

# **ELC1032**

## **Fundamentos de Eletrônica de Potência**

**Universidade Federal de Santa Maria**

**Prof. Humberto Pinheiro, Ph.D.**

**e-mail: [humbertoelc1032@hotmail.com](mailto:humbertoelc1032@hotmail.com)**

**04/2009**

## Sumário

Sumário.....	2
1.1 Teoria de Circuitos Comutados .....	4
Introdução .....	4
1.1.1. Características Estáticas Ideais de Semicondutores de Potência.....	4
1.1.2.a. Diodo .....	5
1.1.2.b. Tiristores .....	5
1.1.2.c. BJT Bipolar Junction Transistor .....	6
1.1.2.d. MOSFETS Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors .....	7
1.1.2.e. IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor.....	7
GTO – Gate Turn-off Thyristor.....	8
Combinação típica de Semicondutores.....	9
Solução de Circuitos Com Semicondutores de Potência Idéias .....	12
Exemplo 1 .....	12
1.2. Definições Básicas.....	48
1.2.1. Valor Médio.....	48
1.2.1.1. Ex.: Calculo da tensão média de um retificador de meia onda.....	48
1.2.2. Valor Eficaz .....	49
1.2.2.1. Ex.: Calculo da corrente eficaz em um retificador de entrada meia-onda.....	49
1.2.3. Distorção harmônica total.....	50
1.2.3.1. Ex.: Calculo da THD para uma dada forma de onda.....	51
1.2.4. Fator de Potência .....	51
1.2.5. Fator de Deslocamento .....	52
1.2.6. Fator de Utilização.....	52
1.2.7. Rendimento.....	52
1.2.8. Fator de Desequilíbrio .....	53
1.2.9. Fator de Ondulação.....	54
1.2.10. Fator de Crista .....	54
Exercício.....	55

1.3. Dispositivos .....	56
1.3.1. Características dos Semicondutores de Potência.....	56
1.3.1.1. Diodos.....	59
1.3.1.1. MOSFETS .....	70
1.3.1.1. Transistor de Junção Bipolar - BJT .....	78
1.3.1.1. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT).....	82
1.3.1.1. Tiristores (SCR, GTO, MCT).....	88
1.4 Magnéticos .....	103

## 1.1 Teoria de Circuitos Comutados

### Introdução

Eletrônica de Potência trata do processamento de energia. Sendo a eficiência uma das características importante nesse processamento. A diferença entre a energia que entra no sistema e a que sai geralmente é transformada em calor. Mesmo que, o custo da energia desperdiçada gere preocupação, a remoção dessa energia cria transtornos tanto durante o projeto quanto na sua utilização. Atualmente conversores estáticos utilizados para transformar a energia elétrica de uma forma para outra, apresentam eficiência entre 85% e 99% dependendo da aplicação da faixa de potência. Essa eficiência elevada é obtida utilizando semicondutores de potência, que apresentam uma queda de tensão próxima de zero quando em condução, e uma corrente praticamente nula quando em bloqueado.

*Static Converter Definition by IEEE Std. 100-1996:*

*A unit that employs static rectifier devices such semiconductor rectifiers or thyristors, transistors, electron tubes, or magnetic amplifiers to change ac power to dc power and vice versa.*

#### 1.1.1. Características Estáticas Ideais de Semicondutores de Potência

Os principais semicondutores de potência utilizados em conversores estáticos com sua região de operação no plano tensão corrente ( plano  $v-i$  ) são apresentados a seguir:

### 1.1.2.a. Diodo

O diodo é um semicondutor não controlável, pois o seu estado, conduzido ou bloqueado é determinado pela tensão ou pela corrente do circuito onde ele está conectado, e não por qualquer ação que possamos tomar. O diodo entra em condução quando a tensão  $v_{ak}$  torna-se positiva. Ele permanece em condução desde que a corrente  $i_D$ , que é governada pelo circuito onde o diodo estiver inserido, for positiva. Quando a corrente torna-se negativa o diodo bloqueia-se comportando-se como circuito aberto.

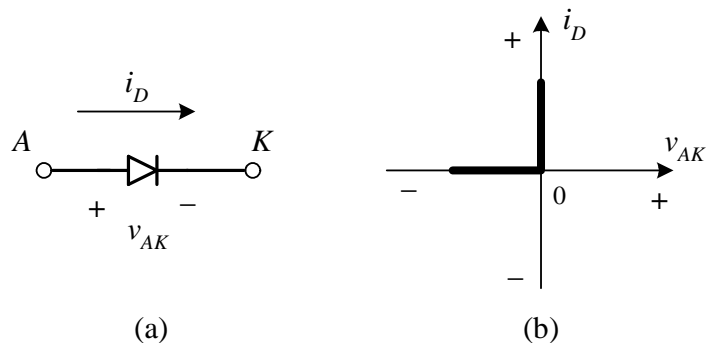


Figura 0.1 (a) Símbolo e (b) Característica ideal de um Diodo

### 1.1.2.b. Tiristores

O tiristor algumas vezes é referido com um semicondutor semi-controlado. No seu estado bloqueado, ele pode suportar tensões tanto positivas quanto negativas. O tiristor pode mudar de estado de condução com aplicação de um pulso de corrente na porta (*gate*) quando a tensão  $v_{ak}$  for positiva. Uma vez em condução, ele continua em condução mesmo que corrente de *gate* seja removida. Neste estado o tiristor comporta-se como um diodo. Somente quando a

corrente  $i_a$ , que é governada pelo circuito externo, torna-se negativa é que o tiristor retorna ao estado bloqueado.

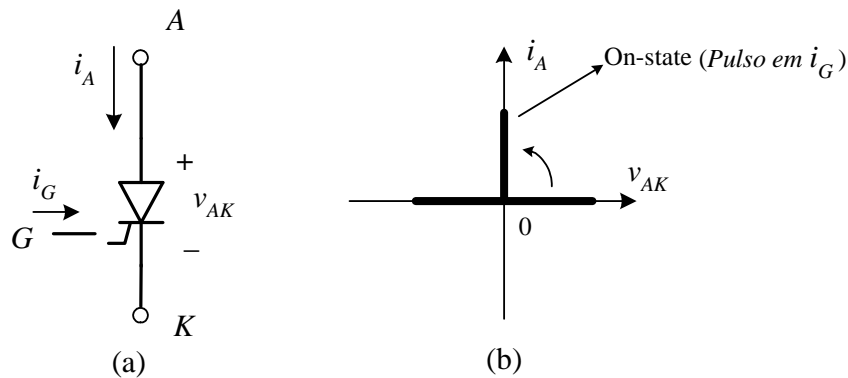


Figura 0.2 (a) Símbolo e (b) Característica ideal de um tiristor

### 1.1.2.c. BJT Bipolar Junction Transistor

Os transistores bipolares foram os primeiros semicondutores de potência totalmente controlados utilizados comercialmente em conversores estáticos. A característica estática de um BJT ideal é mostrada na figure abaixo. O BJT pode conduzir corrente somente em uma direção, e quando em estado bloqueado suporta somente tensões positivas, ou seja,  $i_c > 0$  e  $v_{CE} > 0$ . Quando uma corrente de base é aplicada a base o BJT, este passa a conduzir. Com a remoção da corrente de base o BJT volta ao estado bloqueado.

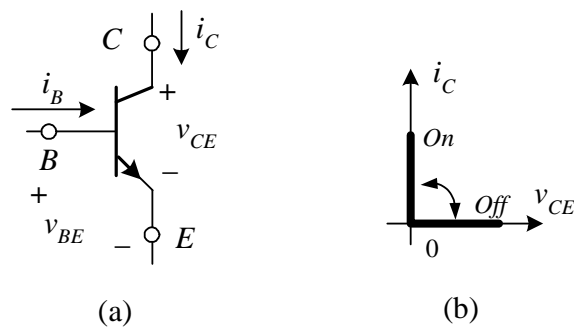


Figura 0.3 (a) Símbolo e (b) Característica ideal de um BJT

### 1.1.2.d. MOSFETS Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors

O MOSFET, como os BJT, é um semicondutor totalmente controlado. A característica estática de um MOSFET ideal é mostrada na figura abaixo. O MOSFET pode conduzir corrente somente em uma direção, e quando em estado bloqueado, suporta somente tensões positivas, ou seja,  $i_D > 0$  e  $v_{DS} > 0$ . Quando uma tensão adequada é aplicada entre os terminais da porta e fonte,  $v_{GS}$ , o MOSFET entra em condução. Com a remoção da tensão  $v_{GS}$  o MOSFET volta ao estado bloqueado.

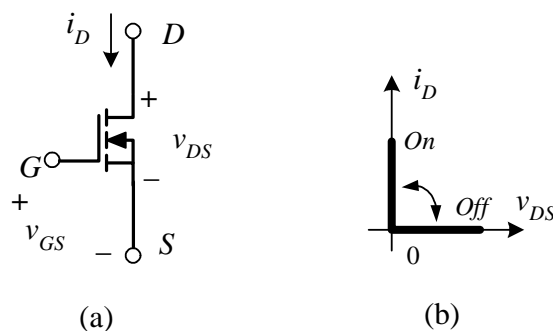


Figura 0.4 (a) Símbolo e (b) Característica ideal de um MOSFET.

### 1.1.2.e. IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

O IGBT é semicondutor que combina as características desejáveis dos MOSFETs e BJT. A característica estática ideal de um IGBT é semelhante à de um MOSFET. O IGBT pode conduzir corrente somente em uma direção, e quando em estado bloqueado, suporta somente

tensões positivas, ou seja  $i_d > 0$  e  $v_{ce} > 0$ . Quando uma tensão adequada é aplicada entre os terminais da porta e fonte,  $v_{ge}$ , o IGBT entra em condução. Com a remoção da tensão  $v_{ge}$  o IGBT volta ao estado bloqueado.

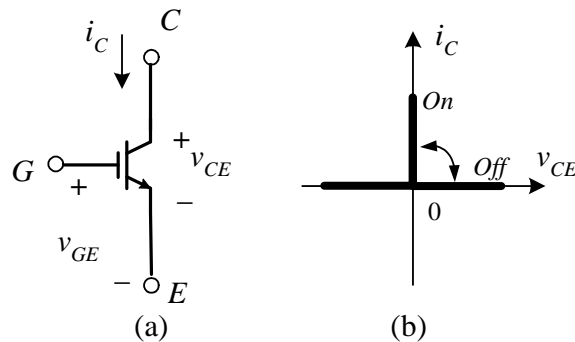


Figura 0.5 (a) Símbolo e (b) Característica ideal de um IGBT.

### GTO – Gate Turn-off Thyristor

A característica estática do GTO é mostrada na figura abaixo. O GTO pode entrar em condução por um pulso de corrente no *gate*, e uma vez em condução não há a necessidade de manter a corrente de *gate* para mantê-lo conduzindo. O que diferencia o GTO do tiristor é o fato de uma vez em condução poder retornar para o estado bloqueado pela aplicação de uma tensão gate-catodo negativa, e como consequência resultando em uma corrente de *gate* elevada.

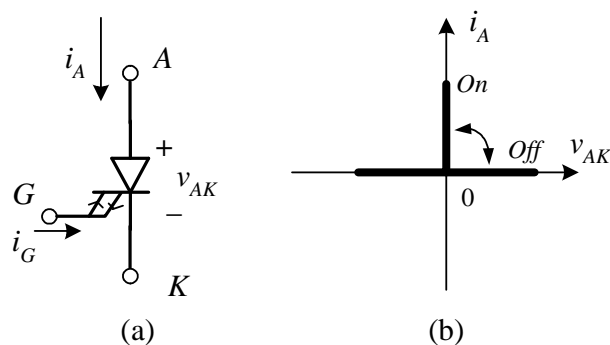


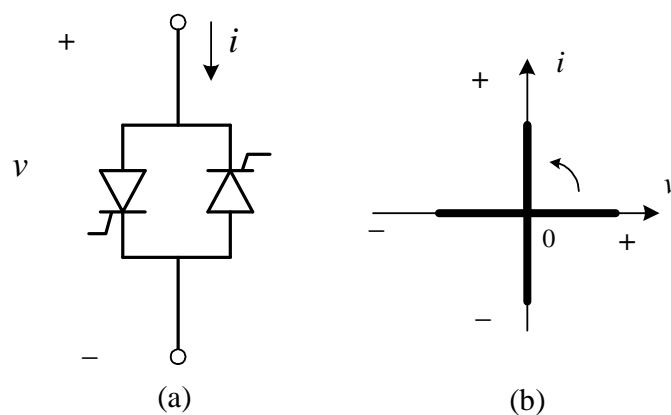
Figura 0.6 (a) Símbolo e (b) Característica ideal de um IGBT.



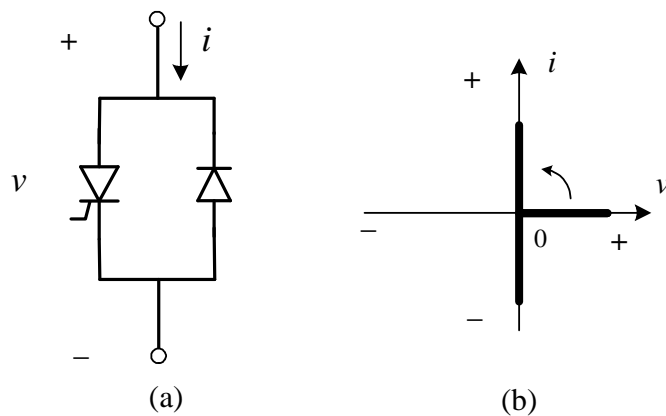
### Combinação típica de Semicondutores

As combinações típicas de semicondutores encontrados em conversores estáticos são:

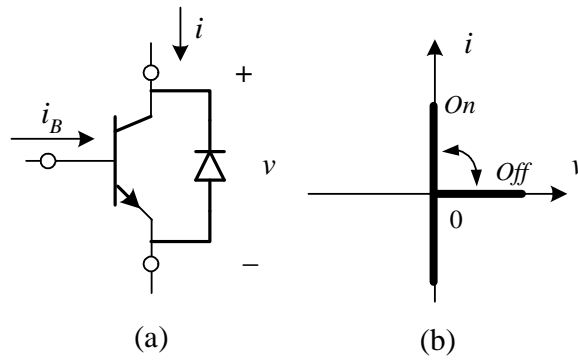
Tiristores em antiparalelo



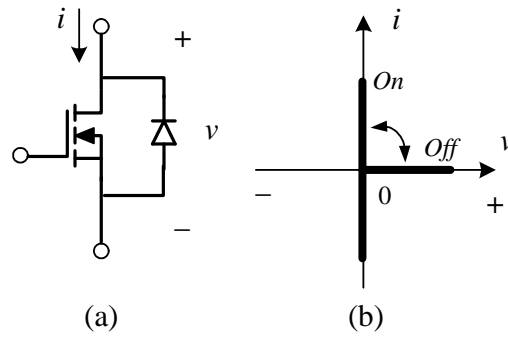
Tiristores com diodo em Antiparalelo



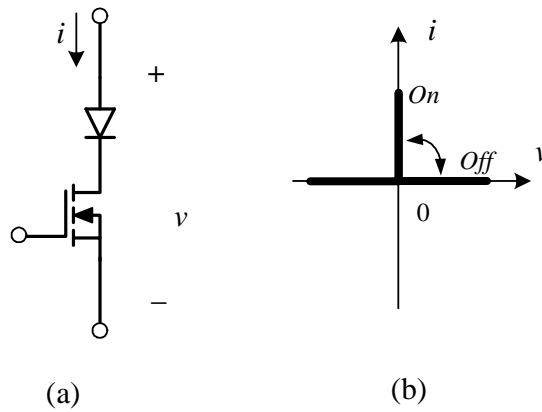
BJT com Diodo em Antiparalelo



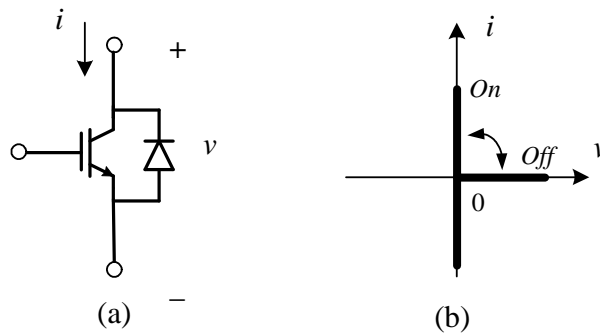
MOSFET com Diodo em Antiparalelo



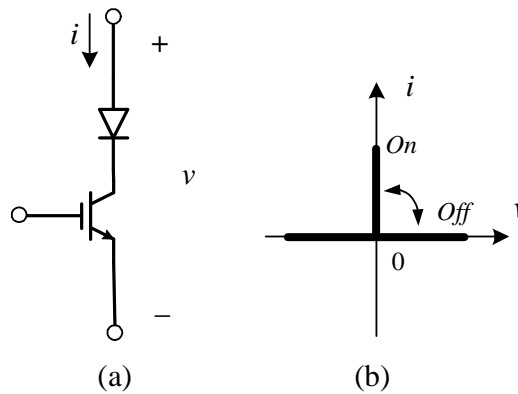
MOSFET com Diodo Serie



## IGBT com Diodo em Antiparalelo



## IGBT com Diodo Serie



Exercício Proposto: Determine a característica estática, planos  $v$ - $i$ , para os arranjos de semicondutores de potência descritos abaixo:

- IGBT com Diodo em Antiparalelo em anti-série
- IGBT em uma ponte de diodos
- IGBT com Diodo Serie em antiparalelo.

Compare os arranjos dos itens a) , b) e c) e comente sobre as possíveis vantagens e desvantagens.

### Solução de Circuitos Com Semicondutores de Potência Idéias

Uma vez estabelecida as características estáticas dos principais semicondutores de potência (interruptores), vamos agora, através de exemplos, investigar o impacto do uso desses interruptores na operação de circuitos com fontes e elementos passivos como resistores capacitores indutores.

**Exemplo 1** Seja o circuito da Figura 0.7, determine os etapas de operação, bem como as principais formas de ondas do circuito. Considere que:

$$v = 311 \sin(\omega t) \quad \text{e} \quad R = 10 \quad \Omega \quad \text{sendo} \quad \omega = 377 \quad \text{rad/s.}$$

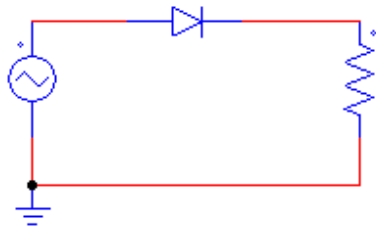


Figura 0.7 Retificador de meia onda não controlado com carga resistiva

O circuito da Figura 0.7 apresenta duas etapas de operação que são definidas a partir do estado do diodo, conduzindo e bloqueado. Como a tensão da fonte é periódica este circuito também deve apresentar um comportamento periódico. Portanto, a seguir será abalizado o circuito para o primeiro ciclo da tensão da fonte  $v$ .

**Etapa 1** . Duração  $0 < \omega t < \pi$  . : Em  $\omega t = 0$  a tensão sobre o diodo,  $v_{ak}$ , torna-se positiva levando o diodo entrar em condução. O circuito equivalente dessa

etapa da mostrado na Figura 0.8 (a). As principais equações que descrevem o comportamento do circuito nessa etapa são:

$$v_{ak} = 0 \text{ V}$$

$$i_D = v / R$$

$$v_R = v$$

**Etapa 2 .** Duração  $\pi < \omega t < 2 \pi$  . : Em  $\omega t = \pi$  a corrente no diodo ,  $i_D$ , torna-se negativa, devido  $v$ , levando o diodo entrar em bloqueio. O circuito equivalente dessa etapa da mostrado na Figura 0.8 (b). As principais equações que descrevem o comportamento do circuito nessa etapa são:

$$v_{ak} = v$$

$$i_D = 0$$

$$v_R = 0$$



(a)



(b)

Figura 0.8 Retificador de meia onda não controlado com carga resistiva

As principais formas de onda do circuito são mostrada na Figura 0.9

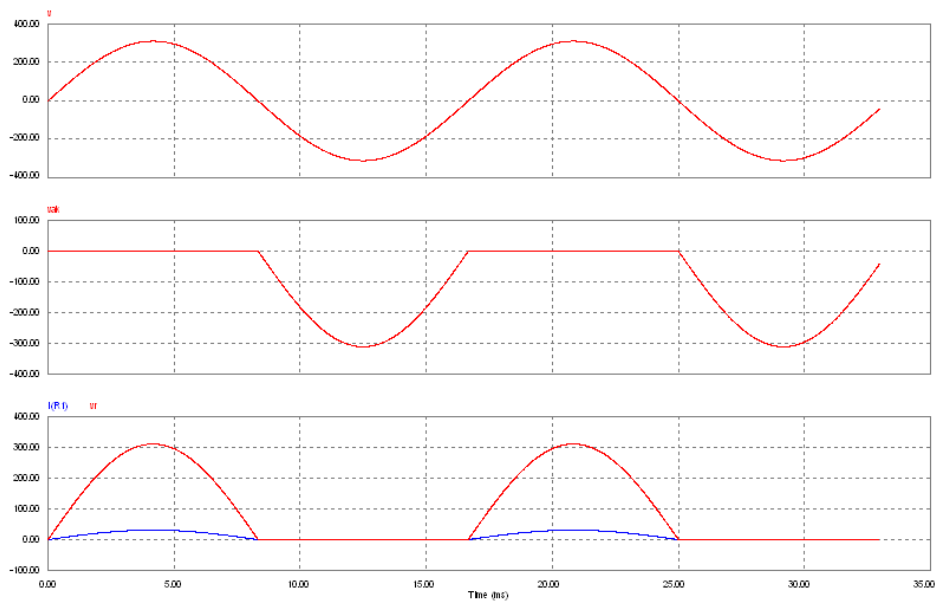


Figura 0.9 Formas de onda do retificador da Figura 0.7

*Exemplo2* Seja o circuito da Figura 0.10, determine os etapas de operação, bem como as principais formas de ondas do circuito. Considere que os parâmetros da Tabela II

TABELA II
$v = 311 \sin(\omega t)$
$R = 10 \Omega$
$\omega = 377 \text{ rad/s}$
$v_B = 100 \text{ V}$

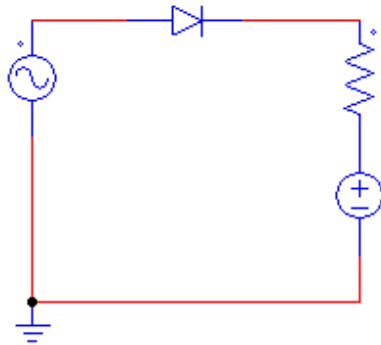


Figura 0.10 Retificador de meia onda não controlado com resistiva e fonte de tensão

O circuito da Figura 0.10 apresenta duas etapas de operação que são definidas a partir do estado do diodo, conduzindo e bloqueado.

**Etapa 1 .** Duração  $\theta_1 < \omega t < \theta_2$ : Em  $\omega t = \theta_1$  a tensão sobre o diodo,  $v_{ak}$ , torna-se positiva levando o diodo entrar em condução. O circuito equivalente dessa etapa da mostrado na Figura 0.8 (a). As principais equações que descrevem o comportamento do circuito nessa etapa são:

TABELA III
$v_{ak} = 0 \text{ V}$
$i_D = (v - v_B) / R$
$v_R = v$

O ângulo  $\theta_1$  pode ser obtido a partir do instante que a tensão sobre o diodo torna-se zero

$$v = 311 \sin(\omega t) \Big|_{\omega t = \theta_1} = v_B = 100 \text{ V} \quad \text{com} \quad \frac{dv}{dt} > 0$$

logo

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{100}{311}\right) = 19.47^\circ$$

Por outro lado ângulos  $\theta_2$  pode ser obtido do instante que a corrente sobre o diodo passa por zero, ou seja:

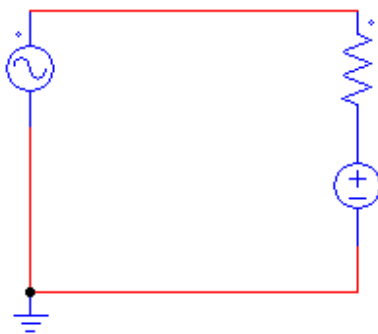
$$i_D = \frac{311 \sin(\omega t) \Big|_{\omega t = \theta_2} - v_B}{R} = 0 \quad \text{com} \quad \frac{di_D}{dt} < 0$$

logo

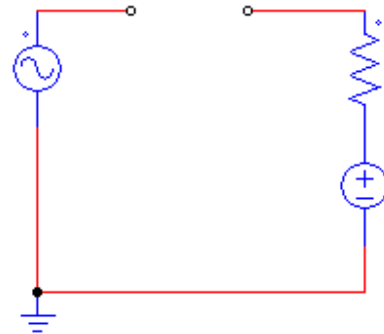
$$\theta_1 = a \sin\left(\frac{100}{311}\right) = 109.47^\circ$$

**Etapa 2 .** Duração  $\theta_2 < \omega t < 2\pi + \theta_1$ . : Em  $\omega t = \theta_2$  a corrente no diodo ,  $i_D$ , torna-se negativa, devido a  $v$  torna-se menor que  $v_B$ , levando o diodo entrar em bloqueio. O circuito equivalente dessa etapa da mostrado na Figura 0.11 (b). As principais equações que descrevem o comportamento do circuito nessa etapa são:

TABELA III	
$v_{ak} = v - v_B$	
$i_D = 0$	
$v_R = v_B$	



(a)



(b)

Figura 0.11 Retificador de meia onda não controlado com carga resistiva e fonte de tensão



As principais formas de onda do circuito são mostrada na Figura 0.12

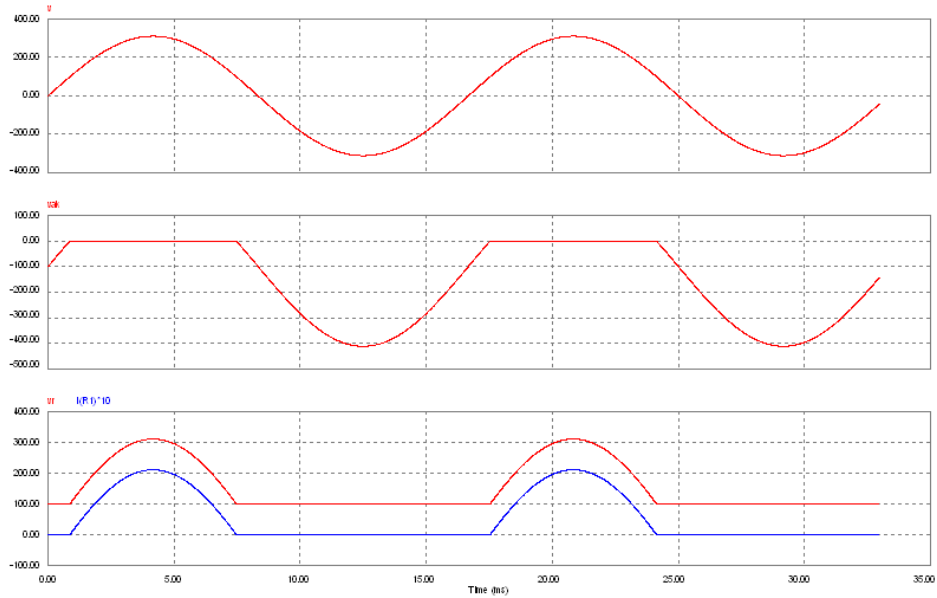


Figura 0.12 Formas de onda do retificador da Figura 0.7

**Exemplo 3** Seja o circuito da Figura 13, determine os etapas de operação, bem como as principais formas de ondas do circuito.

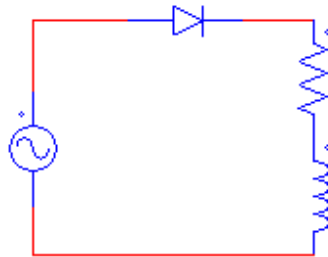


Figura 0.13 Retificador de meia onda não controlado com carga RL

onde ,  $v = V \sin(\omega t)$

Vamos assumir inicialmente que o circuito apresente um comportamento periódico e que a corrente no indutor em  $t = 0$  seja nula. Logo o circuito apresenta duas etapas de operação dependendo do estado de condução do diodo.

**Etapa 1 .** Duração  $0 < \omega t < \theta_1$ : Em  $\omega t = 0$  a tensão sobre o diodo,  $v_{ak}$ , torna-se positiva levando o diodo entrar em condução. O circuito equivalente dessa etapa da mostrado na Figura 14 (a). As equações que descrevem o comportamento do circuito nessa etapa são:

$$v = V \sin(\omega t) = Ri + L \frac{di}{dt}$$

Solucionando a equação diferencial acima temos

$$i(t) = \frac{V}{\omega L} \frac{1}{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2} \sin\left(\omega t - \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) + e^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \right]$$

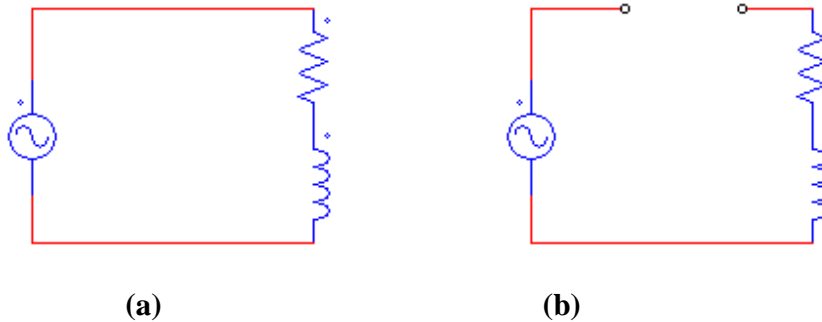


Figura 0.14 Etapas de operação do retificador de meia onda não controlado com carga RL . (a) Etapa 1 , (b) Etapa 2

O final dessa etapa ocorre em  $\omega t = \theta_1$  quando a corrente torna-se zero. Logo

$\theta_1$  pode ser obtido da solução da seguinte equação para  $\theta_1$

$$i(t) = 0 = \frac{V}{\omega L} \frac{1}{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2} \sin\left(\omega t - \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) + e^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \right]_{\omega t = \theta_1}$$

$$0 = \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2} \sin\left(\theta_1 - \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) + e^{-\frac{R}{\omega L}\theta_1} \right]$$

seja

$$\alpha = \left(\frac{R}{\omega L}\right)$$

logo

$$0 = \left[ \sqrt{1 + (\alpha)^2} \sin\left(\theta_1 - \arctan\left(\frac{1}{\alpha}\right)\right) + e^{-\alpha\theta_1} \right]$$

Solucionando numericamente a equação acima temos

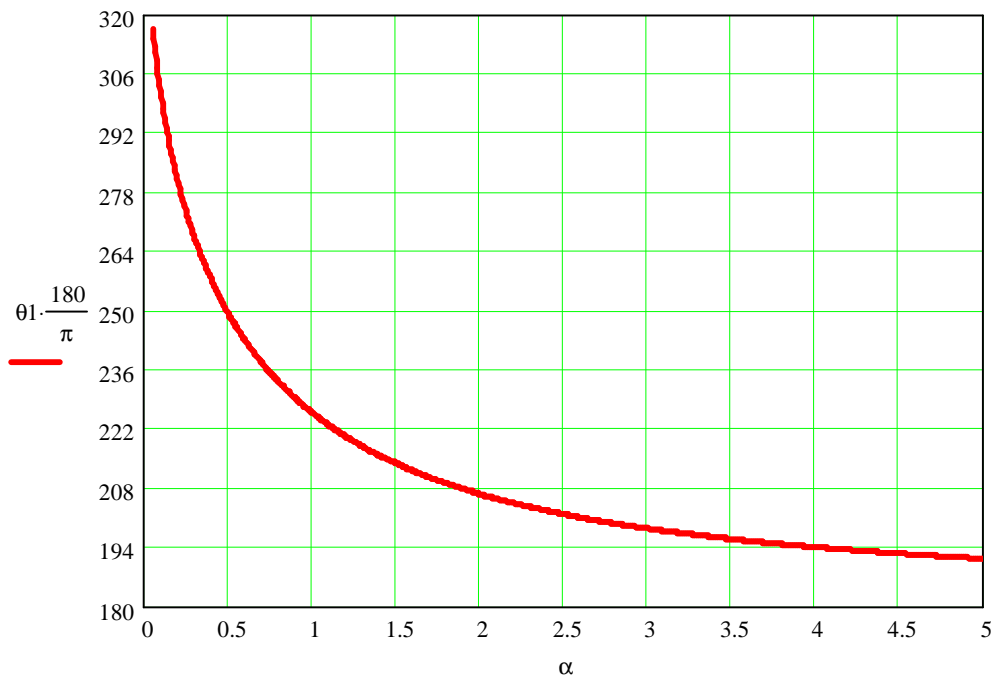
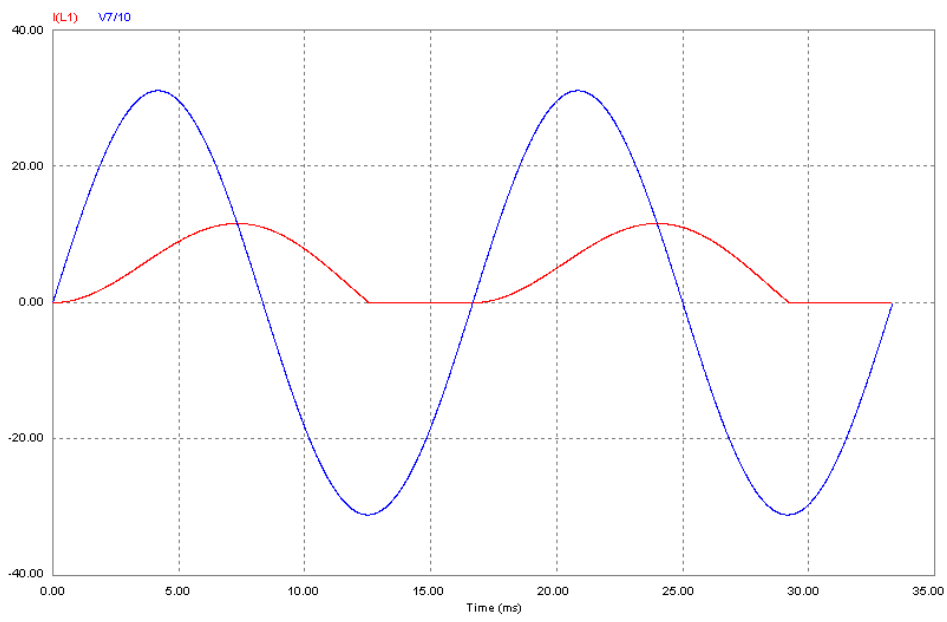


Figura 0.15 Ângulo que corresponde ao final da Etapa 1 em função do parâmetro  $\alpha = \left(\frac{R}{\omega L}\right)$

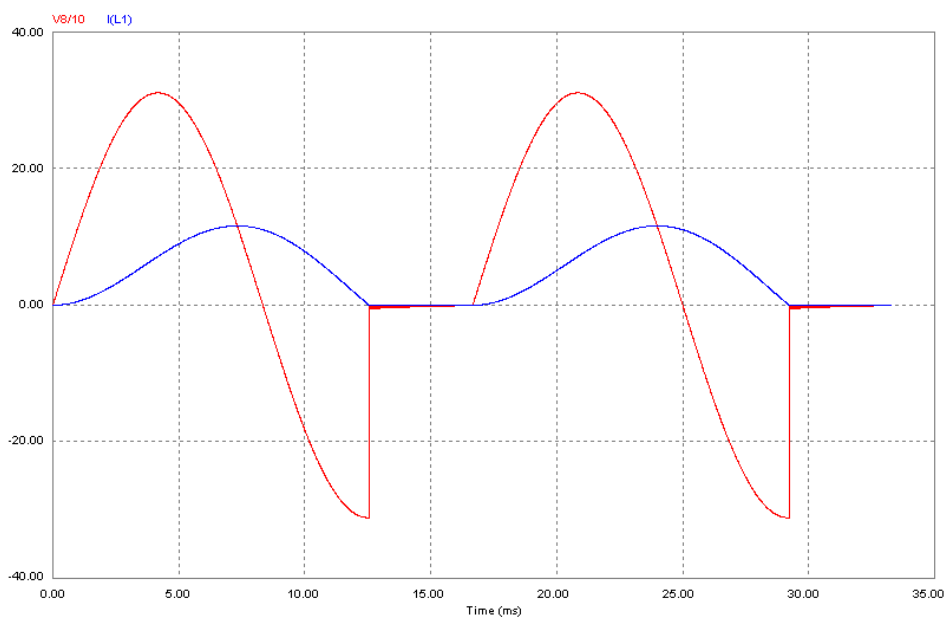
Pode ser observado que na medida que a carga torna-se mais indutiva  $\alpha \rightarrow 0$  a duração da etapa 1 estendem-se no semi-ciclo negativo da rede, por outro lado quando a carga torna-se mais resistiva  $\alpha \rightarrow \infty$  a duração da primeira etapa aproxima-se do final do semi-ciclo positivo da rede.

**Etapa 1 .** Duração  $\theta_1 < \omega t < 2\pi$ : Nesta etapa o diodo encontra-se bloqueado, a corrente no circuito é zero, sendo o circuito equivalente mostrado na figura 14 b.

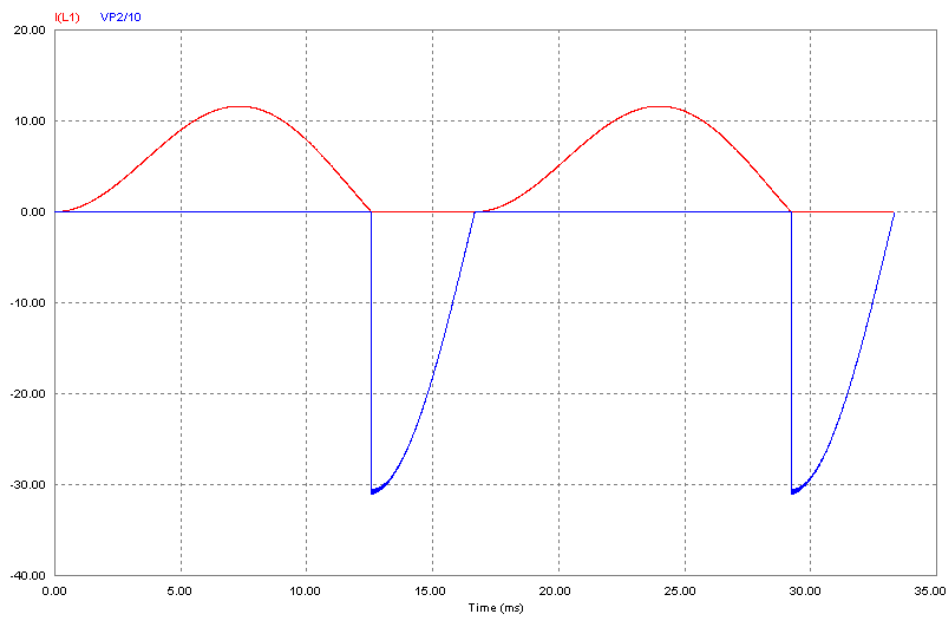
A seguir são mostrados resultados de simulação para ilustrar o comportamento do circuito



(a)



(b)



(c)

Figura 0.16 Formas de onda do retificador da Figura 0.13.  $V=311$  V,  $\omega=377$  rad/s;  $R = 10\Omega$ ,  $L = 100\text{mH}$ . (a) Tensão da rede,  $v/10$ , e corrente na carga (A). (b) Tensão na Carga / 10 , e corrente de carga. (c) Tensão sobre diodo  $v_{ak} / 10$  e corrente no diodo.

**Exemplo 4** Seja o circuito da Figura 0.17, determine os etapas de operação, bem como as principais formas de ondas do circuito.

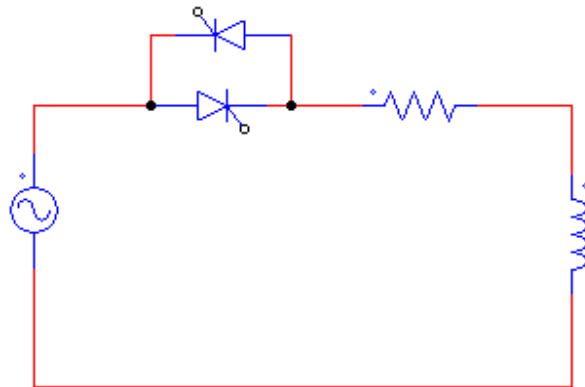


Figura 0.17 Gradador com carga RL

No circuito da Figura 0.17  $v = V \sin(\omega t)$  e os pulsos de corrente de *gate* para os tiristores  $T_1$  e  $T_2$  estão em sincronismos com a rede como mostrado na abaixo

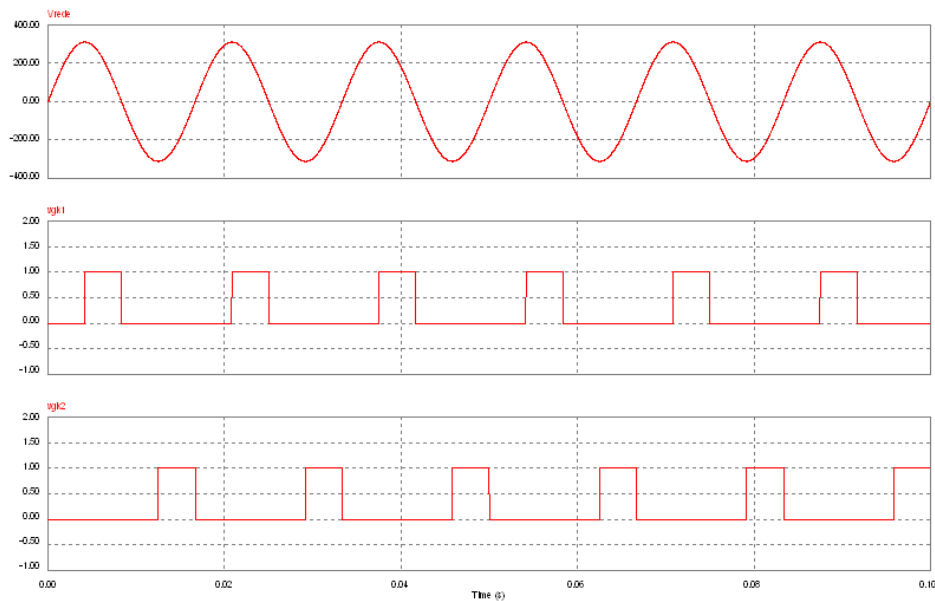


Figura 0.18 **Topo:** Tensão da Rede; **Meio:** Pulsos para gerar a corrente de *gate* do Tiristor 1. **Baixo:** Pulsos para gerar a corrente de *gate* do Tiristor 2.

Vamos assumir inicialmente que o circuito apresente um comportamento periódico e que a corrente no indutor em  $\omega t = \alpha$  seja nula. Como possivelmente essa hipótese poderá ser violada, vamos chamar desse modo de operação de **MODO 1**. Logo o circuito, no Modo 1, apresenta duas etapas de operação dependendo do estado de condução dos tiristores.

**Etapa 1** . Duração  $0 < \omega t < \alpha$ . Em  $\omega t = 0$  a tensão sobre o tiristor  $T_1$ ,  $v_{ak1}$ , torna-se positiva. Entretanto como não há pulso de corrente no *gate* o tiristor opera com um circuito aberto. O circuito equivalente é mostrado na Figura abaixo.



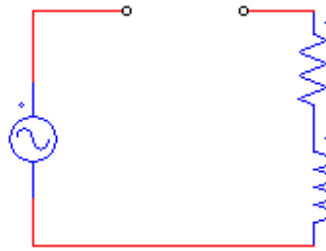


Figura 0.19 Circuito equivalente para primeira etapa do Modo 1.

Esta etapa finaliza em  $\omega t = \alpha$  com a entrada em condução de  $T_1$ .

**Etapa 2 .** Duração  $\alpha < \omega t < \theta_1$ . Em  $\omega t = \alpha$  a tensão sobre o tiristor  $T_1$ ,  $v_{ak1}$ , é positiva e este recebe um pulso de corrente no *gate*, entrando assim em condução. O circuito equivalente é mostrado na Figura abaixo.

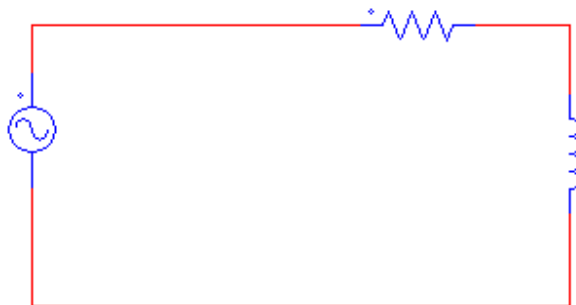


Figura 0.20 Circuito equivalente para Etapa 2 do Modo 1.

A equação que rege o comportamento do circuito nessa etapa é

$$v = V \sin(\omega t) = L \frac{di}{dt} + Ri$$

com

$$i(\omega t) \Big|_{\omega t = \alpha} = 0$$

Com o intuito de facilitar a solução vamos definir

$$\omega t' = \omega t - \alpha .$$

Portanto a equação do rege o circuito passa a ser

$$v = V \sin(\omega t' + \alpha) = L \frac{di}{dt'} + Ri$$

com

$$i(0) = 0$$

Solucionando a equação diferencial acima temos

$$i(t') = \frac{V}{\omega L(\delta^2 + 1)} \left[ (\cos(\alpha) - \delta \sin(\alpha)e^{-\delta \omega t'} + (\delta \sin(\alpha) - \cos(\alpha)) \cos(\omega t') \right. \\ \left. + (\sin(\alpha) + \delta \cos(\alpha)) \sin(\omega t') \right]$$

sendo

$$\delta = \frac{R}{\omega L}$$

O final dessa etapa pode ser obtido solucionando a equação acima para  $\omega t' = \theta'_1$  com  $i(t') = 0$ , ou seja

$$0 = \left[ (\cos(\alpha) - \delta \sin(\alpha)e^{-\delta \theta'_1} + (\delta \sin(\alpha) - \cos(\alpha)) \cos(\theta'_1) + (\sin(\alpha) + \delta \cos(\alpha)) \sin(\theta'_1) \right]$$

A solução da equação acima para  $0 \leq \alpha \leq \pi$  com diferentes valores do

parâmetro  $\delta = \frac{R}{\omega L}$  é apresentado na Figura 0.21.

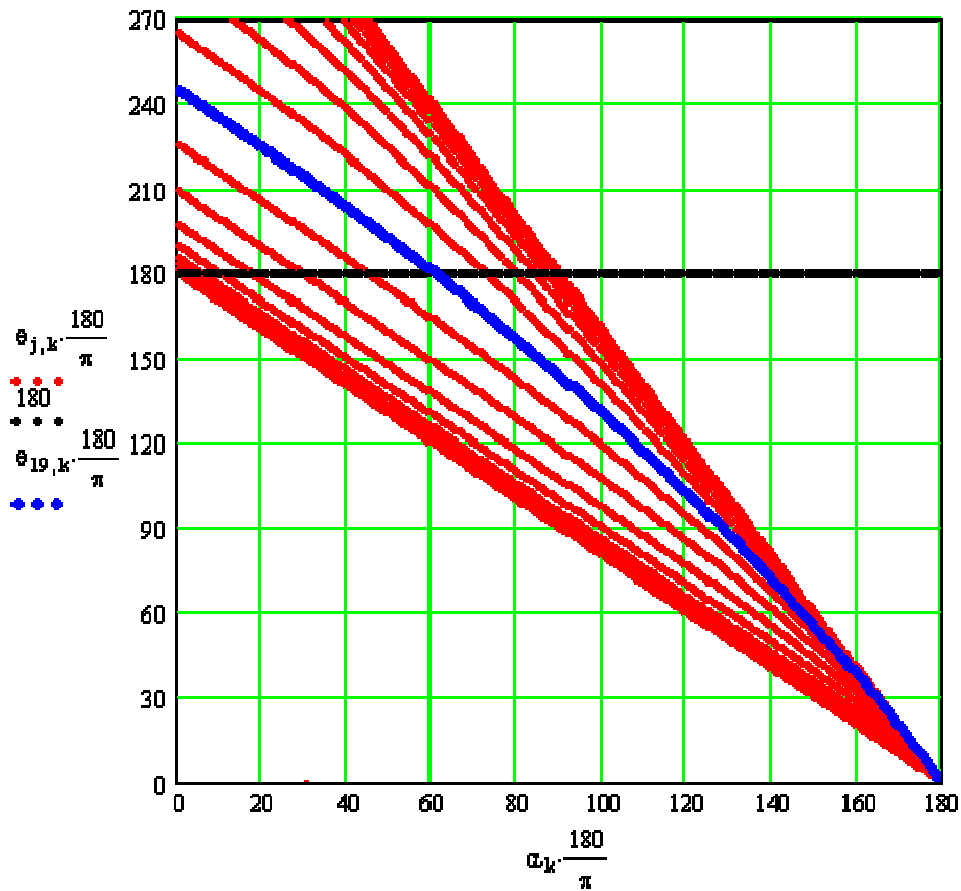


Figura 0.21 Final da Etapa 1,  $\theta'_1$ , em função do ângulo de disparo dos tiristores  $\alpha$ , para  $\delta \rightarrow \infty$  e  $\delta \rightarrow 0$

o parâmetro  $\delta = \frac{R}{\omega L}$  entre zero e infinito. Curva salientada  $\delta = 0.562$

Note que se  $\theta'_1$  for maior que  $180^\circ$  a hipótese inicial que a corrente no indutor é nula em  $\omega t = \alpha$  não é mais válida. Neste caso, o circuito passa a operar em um outro modo de operação, aqui denominado de **Modo 2** de operação.

Formas de ondas típicas do circuito da Figura 0.17 são mostrada a seguir.

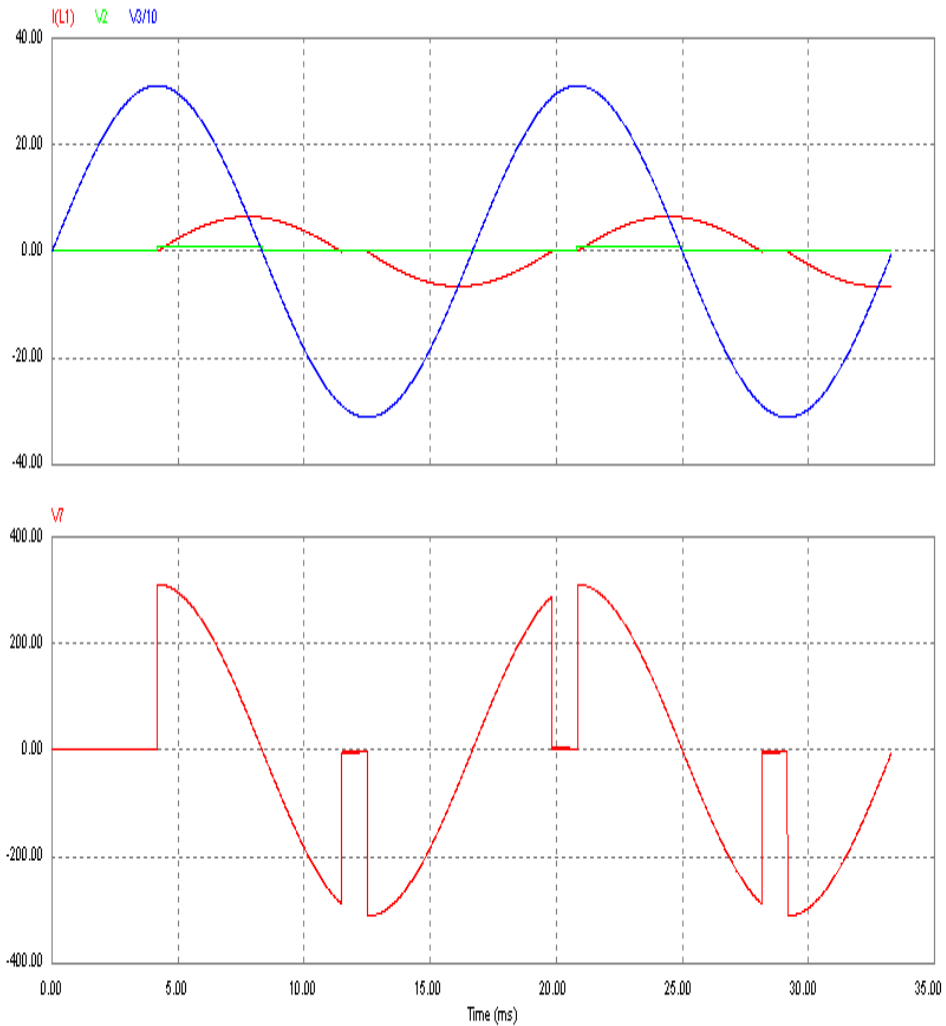


Figura 0.22 Formas de onda do gradador da Figura 0.17.  $V=311$  V,  $\omega=377$  rad/s;  $R=10$   $\Omega$ ,  $L=100$ mH. (a) Tensão da rede,  $v/10$ , e corrente na carga (A). (b) Tensão na Carga / 10, e corrente de carga. (c) Tensão sobre diodo  $v_{ak}/10$  e corrente no diodo.  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  e  $\delta = 0.265$

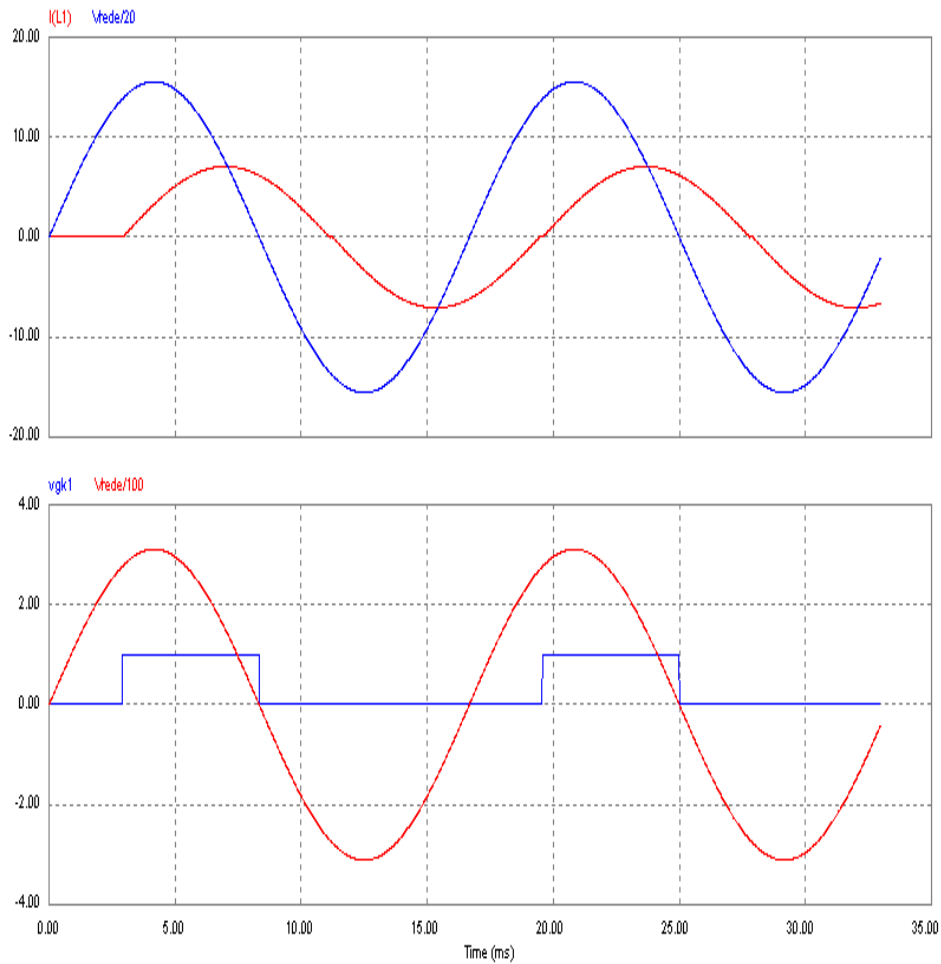


Figura 0.23 Formas de onda do gradador da Figura 0.13.  $V=311\text{ V}$ ,  $\omega=377\text{ rad/s}$ ;  $R=21.187\Omega$ ,  $L=100\text{mH}$ . (a) Tensão da rede,  $v/10$ , e corrente na carga (A). (b) Tensão na Carga / 10, e corrente de carga. (c) Tensão sobre diodo  $v_{ak}/10$  e corrente no diodo.  $\alpha = \frac{\pi}{3} + \epsilon$  com positivo e  $\epsilon \approx 0$ ,  $\delta = 0.526$

Pode-se observar que o circuito está no limiar entre o Modo 1 em Modo 2 de operação, confirmando as previsões do gráfico da Figura 0.21.

**MODO 2.** Neste modo existe somente uma etapa de operação. O tiristor  $T_1$  conduz no semiciclo positivo da corrente de carga, enquanto  $T_2$  conduz o semiciclo negativo. O circuito equivalente é mostrado na figura abaixo.

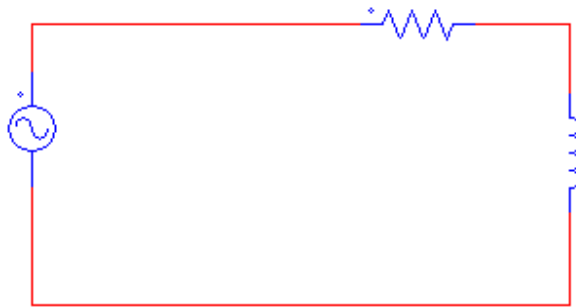


Figura 0.24 Circuito equivalente para Modo 2.

Em regime permanente a corrente de carga é dada por:

$$i(t) = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \phi)$$

sendo

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

Note que a fronteira entre os Modos 1 e 2 também pode ser obtida a partir das equações que do Modo 2. Ou seja, sempre que  $0 < \alpha < \arctan\left(\frac{1}{\delta}\right)$

o circuito opera no Modo 2. Explique!

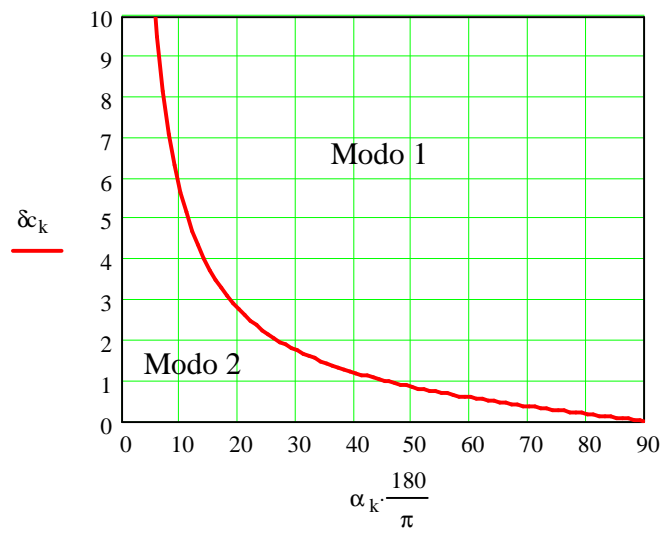


Figura 0.25 Fronteira entre o Modo 1 e 2.

**Exemplo 5** Seja o circuito da Figura 0.26, determine os etapas de operação, bem como as principais formas de ondas do circuito, assumindo que:

- (i) A tensão gate-source do MOSFET seja como descrita na Figura 0.27.
- (ii) O circuito opere com frequência constante.
- (iii) A corrente do indutor seja zero no início de cada período de funcionamento do circuito.
- (iv) A tensão da fonte de saída seja menor que a da fonte de entrada.

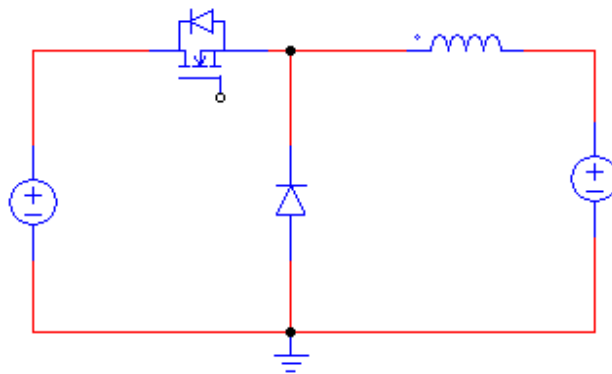


Figura 0.26 Conversor CC/CC



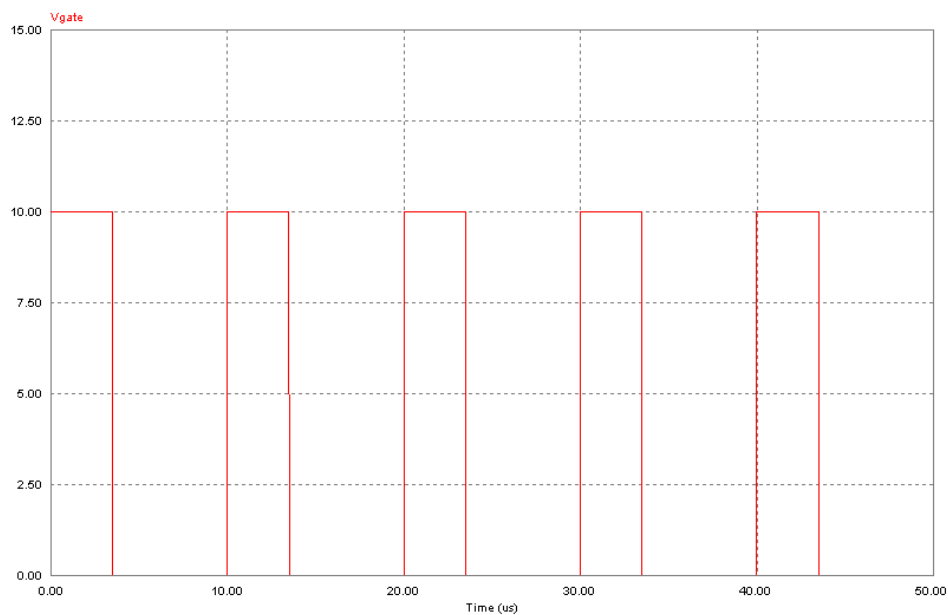


Figura 0.27 Tensão Gate-Source do MOSFET

O objetivo desse exemplo é determinar quais as restrições que devem ser satisfeitas para o circuito opere como as hipóteses realizadas.

É razoável assumir que o circuito apresente uma frequência de operação constante devido a natureza da tensão de gate-source,  $v_{gs}$ . Ainda, quando  $v_{gs} = 10$  V, o MOSFET conduz e o diodo é bloqueado, uma vez que  $v_{in} > 0$ . O circuito equivalente é o mostrado abaixo, e esta etapa será chamada de Etapa 1.

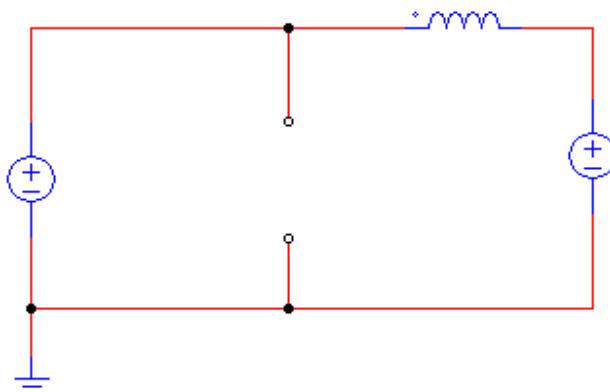


Figura 0.28 Circuito equivalente para Etapa 1.

Como a tensão da fonte de saída é menor que a tensão da fonte de entrada, no momento da a tensão gate-source do MOSFET vai a zero a corrente do indutor é maior do que zero. Assim o diodo entra em condução, assumindo a corrente do indutor, e o circuito equivalente passa a ser o mostrado na figura abaixo.

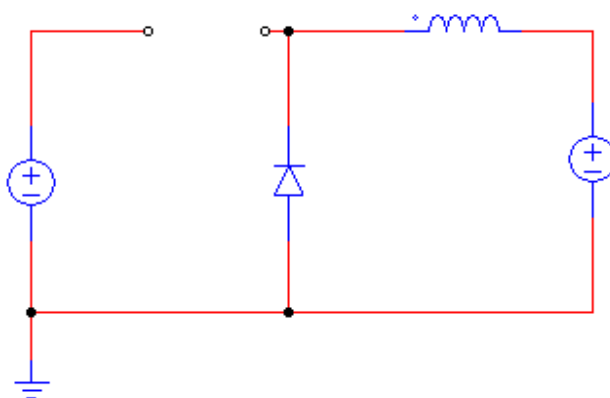


Figura 0.29 Circuito equivalente para Etapa 2.

Finalmente, uma vez que a corrente no indutor é zero no início de cada ciclo de operação, o circuito possui mais uma etapa de operação onde nem o transistor ou o diodo conduz. Assim o circuito equivalente dessa etapa é mostrado na figura abaixo.

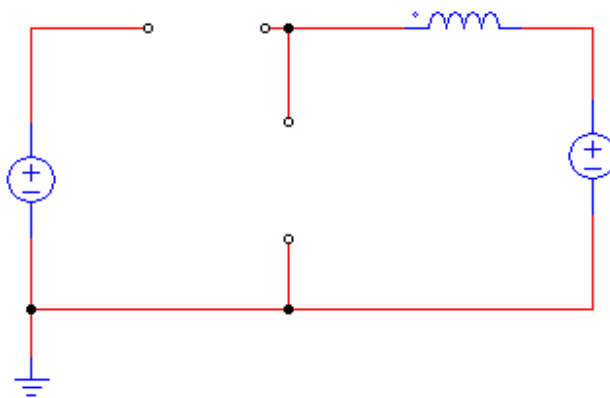


Figura 0.30 Circuito equivalente para Etapa 3.

A seguir serão analisadas quantitativamente as etapas descritas acima.

**Etapa 1:** Duração  $0 < t < dT$ . O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 0.28 e as equações que governam a operação do circuito podem ser obtidas aplicando a LKT no circuito equivalente, ou seja:

$$v_{in} = L \frac{di}{dt} + v_{out} \quad \text{com } i(0) = 0.$$

Assumindo que as tensões de entrada e saída são constantes a solução da equação acima é:

$$i(t) = \frac{v_{in} - v_{out}}{L} t \quad \text{válida para } 0 \leq t \leq dT.$$

No final dessa etapa, em  $t = dT$ , a corrente no indutor será

$$i(dT) = \frac{v_{in} - v_{out}}{L} dT.$$

**Etapa 2:** Duração  $dT < t < \tau$ . O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 0.29. Note que essa etapa dura até  $t = \tau$ , que é o instante que a corrente no diodo zera. As equações que governam a operação do circuito podem ser obtidas aplicando a LKT no circuito equivalente desta etapa.

$$0 = L \frac{di}{dt} + v_{out} \quad \text{com} \quad i(dT) = \frac{v_{in} - v_{out}}{L} dT .$$

A solução da equação acima é:

$$i(t) = -\frac{v_{out}}{L} (t - dT) + i(dT) \quad \text{válida para} \quad dT \leq t \leq \tau$$

O instante que a corrente zera pode ser determinado a partir da equação acima fazendo  $i = 0$  e solucionando-a para  $t = \tau$ , ou seja:

$$0 = -\frac{v_{out}}{L} (\tau - dT) + i(dT)$$

que resulta em

$$\tau = \frac{v_{in}}{v_{out}} dT .$$

**Etapa 3:** Duração  $\tau < t < T$ . O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 0.30. Nesta etapa as correntes no circuito são nulas. A tensão sobre o diodo é igual à tensão de saída, pois a queda de tensão no indutor é nula. Como consequência a tensão no MOSFET é a diferença entre a tensão de entrada e saída.

Para assegurar que a corrente seja zero no início de cada ciclo, hipótese inicial, a seguinte desigualdade deve ser satisfeita:

$$\tau \leq T$$

o resulta na seguinte equação para

$$\frac{v_{in}}{v_{out}} dT \leq T \quad \text{ou}$$

$$d \leq \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

As principais formas de onda do circuito são apresentadas a seguir.

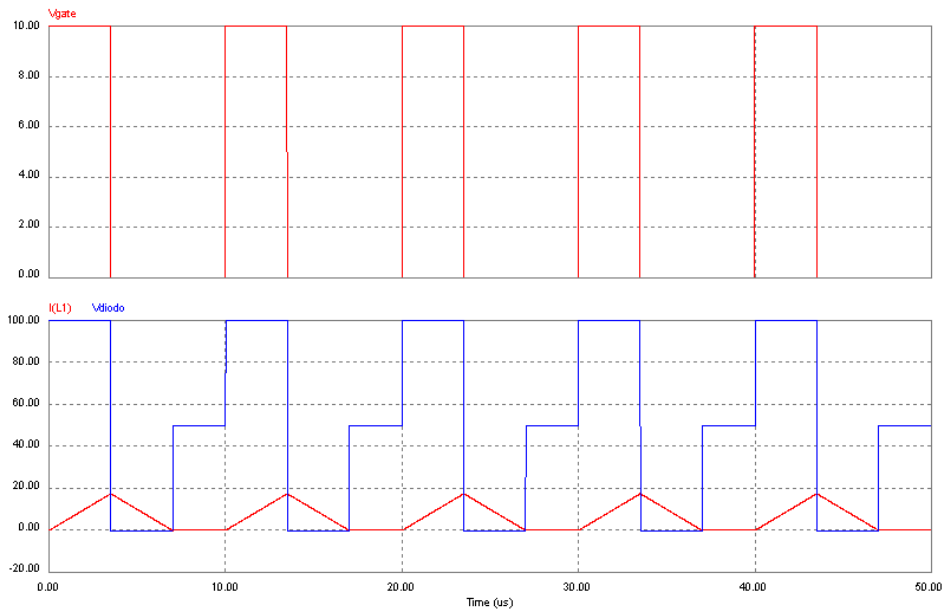


Figura 0.31 Formas de ondas do circuito da Figura 0.26. Topo:  $v_{gs}$ , Baixo:  $v_{ak}$  e

$i$ .

Na Figura 0.31 é apresentado no topo a tensão  $v_{gs}$ , e na parte inferior a corrente no indutor e a tensão sobre o diodo, para  $v_{in}=100\text{V}$ ,  $v_{out}=50\text{V}$  e  $d=0.35$ ,  $T=10\mu\text{s}$ .

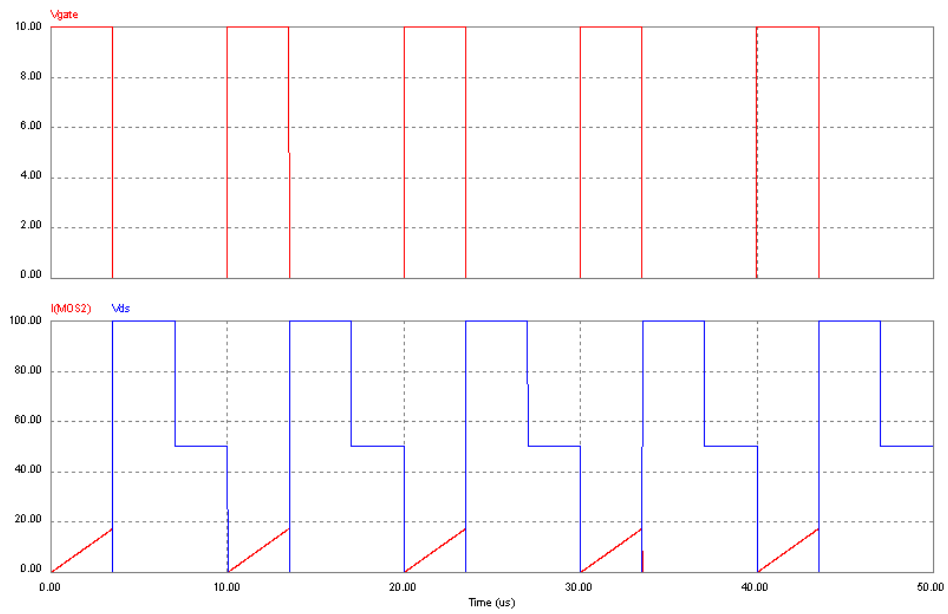


Figura 0.32 Formas de ondas do circuito da Figura 0.26. Topo:  $v_{gs}$ , Baixo:  $v_{ds}$  e  $i_d$  do MOSFET.

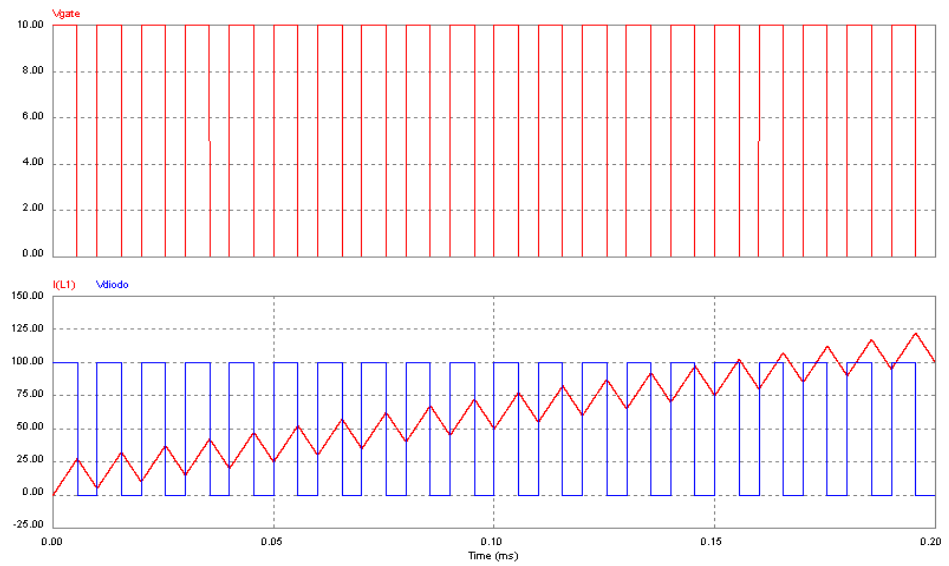


Figura 0.33 Formas de ondas do circuito da Figura 0.26. Topo:  $v_{gs}$ , Baixo:  $v_{ds}$  e  $i_d$  do MOSFET. Topo:  $v_{gs}$ , Baixo:  $v_{ak}$  e  $i$ .  $d=0.55$ .

Finalmente a Figura 0.33 mostra o circuito operando com  $d > \frac{v_{out}}{v_{in}}$ . Pode-se observar que a corrente no indutor não é zero no início de cada período, e esta é crescente. Portanto, se a corrente não for limitada ela danificará os componentes do circuito, possivelmente o MOSFET!

**Exemplo 6** O circuito da Figura 0.34 é um conversor CC-CC que se caracteriza por operar com frequência de comutação variável. Este conversor apresenta como vantagem a comutação em entrada em condução e bloqueio do IGBT com corrente nula. Aqui este conversor será utilizado para exemplificar a solução de circuitos comutados de segunda ordem.

As seguintes hipóteses são assumidas para a análise do circuito:

- (v) A tensão gate-emissor do IGBT é descrita na Figura 0.35.
- (vi) O circuito opera com frequência variável.
- (vii) A corrente do indutor e a tensão no capacitor são zero no início de cada ciclo de funcionamento do circuito.
- (viii) A duração do pulso de tensão gate-emissor é tal que no momento do bloqueio do IGBT a corrente circula pelo diodo em antiparalelo com este.
- (ix) A tensão da fonte de entrada e a corrente da fonte de saída são constantes em um ciclo de operação.

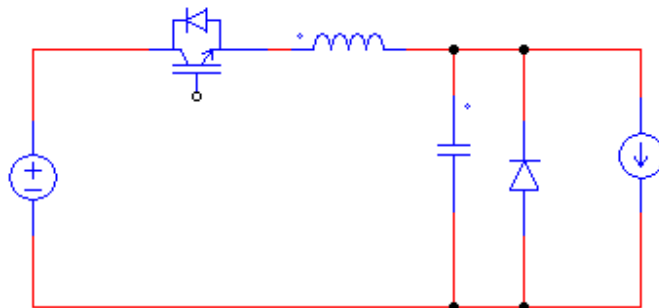


Figura 0.34 Conversor CC-CC com frequência variável.



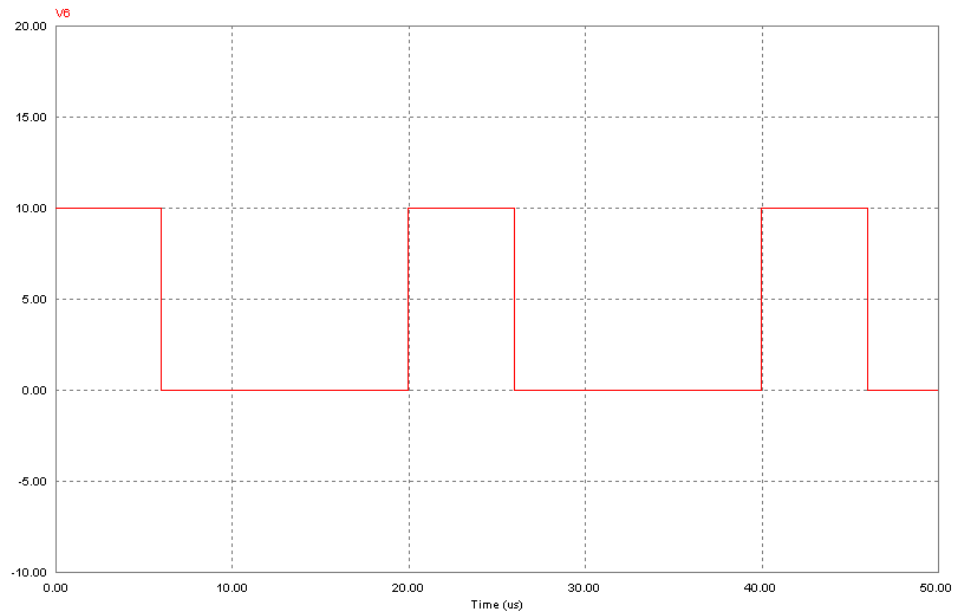


Figura 0.35 Tensão gate-emissor para o conversor da Figura 0.34.

Como é assumido que a corrente no indutor e a tensão no capacitor são nulas no início de cada ciclo de operação, então, nesse instante a corrente de carga, representada pela fonte de corrente, circula pelo diodo D. Com a entrada em condução do IGBT, no instante que a tensão gate-emissor vai para 10V, inicia a primeira etapa de operação desse conversor.

**Etapa 1:** Duração  $0 < t < \tau_1$ . O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 0.36 e as equações que governam a operação do circuito podem ser obtidas aplicando a LKT no circuito equivalente, ou seja:

$$v_{in} = L \frac{di}{dt} \quad \text{com } i(0) = 0$$

e

$$v_c = 0$$

Solucionando a equação acima temos

$$i(t) = \frac{v_{in}}{L} t \quad \text{para } 0 < t < \tau_1$$

e

$$v_c = 0.$$

Para  $t = \tau_1$  a corrente no indutor atinge a corrente de carga, e a corrente no diodo zera, caracterizando o fim dessa etapa. Portanto, este instante de tempo, que caracteriza o final dessa etapa,  $t = \tau_1$ , pode ser obtido da equação da corrente, ou seja:

$$I = \frac{v_{in}}{L} \tau_1 \quad \text{ou seja}$$

$$\tau_1 = \frac{L}{v_{in}} I$$

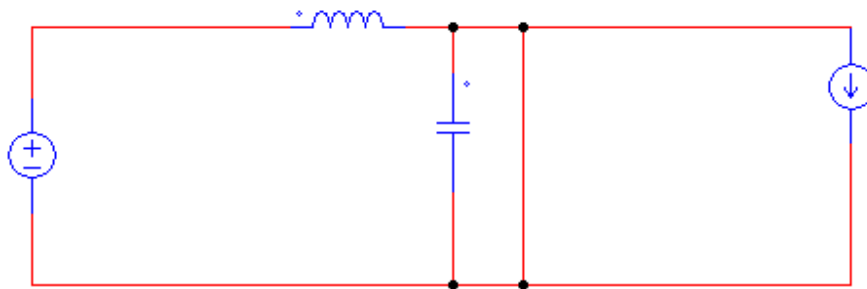


Figura 0.36 Circuito equivalente para a Etapa 1.

**Etapa 2:** Duração  $\tau_1 < t < \tau_2$ . O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 0.37 e as equações que governam a operação do circuito podem ser obtidas aplicando a LKT no circuito equivalente, ou seja:

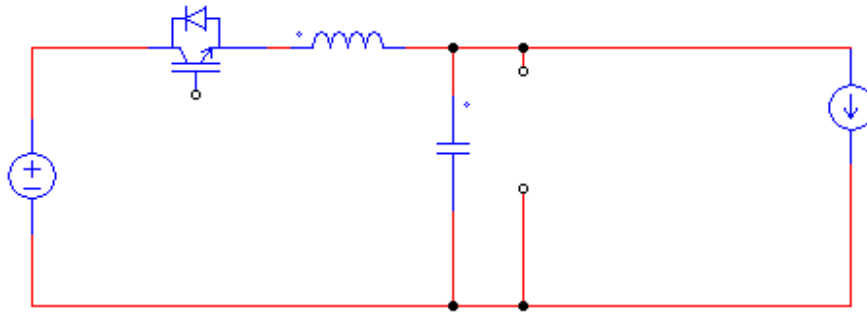


Figura 0.37 Circuito equivalente para a Etapa 2.

$$v_{in} = L \frac{di}{dt} + v_c \quad \text{com } i(\tau_1) = I$$

e

$$C \frac{dv_c}{dt} = i - I \quad \text{válidas para } \tau_1 \leq t \leq \tau_2$$

Com o intuito de facilitar a solução vamos definir

$$t' = t - \tau_1 \quad \text{e } i' = i - I$$

Portanto as equações do regem o circuito passam a ser

$$v_{in} = L \frac{di'}{dt'} + v_c \quad \text{com } i'(0) = 0$$

e

$$C \frac{dv_c}{dt'} = i' \quad \text{válidas para } 0 \leq t' \leq \tau_2 - \tau_1$$

A solução da equação diferencial acima é:

$$i'(t') = \frac{V}{\omega L} \sin(\omega t') \quad \text{onde}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

logo

$$i(t) = \frac{V}{\omega L} \sin(\omega(t - \tau_1)) + I \quad \text{para } \tau_1 < t < \tau_2 \quad \text{para}$$

Esta etapa dura até o instante que a corrente no indutor, depois de se tornar negativa, vai à zero. Dando início da próxima etapa de operação.

O final desta etapa pode ser obtido a partir da equação acima:

$$0 = \frac{V}{\omega L} \sin(\omega(\tau_2 - \tau_1)) + I$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega} \left( 2\pi + \arcsin\left(\frac{-\omega L I}{V}\right) \right) + \tau_1$$

Onde o ângulo resultante da “função” arcsin deve estar no quarto quadrante com valores entre 0 e  $-\pi/2$ .

A tensão do capacitor para esta etapa pode ser obtida a partir da integração da corrente no capacitor, o que resulta em:

$$v_c(t) = v_{in}(1 - \cos(\omega(t - \tau_1))).$$

O valor final na tensão no capacitor será:

$$v_c(\tau_2) = v_{in}(1 - \cos(\omega(\tau_2 - \tau_1)))$$

**Etapa 3:** Duração  $\tau_2 < t < \tau_3$ . Nesta a corrente de carga descarrega o capacitor linearmente. O circuito equivalente dessa etapa é mostrado abaixo

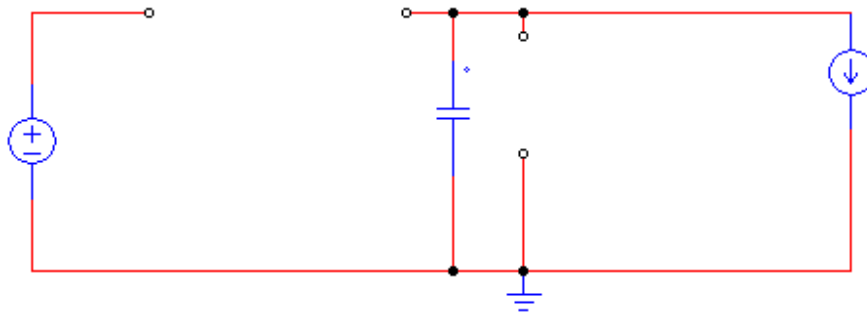


Figura 0.38 Circuito equivalente para a Etapa 2.

A equação que governa o comportamento do circuito é:

$$v_c(t) = -\frac{I}{C}(t - \tau_2) + v_c(\tau_2) \quad \text{para} \quad \tau_2 \leq t \leq \tau_3$$

Esta etapa termina em  $t = \tau_3$  quando a tensão no capacitor passa por zero e polariza diretamente o diodo, dando início a última etapa de operação.

**Etapa 4:** Duração  $\tau_3 < t < T$ . Nesta etapa a tensão sobre o capacitor e a corrente no indutor são nulas. Esta etapa dura até o instante que a tensão gate-emissor do IGBT for novamente para nível alto, 10 V, caracterizando assim, o início de uma etapa idêntica a etapa 1.

As principais formas de onda do circuito são mostradas na figura abaixo:

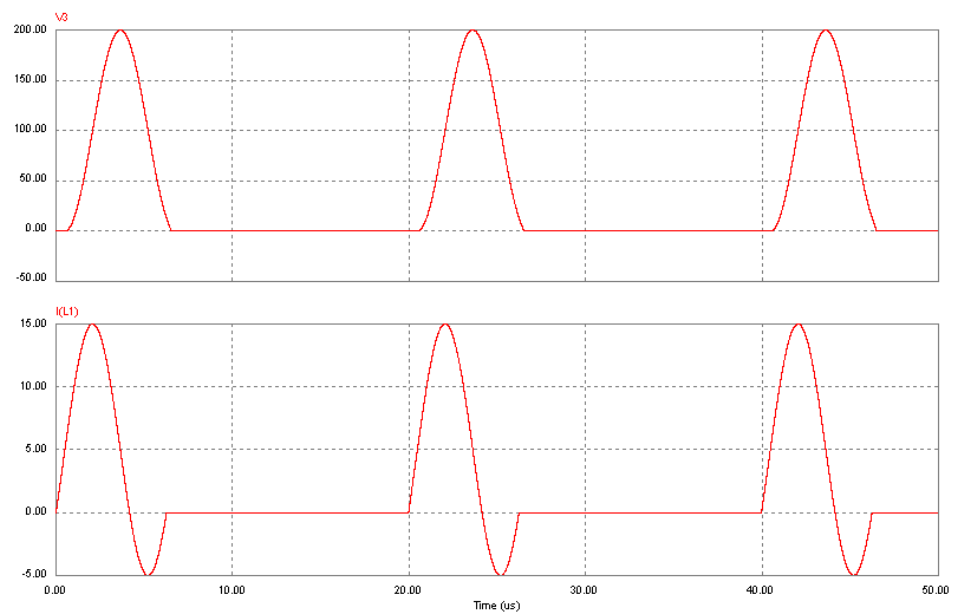


Figura 0.39 Formas de onda no circuito da Figura 0.34 .

Quanto a duração do pulso de tensão entre gate e emissor do IGBT,  $T_{on}$ , este deve ser tal que garanta que no momento do bloqueio do IGBT a corrente esteja circulando pelo diodo em antiparalelo com este, ou seja, enquanto a corrente no indutor for negativa. Portanto, a seguinte restrição deve ser satisfeita.

$$\tau_{13\_max} \leq T_{on} \leq \tau_{2\_min}$$

onde

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega} \left( 2\pi + \arcsin\left(\frac{-\omega LI}{v_{in}}\right) \right) + \tau_1$$

e

$$\tau_{13} = \frac{1}{\omega} \left( \pi - \arcsin\left(\frac{-\omega LI}{v_{in}}\right) \right) + \tau_1$$

onde o ângulo resultante da “função arcsin deve estar no quarto quadrante com

valores entre 0 e  $-\pi/2$ .

Note que o valor máximo de  $\tau_3$  e o valor de mínimo  $\tau_2$  ocorrem para a máxima corrente de saída e a mínima tensão da fonte. Assim a duração  $T_{on}$  deve ser determinada para essa condição de operação.

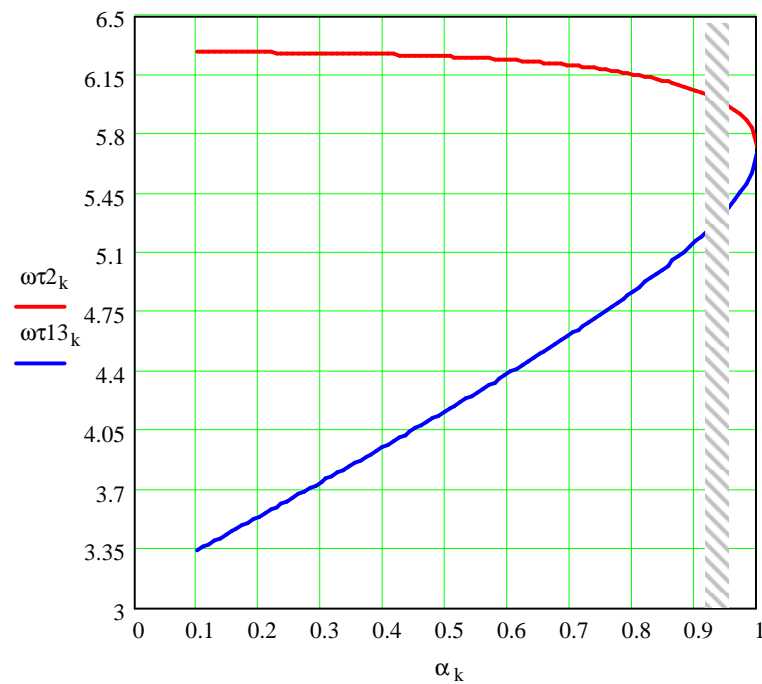


Figura 0.40 .Variação dos  $\omega\tau_3$  e  $\omega\tau_2$  em de  $\alpha = \frac{\omega L I}{v_{in}}$

**Exercício Proposto:** Determine a máxima frequência de operação do conversor da Figura 0.34 em função dos parâmetros do circuito.

## 1.2. Definições Básicas

### 1.2.1. Valor Médio

Dada uma função periódica  $f(t)=f(t+T)$ , onde  $T$  é o período em que a função se repete, (constante), tem-se que seu valor médio é dado por:

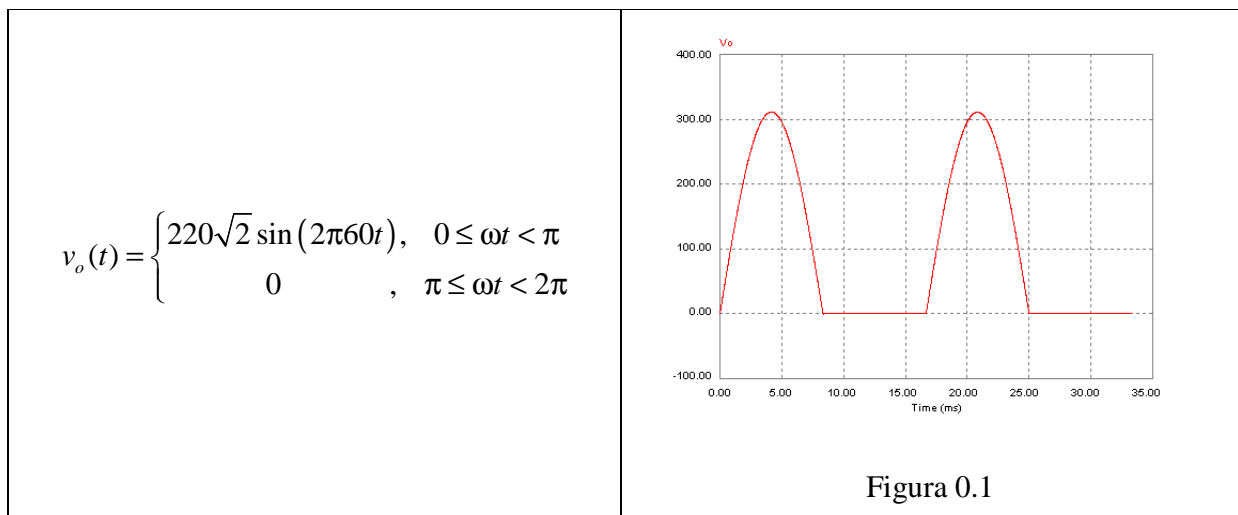
$$f_{avg} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t)dt \quad (0.1)$$

Para formas de onda senoidais,  $f_{avg} = 0$ .

Para o produto de duas funções  $v_{avg}$  e  $i_{avg}$ ,  $p_{avg} = v_{avg} i_{avg}$

#### 1.2.1.1. Ex.: Calculo da tensão média de um retificador de meia onda

Dado o retificador meia onda do Exemplo 1 da Seção 1.1.5, determine o valor médio da tensão de saída:



Resolução:

$$v_{o_{avg}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t)d\omega t$$

$$v_{o_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} 220\sqrt{2} \sin(\omega t)d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\omega t \right]$$

$$v_{o_{avg}} = \frac{311}{2\pi} \left[ -\cos(\omega t) \Big|_0^{\pi} \right] = \frac{311}{2\pi} (1+1)$$

$$v_{o_{avg}} = 99V$$



### 1.2.2. Valor Eficaz

Dada uma função periódica  $f(t)=f(t+T)$ , onde  $T$  é o período em que a função se repete, (constante), tem-se que seu valor eficaz é dado por:

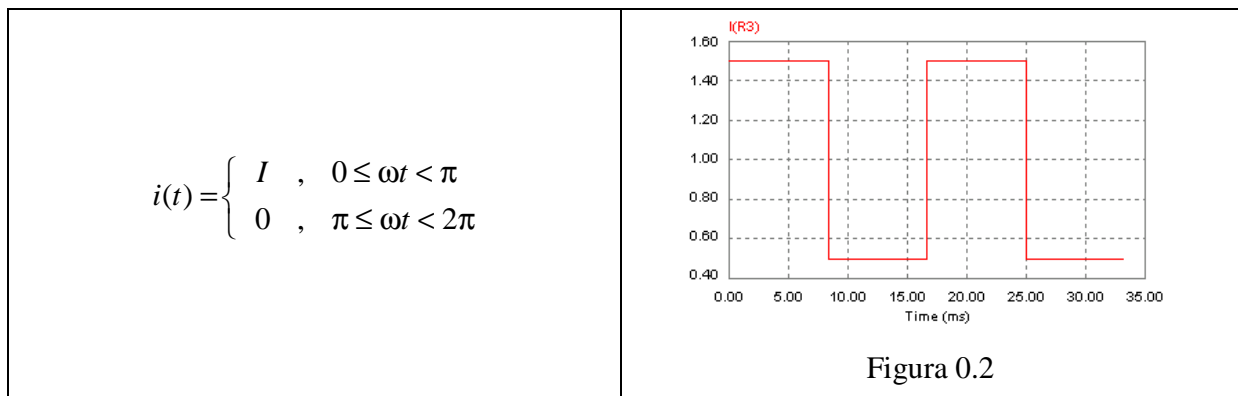
$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f^2(t) dt} \quad (0.2)$$

Para formas de onda senoidais,  $f_{rms} = \frac{f_p}{\sqrt{2}}$ , onde  $f_p$  é o valor de pico da senóide.

Para o produto de duas funções  $v_{rms}$  e  $i_{rms}$ ,  $p_{rms} = v_{rms} i_{rms}$

#### 1.2.2.1. Ex.: Calculo da corrente eficaz em um retificador de entrada meia-onda

Dado o retificador meia onda do Exemplo 1 da Seção 1.1.5, determine o valor médio da tensão de saída:



Resolução:

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\omega t) d\omega t}$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} I^2 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\omega t \right]}$$

$$f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I^2 \omega t \Big|_0^{\pi}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I^2 (\pi - 0)}$$

$$f_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

### 1.2.3. Distorção harmônica total

É a razão entre o valor *rms* do conteúdo harmônico pelo *rms* da quantidade fundamental, expressada em percentual, ou seja, se refere ao fator de distorção percentual de uma tensão ou corrente com relação a uma senóide.

Dada uma função periódica  $f(t)=f(t+T)$ , por:

$$f(x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ a_k \cos\left(\frac{k\pi x}{L}\right) + b_k \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right) \right] \quad (0.3)$$

que também pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} f(x) = a_0 + a_1 \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) + a_2 \cos\left(\frac{2\pi x}{L}\right) + a_3 \cos\left(\frac{3\pi x}{L}\right) + \dots \\ + b_1 \sin\left(\frac{\pi x}{L}\right) + b_2 \sin\left(\frac{2\pi x}{L}\right) + b_3 \sin\left(\frac{3\pi x}{L}\right) + \dots \end{aligned} \quad (0.4)$$

ou ainda:

$$f(x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ c_k \sin\left(\frac{k\pi x}{L} + \phi_k\right) \right], \quad (0.5)$$

onde

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2L} \int_c^{c+2L} f(x) dx \\ a_k &= \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(x) \cos\left(\frac{k\pi x}{L}\right) dx, \quad k = 1, 2, \dots \\ b_k &= \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(x) \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right) dx, \quad k = 1, 2, \dots \\ c_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad \text{e} \quad \phi_k = \arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right). \end{aligned}$$

A distorção harmônica desta função pode ser escrita por:

$$THD_f (\%) = \left( \frac{1}{c_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} c_k^2} \right) 100\% \quad (0.6)$$

Escrevendo a THD para tensões e correntes, se obtém, respectivamente, as seguintes equações:

$$THD_V (\%) = \left( \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2} \right) 100\% \quad (0.7)$$

$$THD_I (\%) = \left( \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \right) 100 \quad (0.8)$$

### 1.2.3.1. Ex.: Calculo da THD para uma dada forma de onda

Dada a seguinte forma de onda,

$$f(x) = 4 \sin(x) + \frac{4}{3} \sin(3x) + \frac{4}{5} \sin(5x) + \frac{4}{7} \sin(7x) \quad (0.9)$$

cuja forma de onda é mostrada na figura a seguir, obtenha a THD.

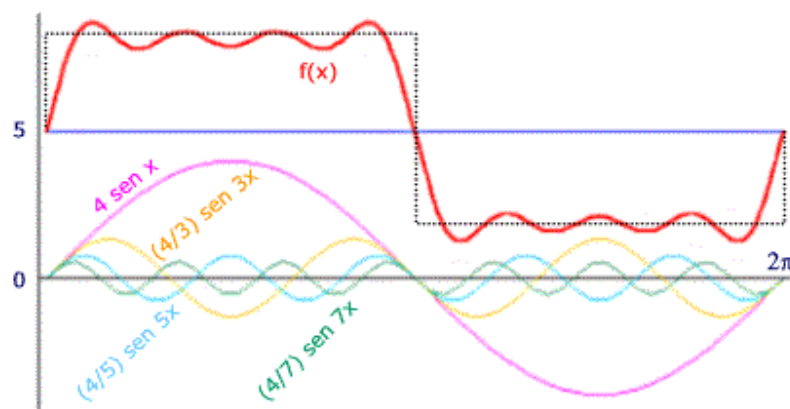


Figura 0.3

Resolução:

$$f(x) \rightarrow \begin{cases} c_1 = 4 \\ c_3 = 4/3 \\ c_5 = 4/5 \\ c_7 = 4/7 \end{cases} \quad THD_f (\%) = \left( \frac{1}{c_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} c_k^2} \right) 100\% = \left( \frac{1}{4} \sqrt{\left(\frac{4}{3}\right)^2 + \left(\frac{4}{5}\right)^2 + \left(\frac{4}{7}\right)^2} \right) 100\%$$

$$THD_f (\%) = 41,41\%$$

### 1.2.4. Fator de Potência

O fator de potência entre duas função periódicas de mesmo período  $v(t)=v(t+T)$  e  $i(t)=i(t+T)$  é definido como a razão entre a potência ativa, dada em W, e a potência aparente, dada em VA, ou seja

$$FP = \frac{P}{S} \quad (0.10)$$

onde  $P$  é a potência ativa,  $S$  é a potência parente.

Alternativamente, o fator de potência pode ser calculado com a combinação do fator de deslocamento e da distorção harmônica total, ou seja,

$$FP = DF \sqrt{\frac{1}{1+THD^2}} \quad (0.11)$$

### 1.2.5. Fator de Deslocamento

O fator de deslocamento de duas funções periódicas de mesmo período  $v(t)$  e  $i(t)$ , que representam a tensão e a corrente em dado elemento, respectivamente, é definido como o ângulo de deslocamento de fase entre a componente fundamental da tensão  $v(t)$  e a componente fundamental de corrente  $i(t)$ . O fator de deslocamento é dado por

$$DF = \frac{V_1 I_1 \cos(\theta_1 - \phi_1)}{V_1 I_1} = \cos(\theta_1 - \phi_1) \quad (0.12)$$

onde  $\theta_1$  e  $\phi_1$  são os ângulos de deslocamento da tensão e da corrente com relação a um dado ângulo de referência. Essa medida é realizada no lado CA de um conversor e é freqüentemente confundida com o fator de potência, pois esta se confunde com o fator de potência para funções senoidais.

### 1.2.6. Fator de Utilização

É uma medida comumente empregada em transformadores para se obter o índice de utilização do mesmo. É dado por:

$$TUF = \frac{P_{avg}}{v_{rms} i_{rms}} = \frac{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v(t)i(t)dt}{v_{rms} i_{rms}} \quad (0.13)$$

### 1.2.7. Rendimento

É uma figura de mérito que nos permite comparar a eficácia de um conversor estático. Sua relação é dada por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (0.14)$$

onde  $p_{out}$  e  $p_{in}$  são as potências de entrada e saída do conversor, respectivamente.

### 1.2.8. Fator de Desequilíbrio

O fator de desequilíbrio de corrente (ou tensão) pode ser definido, como o máximo desvio da média das correntes (ou tensões) trifásicas, divididos pela média das tensões ou correntes das três fases, expressadas em percentual, conforme mostra a seguir:

$$Desq(\%) = \left( \frac{|i_{rms} - i_{avg}|_{\max}}{i_{avg}} \right) 100\% \quad (0.15)$$

onde 
$$i_{avg} = \frac{|I_{a-rms}| + |I_{b-rms}| + |I_{c-rms}|}{3}.$$

Desequilíbrios de corrente (ou tensão) podem também ser definidos fazendo-se usando da teoria de *componentes simétricos*, onde a taxa entre componente de seqüências negativas ou zero em relação a componente da seqüência positiva pode ser especificada como percentual de desequilíbrio, conforme mostrado a seguir:

$$Deseq\_N(\%) = \left( \frac{\text{componente de seq. negativa}}{\text{componente de seq. positiva}} \right) 100\% \quad (0.16)$$

$$Deseq\_0(\%) = \left( \frac{\text{componente de seq. zero}}{\text{componente de seq. positiva}} \right) 100\% \quad (0.17)$$

É comum a existência de desequilíbrios de percentuais entre 0 e 2% nas tensões da rede. Desequilíbrios de tensão maiores que 5 % são considerados como desequilíbrios severos.

Um exemplo de desequilíbrio é mostrado na figura a seguir, onde considerou-se que em um sistema trifásico a tensão nominal *rms* seja de 127 V por cada fase, porém a fase *b* apresenta amplitude de tensão *rms* de 125 V, logo o desequilíbrio percentual é de 2 %.

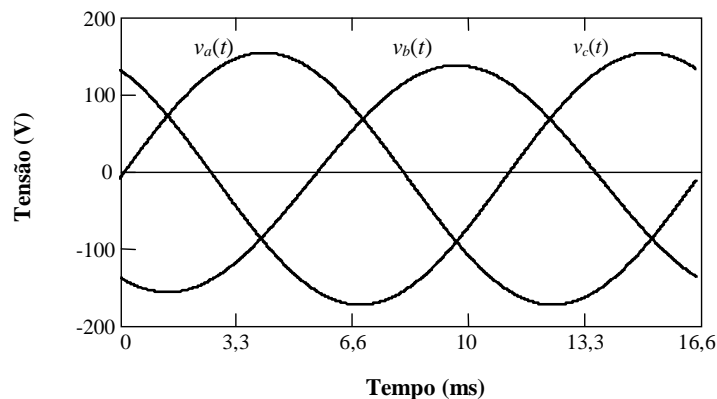


Figura 0.4. Desequilíbrio de tensão em um sistema trifásico.

### 1.2.9. Fator de Ondulação

O Fator de Ondulação, também conhecido por *ripple factor*, é uma medida empregado em sinais predominantemente contínuos que possuem sinais senoidais indesejáveis. É uma medida do índice de regulação de um dada função contínua. Este fator de ondulação é dado por:

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{avg}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (0.18)$$

onde  $FF$  é conhecido por fator de forma, que é dado por

$$FF = \frac{V_{avg}}{V_{rms}} \quad (0.19)$$

### 1.2.10. Fator de Crista

É definido como a razão de corrente (ou tensão) máxima ou de pico pela corrente (ou tensão) eficaz de um dado circuito, como é apresentado na seguinte equação:

$$CF = \frac{V_p}{V_{rms}} \quad (0.20)$$

Para uma dada senóide a relação entre o valor de pico e *rms* deve ser  $\sqrt{2}$ . O fator de crista é usado para redefinir a capacidade de saída de transformadores, fontes ininterruptas de energia (UPS) e outros equipamentos que alimentem cargas não lineares. Uma vez comparado com o fator de crista da forma de onda senoidal se obtém o fator de correção da capacidade ( $CCF$ ), que é representado por:

$$CCF (\%) = \left(\frac{\sqrt{2}}{CF}\right) 100\% \quad (0.21)$$

A potência corrigida se calcula mediante o produto do fator de correção de capacidade pela potência nominal do equipamento por:

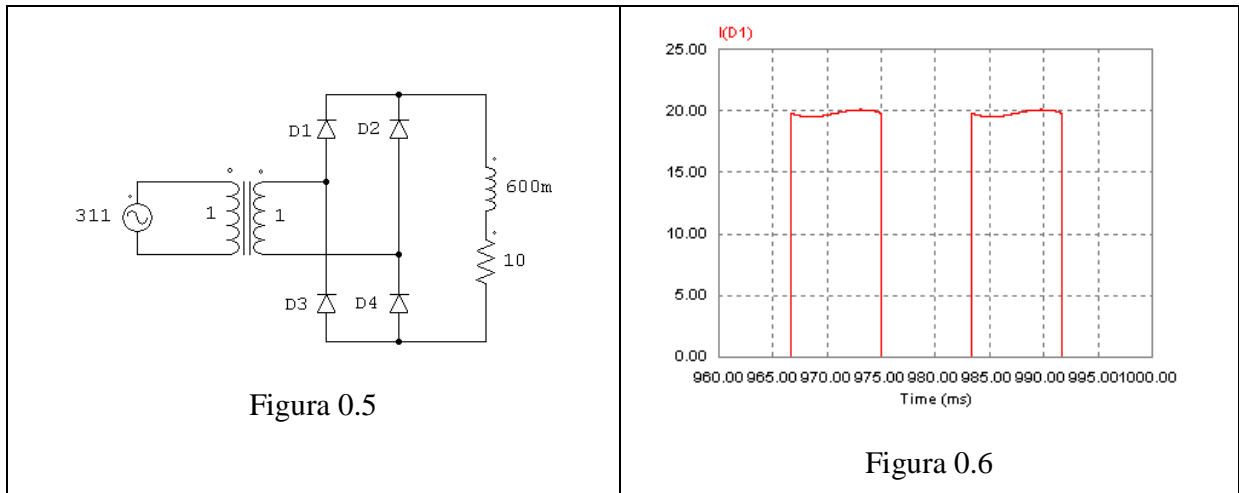
$$kVA_{corrig} = kVA_{nom} CCF \quad (0.22)$$

Por exemplo uma carga não linear cujo valor de pico de corrente de fase seja  $I_p = 10$  A, e o valor eficaz desta corrente seja  $I_{rms} = 6,5$  A, tem-se que o  $CF = 1,53$  e  $CCF = 92,16\%$ . Um transformador cuja potência nominal é de 10 kVA, considerado pelo fabricante para

alimentação de cargas lineares, só poderia operar com uma potência de 9,216 kVA, devido aos harmônicos presentes na carga.

### Exercício

Obter as todas as medidas de desempenho apresentadas para o seguinte circuito, para todos os elementos a que se aplicarem.



Considerar que:

- i) a corrente na carga em regime permanente, mostrada em detalhe, seja aproximada por uma constante;
- ii) a fonte de tensão é senoidal, dada por  $v(t) = 220\sqrt{2} \sin(2\pi 60t)$ ;
- iii) o transformador é ideal.

## 1.3. Dispositivos

### 1.3.1. Características dos Semicondutores de Potência

Os principais dispositivos empregados em eletrônica de potência têm evoluído consideravelmente nos últimos anos. Cada vez mais tem se desenvolvido dispositivos para processar mais potência, como pode se verificar na figura abaixo (extraído de Mohan, 2002).

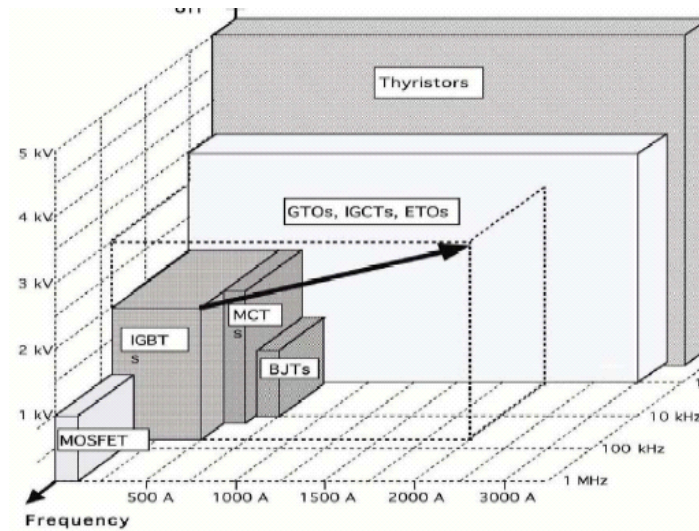


Figura 0.1 Semicondutores de potencia disponíveis no mercado em função da corrente tensão e frequência de operação.

















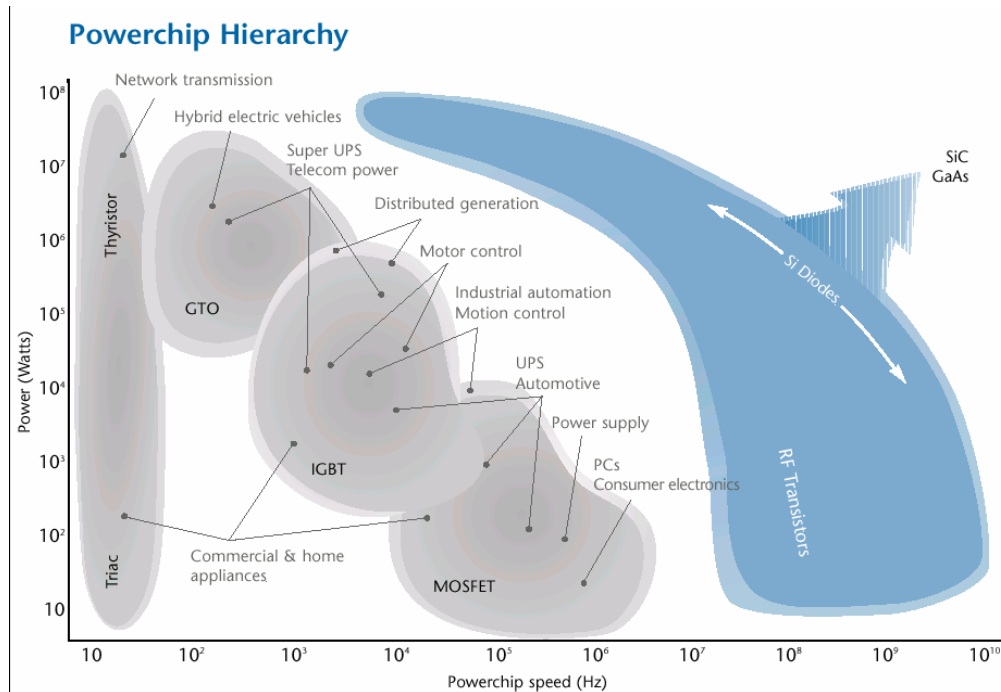
NOME	SÍMBOLO (ESTADO ON)	TENSAO <sup>+</sup>	CORRENTE <sup>+</sup>	POTENCIA <sup>+</sup>	IDEAL	POTENCIA DE ACIONAMENTO	SIMILARES	OBS.	
DIODO		3kV	3kV	Alta		—	SCHOTTKY FRED	Não controlado.	Bloqueio Espontâneo
TIRISTOR (SCR)		7kV	4kA	Alta		Baixa	SCR, LASCR, GATT, ASCR	Bloqueio não controlável.	
TBJ		1,5kV	≈1kA	Média		Média / Alta	DARLINGTON (MD)	Frequência média (100kHz).	Auto - comutadas
MOSFET		1kV	100A	Baixa		Baixa	—	Frequência alta (MHz).	
GTO		5kV	5kA	Alta		Alta	—	Frequência baixa (10kHz).	
IGBT		2kV	2kA	Média		Baixa	—	Frequência média (100kHz).	
MCT		3kV	500A	Média		Baixa	—	Frequência média (100kHz).	

Figura 0.2 Características gerais dos Semicondutores de Potência.

O maior desafio no projeto de semicondutores de potência é obter altas tensões de bloqueio com baixas quedas diretas quanto em condução. Outro desafio é que aqueles dispositivos semicondutores que apresentam altas tensões de bloqueio com baixas quedas diretas resultam tempos de comutação significativos. A tensão máxima de bloqueio de uma junção p-n e a sua região de depleção são uma função do grau de dopagem. Para obter altas tensões de bloqueio é necessário reduzir a dopagem, e assim aumentar a resistividade. Por outro lado, essa região de alta resistividade contribui significativamente para resistência de condução do dispositivo. Assim dispositivos de alta tensão apresentam maiores resistências de condução do que dispositivos de baixa tensão. Em **dispositivos de portadores majoritários**, por exemplo, os MOSFETS e os diodos Schottky, esse efeito é responsável pela dependência da queda direta ou sua resistência de condução com a tensão máxima de bloqueio. Por outro lado, e **dispositivos de portadores minoritários**, diodo de difusão, BJT, IGBT, SCR, GTO e MCT outro fenômeno chamado de **modulação de condutividade** ocorre. Quando um dispositivo de portadores minoritários encontra-se em condução portadores minoritários são injetados na região de baixa dopagem através da junção que está diretamente polarizada. A elevada concentração de portadores minoritários na região de alta resistividade reduz a resistência aparente da junção p-n durante a condução. Devido a esse fenômeno os dispositivos de portadores minoritários apresentam uma menor resistência se comparado com os dispositivos de portadores majoritários. Deve ser salientado, que a vantagem dos dispositivos de portadores minoritários de reduzir a resistência de condução traz junto a desvantagem de aumentar os tempos de comutação. O estado de condução de qualquer semicondutor é controlado pela presença ou ausência de algumas cargas dentro do dispositivo, e os tempos de entrada em condução e bloqueio são uma função do tempo necessário para colocar ou remover essas cargas. A quantidade total de cargas que controlam o estado de condução de dispositivos de portadores minoritários é muito maior que as cargas necessárias para controlar um dispositivo equivalente de portadores majoritários. Apesar dos mecanismos de inserção e remoção das cargas de controle dos diferentes dispositivos, (BJT, IGBT, MOSFET, DIODO, etc.) serem diferentes, é verdade que, devido à maior quantidade de carga dos dispositivos de portadores minoritários, esses apresentam tempos de comutação significativamente maiores que os dispositivos de portadores majoritários. Com uma consequência dispositivos de portadores majoritários são usualmente utilizados em aplicações de baixas tensões e alta frequência, dispositivos de portadores minoritários em altas

tensões e alta potência. A figura abaixo descreve as diferentes semicondutores e as suas aplicações típicas.



**Fig. Semicondutores de potencia em diferentes aplicações.**

### 1.3.1.1. Diodos

#### 1.3.1.1.1. Características Principais

- ✓ É um dispositivo não-controlado (comuta somente espontaneamente);
- ✓ Conduz quando diretamente polarizado ( $V_{ak} > 0$ ) e bloqueia quando  $i < 0$ ;
- ✓ Possui uma queda de tensão intrínseca quando em condução ( $V_F \sim 1V$ );
- ✓ Não são facilmente operados em paralelo, devido aos seus coeficientes térmicos de condução serem negativos. Ou seja, quanto maior temperatura menor a queda direta.
- ✓ Pode conduzir reversamente durante um tempo  $t_{rr}$ , que é especificado pelo fabricante.

Estrutura de um diodo de potência:

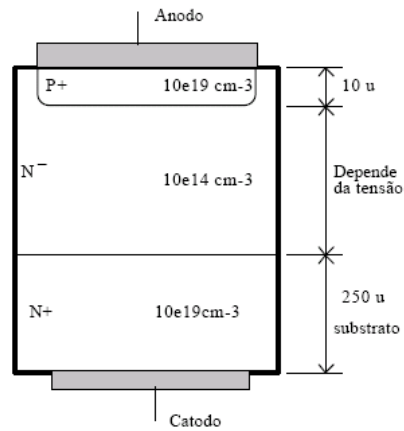
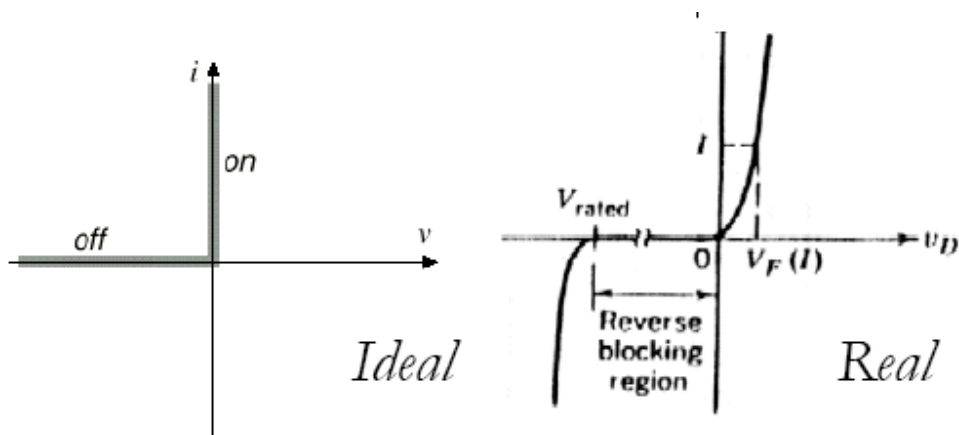


Figura 0.3 Estrutura construtiva de um diodo de potência.

- Suas características estáticas ideais e reais são dadas por:



Observa-se que existe uma tensão máxima reversa de bloqueio  $V_{rated}$ , a partir da qual o diodo entra em avalanche, que leva o componente à sua destruição.

- Suas características dinâmicas são mostradas na figura a seguir:

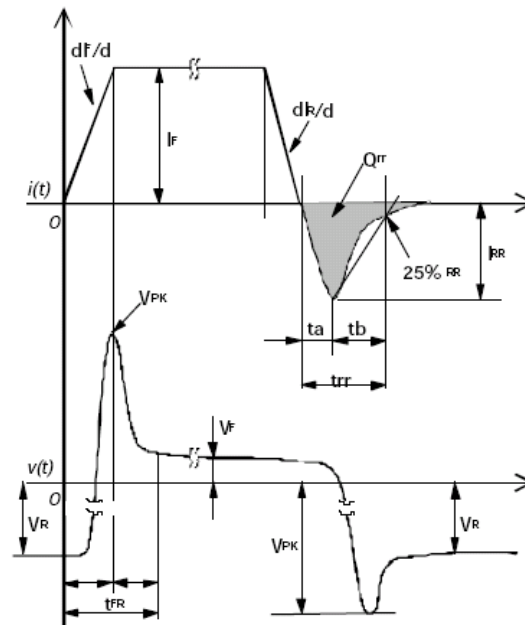


Figura 0.4 Característica dinâmica de um diodo do potência.

Verifica-se que quando um diodo de potência é submetido a uma comutação abrupta, ou seja, quando outro dispositivo desvia de maneira muito rápida a sua corrente, aparecem significativas perdas durante a comutação. Na figura, se verifica que o tempo de recuperação reversa ( $t_{rr}$ ) e a carga armazenada na junção ( $Q_{rr}$ ) estão relacionadas diretamente com as perdas de comutação. Esse tempos podem ser calculados por:

$$Q_{RR} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dI_{REC}}{dt} \cdot \frac{t_{RR}^2}{(S+1)}$$

$$S = \frac{t_b}{t_a}$$

$$t_{RR} = t_a + t_b$$

$$Q_{RR} \approx \frac{1}{2} I_{RR} \cdot t_{RR}$$

$$t_{RR} = \sqrt{\frac{2 \cdot Q_{RR} \cdot (S+1)}{\frac{dI_{REC}}{dt}}}$$

$$I_{RR} = \sqrt{\frac{2 \cdot Q_{RR} \cdot (dI_{REC}/dt)}{S+1}}$$

- As perdas em diodos podem ser obtidas, de forma aproximada, com base na figura do desempenho dinâmico, obtidas dos fabricantes do semicondutor:

$$P_{total} = P_{on} + P_{rec} + P_{off}$$

Para um sinal periódico, temos que :

Perdas em condução:  $P_{on} = I_{F_{av}} V_F + I_{F_{rms}}^2 R_{on}$

Perdas de recuperação:  $P_{rec} = 0.5 t_b V_R I_{REC} f$

Perdas em bloqueio:  $P_{off} = I_{R_{av}} V_R$ ,

onde  $f$  é a frequência de comutação do diodo, em HZ, e  $I_F$ ,  $V_F$ ,  $I_R$ ,  $V_R$ ,  $t_b$ ,  $V_R$ ,  $I_{REC}$  são obtidos do *data-sheet* do fabricante.

### 1.3.1.1.2. Tipos

#### Diodos de uso geral

Estes diodos são os mais comuns no mercado, e também são conhecidos com *line-frequency diodes* ou *standard recovery diodes*. São os diodos que foram desenvolvidos para operar em frequências muito baixas, geralmente menor que 1kHz.. Possuem baixa queda em condução, desta forma estes diodos estão aptos para operar até vários kV de tensão e kA de corrente. Como o tempo de recuperação desses dispositivos é elevado (dezenas ou centenas de micro-segundos), estes dispositivos não são indicados para operarem em altas frequências.

**Diodos rápidos (*fast recovery diodes*)**

Diodos rápidos possuem tempos de recuperação  $t_{rr}$  da ordem de, no máximo, poucos micro-segundos, enquanto nos diodos normais é de dezenas ou centenas de micro-segundos. O retorno da corrente a zero, após o bloqueio, devido à sua elevada derivada e ao fato de, neste momento, o diodo já estar desligado, é uma fonte importante de sobretensões produzidas por indutâncias parasitas associadas aos componentes por onde circula tal corrente. A fim de minimizar este fenômeno foram desenvolvidos os diodos *soft-recovery*, nos quais esta variação de corrente é suavizada, reduzindo os picos de tensão gerados.

Os diodos rápidos são dispositivos projetados para o uso em aplicações envolvendo alta frequência, onde um pequeno tempo de recuperação é necessário. Em elevados níveis de potência, os diodos rápidos possuem  $t_{rr}$  de poucos microssegundos ou até ns, além disso, esta classe de diodo possui baixa queda em condução direta.

**Diodos ultra-rápidos (*ultrafast diodes*)**

É uma família melhorada dos diodos rápidos. São semelhantes aos diodos rápidos em termos de queda em condução, porém possuem menor tempo de recuperação. Como recuperação ocorre de forma suave, é possível reduzir ou mesmo eliminar o uso de *snubbers* na maioria das aplicações. Sendo um dispositivo de portadores minoritários, sua queda em condução é pequena, de tal forma que pode ser aplicado em altas tensões de bloqueio. É muito empregado em fontes chaveadas de alta frequência de alta eficiência, nos quais se incluem aqueles que operaram com comutação ZVS e ZCS.

Para ilustrar, mostramos os diferentes comportamentos dos diodos durante as comutações:

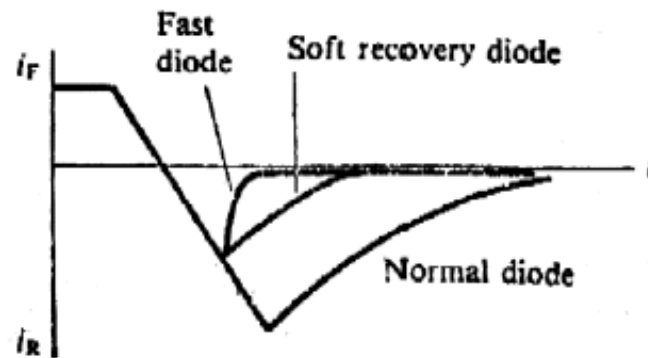


Figura 0.5

### Diodo Schottky

São dispositivos basicamente de portadores majoritários, usados quando é necessária uma queda de condução direta pequena em circuitos com baixa tensão de saída. Possuem baixos tempos de recuperação, podendo operar em altas frequências.

Estes diodos possuem uma queda de tensão em condução muito baixa, tipicamente de 0,3V. Entretanto, a máxima tensão suportável por estes diodos é de cerca de 100V, sendo difícil de serem encontrados diodos Schottky para tensões reversas maiores que 45V. Além disso, as correntes de fuga reversas são altas se comparáveis aos diodos por junção P-N. Note que, diferentemente dos diodos convencionais (mostrado em uma figura anterior), assim que a corrente se inverte a tensão começa a crescer, o que indica que esse dispositivo não possui portadores minoritários.



A aplicação deste dos diodos do tipo Schottky ocorre principalmente em fontes de baixa tensão, nas quais as quedas sobre os retificadores são significativas. As duas características do diodo Schottky que fazem ele ser um ganhador no mercado se comparado com retificadores de junção PN em aplicações de fontes chaveadas é a sua queda direta baixa e ausência de recuperação reversa devido a portadores minoritários. A ausência de portadores minoritários significa uma redução significativa das perdas de comutação. Talvez não menos importante, é o as oscilações de tensão quando do bloqueio que são menores se comparadas com aquelas dos diodos de junção PN, fazendo com que os circuitos Snubbers sejam menores e menos dissipativos ou mesmo desnecessários. A queda de tensão menor dos diodos Schottky, se comparadas com as dos diodos de Junção PN, resulta em um maior rendimento e menores dissipadores.

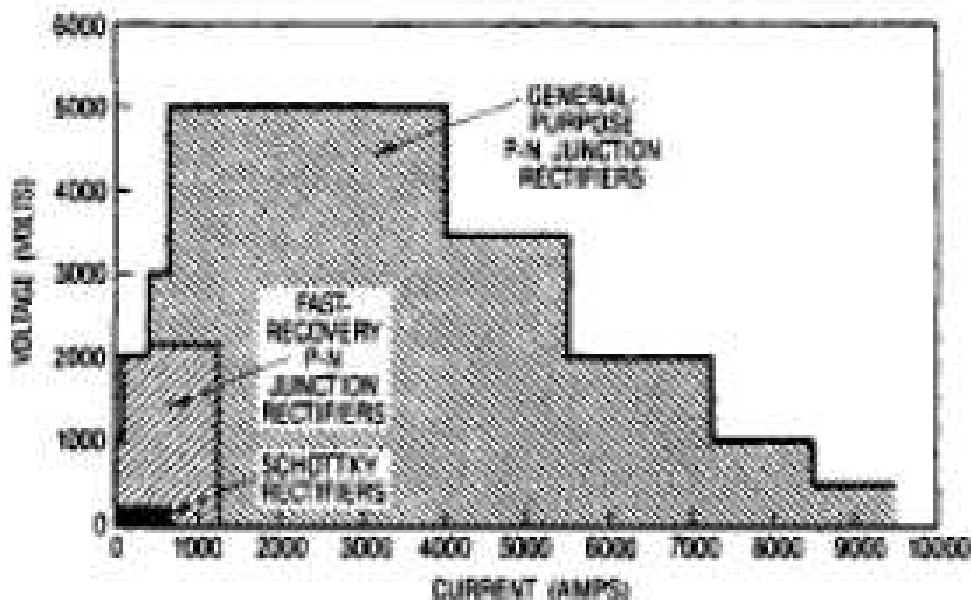


Figure 1. Available ratings of Schottky rectifiers relative to P-N junction rectifiers.

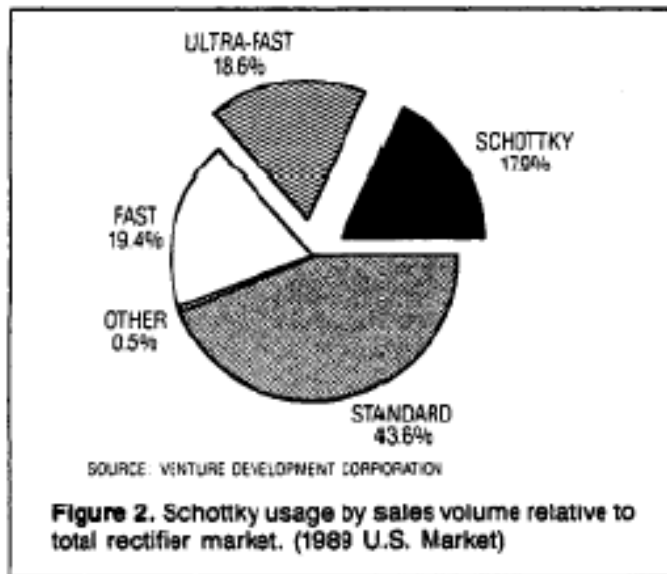


Figure 2. Schottky usage by sales volume relative to total rectifier market. (1999 US market)

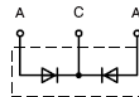


DSSK 80-0008D

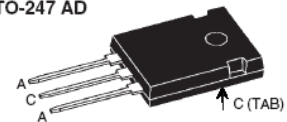
**Power Schottky Rectifier  
with common cathode**

$I_{FAV} = 2 \times 40 \text{ A}$   
 $V_{RRM} = 8 \text{ V}$   
 $V_F = 0.23 \text{ V}$

$V_{RSM}$	$V_{RRM}$	Type
V	V	
8	8	DSSK 80-0008D



TO-247 AD



A = Anode, C = Cathode, TAB = Cathode

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
$I_{FRMS}$		70	A
$I_{FAV}$	$T_C = 135^\circ\text{C}$ ; rectangular, $d = 0.5$	40	A
$I_{FAV}$	$T_C = 135^\circ\text{C}$ ; rectangular, $d = 0.5$ ; per device	80	A
$I_{FSM}$	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$ ; $t_p = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	600	A
$E_{AS}$	$I_{AS} = 40 \text{ A}$ ; $L = 100 \mu\text{H}$ ; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ ; non repetitive	80	mJ
$I_{AR}$	$V_A = 1.5 \cdot V_{RRM}$ typ.; $f = 10 \text{ kHz}$ ; repetitive	4	A
$(dv/dt)_{cr}$		1000	V/ $\mu\text{s}$
$T_{VJ}$		-55...+150	$^\circ\text{C}$
$T_{VJM}$		150	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$		-55...+150	$^\circ\text{C}$
$P_{tot}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	155	W
$M_d$	mounting torque	0.8...1.2	Nm
Weight	typical	6	g

**Features**

- International standard package
- Very low  $V_F$
- Extremely low switching losses
- Low  $I_{RM}$ -values
- Epoxy meets UL 94V-0

**Applications**

- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Free wheeling diode in low voltage converters

**Advantages**

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses

Symbol	Conditions	Characteristic Values	
		typ.	max.
$I_R$ ①	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ ; $V_R = V_{RRM}$ $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$ ; $V_R = V_{RRM}$	200	mA
		1500	mA
$V_F$	$I_F = 40 \text{ A}$ ; $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$	0.23	V
	$I_F = 40 \text{ A}$ ; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	0.34	V
	$I_F = 80 \text{ A}$ ; $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$	0.35	V
$R_{thJC}$		0.8	K/W
$R_{thCH}$	0.25		K/W

Dimensions see Outlines.pdf

Pulse test: ① Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle < 2.0 %  
 Data according to IEC 60747 and per diode unless otherwise specified

**IXYS** **DSSK 80-0008D**

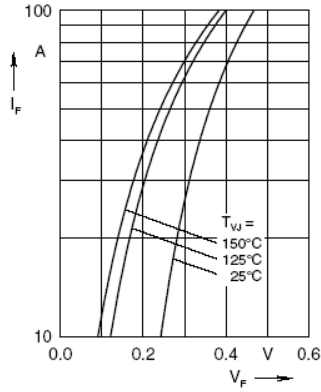


Fig. 1 Maximum forward voltage drop characteristics

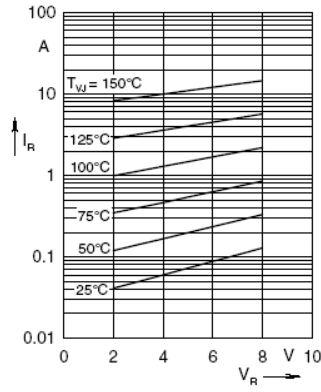


Fig. 2 Typ. value of reverse current  $I_R$  versus reverse voltage  $V_R$

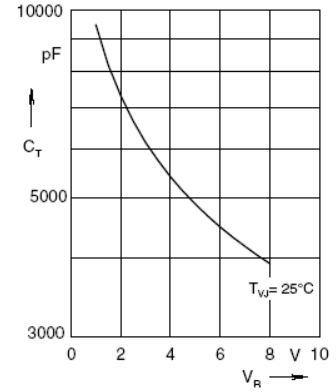


Fig. 3 Typ. junction capacitance  $C_T$  versus reverse voltage  $V_R$

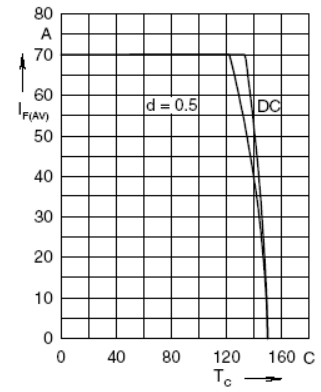


Fig. 4 Average forward current  $I_{F(AV)}$  versus case temperature  $T_C$

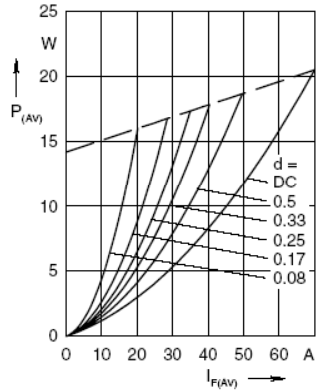


Fig. 5 Forward power loss characteristics

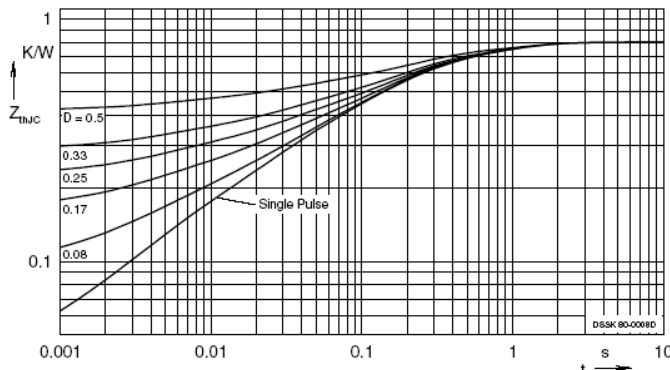


Fig. 6 Transient thermal impedance junction to case at various duty cycles

Note: All curves are per diode

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

© 2004 IXYS All rights reserved

419

2 - 2

### 1.3.1.1.3. Aplicações

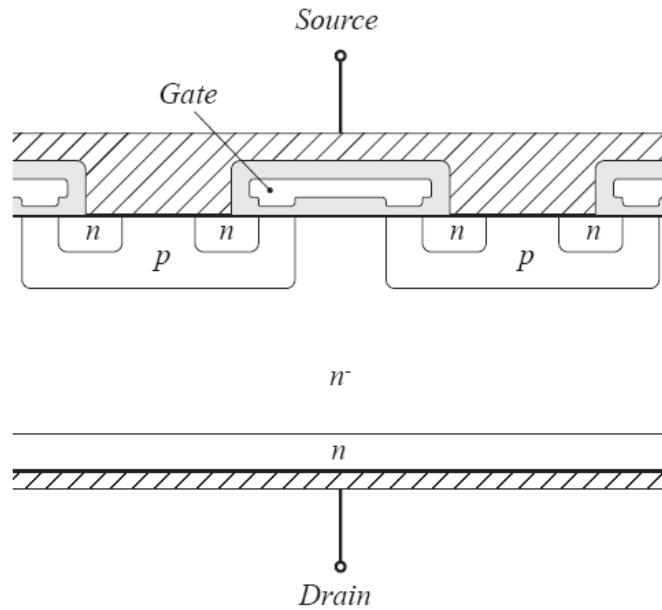
A tabela a seguir mostra uma comparação das tecnologias de diodos apresentadas. Observa-se uma grande diferença entre as características dos diodos, principalmente em relação aos tempos de comutação. Obviamente, dispositivos com características de desempenho melhor são muito mais caros, e só devem ser considerados em projeto quando estritamente necessários.

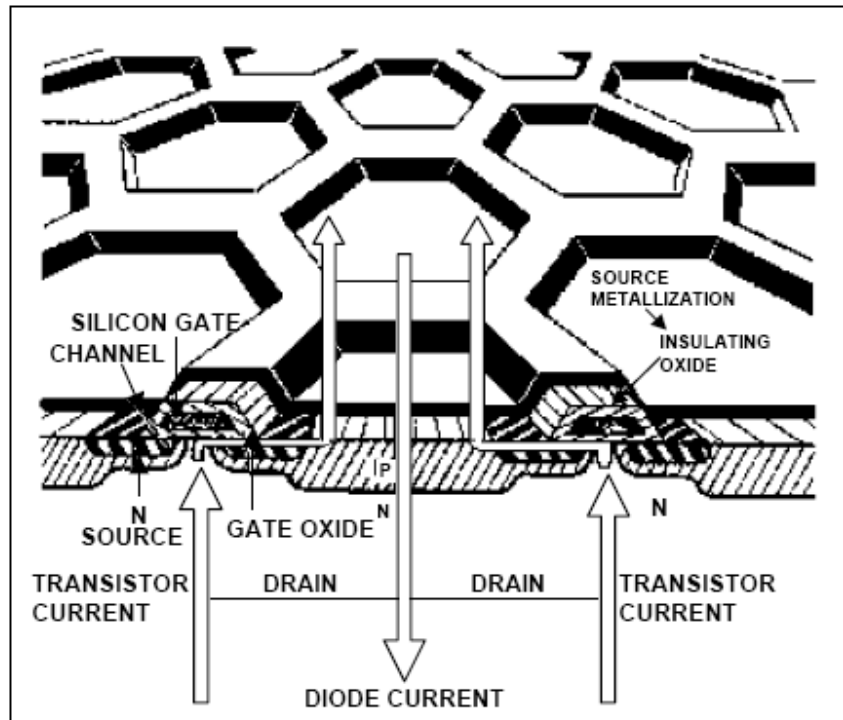
Parâmetro (valores típicos)	Tipo de diodo			
	Uso geral	Rápido	Ultra-rápido	Schottky
$I_{F(AV)}$	60A	60A	60A	60A
$V$	1600V	600V	400V	45V
$V_F$	1.3V	1.1V	1.25V	0.69V
$t_{rr}$	400ns	70ns	8,5 ns	20ns
$T_J$	-65 – 160°C	-40 – 150°C	-55 - 175°C	-40 – 150°C
$I_{rr}$	-	3.4A	8.8 A	2A
$Q_{rr}$	-	0.5 $\mu$ C	375 nC	800 nC
Componente	40HF	60HFU-600	60EPU04	MBR6045WT

Obs.: Os componentes exemplos são todos da *International Rectifier* ([www.irf.com](http://www.irf.com))

### 1.3.1.1. MOSFETS

Os MOSFET's de potência são dispositivos semicondutores que possuem o comprimento do Gate (porta) de aproximadamente alguns  $\mu\text{m}$ . O MOSFET é composto de várias pequenas células de modo ENHANCEMENT conectadas em paralelo sobre uma superfície de silício (die). A secção transversal de uma célula é ilustrada na Figura 1 abaixo.





**Figure 2.** Basic HEXFET Structure

Figura 1 - Seção transversal de uma célula MOSFET.

A corrente flui verticalmente através de “silicon wafer”. A conexão do dreno metalizada é feita na parte de baixo do CI, enquanto a metalização da fonte é o da porta (Gate) é na parte superior. Em condições normais de operação, com  $v_{ds} \geq 0$  ambos a junção  $p_n$  e  $p_n^-$  são polarizados reversamente. Na Figura 2 a tensão dreno para fonte aparece através da região de depleção na junção  $p_n^-$ . A região  $n^-$  é fracamente dopada, com uma espessura tal que a tensão desejada de bloqueio máxima é alcançada.

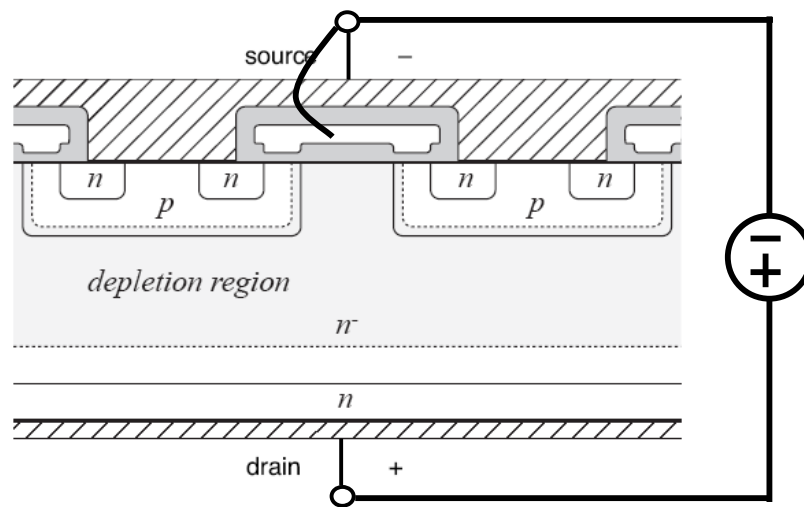


Figura 2 – Junção  $p_n$  e  $p_{n^-}$  polarizadas reversamente.

A Figura 3 abaixo ilustra a operação no estado de condução, com uma tensão de gate-source suficientemente grande. Um canal se forma no substrato da região do tipo  $p$  abaixo do gate.

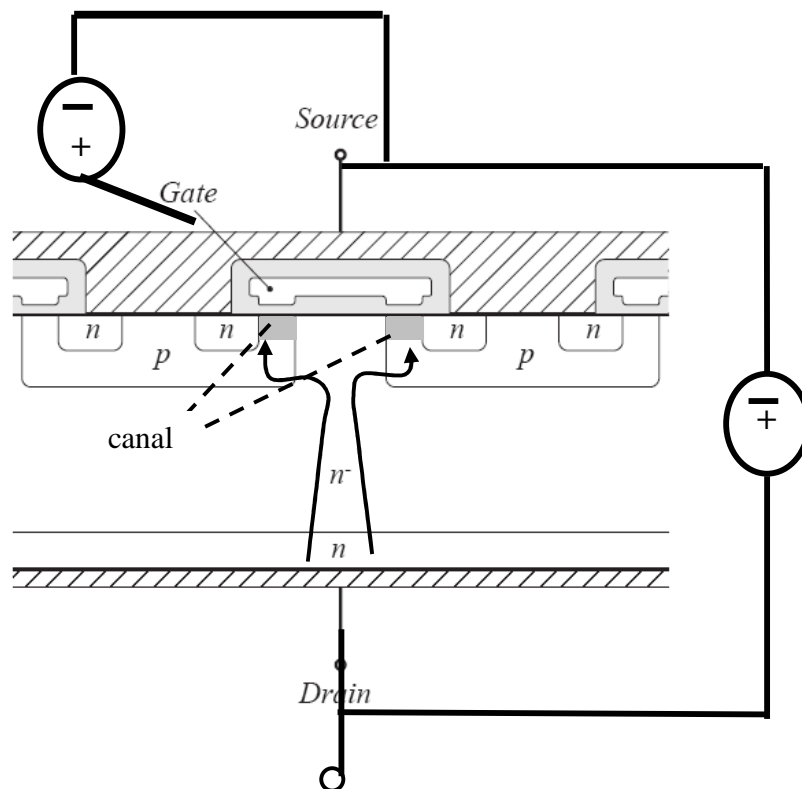




Figura 3 – Canal no substrato tipo  $p$  no MOSFET.

A corrente de dreno circula através do canal  $n^-$ , pela região  $n$ , e sai pelo contato do source.

A resistência  $R_{on}$  que caracteriza o MOSFET em condução é a soma da resistência da região  $n^-$ , do canal, e dos contatos de dreno e source. Na medida em que a tensão de bloqueio do MOSFET aumenta a resistência  $R_{ON}$  do canal  $n^-$  se torna dominante. Como não existem portadores minoritários para causar a “modulação de condutividade” a resistência  $R_{on}$  aumenta significativamente na medida em que a tensão de bloqueio atinge algumas centenas de volts.

A junção  $p-n^-$  é chamada de “body diode”, essa junção forma um diodo em paralelo com o MOSFET. Esse diodo é polarizado diretamente quando a tensão  $v_{ds}$  se torna negativa. Esse diodo é capaz de conduzir a corrente nominal do MOSFET. Entretanto geralmente o MOSFET não é otimizado com relação os tempos de recuperação desse diodo. As grandes correntes que fluem durante a recuperação do diodo podem causar danos no componente. Deve ser ressaltado que alguns fabricantes produzem MOSFET com “Body diode” com baixos tempos de recuperação.

A característica estática típica de um MOSFET é mostrada abaixo.

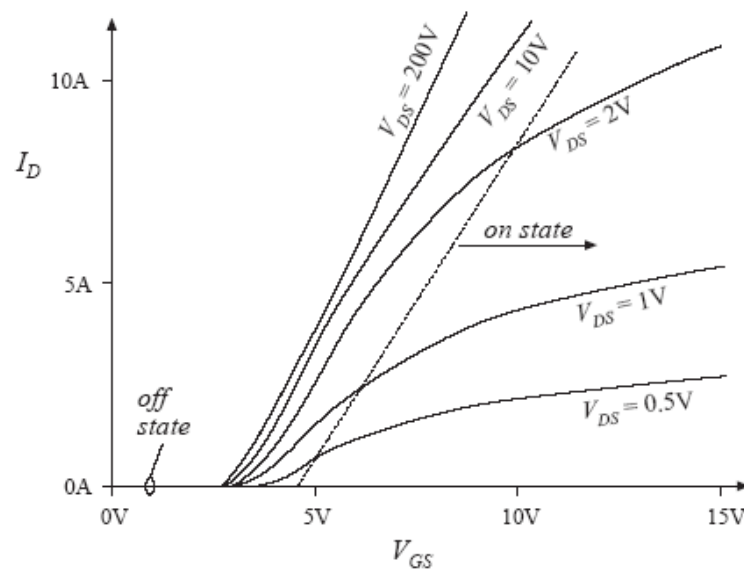


Figura 4 – Característica estática típica de um MOSFET.

Quando a tensão  $v_{gs}$  é menor que uma tensão de threshold  $V_{th}$ , o dispositivo opera no estado bloqueado. Um valor típico de  $V_{th}$  é 3V. Quando a tensão  $v_{gs}$  é maior que 6 a 7 volts o dispositivo opera no estado de condução. Valores típicos da tensão de gate são 12 a 15 V para minimizar as perdas de condução.

Em condução a tensão do MOSFET,  $v_{ds}$  é proporcional a corrente de dreno. O MOSFET é capaz de conduzir corrente de pico que excedem o valor médio da corrente e a natureza da característica estática é modificada em altos níveis de corrente.

MOSFET de potência que operam com tensão gate-source de 5V também são disponíveis. Alguns MOSFET de potência do tipo P também são disponíveis, mas eles são pouco usados devido a sua performance inferior se comparados com os do tipo N.

A resistência de condução  $R_{on}$  e a queda de tensão de condução possuem coeficientes de temperatura positivos. Devido a essa propriedade é relativamente fácil colocar dispositivos MOSFET em paralelo. Os MOSFETs de alta corrente são dispositivos disponíveis contendo vários CI's conectados em paralelo.

As principais capacitâncias do MOSFET são ilustradas na Figura 5 abaixo. Esse modelo é suficiente para um estudo qualitativo do comportamento como interruptor.

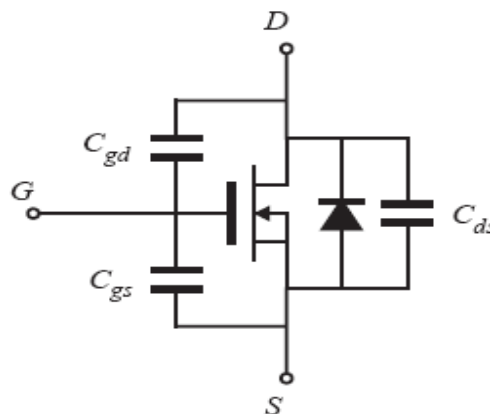


Figura 5 – Principais capacitâncias do MOSFET.

Os tempos de comutação são determinados pelo tempo necessário para carregar e descarregar essas capacitâncias. Uma vez que a corrente de dreno é função da tensão gate-source, então a taxa de variação da corrente de dreno é dependente da taxa de variação que a tensão gate-source que é definida pelo circuito de comando (driver).

A capacitância dreno-source leva a perdas de comutação uma vez que a energia armazenada nessa capacitância é geralmente perdida durante a entrada em condução do MOSFET. A capacitância gate-source é essencialmente linear. Entretanto a capacitância dreno-source e gate para dreno são fortemente não lineares.

$$C_{ds}(v_{ds}) = \frac{C_o}{\sqrt{1 + \frac{v_{ds}}{V_o}}} \quad (1)$$

Onde os parâmetros  $C_o$  e  $V_o$  são dependentes da geometria do componente. Um outro parâmetro que geralmente é fornecido pelos fabricantes é a carga de gate ( $Q_g$ ).  $Q_g$  é a carga total que o circuito de comando deve fornecer para elevar a tensão de gate source de zero até tipicamente 10 V, com uma tensão dreno-source pré-definida.

MOSFETS são dispositivos usualmente utilizados para tensões menores ou iguais a 400V. Nessas tensões, a queda de tensão direta é igual ou superior a dos dispositivos de condução por portadores minoritários. Os tempos de comutação são de 50n a 200 ns. Em tensões superiores a 400 e 500V, os dispositivos formados por portadores minoritários (IGBT por exemplo) possuem uma queda direta menor. A única exceção é em aplicações onde a velocidade de comutação é mais importante do que o custo do semiconductor para obter queda em condução aceitável.

International  
**IR** Rectifier

SMPS MOSFET

PD- 95470

IRFB42N20DPbF

HEXFET® Power MOSFET

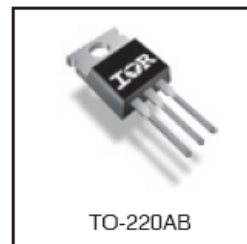
#### Applications

- High frequency DC-DC converters
- Motor Control
- Uninterruptible Power Supplies
- Lead-Free

#### Benefits

- Low Gate-to-Drain Charge to Reduce Switching Losses
- Fully Characterized Capacitance Including Effective  $C_{OSS}$  to Simplify Design, (See App. Note AN1001)
- Fully Characterized Avalanche Voltage and Current

$V_{DSS}$	$R_{DS(on) \max}$	$I_D$
200V	0.055 $\Omega$	44A



#### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	44	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	31	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	180	W
$P_D$ @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	2.4	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	330	W/°C
	Linear Derating Factor	2.2	
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 30$	V
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ②	2.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

#### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

Notes ① through ③ are on page 8

www.irf.com

1

7/7/04

# IRFB42N20DPbF



## Static @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.26	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.055	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 26A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.5	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 160V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 30V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -30V$

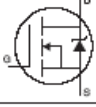
## Dynamic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$g_{fs}$	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 26A$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	91	140	nC	$I_D = 26A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	24	36		$V_{DS} = 160V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	43	65	ns	$V_{GS} = 10V,$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—		$V_{DD} = 100V$
$t_r$	Rise Time	—	69	—		$I_D = 26A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	29	—		$R_G = 1.8\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	32	—		$V_{GS} = 10V$ ④
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	3430	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	530	—		$V_{DS} = 25V$
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	100	—		$f = 1.0\text{MHz}$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	5310	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0\text{MHz}$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	210	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 160V, f = 1.0\text{MHz}$
$C_{oss\ eff.}$	Effective Output Capacitance	—	400	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 160V$ ④

## Avalanche Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	510	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ③	—	26	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ③	—	33	mJ

## Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	44	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	180		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 26A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	220	330	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 26A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	1860	2790	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$ )				

### 1.3.1.1. Transistor de Junção Bipolar - BJT

A seção transversal de um BJT de potência  $n-p-n$  é mostrada na Figura 1 abaixo.

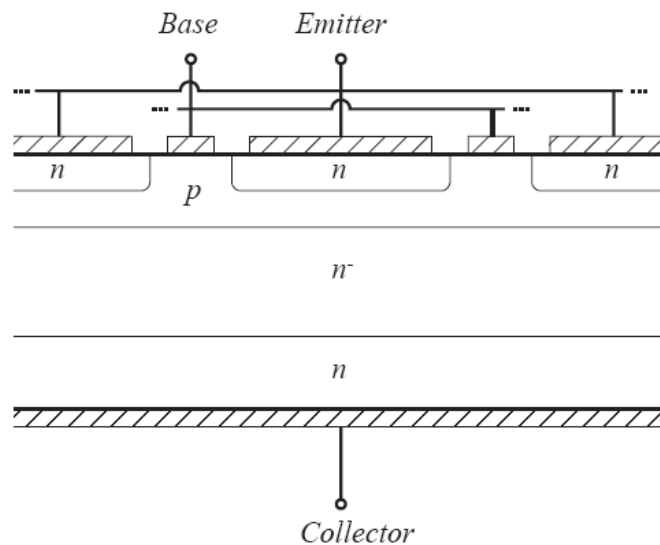


Figura 1 - Seção transversal de um célula BJT.

Como em outros dispositivos de potência, a corrente flui verticalmente através do semicondutor “wafer”. A região fracamente dopada  $n^-$  é inserida no coletor para obter a tensão de avalanche requerida. O transistor opera no estado bloqueado quando as junções  $pn^-$  e  $pn$  estão reversamente polarizadas. A tensão coletor-emissor aparece essencialmente sobre a região de depleção da junção  $pn^-$ . Por outro lado, o transistor opera no estado saturado quando ambas as junções são diretamente polarizadas. No estado saturado, um número substancial de cargas minoritárias estão presentes na região  $p$  e  $n^-$ . Essas cargas minoritárias fazem com que região  $n^-$ , que normalmente apresenta uma resistividade elevada, reduza a sua baixa resistência devido ao efeito modulação de condutividade “*conductivity modulation*”. Entre a região de bloqueio e condução existe a região ativa, onde a junção  $p-n$  é diretamente polarizada e a junção  $pn^-$  é reversamente polarizada.

**Conductivity Modulation** *An increase in the conductivity of a semiconductor which results during high-level carrier injection when the concentration of major carriers exceeds the background, thermal equilibrium value due to high density effects.*

**Conductivity Modulation:** *The variation of the conductivity of a semiconductor through variation of the charge carrier density.*

Quando o BJT opera na região ativa, a corrente de coletor é proporcional aos portadores minoritários na base, a qual é proporcional (em equilíbrio) a corrente de base. Existe uma quarta região conhecida como quase-saturação, ocorrendo entre a região ativa e de saturação.

A quase-saturação ocorre quando a corrente base é insuficiente para colocar o BJT na saturação. As cargas minoritárias presentes na região  $n^-$  são insuficientes para reduzir a região de resistência  $n^-$ , e uma maior resistência do transistor é observada se comparado com a saturação.

Considere um exemplo simples dado na Figura 2.

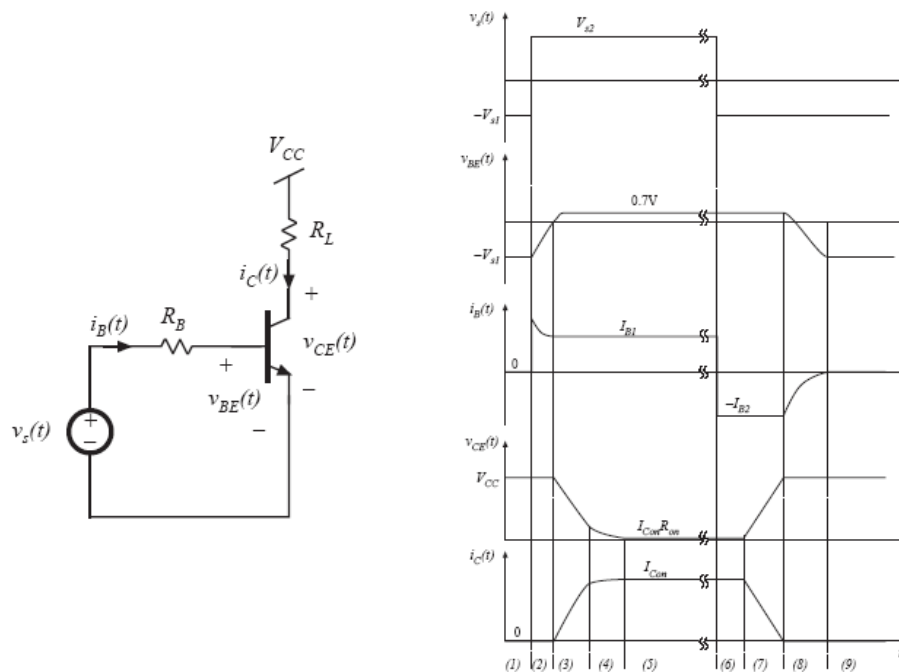


Figura 2 – Etapas de operação do circuito com BJT.

O transistor opera bloqueado no intervalo 1 com a junção base emissor reversamente polarizada. A entrada em condução inicia no intervalo 2, quando a tensão da fonte comuta para um valor positivo, ou seja  $v_s(t)=V_{s2}$ . Uma corrente positiva é suprida pela fonte  $v_s$  para a base do BJT.

Essa corrente primeiro carrega as capacitâncias associadas a região de depleção das junções  $pn$  e  $pn$  que estão reversamente polarizadas. No final do intervalo 2 a tensão base-emissor excede zero suficientemente para a junção base-emissor se tornar diretamente polarizada. A duração do intervalo 2 é chamado de “turn-on delay time”. Durante o intervalo 3 os portadores minoritários são injetados através da junção base-emissor do emissor para a região da base. A corrente de coletor é proporcional a carga na região base. Então durante o intervalo 3 a corrente de coletor aumenta. Uma vez que o transistor esta acionando uma carga resistiva, a tensão de coletor decresce nesse intervalo. Isso reduz a tensão através da junção base-coletor e também reduz a região de depleção. Aumentando  $I_{b1}$  (pela redução  $R_B$  ou incrementando  $V_{s2}$ ) é possível aumentar ambos as variações de portadores minoritários da base e a carga da capacitância da região de depleção. Assim, aumentando  $I_{b1}$  é possível reduzir os tempos de entrada em condução. Próximo do fim do intervalo 3, a junção  $pn$  se torna diretamente polarizada. Os portadores minoritários são então injetados na região  $n$ , reduzindo efetivamente a resistividade. Dependendo da geometria e da magnitude da corrente de base, a tensão de “calda” pode ser observada na medida em que a resistência aparente da região  $n$  é reduzida pelo efeito de modulação da condutividade. O BJT atinge o equilíbrio no começo do intervalo 5, com “resistência ON” baixa, e com uma substancial quantidade de portadores minoritários nas regiões  $n$  e  $p$ . Nesse intervalo as cargas minoritárias excedem a quantidade necessária para suportar a condução na região ativa da corrente de coletor.

O bloqueio é iniciado no intervalo 6, quando a tensão da fonte retorna para  $-V_{s1}$ . A tensão base-emissor permanece diretamente polarizada uma vez que os portadores minoritários estão na sua vizinhança. A corrente de coletor circulará enquanto existir portadores minoritários em excesso para suportar a condução na região ativa. A corrente de base  $-I_{b2}$ , negativa remove os portadores minoritários armazenados na junção. Esse intervalo termina quando o excesso de portadores minoritários são removidos. A duração desse intervalo é chamado de tempo de estocagem ou “Storage Time”. Durante o intervalo 7 o BJT opera na região ativa. A corrente de coletor é proporcional a carga armazenada. A recombinação e a corrente de base negativa continuam a reduzir os portadores minoritários da base, e a corrente de coletor diminui. No final do intervalo 7 os portadores minoritários armazenados são nulos. A junção base-emissor torna-se reversamente polarizada. A duração do intervalo 7 é chamada de tempo de descida. Durante



o intervalo 8 o capacitor associado da junção base-emissor é descarregado até  $-v_{s1}$ . No intervalo 9 o transistor opera em equilíbrio no estado bloqueado.

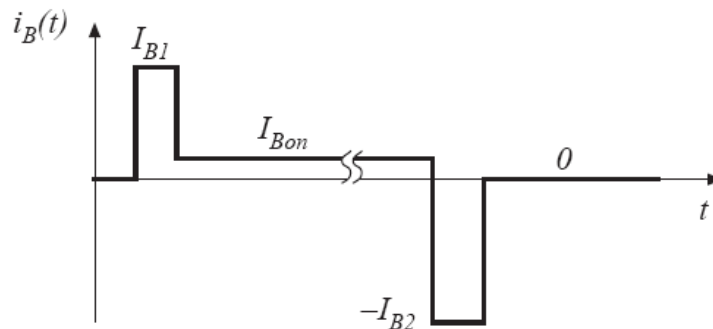


Figura 3 – Corrente de base ideal do BJT.

A corrente acima é uma corrente de base ideal. A corrente  $I_{b1}$  é alta, tal que a carga é inserida rapidamente na base, e assim há uma redução dos tempos de entrada em condução. Existe um compromisso entre a amplitude corrente de equilíbrio de condução  $I_{Bon}$  e *Storage Time*. A fim de que a queda de condução seja pequena  $I_{Bon}$  deve ser grande mas assim há um aumento excessivamente o excesso de portadores minoritários o que aumenta tempo de estocagem.

A corrente  $I_{b2}$  é grande em magnitude tal que as cargas armazenadas possam ser removidas rapidamente e os tempos de estocagem e desligamento sejam minimizados. Ainda, os valores de  $I_{b1}$  e  $I_{b2}$  devem ser limitados para evitar falha no componente.

### 1.3.1.1. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

A seção transversal de um IGBT é mostrada abaixo.

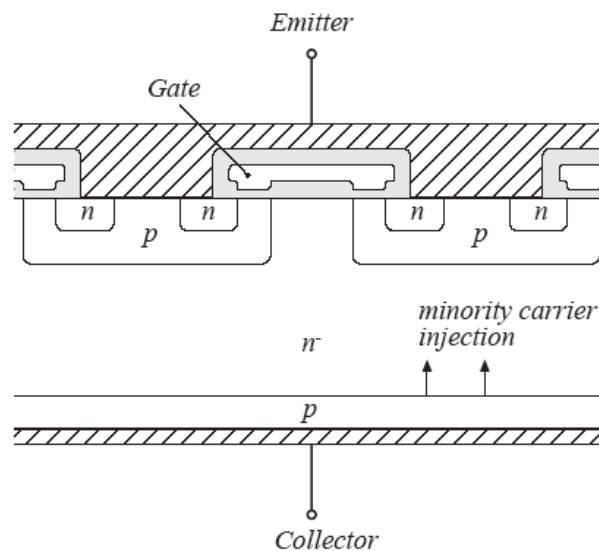


Figura 1 - Seção transversal de um célula IGBT.

O IGBT é um dispositivo semiconductor moderno de quatro camadas de gate isolado. Pode-se notar que o IGBT é muito parecido com o MOSFET com relação ao tipo construtivo. A diferença fundamental é a região  $p$  conectada ao coletor do IGBT. A função da camada  $p$  é de injetar portadores minoritários na região  $n$  quando o dispositivo opera na região de condução.

Quando o IGBT conduz a junção  $pn$  é polarizada diretamente e portadores minoritários são injetados na região  $n$  e a resistência é reduzida pelo efeito de modulação de condutividade. Isto reduz a resistência ON da região  $n$ , que permite a construção de IGBTs de alta tensão de bloqueio apresentar queda de tensão direta aceitáveis. Em 1999 IGBTs de 600 V a 3300V eram

disponíveis com quedas diretas entre 2 a 4 V, que são muito menor do que as de MOSFETs com a mesma área do semicondutor.

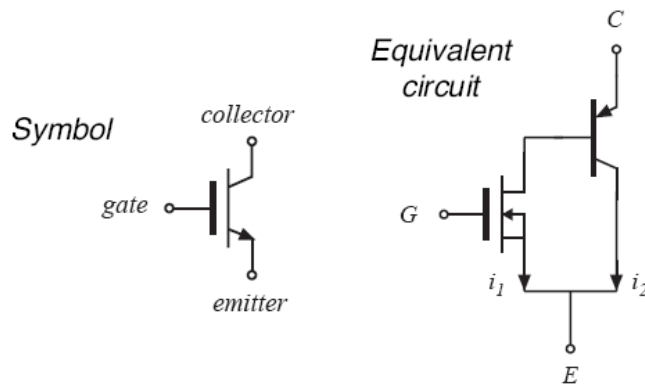


Figura 2 – Simbologia e circuito equivalente do IGBT.

O IGBT funciona como um MOSFET de canal  $n$  conectado a um transistor  $pn$ p. As características físicas desse componente são ilustradas abaixo.

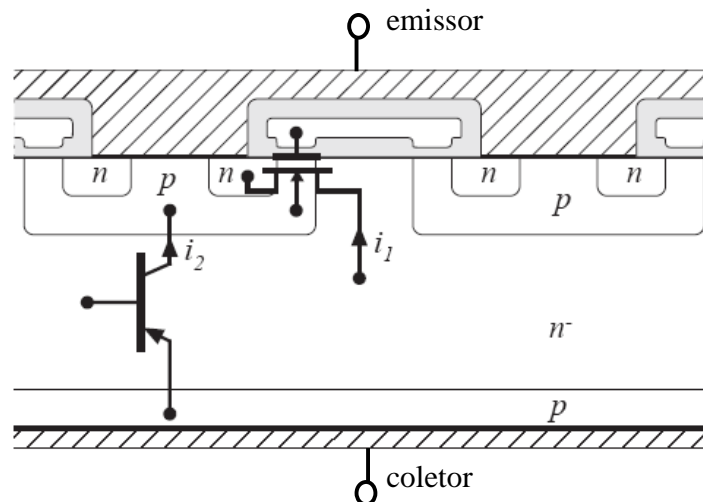


Figura 3 – Aspectos físicos do IGBT.

Existem 2 correntes, a corrente do MOSFET  $i_1$  e a corrente do  $pn$ p  $i_2$ .

O preço pago por reduzir a tensão do IGBT é o aumento dos tempos de comutação, especialmente os tempos de desligamentos. O IGBT no desligamento apresenta uma corrente de calda “current tailing”.

O MOSFET pode ser desligado rapidamente, removendo as cargas do gate. Isto faz com que a corrente  $i_1$  vá para zero.

Entretanto a corrente  $i_2$  continua a circular até que os portadores minoritários presentes na região  $n^-$  sejam removidos. Uma vez que não existe maneira de remover esses portadores, eles decaem lentamente por recombinação. Então  $i_2$  decai como recombinação dos portadores minoritários o que resulta em uma corrente de calda que pode ser observada. A duração da corrente de calda pode ser reduzida pela introdução de centros de recombinação na região  $n^-$  com o preço pago de aumentar a resistência ON.

O ganho de corrente  $pnp$  pode também ser minimizado causando  $i_1$  ser maior que  $i_2$ . Mesmo assim os tempos de comutação do IGBT são significativamente maiores que os dos MOSFET, com tempos de fechamento de 0,5  $\mu$ s a 5  $\mu$ s. Hoje as frequências típicas de conversores com IGBT são de 1 a 30 kHz. Finalmente, em condução o IGBT pode ser modelado por um circuito com mostrado na Fig.4, onde os valores de R e V são obtidos a partir do catalogo do fabricante, veja Fig. 13 abaixo.

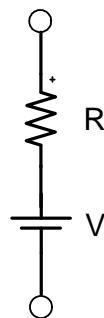
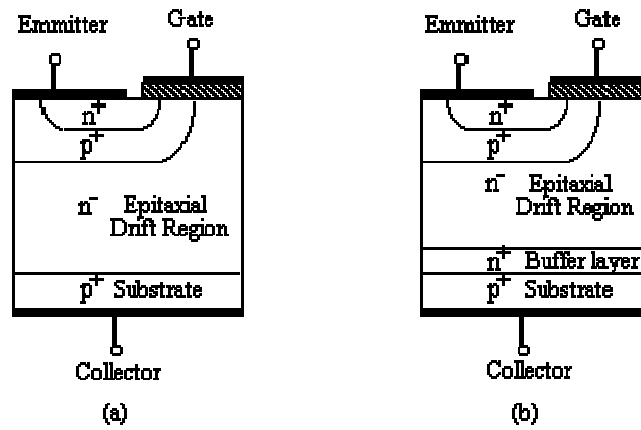


Figura 4 – Modelo do IGBT em condição de condução.

A remoção de cargas armazenadas pode ser melhorada pela adição de uma camada  $n^+$  que atua como uma fonte para o excesso de buracos. The removal of stored charge can be greatly enhanced with the addition of an  $n^+$  buffer layer which acts as a sink for the excess holes and significantly shortens the tail time. This layer has a much shorter excess carrier life time which results in a greater recombination rate within this layer. The resultant gradient in hole density in the drift region causes a large flux of diffusing holes towards the buffer region which greatly enhances the removal rate of holes from the drift region and shortens the tail time. This device structure is referred to as Punch-Through (PT) IGBT while the structure without the  $n^+$  buffer region is referred to as Non Punch-Through (NPT) IGBT (Fig. 5).



(a) Non Punch Through (NPT) IGBT (b) Punch Through (PT) IGBT

International  
**IR** Rectifier

PRELIMINARY

IRG4BC30KD

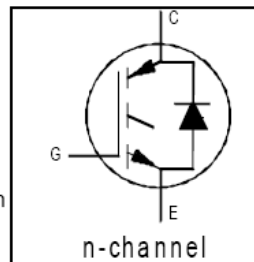
PD -9.1595

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH  
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Short Circuit Rated  
UltraFast IGBT

**Features**

- High short circuit rating optimized for motor control,  $t_{sc} = 10\mu s$ , @360V  $V_{CE}$  (start),  $T_J = 125^\circ C$ ,  $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high switching speed
- tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery antiparallel diodes



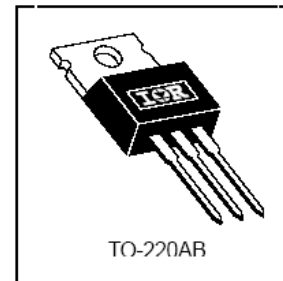
$V_{CES} = 600V$

$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.21V$

$@V_{GE} = 15V, I_C = 16A$

**Benefits**

- Latest generation 4 IGBT's offer highest power density motor controls possible
- HEXFRED™ diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics reduce noise, EMI and switching losses
- This part replaces the IRGBC30KD2 and IRGBC30MD2 products
- For hints see design tip 97003

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	28	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	16	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current ①	58	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current ②	58	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	12	
$I_{FM}$	Diode Maximum Forward Current	58	
$t_{sc}$	Short Circuit Withstand Time	10	$\mu s$
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	100	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	42	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	$^\circ C$
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf•in (1.1 N•m)	

**Thermal Resistance**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	1.2	$^\circ C/W$
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	2.5	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	80	
Wt	Weight	—	2 (0.07)	—	g (oz)

## IRG4BC30KD

International  
IGOR RectifierElectrical Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage <sup>③</sup>	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.54	—	$V/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$	
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.21	2.7	V	$V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5	
		—	2.88	—			$I_C = 16A$
		—	2.36	—			$I_C = 28A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-12	—	$mV/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
$g_{fe}$	Forward Transconductance <sup>④</sup>	5.4	8.1	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 16A$	
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	$\mu A$	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$ $V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$	
		—	—	2500			
$V_{FM}$	Diode Forward Voltage Drop	—	1.4	1.7	V	See Fig. 13	
		—	1.3	1.6			$I_C = 12A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GES}$	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	$\pm 100$	nA	$V_{GE} = \pm 20V$	

Switching Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$Q_g$	Total Gate Charge (turn-on)	—	67	100	nC	$I_C = 16A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
$Q_{ge}$	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	11	16		
$Q_{gc}$	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	25	37		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	60	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 16A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 23\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See Fig. 9,10,14
$t_r$	Rise Time	—	42	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	160	250		
$t_f$	Fall Time	—	80	120		
$E_{on}$	Turn-On Switching Loss	—	0.60	—	mJ	See Fig. 9,10,14
$E_{off}$	Turn-Off Switching Loss	—	0.58	—		
$E_{ts}$	Total Switching Loss	—	1.18	1.6	$\mu s$	$V_{CC} = 360V, T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega, V_{CPK} < 500V$
$t_{sc}$	Short Circuit Withstand Time	10	—	—		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	58	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , See Fig. 11,14 $I_C = 16A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 23\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery
$t_r$	Rise Time	—	42	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	210	—		
$t_f$	Fall Time	—	160	—		
$E_{ts}$	Total Switching Loss	—	1.69	—	mJ	Measured 5mm from package
$L_E$	Internal Emitter Inductance	—	7.5	—		
$C_{ies}$	Input Capacitance	—	920	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
$C_{oes}$	Output Capacitance	—	110	—		
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance	—	27	—		
$t_{rr}$	Diode Reverse Recovery Time	—	42	60	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 14
		—	80	120		
$I_{rr}$	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	3.5	6.0	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 15
		—	5.6	10		
$Q_{rr}$	Diode Reverse Recovery Charge	—	80	180	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 16
		—	220	600		
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During $t_b$	—	180	—	$A/\mu s$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 17
		—	160	—		

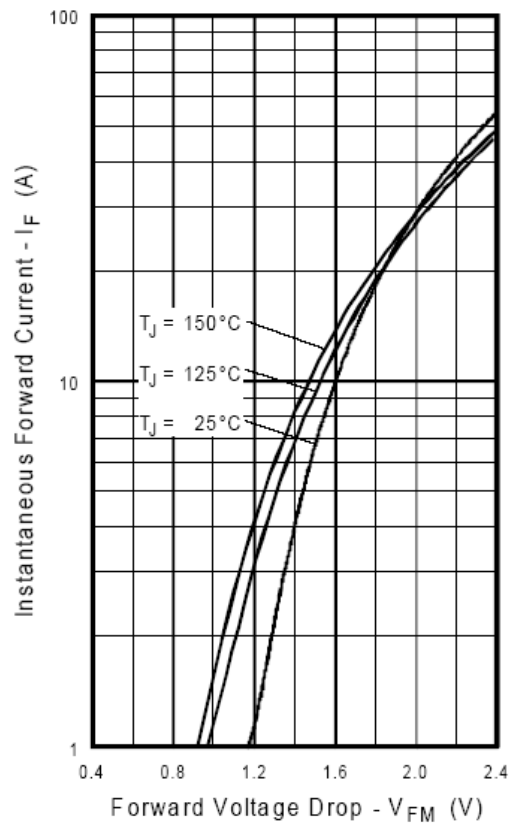


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

### 1.3.1.1. Tiristores (SCR, GTO, MCT)

De todos os semicondutores de potência o SCR ( silicon-controlled rectifier ) é o mais antigo, possui o menor custo por kVA, e é capaz de controlar a maior quantidade de potência. Dispositivos de 5000 a 7000 V que suportam milhares de ampères são disponíveis no mercado.

Em aplicações de sistemas de potência, especificamente em *link* transmissão CC, SCRs comandados por luz ( light-triggered SCR - US Patent 5148253) conectados em série são empregados em retificadores e inversores comutados pela rede que operam com correntes de alguns kA e tensões de até 1 MV. Um SCR de potência ocupa um “wafer” de semicondutor de alguns centímetros de diâmetros e são montados em diferentes encapsulamentos, dentre eles destaca-se os do tipo discos, como ilustrado na figura abaixo.





Figura: SCR de grande potência encapsulamento (press pack type).

O símbolo do SCR e um circuito equivalente contendo transistores NPN e PNP do tipo BJT são ilustrados na figura abaixo.

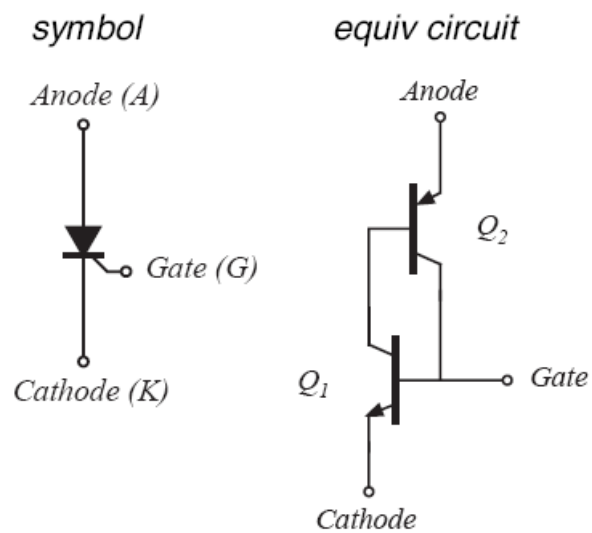


Figura 1 - Simbologia e circuito equivalente para o SCR.

A seção transversal de um tiristor é mostrada na figura 2 abaixo.

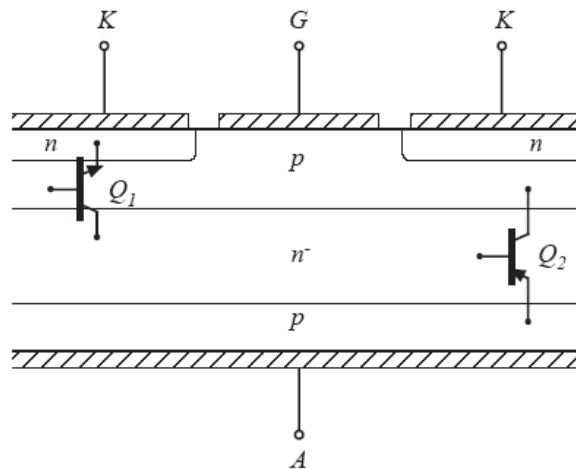


Figura 2 – Seção transversal para uma célula do SCR.

O transistor  $Q_1$  é composto pelas regiões  $n$ ,  $p$ ,  $n^-$ , e o transistor  $Q_2$  pelas regiões  $p$ ,  $n^-$ ,  $p$ .

O SCR é capaz de bloquear tensões positivas e negativas. Dependendo da polarização da tensão aplicada a uma das junções  $p n^-$  é polarizada reversamente. Em qualquer caso a região de depleção se estende na região  $n^-$  fracamente dopada. Como em outros dispositivos a tensão de bloqueio é obtida pela própria espessura da região  $n^-$  e da concentração de portadores nessa região.

O SCR pode entrar em condução quando a tensão aplicada  $v_{AK}$  for positiva. Uma corrente de gate positiva  $i_G$  faz com que o transistor  $Q_1$  entre em condução, isso supre corrente para o transistor  $Q_2$  que entre em condução. A conexão da base e do coletor dos transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  constituem um laço de realimentação positiva. Desde que o produto dos ganhos dos dois transistores seja maior que 1, então, a corrente dos transistores irá aumentar regenerativamente. Em condução, a corrente do anodo é limitada pelo circuito externo e ambos os transistores operam saturados. Portadores minoritários são injetados nas quatro regiões, e como resultado do efeito da *modulação por condutividade* leva a quedas diretas muito baixas. Em condução o SCR pode ser modelado como uma fonte de tensão série com uma resistência  $R_{ON}$ . Independentemente da corrente de gate, o SCR se mantém em condução. Ele não pode se bloquear a menos que uma corrente negativa de anodo seja aplicada.

No caso de conversores comutados pela rede, o bloqueio do SCR é feito pela tensão de entrada. Em conversores com comutação forçada um circuito de comutação externo força a inversão de corrente no SCR.

A característica estática do SCR é mostrada abaixo.

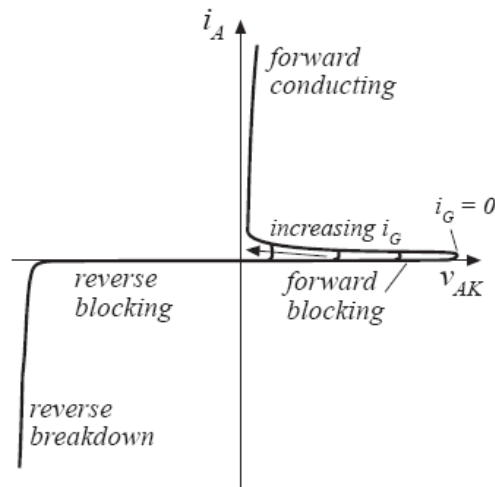


Figura 3 – Curva da característica estática do SCR.

Durante a entrada em bloqueio ( *turn-off* ), a taxa na qual a tensão anodo para catodo é reaplicada deve ser limitada para evitar que o SCR volte a entrar em condução. O tempo  $t_q$  é o tempo para que os portadores minoritários armazenados nas regiões  $p$  e  $n$  sejam ativamente removidos através de uma corrente de anodo negativa. Durante o bloqueio, a corrente negativa remove ativamente os portadores minoritários, com uma comutação semelhante a de um diodo. Assim, após do primeiro cruzamento por zero da corrente de anodo é necessário esperar um tempo  $t_q$  antes de reaplicar uma tensão positiva entre anodo e catodo. A figura abaixo ilustra a variação da carga armazenada com a derivada da corrente.

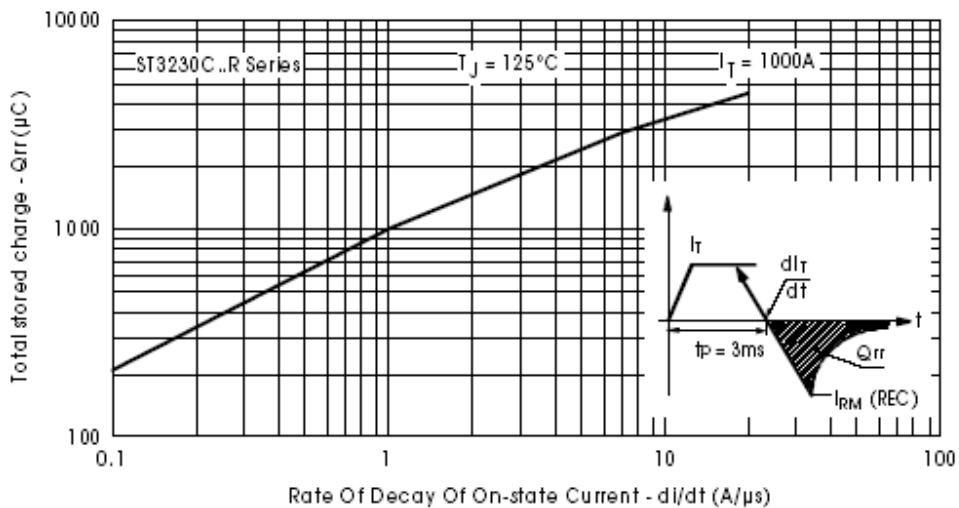


Fig. 7 - Stored Charged

Os SCRs usualmente apresentam uma área relativamente grande, sem uma interdigitação do gate e do catodo. Elementos parasitas surgem da grande área do SCR levam a algumas limitações. Durante a entrada em condução a taxa de crescimento da corrente de anodo deve ser limitada em um valor seguro, caso contrário focos de corrente podem ocorrer que levam a formação de pontos quentes “hot spots”, os quais podem levar a queima do dispositivo. A forma rudimentar na qual a estrutura do gate e o catodo são arranjados no SCR impede que seja possível levar o SCR ao bloqueio através do gate.

International  
**IR** Rectifier

**ST083S SERIES**

**INVERTER GRADE THYRISTORS**

**Stud Version**

Features

- Center amplifying gate
- High surge current capability
- Low thermal impedance
- High speed performance

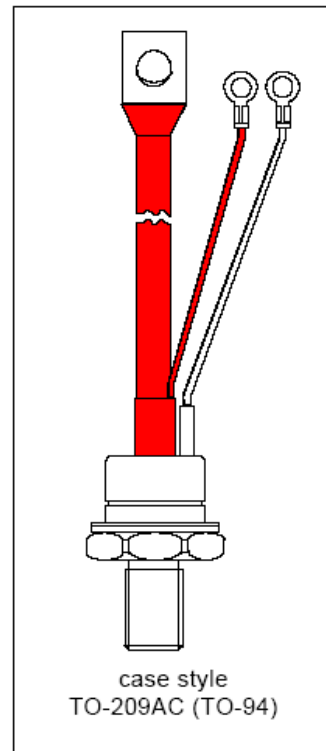
85A

Typical Applications

- Inverters
- Choppers
- Induction heating
- All types of force-commutated converters

Major Ratings and Characteristics

Parameters	ST083S	Units
$I_{T(AV)}$	85	A
@ $T_C$	85	°C
$I_{T(RMS)}$	135	A
$I_{TSM}$ @ 50Hz	2450	A
@ 60Hz	2560	A
$I^2t$ @ 50Hz	30	KA <sup>2</sup> s
@ 60Hz	27	KA <sup>2</sup> s
$V_{DRM}/V_{RRM}$	400 to 1200	V
$t_q$ range (see table)	10 to 20	μs
$T_J$	- 40 to 125	°C



## Switching

Parameter	ST083S	Units	Conditions
$di/dt$ Max. non-repetitive rate of rise of turned-on current	1000	A/ $\mu$ s	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , $V_{\text{DRM}} = \text{rated } V_{\text{DRM}}$ $I_{\text{TM}} = 2 \times di/dt$
$t_d$ Typical delay time	0.80	$\mu$ s	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{\text{DM}} = \text{rated } V_{\text{DRM}}$ , $I_{\text{TM}} = 50\text{A DC}$ , $t_p = 1\mu\text{s}$ Resistive load, Gate pulse: 10V, 5 $\Omega$ source
$t_q$ Max. turn-off time	Min 10 Max 20		

## Blocking

Parameter	ST083S	Units	Conditions
$dv/dt$ Maximum critical rate of rise of off-state voltage	500	V/ $\mu$ s	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , linear to 80% $V_{\text{DRM}}$ , higher value available on request
$I_{\text{RRM}}$ $I_{\text{DRM}}$ Max. peak reverse and off-state leakage current	30	mA	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , rated $V_{\text{DRM}}$ / $V_{\text{RRM}}$ applied

## Triggering

Parameter	ST083S	Units	Conditions
$P_{\text{GM}}$ Maximum peak gate power	40	W	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , $f = 50\text{Hz}$ , $d\% = 50$
$P_{\text{G(AV)}}$ Maximum average gate power	5		
$I_{\text{GM}}$ Max. peak positive gate current	5	A	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , $t_p \leq 5\text{ms}$
$+V_{\text{GM}}$ Maximum peak positive gate voltage	20	V	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , $t_p \leq 5\text{ms}$
$-V_{\text{GM}}$ Maximum peak negative gate voltage	5		
$I_{\text{GT}}$ Max. DC gate current required to trigger	200	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_A = 12\text{V}$ , $R_a = 6\Omega$
$V_{\text{GT}}$ Max. DC gate voltage required to trigger	3	V	
$I_{\text{GD}}$ Max. DC gate current not to trigger	20	mA	$T_J = T_{J \text{ max}}$ , rated $V_{\text{DRM}}$ applied
$V_{\text{GD}}$ Max. DC gate voltage not to trigger	0.25	V	

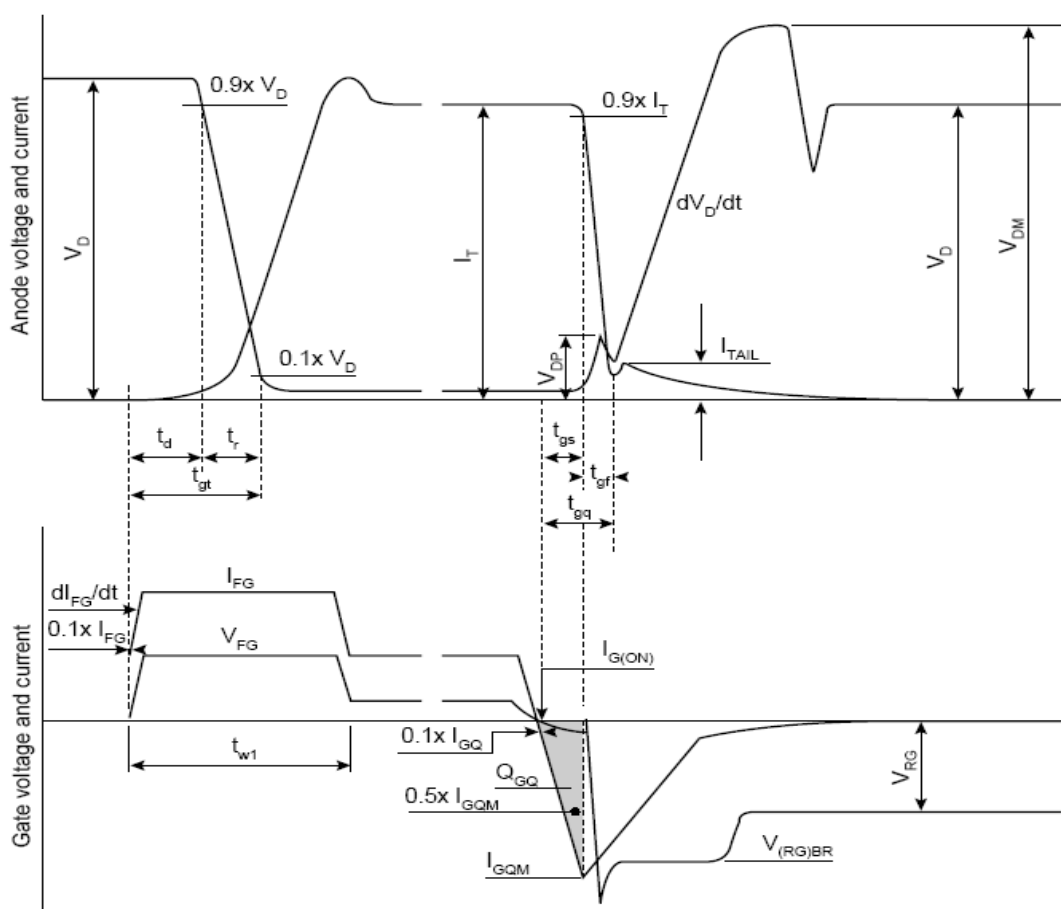
O GTO, *Gate Turn Off Thyristors*, é um dispositivo moderno que pode ser desligado pelo gate. O contato de gate e do catodo são *interdigitados*, de forma que toda a junção gate-catodo pode ser reversamente polarizada durante a transição de bloqueio.

O ganho de desligamento do GTO é a razão entre a corrente negativa de gate e a corrente necessária para levar o dispositivo ao bloqueio. Valores típicos de ganho são de 2 a 5. Isto

significa que várias centenas de ampères de corrente de gate negativa são necessários para bloquear um GTO de 1000 A.

Também é importante a máxima corrente controlável de condução. O GTO é capaz de conduzir picos de corrente bastante significativos. Entretanto, só é possível levar ao estado de bloqueio através do gate com valores de corrente de anodo inferiores a um valor limite especificado pelo fabricante.

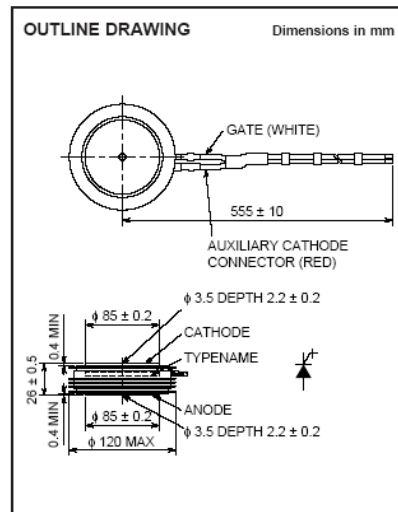
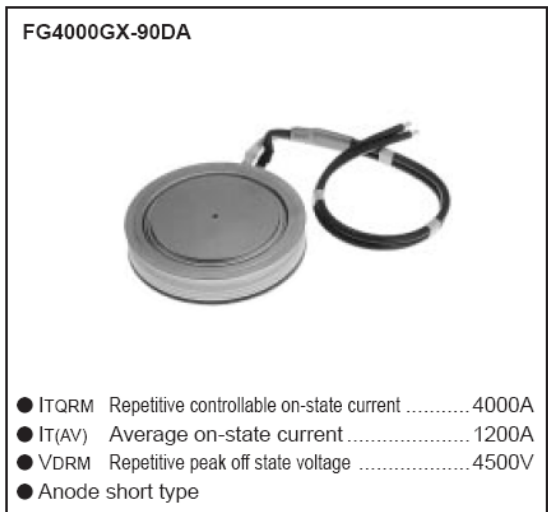
A figura abaixo mostra formas de onda típicas de um GTO.



Recommended gate conditions to switch off  $I_{TCM} = 800A$ :

- $I_{FG} = 30A$
- $I_{G(ON)} = 4A$  d.c.
- $t_{w1(min)} = 20\mu s$
- $I_{GQM} = 270A$  typical
- $di_{GQ}/dt = 30A/\mu s$
- $Q_{GQ} = 2200\mu C$
- $V_{RG(min)} = 2V$
- $V_{RG(max)} = 15V$

**MITSUBISHI GATE TURN-OFF THYRISTORS**  
**FG4000GX-90DA**  
 HIGH POWER INVERTER USE  
 PRESS PACK TYPE



**APPLICATION**

Inverters, D.C. choppers, Induction heaters, D.C. to D.C. converters.

**MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Voltage class		Unit
		90DA		
VRRM	Repetitive peak reverse voltage	17		V
VRSM	Non-repetitive peak reverse voltage	17		V
VR(DC)	DC reverse voltage	17		V
VDRM	Repetitive peak off-state voltage*	4500		V
VDSM	Non-repetitive peak off-state voltage*	4500		V
VD(DC)	DC off-state voltage*	3600		V
VLTD5	Long term DC stability voltage*	3000		V

\* : V<sub>GK</sub> = -2V

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
ITQRM	Repetitive controllable on-state current	V <sub>DM</sub> = 4500V, T <sub>J</sub> = 125°C, C <sub>S</sub> = 4.0μF, L <sub>S</sub> = 0.2μH	4000	A
IT(RMS)	RMS on-state current		1800	A
IT(AV)	Average on-state current	f = 60Hz, sine wave θ = 180°, T <sub>r</sub> = 70°C	1200	A
ITSM	Surge (non-repetitive) on-state current	One half cycle at 60Hz	25	kA
I <sup>2</sup> t	Current-squared, time integration	One cycle at 60Hz	2.6 × 10 <sup>6</sup>	A <sup>2</sup> s
diT/dt	Critical rate of rise of on-state current	V <sub>D</sub> = 3400V, I <sub>GM</sub> = 25A, T <sub>J</sub> = 125°C	500	A/μs
VFGM	Peak forward gate voltage		10	V
VRGM	Peak reverse gate voltage		17	V
IFGM	Peak forward gate current		130	A
IRGM	Peak gate reverse current		900	A
PFGM	Peak forward gate power dissipation		520	W
PRGM	Peak reverse gate power dissipation		33	kW
PFG(AV)	Average forward gate power dissipation		130	W
PRG(AV)	Average reverse gate power dissipation		300	W
T <sub>J</sub>	Junction temperature		-40 ~ +125	°C
T <sub>stg</sub>	Storage temperature		-40 ~ +150	°C
—	Mounting force required	Recommended value 42	35 ~ 48	kN
—	Weight	Standard value	1220	g

Aug.1998





MITSUBISHI GATE TURN-OFF THYRISTORS

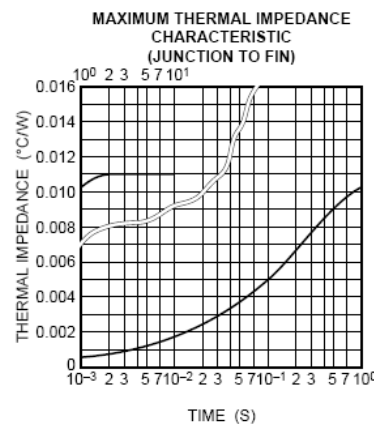
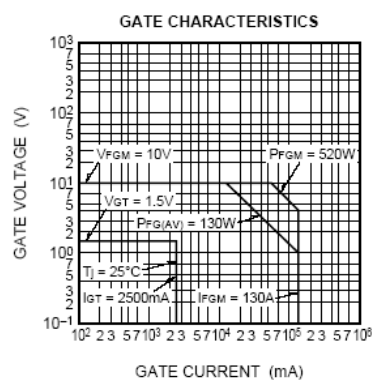
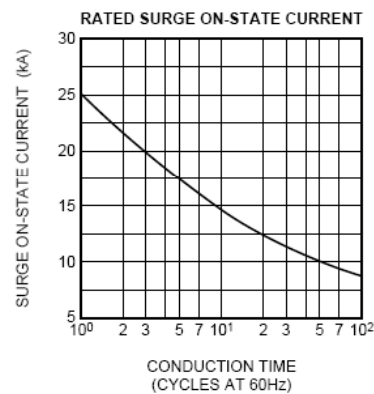
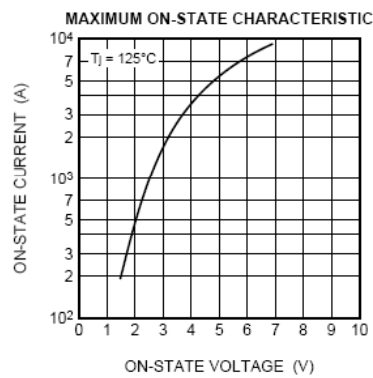
**FG4000GX-90DA**

HIGH POWER INVERTER USE  
PRESS PACK TYPE

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
V <sub>TM</sub>	On-state voltage	T <sub>J</sub> = 125°C, I <sub>TM</sub> = 4000A, Instantaneous measurement	—	—	4.3	V
I <sub>RRM</sub>	Repetitive peak reverse current	T <sub>J</sub> = 125°C, V <sub>RRM</sub> Applied	—	—	10	mA
I <sub>DRM</sub>	Repetitive peak off-state current	T <sub>J</sub> = 125°C, V <sub>DRM</sub> Applied, V <sub>GK</sub> = -2V	—	—	150	mA
I <sub>RG</sub>	Reverse gate current	T <sub>J</sub> = 125°C, V <sub>RG</sub> = 17V	—	—	10	mA
dv/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	T <sub>J</sub> = 125°C, V <sub>D</sub> = 2250V, V <sub>GK</sub> = -2V	1000	—	—	V/μs
t <sub>gt</sub>	Turn-on time	T <sub>J</sub> = 125°C, I <sub>TM</sub> = 4000A, I <sub>GM</sub> = 25A, V <sub>D</sub> = 3400V	—	—	8	μs
t <sub>ga</sub>	Turn-off time	T <sub>J</sub> = 125°C, I <sub>TM</sub> = 4000A, V <sub>DM</sub> = 4500V, di <sub>GM</sub> /dt = -50A/μs V <sub>RG</sub> = 17V, C <sub>s</sub> = 4.0μF, L <sub>s</sub> = 0.2μH	—	—	35	μs
I <sub>GQM</sub>	Peak gate turn-off current		—	900	—	A
V <sub>GT</sub>	Gate trigger voltage	DC METHOD : V <sub>D</sub> = 24V, R <sub>L</sub> = 0.1Ω, T <sub>J</sub> = 25°C	—	—	1.5	V
I <sub>GT</sub>	Gate trigger current	DC METHOD : V <sub>D</sub> = 24V, R <sub>L</sub> = 0.1Ω, T <sub>J</sub> = 25°C	—	—	2500	mA
R <sub>th(j-f)</sub>	Thermal resistance	Junction to fin	—	—	0.011	°C/W

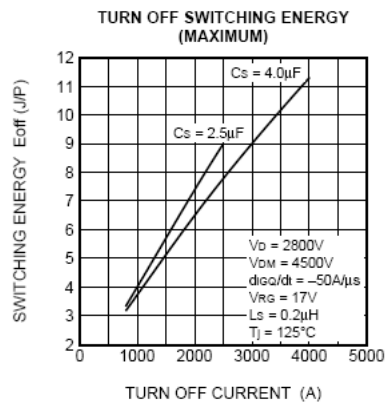
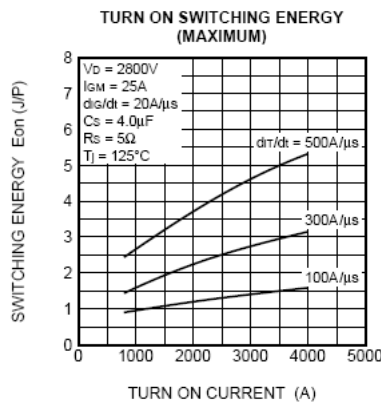
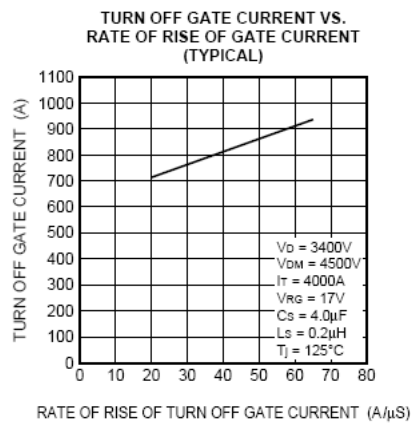
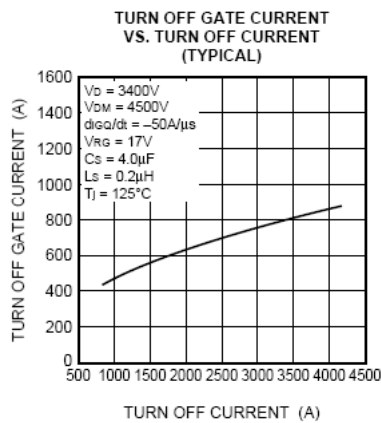
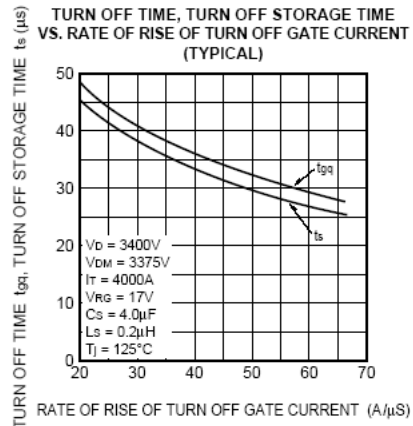
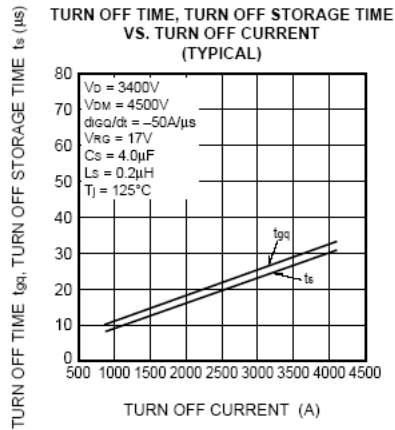
**PERFORMANCE CURVES**



MITSUBISHI GATE TURN-OFF THYRISTORS

**FG4000GX-90DA**

HIGH POWER INVERTER USE  
PRESS PACK TYPE



Outro dispositivo da família dos tiristores é o MCT, *MOS Controlled Thyristors*. Este é um dispositivo recente, onde MOSFETs são integrados formando um SCR altamente *interdigitados*, permitindo controlar a entrada em condução e o bloqueio. Da mesma forma que o MOSFET e o IGBT, o MCT é um dispositivo de um único quadrante no plano  $v_{ak} \times i_a$ . No MCT a entrada em condução e o bloqueio são controlados pela **tensão entre gate e anodo**. A seção transversal de um MCT contém MOSFET é mostrado na figura abaixo.

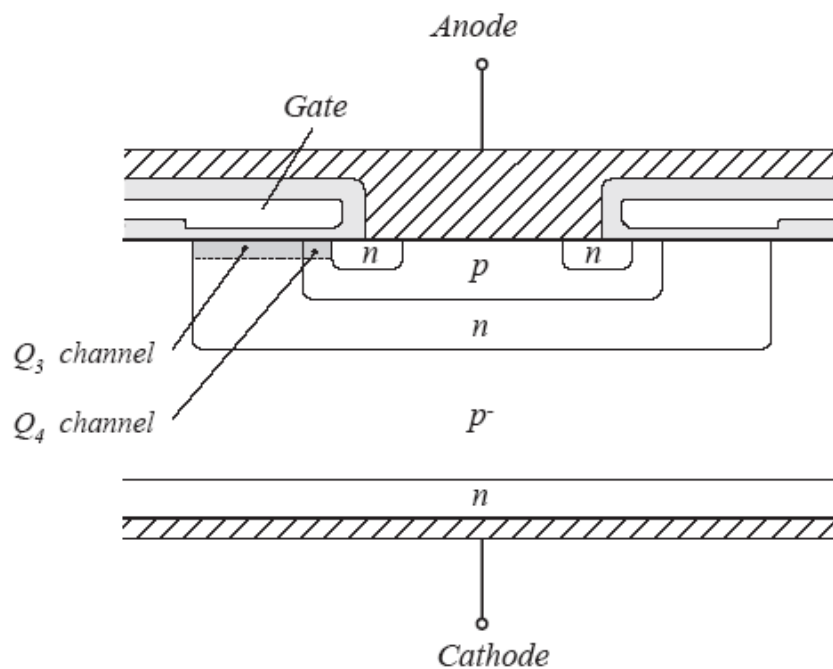


Figura 4 – Seção transversal para uma célula do MCT.

O circuito equivalente do MCT é mostrado abaixo.

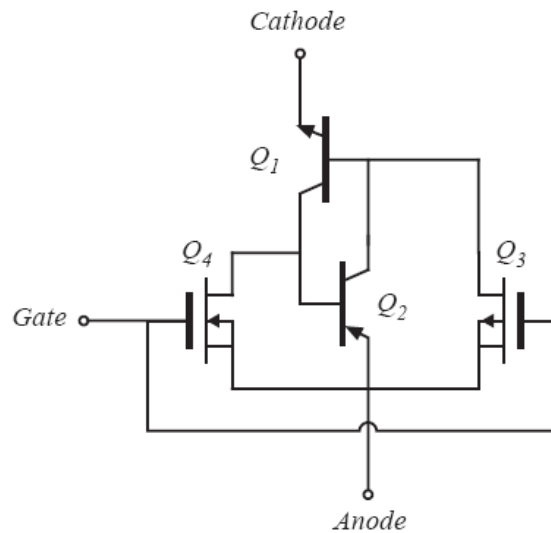


Figura 5 – Circuito Equivalente de um MCT.

Na entrada em condução do MCT, a tensão gate para anodo é levada para um valor negativo. Isto polariza diretamente o canal  $p$  do MOSFET  $Q_3$ , polarizando diretamente a junção base-emissor de  $Q_1$ .

O transistor  $Q_1$  polariza diretamente o  $Q_2$  que se mantém em condução. Para levar o MCT ao bloqueio, a tensão gate para anodo deve ser levada para um valor positivo. Isto polariza diretamente o MOSFET de canal  $n$ ,  $Q_4$ , que por sua vez polariza reversamente a junção base-emissor do BJT  $Q_2$  levando ao estado bloqueado. É importante que a resistência do MOSFET seja pequena o suficiente de forma a influenciar a corrente de catodo. Isto estabelece a máxima corrente controlável de condução, ou seja, a máxima corrente que pode ser bloqueada pelo gate. O MCT de tensão elevada apresenta tensão direta inferior e maior densidade de corrente que o IGBT para mesma tensão e área de semiconductor. Entretanto, os tempos de comutação são maiores. Como o GTO, o MCT pode conduzir correntes elevadas, mas a máxima corrente que pode ser interrompida pelo gate é limitada. Para obter transições ao bloqueio confiáveis, circuitos de proteção (snubbers) devem ser utilizados. O MCT ainda é um dispositivo semiconductor emergente, sendo que gerações futuras de MCT poderão apresentar características mais satisfatórias.



**NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS**  
See MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

# MCTV65P100F1, MCTA65P100F1

65A, 1000V

P-Type MOS Controlled Thyristor (MCT)

April 1998

### Features

- 65A, -1000V
- $V_{TM} \leq -1.4V$  at  $I = 65A$  and  $+150^\circ C$
- 2000A Surge Current Capability
- 2000A/ $\mu s$  di/dt Capability
- MOS Insulated Gate Control
- 100A Gate Turn-Off Capability at  $+150^\circ C$

### Description

The MCT is an MOS Controlled Thyristor designed for switching currents on and off by negative and positive voltage control of an insulated MOS gate. It is designed for use in motor controls, inverters, line switches and other power switching applications.

The MCT is especially suited for resonant (zero voltage or zero current switching) applications. The SCR like forward drop greatly reduces conduction power loss.

MCTs allow the control of high power circuits with very small amounts of input energy. They feature the high peak current capability common to SCR type thyristors, and operate at junction temperatures up to  $+150^\circ C$  with active switching.

#### PACKAGING AVAILABILITY

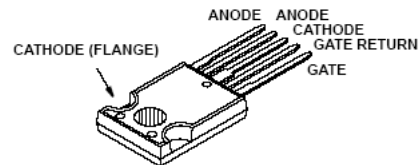
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MCTV65P100F1	TO-247	M65P100F1
MCTA65P100F1	MO-093AA	M65P100F1

NOTE: When ordering, use the entire part number.

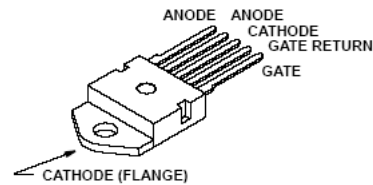
Formerly TA9900.

### Package

JEDEC STYLE TO-247



JEDEC MO-093AA (5-LEAD TO-218)



### Symbol



### Absolute Maximum Ratings $T_C = +25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

	MCTV65P100F1 MCTA65P100F1	UNITS
Peak Off-State Voltage (See Figure 11) .....	$V_{DRM}$ -1000	V
Peak Reverse Voltage .....	$V_{RRM}$ +5	V
Continuous Cathode Current (See Figure 2)		
$T_C = +25^\circ C$ (Package Limited) .....	$I_{K25}$ 85	A
$T_C = +90^\circ C$ .....	$I_{K90}$ 65	A
Non-Repetitive Peak Cathode Current (Note 1) .....	$I_{TSM}$ 2000	A
Peak Controllable Current (See Figure 10) .....	$I_{TC}$ 100	A
Gate-Anode Voltage (Continuous) .....	$V_{GA}$ $\pm 20$	V
Gate-Anode Voltage (Peak) .....	$V_{GA}$ $\pm 25$	V
Rate of Change of Voltage .....	dv/dt See Figure 11	
Rate of Change of Current .....	di/dt 2000	A/ $\mu s$
Maximum Power Dissipation .....	$P_T$ 208	W
Linear Derating Factor .....	1.67	W/ $^\circ C$
Operating and Storage Temperature .....	$T_J, T_{STG}$ -55 to +150	$^\circ C$
Maximum Lead Temperature for Soldering (0.063" (1.6mm) from case for 10s) .....	$T_L$ 260	$^\circ C$

NOTE:

1. Maximum Pulse Width of 200 $\mu s$  (Half Sine) Assume  $T_J$  (Initial) =  $+90^\circ C$  and  $T_J$  (Final) =  $T_J$  (Max) =  $+150^\circ C$

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper ESD Handling Procedures.

File Number **3516.4**

Copyright © Harris Corporation 1998

**Specifications MCTV65P100F1, MCTA65P100F1**

**Electrical Specifications**  $T_C = +25^\circ\text{C}$  Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Peak Off-State Blocking Current	$I_{DRM}$	$V_{KA} = -1000V,$ $V_{GA} = +18V$	$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	3	mA
			$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	100	$\mu\text{A}$
Peak Reverse Blocking Current	$I_{RRM}$	$V_{KA} = +5V,$ $V_{GA} = +18V$	$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	4	mA
			$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	100	$\mu\text{A}$
On-State Voltage	$V_{TM}$	$I_K = I_{K90},$ $V_{GA} = -10V$	$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.4	V
			$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	1.5	V
Gate-Anode Leakage Current	$I_{GAS}$	$V_{GA} = \pm 20V$	-	-	200	nA	
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{KA} = -20V, T_J = +25^\circ\text{C}$ $V_{GA} = +18V$	-	10	-	nF	
Current Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$L = 200\mu\text{H}, I_K = I_{K90} = 65A$ $R_G = 1\Omega, V_{GA} = +18V, -7V$ $T_J = +125^\circ\text{C}$ $V_{KA} = -400V$	-	120	-	ns	
Current Rise Time	$t_{RI}$		-	160	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	750	-	ns	
Current Fall Time	$t_{FI}$		-	1.45	1.9	$\mu\text{s}$	
Turn-Off Energy	$E_{OFF}$		-	18	-	mJ	
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$		-	0.5	0.6	$^\circ\text{C/W}$	

**Typical Performance Curves**

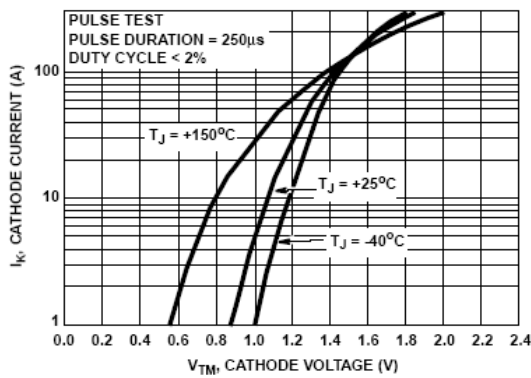


FIGURE 1. CATHODE CURRENT vs SATURATION VOLTAGE (TYPICAL)

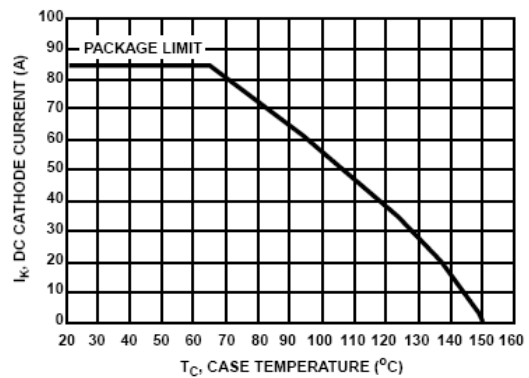


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS CATHODE CURRENT

## 1.4 Magnéticos

### Revisão de Magnetismo

Os elementos magnéticos são uma parte integral de todos os conversores estáticos. Frequentemente, o projeto de dispositivos magnéticos não pode ser feito de uma forma isolada. O Engenheiro de eletrônica de Potência deve não só projetar o conversor, mas também projetar os elementos magnéticos. Aqui a teoria básica do magnetismo é revisada, incluindo circuitos magnéticos, modelo de indutores e transformadores. Os mecanismos de perdas em dispositivos magnéticos são também abordados.

### Relações Básicas

A força magnetomotriz  $F$  é um escalar que é proporcional a integral do campo magnético entre dois pontos, ou seja,

$$\mathcal{S} = \int_{y_1}^{y_2} H dl$$

onde  $dl$  é um vetor infinitesimal na direção do caminho  $l_m$ .

O produto escalar indica que a componente do campo é ao longo do caminho. Se o campo magnético é uniforme ao longo do caminho, tem-se,

$$\mathcal{S} = H l$$

Por outro lado o fluxo magnético  $\Phi$  passando pela superfície  $S$  com área  $A$  é obtido por:

$$\Phi = \int_{\text{superfície } S} B dA$$

onde  $dA$  é um vetor com direção normal a superfície. Para uma densidade de fluxo magnético uniforme.

$$\Phi = B A_c$$

### Lei de Faraday

A lei de Faraday relaciona a tensão induzida em uma espira com a variação de fluxo passando no interior da espira, isto é:

$$v(t) = \frac{d\Phi}{dt}$$

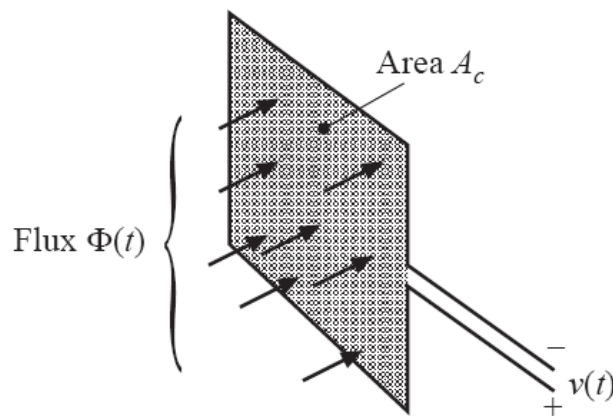


Figura 1 – Representação da lei de Faraday

Para uma densidade de fluxo uniforme

$$v(t) = A_c \frac{dB}{dt}$$

Assim a tensão induzida em uma espira está relacionada com a variação temporal densidade de fluxo no interior da espira.

### Lei de Lenz

A tensão induzida pela variação de fluxo  $\Phi(t)$  possui uma polaridade que tende a gerar uma corrente que gera um fluxo que se opõem a variação do fluxo.



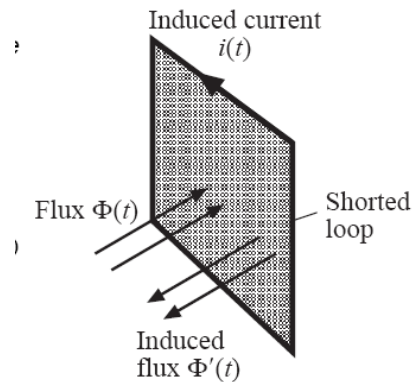
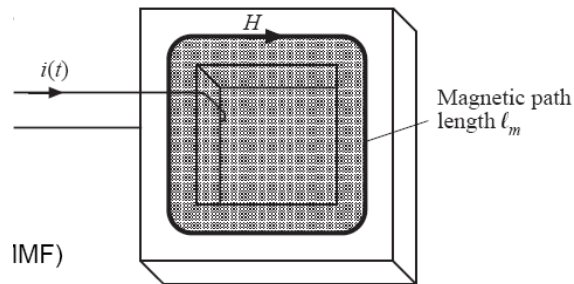


Figura 2 – Ilustração da Lei de Lenz.

### Lei de Ampère

A Lei de Ampère relaciona a corrente em um enrolamento com a força magnetomotriz e o campo magnético  $\mathbf{H}$ . A força magnetomotriz em um caminho fechado é igual a corrente passando no interior desse caminho. Seja como exemplo o núcleo magnético com uma espira passando uma corrente  $i(t)$  através do centro da janela. Vamos considerar o caminho fechado  $l_m$ .



$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \text{corrente que passa através do caminho}$$

Se o campo for uniforme então,

$$\mathcal{F}(t) = H(t) l = i(t)$$

Por outro lado, a relação entre  $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{H}$  é:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$$

Sendo a permeabilidade  $\mu$  dependente do meio. Para o espaço livre a permeabilidade  $\mu = \mu_0$  é  $4\pi \times 10^{-7}$  em Henries por metro em MKS. A figura 2 ilustra a curva BH típica de uma liga de aço quando sujeita a uma excitação senoidal em regime permanente.

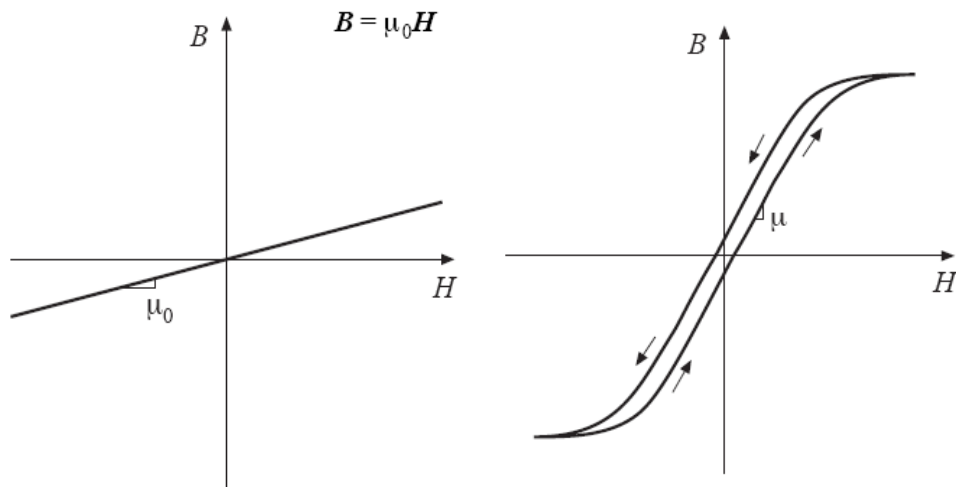
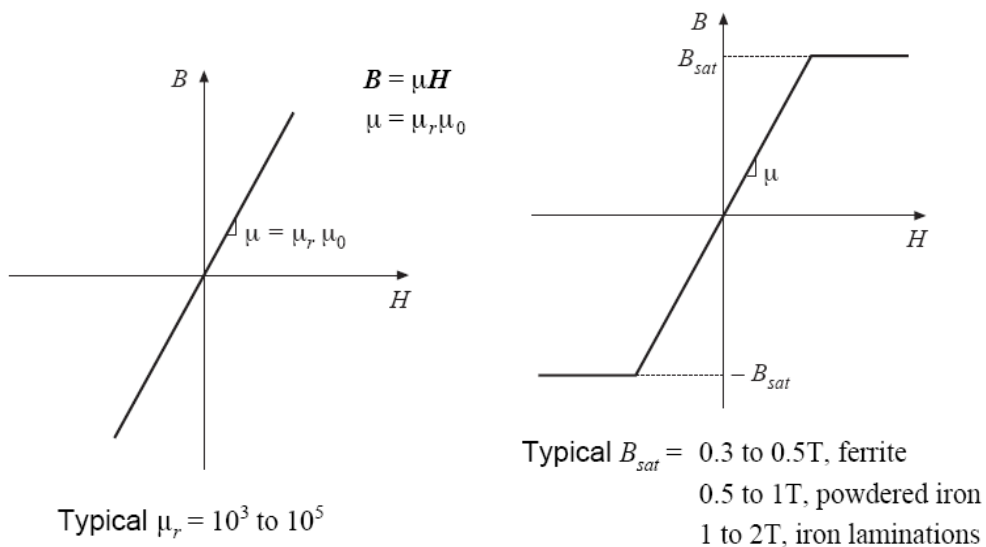


Figura 2 – Curva BH no espaço livre e para liga de aço.

A característica  $BH$  dos materiais magnéticos são não-linear e exibem histerese e saturação. Com o objetivo de simplificar a análise a característica do material pode ser modelada por uma curva linear por partes como mostrado na figura abaixo.

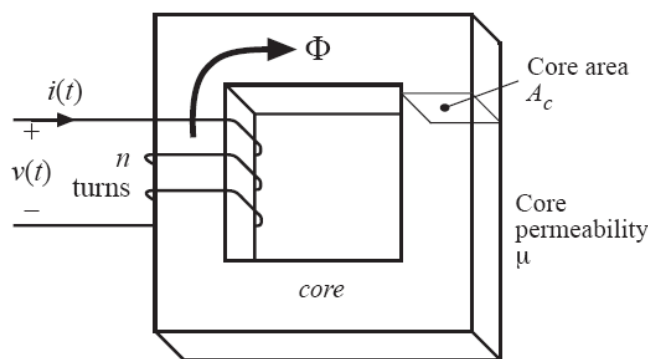


A permeabilidade de uma material magnético  $\mu$  pode ser expressa pelo produto da permeabilidade relativa e a permeabilidade  $\mu_0$  do espaço livre ( $\mu = \mu_r \mu_0$ ). Valores típicos de  $\mu_0$  são de  $10^3$  à  $10^5$  para matérias magnéticos.

Materiais com laço quadrado exibem um tipo de característica de saturação abrupta. Materiais “soft” exibem uma característica de saturação menos abrupta que  $\mu$  gradualmente reduz com o aumento de H.

O valor típico de  $B_{sat}$  é de 1 a 2 Tesla para o aço laminado e 0,5 e 1 tesla para materiais pó de ferro ( iron powder, molypermalloy ) enquanto materiais o tipo ferrite possuem um  $B_{sat}$  entre 0,25 a 0,5 Tesla.

Com objetivo de determinar as características elétricas de um circuito contendo elementos magnéticos vamos considerar um simples indutor.



Da lei de Faraday temos que a tensão induzida no enrolamento devido ao fluxo no interior do núcleo, é:

$$v_{\text{espira}}(t) = \frac{d\Phi}{dt} \text{ como o enrolamento possui } n \text{ espiras a tensão total nos terminais do}$$

enrolamento será:

$$v(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

Assumido que a densidade de fluxo magnético é uniforme através então

$$v(t) = nA_c \frac{dB(t)}{dt}$$

Por outro lado, se considerarmos também que o campo magnético é uniforme ao do caminho magnético do núcleo,  $l_m$ , e lembrando que o enrolamento possui  $n$  espiras da lei de Ampere temos:

$$H(t) l = n i(t)$$

Com o objetivo de simplificar a curva  $BH$  vamos considerar a curva linear por partes que não considera a histerese mas considera a saturação, mostrada anteriormente. Assim a relação entre a densidade de fluxo magnético e campo magnético pode ser expressa por:

$$B = \begin{cases} B_{sat} & \text{para } H > B_{sat} / \mu \\ \mu H & \text{para } |H| < B_{sat} / \mu \\ -B_{sat} & \text{para } H < -B_{sat} / \mu \end{cases}$$

Na região de saturação a inclinação da curva  $BH$  é definida por  $\mu_0$  que é muito menor que  $\mu$  e assim será desprezada. A corrente de saturação pode ser definida por:

$$H_{sat} l_m = n i_{sat}$$

$$i_{sat} = \frac{H_{sat} l_m}{n}$$

ou

$$i_{sat} = \frac{B_{sat} l_m}{\mu n}$$

Vamos considerar agora que a corrente no circuito seja menor que a corrente de saturação,  $|i(t)| < i_{sat}$ , assim a tensão induzida nos terminais do enrolamento pode ser expressa por:

$$v(t) = n A_c \mu \frac{dH(t)}{dt}$$

ainda, utilizando a relação entre a corrente e campo magnético obtida da lei de Ampere temos:

$$v(t) = \frac{n^2 A_c \mu}{l_m} \frac{di(t)}{dt}$$

Definindo a indutância como

$$L = \frac{n^2 A_c \mu}{l_m}$$

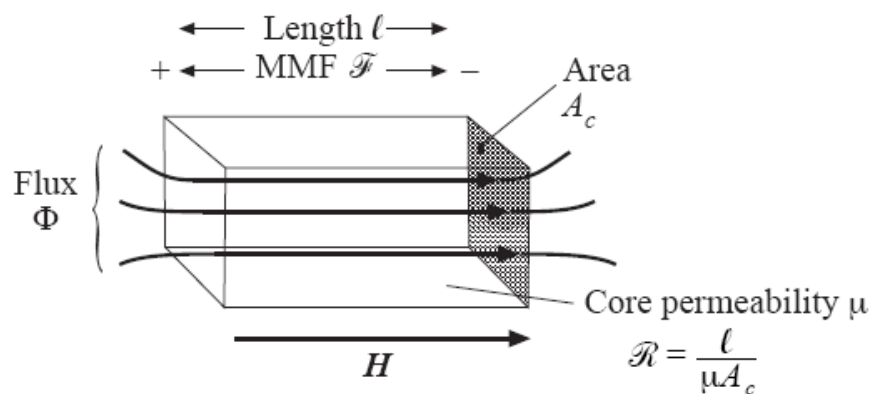
tem-se a relação usual da tensão e corrente em um indutor:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

que é válida para uma densidade de fluxo menor que  $B_{sat}$ . Quando a corrente for superior a corrente de saturação a permeabilidade reduz significativamente e a tensão induzida é praticamente nula.

### Circuitos Magnéticos

Para a solução de circuito com elementos magnéticos mais complexos é útil obter um circuito magnético a parâmetros concentrados. Vamos considerar um elemento magnético mostrado abaixo:



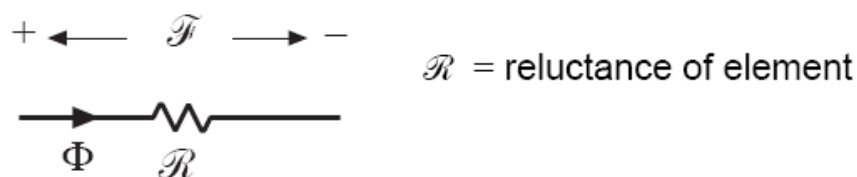
$$\mathfrak{S} = H l$$

$$\mathfrak{S} = \frac{B}{\mu} l$$

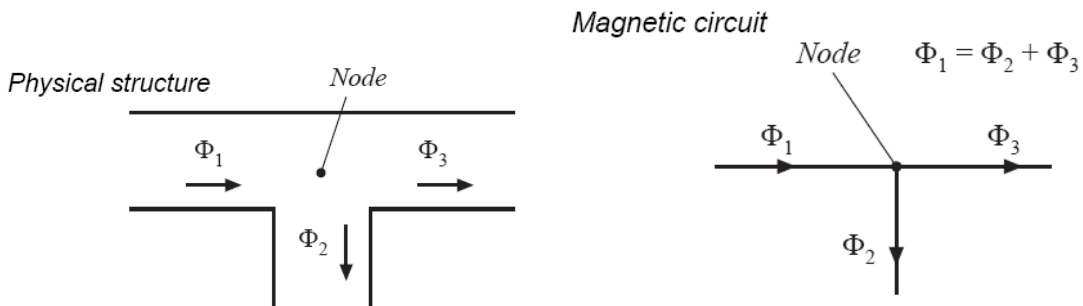
$$\mathfrak{S} = \frac{\Phi}{A_c \mu} l = \frac{l}{A_c \mu} \Phi$$

$$\mathfrak{S} = \mathcal{R} \Phi$$

Note que a ultima equação possui uma forma semelhante a lei de ohm. Essa equação estabelece que o fluxo magnético através de um elemento é proporcional a força magnetomotriz. A constante de proporcionalidade é a relutância. Assim podemos desenhar o seguinte elemento de circuito magnético:



Estruturas magnéticas complexas contendo entreferro podem ser representadas por circuito magnéticos equivalentes. Esse circuitos magnéticos podem ser solucionados de forma semelhante a circuitos elétricos. A lei de Kirchoff das correntes pode ser aplicada uma vez que das leis de Maxwell tem-se que o divergente da densidade de fluxo magnético é zero. Ou seja, não existe fonte ou sorvedouro de campo magnético, assim os somatórios dos fluxo entrando e saindo de um nó em um circuito magnético é nulo.

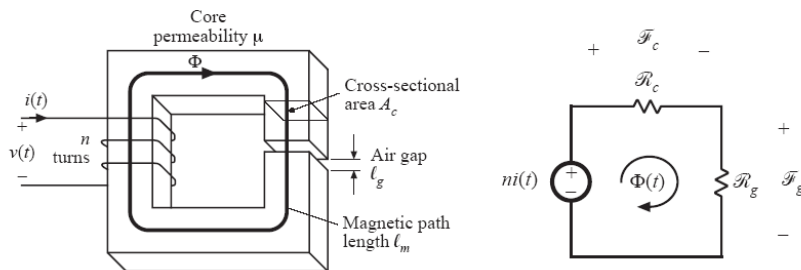


Por outro lado, análogo a lei de Kirchoff das tensões é a lei de Ampere.

$$\oint \mathbf{H}d\mathbf{l} = \text{corrente que passa através do caminho}$$

O lado esquerdo da equação representa as quedas de FMM sobre as relutâncias e o lado direito as fontes de FMM. Sendo o somatório das duas nulos sobre um caminho fechado.

Vamos considerar um indutor com um entreferro mostrado abaixo:



$$\mathcal{F}_c + \mathcal{F}_g = ni$$

$$ni = \Phi (\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g)$$

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu A_c}$$

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c}$$

$$ni = \Phi(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g)$$

a tensão induzida nos terminais do indutor será

$$v(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

ou

$$v(t) = \frac{n^2}{(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g)} \frac{di(t)}{dt}$$

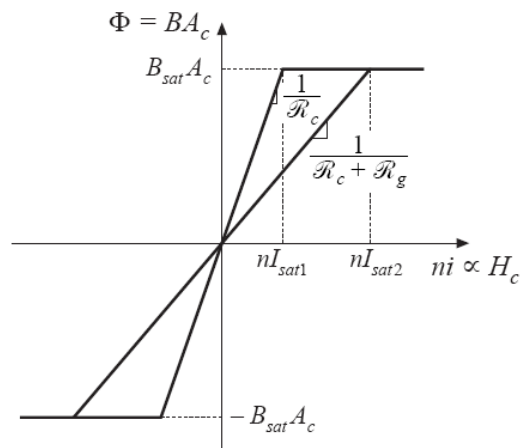
definindo a indutância como

$$L = \frac{n^2}{(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g)}$$

resulta

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

O entreferro é utilizado em indutores por duas razões: Sem o entreferro a indutância é proporcional a permeabilidade do material magnético do núcleo que depende da temperatura e do ponto de operação e é difícil de ser controlada. Como a relutância do entreferro geralmente é maior que a do núcleo e o entreferro é possível obter valores de indutância que são pouco dependentes da permeabilidade do núcleo. Segundo a introdução do entreferro a corrente de saturação é bem superior.

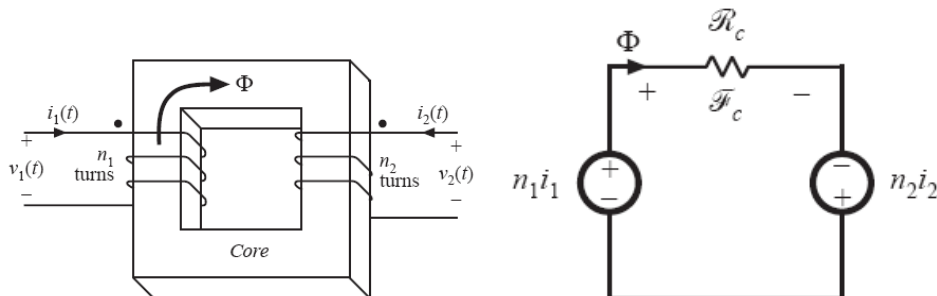


A corrente de saturação com o entreferro será:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} A_c}{n} (\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g)$$

assim a corrente de saturação é maior com o entreferro, mas o valor da indutância é menor.

Vamos considerar agora o caso de um transformador com dois enrolamentos como o mostrado na figura abaixo onde também mostrado o circuito magnético equivalente



Considerando que o núcleo possui uma seção transversal  $A_c$ , um comprimento médio  $l_m$  e uma permeabilidade  $\mu$  então a relutância do será:

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_m}{\mu A_c}$$

Assim da lei de Ampere temos:

$$\mathcal{F}_c = n_1 i_1 + n_2 i_2$$

$$\mathcal{R}_c \Phi = n_1 i_1 + n_2 i_2$$

E em um transformador ideal a relutância é zero então

$$0 = n_1 i_1 + n_2 i_2$$



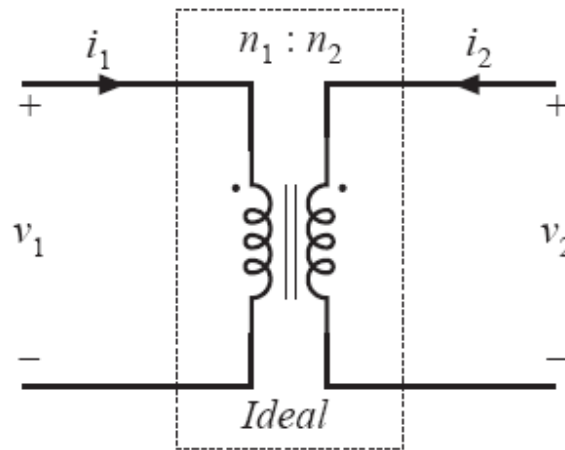
Sendo a tensão induzida nos enrolamentos são obtidas pela lei de Faraday, ou seja

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$v_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

com o fluxo é o mesmo temos:

$$\frac{v_1}{n_1} = \frac{v_2}{n_2}$$



Para um transformador rela a relutância do núcleo é diferente de zero então a tensão induzida pode ser relacionada com corrente da seguinte forma:

$$v_1 = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}} \frac{d(i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2)}{dt}$$

definindo

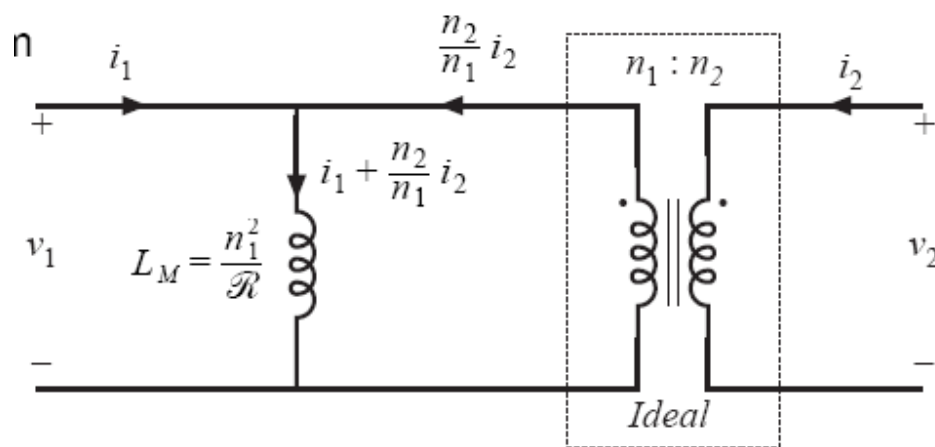
$$L_M = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}}$$

e

$$i_M = i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2$$

temos

$$v_1 = L_M \frac{di_M}{dt}$$



No circuito acima a indutância de magnetização está referida para o primário, ou seja o lado do enrolamento  $n_1$ . A indutância de magnetização modela a magnetização do núcleo, e essa exhibe tanto o histerese quanto saturação. Note que a presença da indutância de magnetização faz com que a relação entre a corrente primária e secundária seja diferente da relação de espiras. O transformador satura quando a densidade de fluxo magnético é maior do que o de saturação, e na região de saturação a corrente de magnetização aumenta significativamente. É importante salientar que a saturação de um transformador é uma função do produto tensão tempo, ou seja

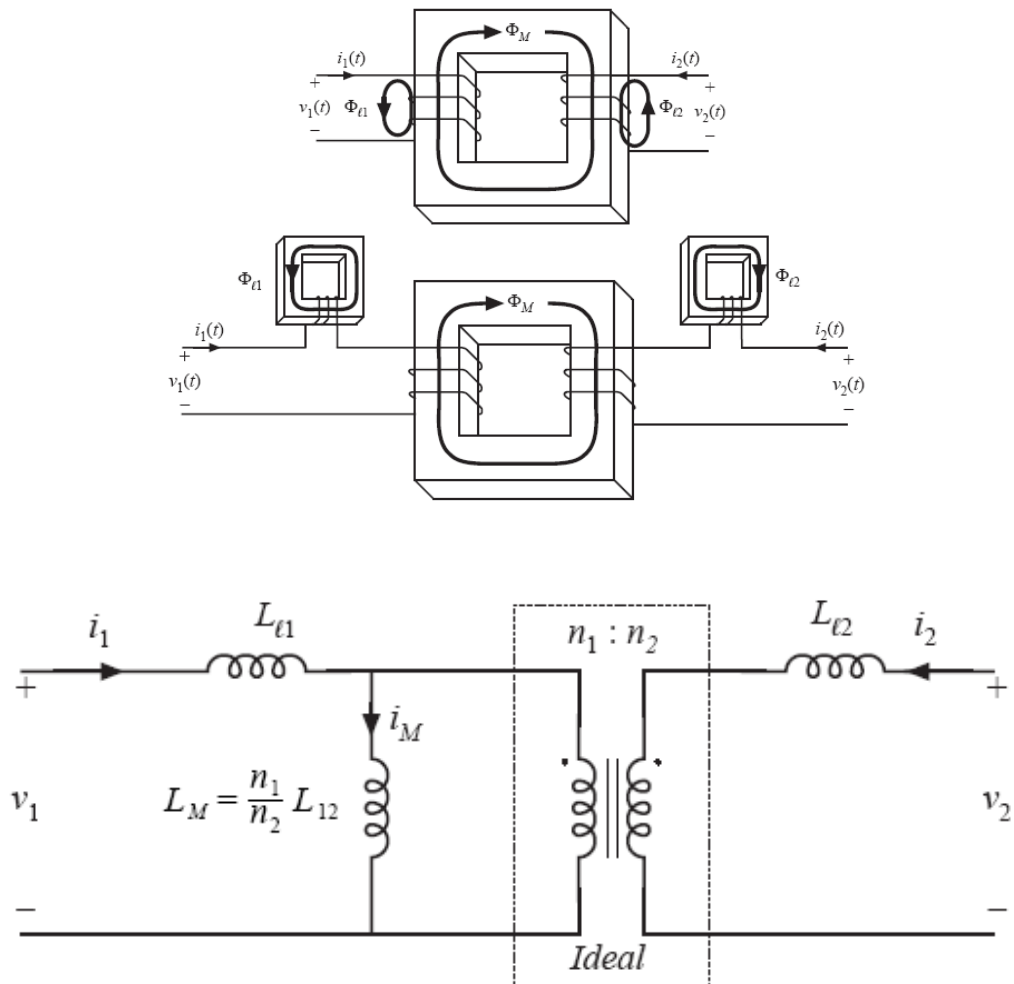
$$i_M = \frac{1}{L_M} \int v_1 dt$$

ou in termos de fluxo, a partir da lei de Faraday

$$B(t) = \frac{1}{n_1 A_c} \int v_1(t) dt$$

Assim aumentado o numero de espiras ou a seção transversal do núcleo pode-se reduzir a densidade de fluxo e evitar a saturação do transformador.

Na prática nem todo do fluxo que cruza o enrolamento  $n_1$  cruza o enrolamento  $n_2$ , parte do fluxo é disperso no ar ou em parte do núcleo. Esse fluxo disperso pode ser representado por uma indutância em série com os enrolamentos como mostrado na figura abaixo, onde o circuito equivalente também é mostrado.



Note que a indutância de dispersão faz com que a relação entre a tensão  $v_1$  e  $v_2$  seja diferente do número de espiras. As equação do transformador é frequentemente escrita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix}$$

Onde  $L_{12}$  é chamada de indutância mútua e é dada por:

$$L_{12} = \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}} = \frac{n_2}{n_1} L_M$$

e as quantidades  $L_{11}$  e  $L_{22}$  são conhecidas com auto-indutâncias

$$L_{11} = L_{l1} + L_M$$

$$L_{22} = L_{l1} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_M$$

Note que  $\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix}$  não traz a relação de espira de uma forma explicita mas

expressa em função de grandezas elétricas. Essa equação pode ser usada para obter a relação de espiras efetiva, ou seja

$$n_e = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}}$$

e o coeficiente de acoplamento

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}$$

O coeficiente de acoplamento  $0 < k < 1$  e é uma medida do grau de acoplamento entre o enrolamento primário e secundário. Em um transformador ideal  $k=1$ . Ainda, a construção de transformadores de baixa tensão com coeficiente de acoplamento próximo de um  $k=0.99$  é usual. Com  $k$  próximo de um a relação de espira efetiva é igual a  $n_1/n_2$ .

## Mecanismos de Perdas em Dispositivos Magnéticos

### 1.1 Perdas no Ferro

Energia é necessária para efetuar uma mudança na magnetização de um núcleo magnético. Nem toda a energia é removida na forma elétrica, uma fração é perdida na forma de calor. Essas perdas magnéticas são observadas histerese na curva  $B$ - $H$ .

Considere um indutor excitado com uma tensão  $v(t)$ ,  $i(t)$  tendo uma frequência  $f$ . A energia líquida que no indutor sobre um ciclo é:

$$W = \int_{\text{one ciclo}} v(t) i(t) dt . \quad (2)$$

Nós podemos relacionar a característica  $B$ - $H$ . Substituindo  $B(t)$  por  $v(t)$  usando a lei de Faraday, e substituindo campo magnético  $H$  usando a lei de Ampère tem-se:

$$W = \int_{\text{one ciclo}} \left( nA_c \frac{dB(t)}{dt} \right) \left( \frac{H(t)l_m}{n} \right) dt . \quad (3)$$

$$W = A_c l_m \int_{\text{one ciclo}} H dB . \quad (4)$$

O termo  $A_c l_m$  é o volume do núcleo, enquanto a integral é a área no interior do laço  $B$ - $H$ .

$$\text{energia perdida} = \text{Volume do nucleo (area do laço } B\text{-}H) . \quad (5)$$

As perdas por histerese  $P_H$  é igual a energia perdida por ciclo multiplicada pela frequência  $f$ .

$$P_H = f A_c l_m \int_{\text{one ciclo}} H dB . \quad (6)$$

Onde observa-se pela equação anterior que as perdas por histerese são diretamente proporcionais a frequência.

Núcleos magnéticos são ligas ferro que infelizmente também são bons condutores elétricos. Como resultado campos magnéticos podem causar o fluxo de corrente alternada dentro do núcleo. Como no exemplo ilustrado na Figura 1.

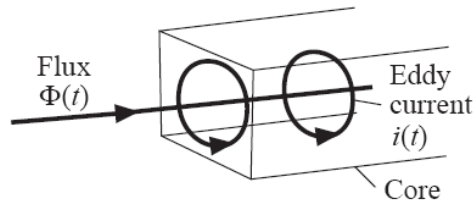


Figura 1 – Eddy currents no material de ferro

O fluxo CA passa pelo núcleo, e de acordo com a lei de Lenz induz corrente (Eddy current) que gera um fluxo que se opõe a essa variação. Essas correntes causam perdas  $i^2R$ . Essas correntes são especialmente significativas em altas frequências.

De acordo com a lei da Faraday o fluxo  $\Phi(t)$  induz uma tensão, que produz uma corrente conforme a figura anterior. Como a tensão é proporcional a derivada do fluxo, a magnitude aumenta de forma diretamente proporcional com a frequência de excitação. Se a impedância do núcleo é puramente resistiva e independente da frequência, então a magnitude da tensão induzida que resultam nas *Eddy currents* também aumenta diretamente proporcional com a frequência. Isto implica que as perdas  $i^2R$  associadas as *Eddy currents* deveria aumentar com o quadrado da frequência. Em ferrites, a impedância na realidade diminui com a frequência  $f$ . Existe um compromisso entre densidade de saturação e as perdas no núcleo. O uso de altas densidades de fluxo reduz o tamanho, peso e custo. O aço silício apresenta uma densidade de fluxo de saturação entre 1.5 e 1.2 T. Infelizmente esses materiais apresentam altas perdas no núcleo. Em particular a baixa resistividade desse material eleva as *Eddy currents*. O núcleo é produzido em finas lâminas para reduzir a magnitude das *Eddy currents*.

Outras ligas de ferro podem conter molibdênio, cobalto ou outros elementos que apresentam menores perdas no ferro ao preço de reduzir a densidade do fluxo de saturação.

Ligas de ferro são também utilizadas em núcleos porosos, contendo partículas de materiais magnéticos com diâmetro suficientemente pequeno, tal que geram *Eddy currents* pequenas. Essas partículas são unidas usando um material isolante. Ferro poroso (Iron Powder) molybdenum permalloy powder apresentam densidade de saturação entre 0,6 a 0,8 T, com perdas significativamente menores que a dos materiais porosos laminados.

O isolante funciona com um entreferro distribuído, então esses núcleos possuem uma permeabilidade relativamente baixa. Núcleos porosos encontram aplicação em transformadores de frequência de alguns kHz, e em indutores para conversores chaveados de até 100 kHz.

Ligas Amorfas exibem uma baixa perda por histerese. A condutividade do núcleo é menor que das ligas de material ferroso, mas maior que a dos ferrites. O fluxo de saturação varia de 0,6 a 1,5 T.

Os ferrites são materiais cerâmicos que apresentam baixa densidade de fluxo de saturação 0,25 a 0,5 T. A resistividade é muito maior que a de outros materiais, então as *Eddy currents* são bem menores. A curva das perdas no ferrite é mostrada na figura 2.

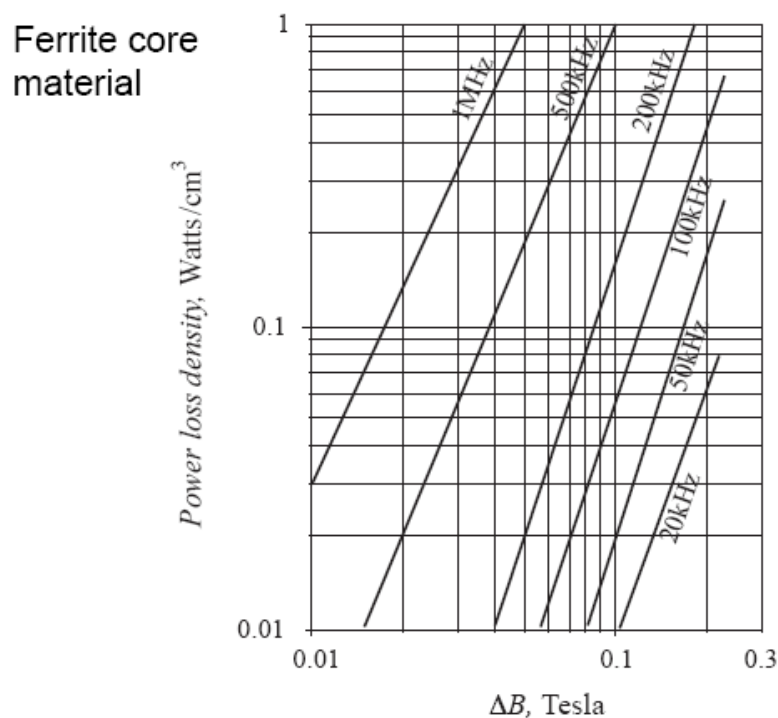


Figura 2 - Curva das perdas no ferrite.

### Perdas no Cobre

Uma perda significativa ocorre na resistência dos enrolamentos de indutores e transformadores. As perdas no cobre é um fator determinante no tamanho do núcleo magnético no qual os enrolamentos serão montados. Se as perdas no cobre dos enrolamentos fossem

desprezíveis então o indutor ou transformador poderia ser menor pelo uso de um fio com uma seção menor. As perdas no cobre podem ser determinadas por:

$$P_c = I_{rms}^2 R . \quad (7)$$

A resistência CC do enrolamento é

$$R = \rho \frac{l_b}{A} . \quad (8)$$

onde  $A$  é a área da seção transversal do fio,  $l_b$  o comprimento e  $\rho$  a resistividade, esta última é igual a  $1,724 \times 10^{-6} \Omega\text{-cm}$  para fios de cobre na temperatura ambiente.

### **Perdas no Cobre para Alta Frequência**

Eddy currents que produzem perdas no núcleo também produzem perdas no cobre devido a correntes induzidas nos enrolamentos. Estas correntes podem resultar em um aumento significativo das perdas nos enrolamentos<sup>A</sup> levando a valores bem superiores ao previsto com a resistência CC. Os mecanismos de perdas por Eddy currents em indutores são chamados de *Skin effect* ou *Proximity effects*. Esses fenômenos são mais proeminente em transformadores e indutores com enrolamentos de múltiplos condutores e camadas encontrados em conversores estáticos que operam em alta frequência.

### **Efeito Pelicular e de Proximidade**

A figura abaixo ilustra a corrente alternada  $i(t)$  fluindo através de um condutor arbitrário.



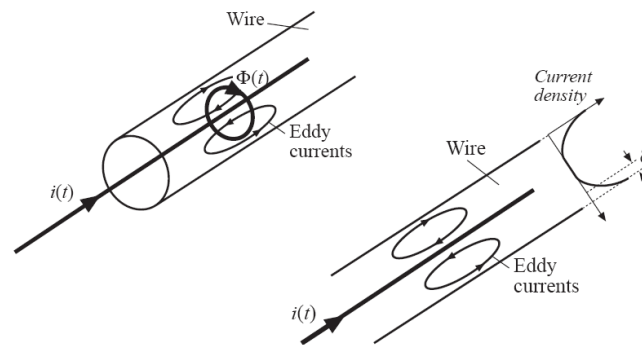


Figura 4 – Fluxo da corrente através do condutor

Essa corrente induz um fluxo magnético  $\Phi(t)$ , cujas linhas de fluxo passam por um caminho circular como mostrado na figura anterior. De acordo com a lei de Lenz o fluxo CA induz uma corrente *Eddy current*, a qual flui de maneira a se opor ao fluxo CA. É possível observar na figura que a *Eddy current* reduz a densidade da corrente no centro e aumenta próximo da superfície. A distribuição de corrente no condutor pode ser encontrada pela solução da equação de Maxwell. Para uma corrente senoidal de frequência  $f$ , o resultado é que a densidade de corrente decai exponencialmente para dentro do condutor, como é ilustrado na figura acima. A profundidade de penetração da corrente,  $\delta$ , é usado para caracterizar este efeito

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (9)$$

onde  $\mu$  é a permeabilidade e  $\rho$  a resistividade. Para o cobre a  $100^\circ\text{C}$  :

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \text{ cm} \quad (10)$$

sendo a frequência  $f$  é expressa em Hz.

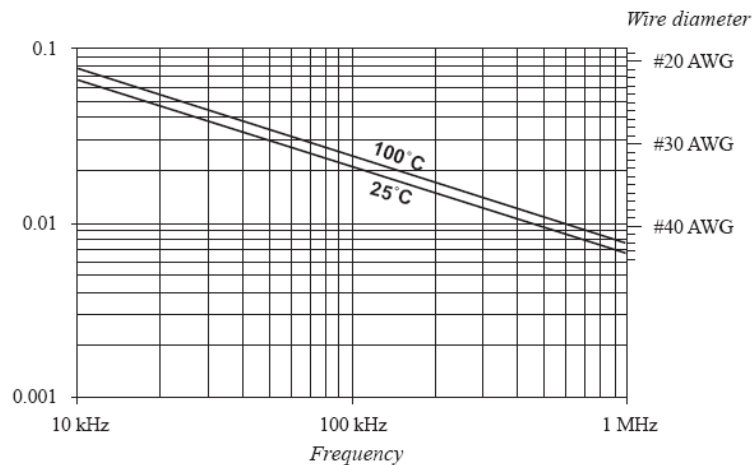


Figura 5 – Profundidade de penetração de corrente em função da frequência

O efeito Skin faz com que as perdas de condutor de grandes diâmetros aumentem com a frequência. As altas frequências não penetram no interior do condutor e se concentram na próxima da superfície a seção transversal efetiva é reduzida. O efeito Skin faz com que as perdas no condutor no condutor de espessura  $h$ , seja igual a de um condutor de espessura  $\delta$  com uma densidade de corrente uniforme. Assim a resistência CA equivalente pode ser obtida por:

$$R_{AC} = \frac{h}{\delta} R_{dc} . \quad (11)$$

E as perdas no cobre são dadas por:

$$P = i^2 R_{AC} . \quad (12)$$

Em transformadores de múltiplas camadas outro fenômeno leva também ao aumento da resistividade equivalente dos condutores, e este será abordado a seguir.

### Efeito de Proximidade

Um condutor que pelo qual circula um corrente alternada  $i(t)$  induz perdas nos condutores adjacentes por um fenômeno chamado de *Efeito de Proximidade*. A figura abaixo ilustra este fenômeno

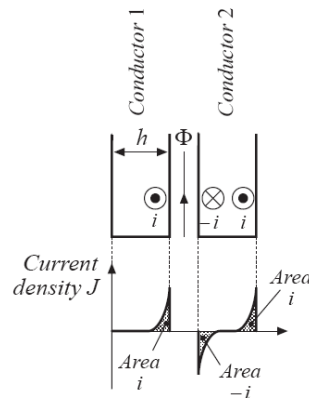


Figura 6 – Efeito de proximidade entre condutores adjacentes.

Vamos considerar um espira, condutor 1, por onde circula uma corrente senoidal de alta frequência que resulta em uma profundidade de penetração,  $\delta$ , de corrente muito menor que a espessura  $h$  do condutor. Ainda, vamos considerar que espira, condutor 2, encontre-se aberta, de forma que a corrente líquida sobre ela é nula. Note que mesmo que a corrente total no condutor 2 é zero é possível a corrente  $i(t)$  induza Eddy Currents no condutor 2. Na figura acima a corrente  $i(t)$  circulando no condutor 1 gera um fluxo  $\Phi(t)$  no espaço entre os condutores. Pela lei de Lenz uma corrente é induzida no condutor adjacente que tende a se opor no fluxo CA. A figura abaixo ilustra o efeito de proximidade em um transformador. O enrolamento primário consiste da conexão em série de laminas de cobre possuindo uma espessura  $h$  muito maior que a profundidade de penetração,  $\delta$ , por onde circula uma corrente  $i(t)$ . O enrolamento secundário é idêntico ao primário, e se considerarmos que a corrente de magnetização é pequena a corrente no enrolamento secundário será  $-i(t)$ . A corrente de alta frequência  $i(t)$  circula no lado direito as superfície da primeira camada adjacente a segunda camada. Isso induz perdas no cobre no na primeira camada que pode ser calculada por

$$R_{AC} = \frac{h}{\delta} R_{dc}, P_1 = i^2 R_{AC}$$

Por outro lado o efeito de proximidade induz uma corrente na superfície da segunda camada do enrolamento primário, que gerar um fluxo que se opõe ao gerado pela corrente da primeira camada. Se os condutores são próximos, e se  $h \gg \delta$ , a corrente induzida será igual e oposta a corrente  $i(t)$ , como ilustrado na figura. Acima. Então uma corrente  $-i(t)$  circula no lado esquerdo da superfície da segunda camada. Uma vez que as camadas 1 e 2 estão conectadas em

série elas devem conduzir a mesma corrente total  $i(t)$ . Como resultado uma corrente  $2i(t)$  deve circular no lado direito da superfície. A corrente fluindo na superfície esquerda da segunda camada possui a mesma magnitude da corrente da primeira camada, então resulta nas mesmas perdas no cobre ou seja  $P_1$ . A corrente na superfície direita da segunda camada possui uma magnitude  $2I$ . então as perdas no cobre no lado direito da segunda camada serão  $4P_1$ . Assim as perdas totais na segunda camada será  $5P_1$ . De forma semelhante pode-se concluir que as perdas totais na terceira camada são 13 vezes superiores do que as da primeira camada.

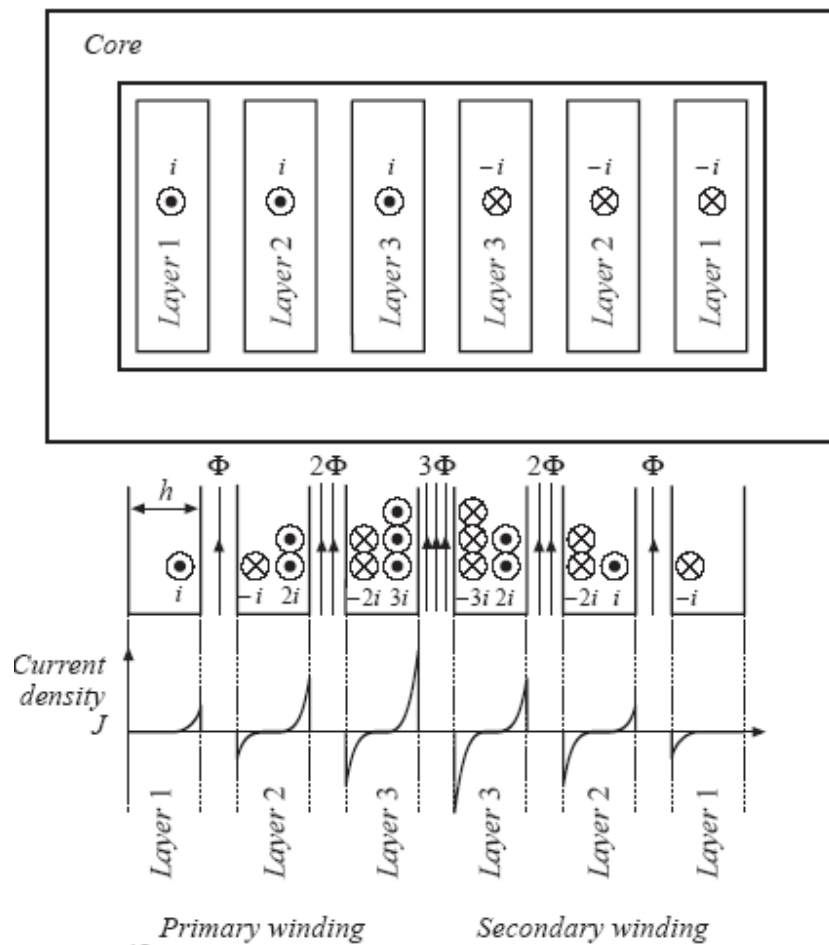


Figura: Ilustração do efeito de proximidade em um transformador de dois enrolamentos.

Para um enrolamento múltiplas camadas a perdas no cobre na camada  $m$  será::

$$P_m = I^2 \left[ (m - 1)^2 + m^2 \right] \frac{h}{\delta} R_{dc}$$

Assim, as perdas totais no cobre em um enrolamento de  $M$  camadas serão:

$$P_m = I^2 \frac{h}{\delta} R_{dc} \sum_{m=1}^M [(m-1)^2 + m^2] = I^2 \frac{h}{\delta} R_{dc} \frac{M}{3} (2M^2 + 1)$$

Se uma corrente contínua com o mesmo valor rms  $I$  circulasse pelo enrolamento de  $M$  camadas, as perdas no cobre seriam

$$P_m = I^2 M R_{dc}$$

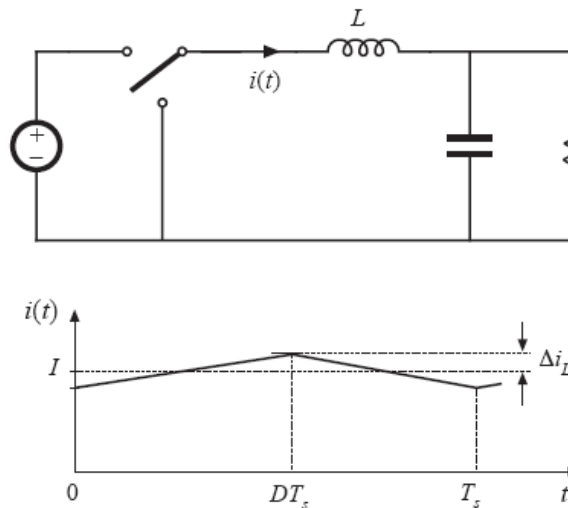
Assim, o efeito de proximidade aumentam as perdas no cobre por uma fator

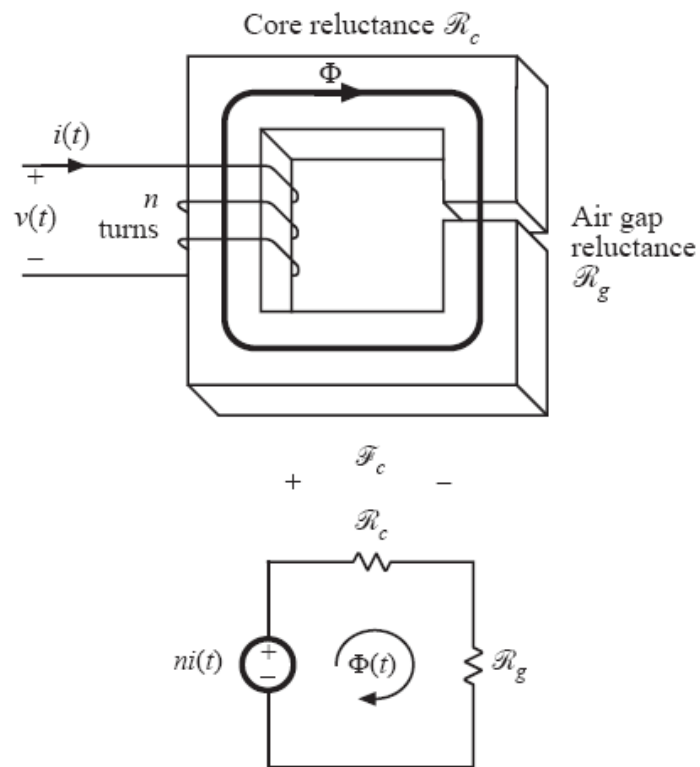
$$F_R = \frac{P}{P_{dc}} = \frac{1}{3} \frac{h}{\delta} (2M^2 + 1)$$

Note que esta expressão é válida sobre a hipótese que  $h \gg \delta$ .

## Exemplos

**Exemplo 1-** um conversor Buck operando em CCM onde a corrente no indutor é mostrada na figura abaixo.





O campo magnético no núcleo pode ser obtido como segue:

$$H_c l_c = ni \frac{\mathfrak{R}_c}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g}$$

$$H_c = \frac{ni}{l_c} \frac{\mathfrak{R}_c}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g}$$

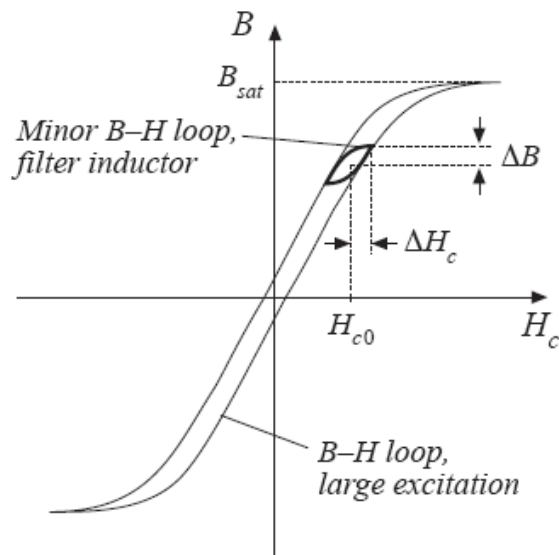
$$H_c = H_{co} + \Delta H_c$$

onde

$$H_{co} = \frac{nI}{l_c} \frac{\mathfrak{R}_c}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g}$$

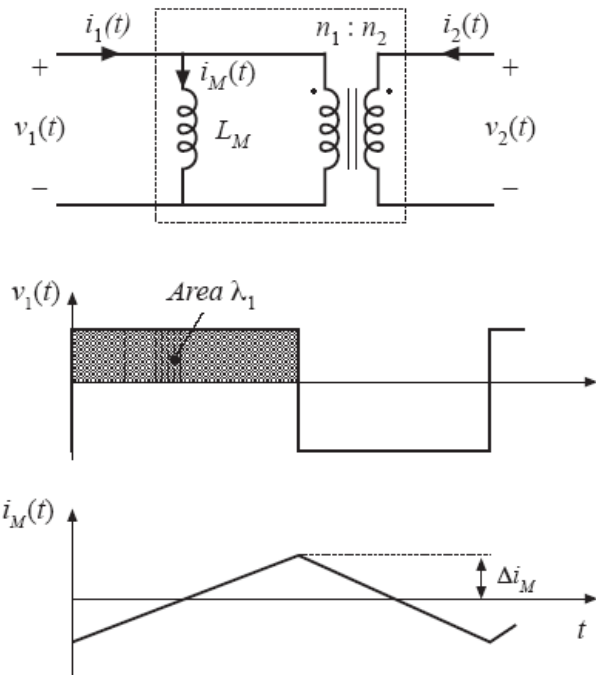
$$\Delta H_{co} = \frac{n\Delta I}{l_c} \frac{\mathfrak{R}_c}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g}$$

Assim a trajetória no plano  $B$ - $H$  será com ilustrada na figura abaixo:



Neste caso as perdas no núcleo geralmente são pequenas e densidade de fluxo máxima é limitada pela saturação. O efeito de proximidade também é desprezível. Apesar de material com ferrite poderem ser usados outros materiais que apresentam maiores perdas mas com maiores densidade de fluxo de saturação pode resultar em indutores menores.

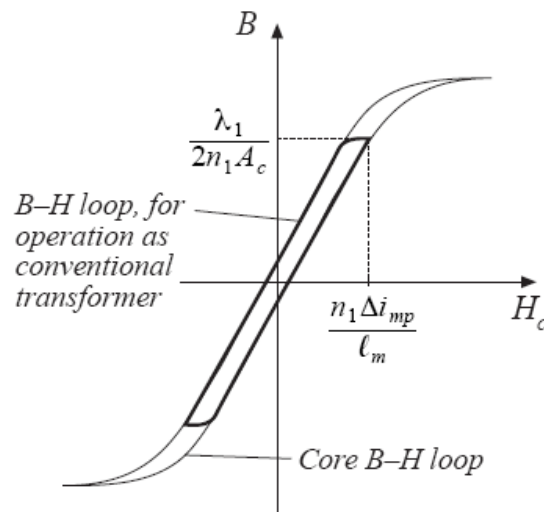
**Exemplo 2 – Transformador de fontes chaveadas:** Vamos considerar um transformador de uma fonte chaveada com uma tensão com mostrada na figura abaixo:



A corrente de magnetização pode ser obtida pela integração da tensão  $v_1(t)$ . Então, usando a lei de ampere pode-se obter o campos magnético no núcleo ou seja:

$$H = \frac{n i_M}{l_m}$$

Assim a trajetória no plano  $B$ - $H$  em regime permanente assume a forma mostrada abaixo:





Segue abaixo algumas referências recomendadas para leitura.

- [1] P. L. Dowell, “Effects of eddy currents in transformer windings,” *Proc.Inst. Elect. Eng.*, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, Aug. 1966.
- [2] P. S. Venkatraman, “Winding eddy current losses in switch mode power transformers due to rectangular wave currents,” in *Proceedings of Powercon11*. Dallas, TX: Power Concepts, Inc., 1984, pp. 1–11.
- [3] B. Carsten, “High frequency conductor losses in switchmode magnetics,” *Proc. HPFC*, pp. 155–176, May 1986.
- [4] William Gerard Hurley, “Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms” , *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, No. 2, March 2000.