	1'000	5	16'000	2.5	30	90	7.3	1.2	95	9	15	280
IT 361	2:1	1'000	5	40'000	2.5	100	50	1.7	2.2	300	10	15	360
IT 362	2:1	1'000	5	3'500	0.4	3	25	2.4	0.3	20	10	15	360
IT 364	1:1	3'000	8	5'000	1.7	1.5	10	0.16	0.14	35	9	17	220

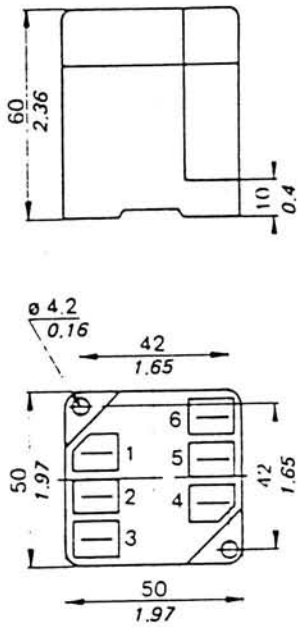
<b>Ignition current 0,2 A – 1 A Rise time <math>t_r</math> at <math>R_L = 10 \Omega</math></b>													
IT 370	1:1	1'000	5	4'000	0.5	0.3	6	0.16	0.17	40	11	16	71

<b>Ignition current 0,1 – 0,5 A Rise time <math>t_r</math> at <math>R_L = 22 \Omega</math></b>													
IT 371	1:1	1'000	5	12'000	1.7	4	30	1.2	1.3	45	11	16	75

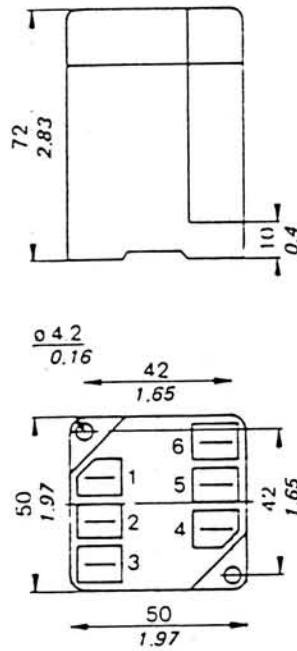
We are also pleased to deliver customer designed pulse transformers on request.  
Up to now over 1'000 special types are available.

# Dimensions

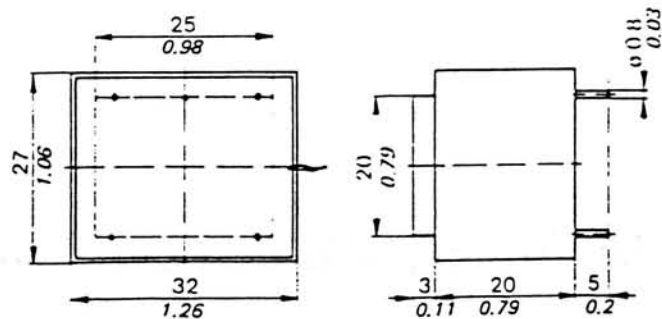
Type 9



Type 10



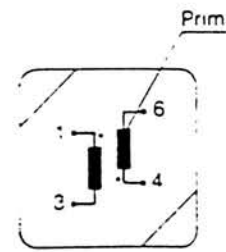
Type 11



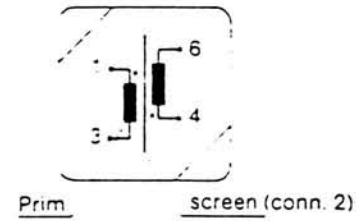
*inches in italics*

# Connections

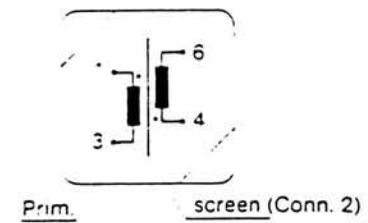
17



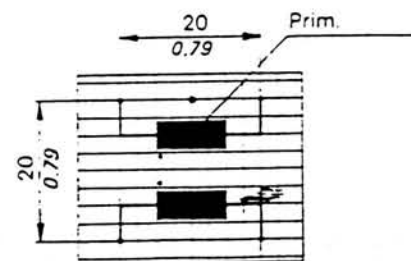
15



15



16



### 3. Application notes

#### 3.1 The input characteristics of the thyristor

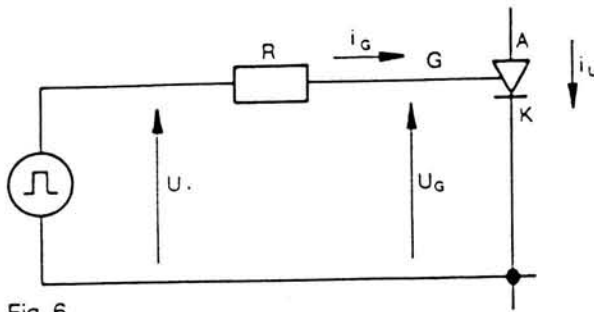


Fig. 6

The voltage  $U_g$  at the gate during the ignition current-flow depends on the thyristor type, on its temperature and the switching state of the thyristor (we have to expect considerable sample scattering). For our reflection  $U_g$  is supposed to be constant during the ignition pulse.

The values for the ignition current and gate voltage are shown in the data sheets of the specific thyristors.

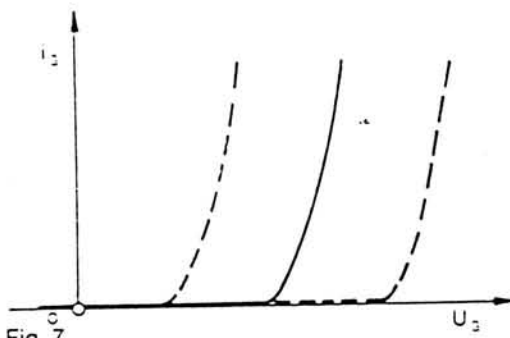


Fig. 7

Temperature and sample scattering

#### 3.2 The ignition of a thyristor

To be sure that the thyristor is fired, the gate-current has to maintain a minimal value, which you can find in the data sheets, until the thyristor-current has reached the holding-current  $i_{H1}$ ; that means that the minimal necessary pulse period  $t_p$  is dependent on the momentary value of the mains voltage (on the ignition angle), on the load resistance, on the inductance in the load circuit. (Fig 8-10)

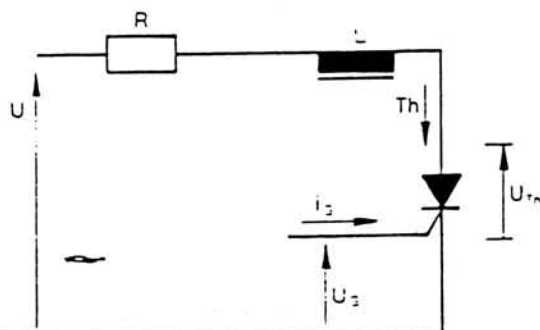


Fig. 8

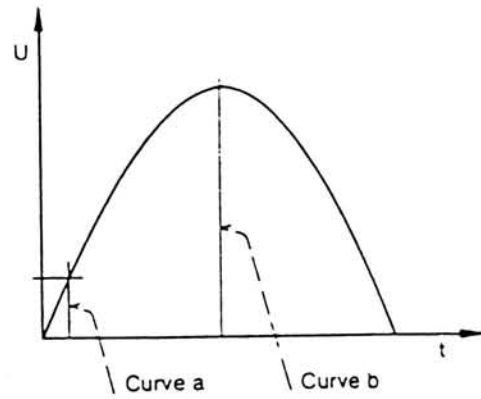


Fig. 9

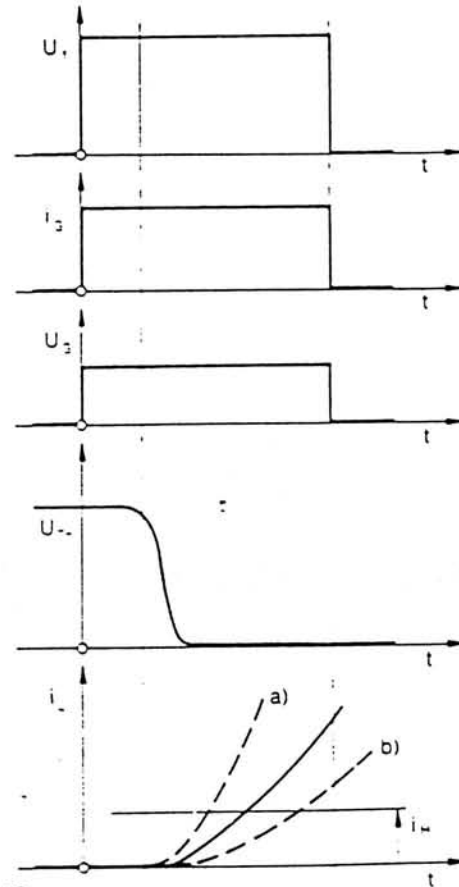


Fig. 10

Ignition with multiple pulses guarantees a proper ignition of the thyristor. (Fig. 11)

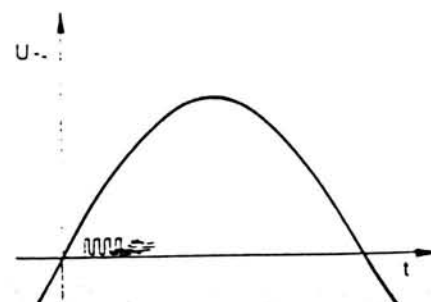


Fig. 11



### 3.2.1 Ignition circuit with current defining resistor (R) in the primary circuit

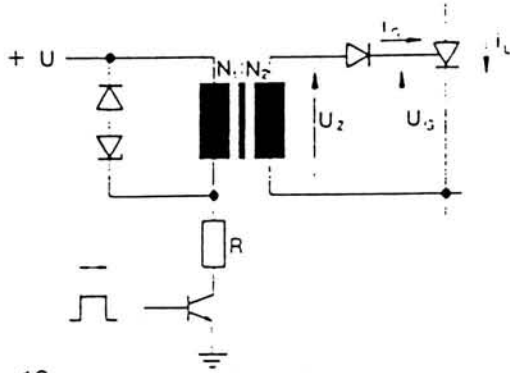


Fig. 12

The coil resistance of the pulse transformer is supposed to be insignificant compared with R.

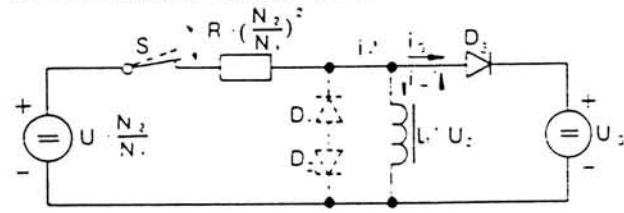


Fig. 13 Equivalent circuit viewed from the secondary side

The switch closes during the pulse period  $t_s$ .

Once the switch S is opened, the decrease of the magnetic field provokes a voltage revers (back swing) and a current flows through the diode  $D_1$  and the Zener diode  $D_2$ .

$D_1$  and  $D_2$  protect the switching transistor T from a too high voltage; in the same time stored energy from the magnetic core is transformed into heat in  $D_1$  and  $D_2$ .

The current  $i_1 = i_2 \cdot \frac{N_2}{N_1}$

remains constant  $I_1$  during  $t_s$

$$I_1 = \frac{U \cdot \frac{N_2}{N_1} - U_2 \cdot 0.8}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot R}$$

The voltage on  $L_2$

$$U_2 = L_2 \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \dot{i}_2$$

during  $t_s$  nearly constant, therefore the magnetizing current  $i_m$  rises constantly

$$i_m = \frac{U_2 + 0.8}{L_2} \cdot t$$

The ignition current  $i_2$  amounts to  $i_2 = I_1 - i_m$

The inductance  $L_2$  affects the pulse shape of the ignition current  $i_2$

High  $L_2$  slow decrease of  $i_2$   
Low  $L_2$  fast decrease of  $i_2$

The voltage-time product which is effective during  $t_s$  at the secondary coil amounts to  $t_s = t_c \cdot (U_2 + 0.8)$

It may not reach more than 60 to 70% of the specified saturation voltage-time product ( $V_s \cdot t_s$ ).



Fig. 14

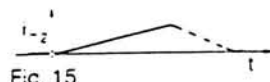


Fig. 15

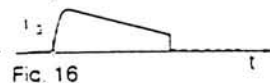


Fig. 16

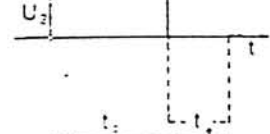


Fig. 17

### 3.2.2 Ignition circuit with current defining resistor R in the secondary circuit

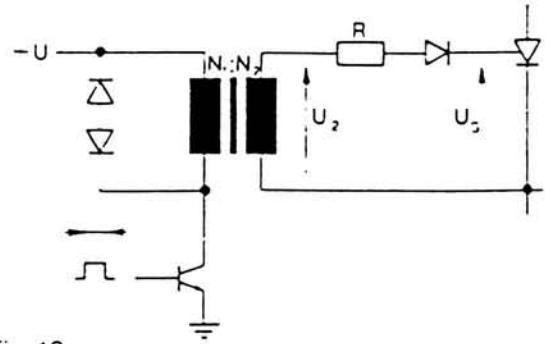


Fig. 18

The coil resistances of the pulse transformer are supposed to be insignificant compared with R.

The reflections on this are similar to those in 3.3.1 thus the voltages measured at the transformer are defined by the supply voltage U and not by the gate voltage  $U_2$ .

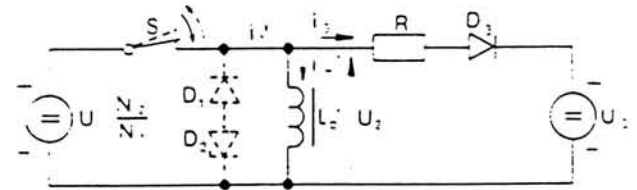


Fig. 19 Equivalent circuit viewed from the secondary side

The switch S closes during the pulse duration  $t_s$ :

$$t_s = L_2 \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \dot{i}_2 \quad i_1 = i_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad i_1' = i_2' \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

The secondary voltage remains constant during the pulse duration  $t_s$

$$U_2 = U \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

therefore  $i_2$  is also constant

$$I_2 = \frac{U \cdot \frac{N_2}{N_1} - U_2 \cdot 0.8}{R}$$

The magnetizing current  $i_m$  rises during  $t_s$  in a linear motion

$$i_m = \frac{U \cdot \frac{N_2}{N_1} + 0.8}{L_2} \cdot t$$

However  $i_m$  does not affect the ignition  $I_2$ .

Therefore: The inductance  $L_2$  practically is of no importance for the pulse shape of the ignition current  $i_2$ .

The voltage-time product which is effective during the pulse duration at the secondary coil amounts to  $\frac{N_2}{N_1} \cdot U \cdot t_s$

It may not reach more than 60-70% of the indicated saturation voltage-time product  $V_s \cdot t_s$ .

The de-magnetizing time  $t_d$  amounts to

$$t_d = \frac{U}{U_2 + 0.8} \cdot t_s$$

Before the termination of this time no further pulse may be entered into the transformer.

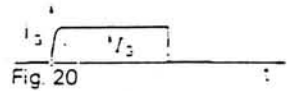


Fig. 20

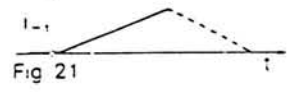


Fig. 21

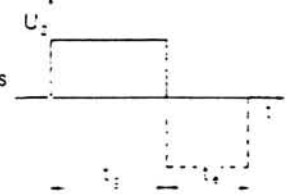


Fig. 22

## 4. Some applications of pulse transformers

Control circuit for thyristors

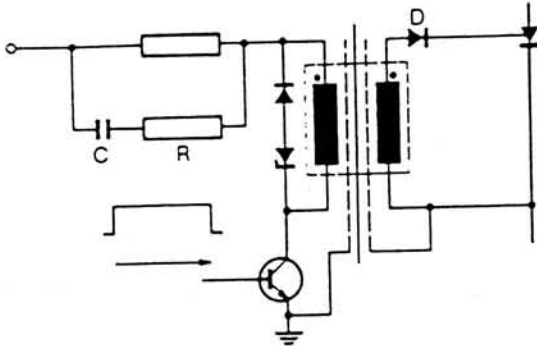


Fig. 23

Control circuit for thyristors in the antiparallel mode.

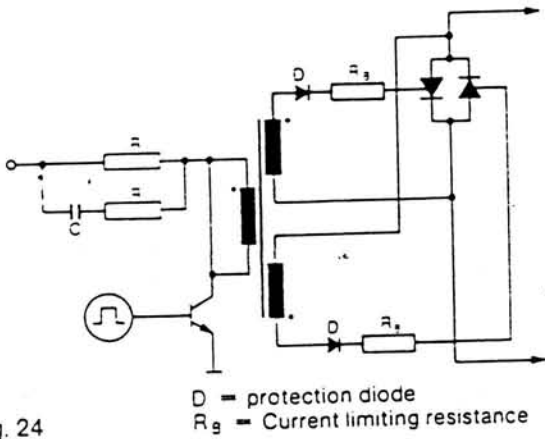


Fig. 24

D = protection diode  
R<sub>g</sub> = Current limiting resistance

DC - DC converter for galvanic separated circuits

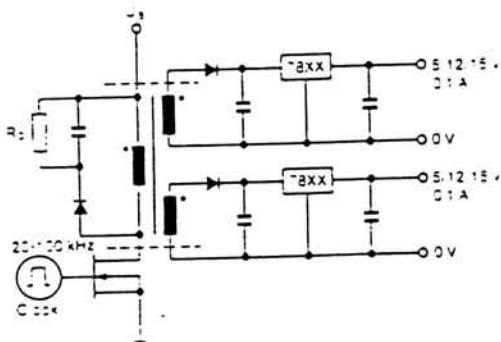


Fig. 25

Pulse transformer used as storage choke for low power supply

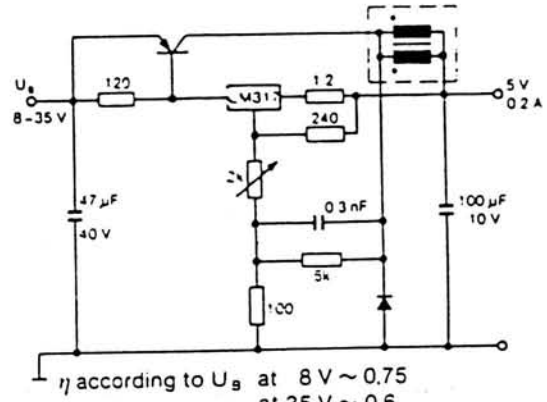


Fig. 26

$\eta$  according to  $U_a$  at 8 V ~ 0.75  
at 35 V ~ 0.6

Wide duty cycle HEXFET driver circuit

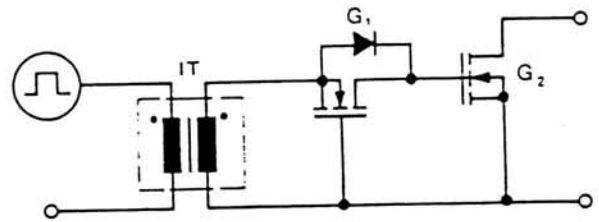


Fig. 27

Driver circuit for switched mode power supplies

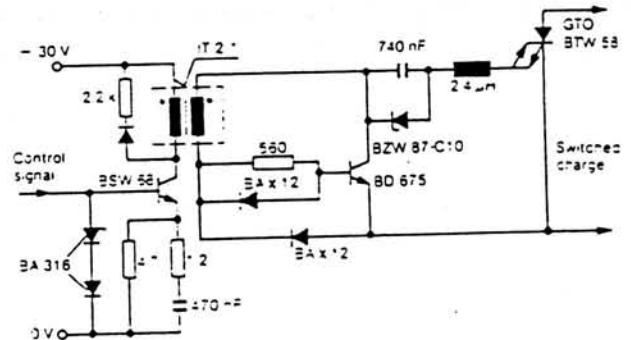


Fig. 28

● All information contained herein is subject to change without notice



FACULDADE DE ENGENHARIA  
UNIVERSIDADE DO PORTO

BIBLIOTECA



0000101615