

ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Material Instrucional especialmente elaborado pelo Prof. Edson Grisi para uso exclusivo do CETEB-CA.

Curso: Eletroeletrônica	Módulo: II	Carga Horária:
Docente:	Turno:	Turma:
Discente:		

APRESENTAÇÃO

Este trabalho é apresentado de forma lógica e abrangente, sendo bastante acessível para o estudante que já possui conhecimentos básicos de Eletrônica e tem interesse em adquirir conhecimentos específicos de Eletrônica de Potência.

A Eletrônica de Potência está se inserindo, de forma consolidada, no setor industrial, bem como em diversas outras áreas. Cada vez mais, semicondutores como: diodos e transistores de potência, SCR's, DIAC's, TRIAC's e IGBT's, vêm substituindo os componentes eletromagnéticos de chaveamento que, por sua constituição física, possuem algumas desvantagens. Estes componentes são passivos de corrosão, oxidação e centelhamento e conseqüentemente estão cedendo lugar aos semicondutores.

Os semicondutores de potência possuem uma vida útil bem maior, não proporciona risco de incêndios por centelhamentos e trabalha em uma velocidade de comutação elevada, o que favorece a sua aplicação nas diversas formas de controle de potência. Eles são bastante utilizados em grandes retificadores industriais, inversores de frequência, choppers, controladores de tensão, cicloconvertidores e em controle de velocidade de motores, obtendo um excelente desempenho nestas aplicações.

Com este trabalho e o acompanhamento das aulas em classe, o estudante adquire um bojo de informações importantes e necessárias que permitem desenvolver e consolidar os seus conhecimentos de Eletrônica, possibilitando que o mesmo seja capaz de desenvolver projetos de circuitos e de sistemas de controle de Potência com tecnologia atual.

Professor Edson Grisi

O economista inglês Thomas Malthus (1766–1834) lançou a teoria de que a população mundial cresceria em progressão geométrica e a produção de alimentos em progressão aritmética. Ou seja, que a população seria maior que a quantidade de alimentos disponíveis. Aquela época, Malthus não considerou os avanços tecnológicos, principalmente da Energia Elétrica e da Eletrônica de Potência, que permitiram o aumento da produtividade.

SUMÁRIO

1.	Eletrônica de Potência	6
2.	Diodo de Potência	6
2.1	Diodos Genéricos	7
2.2	Diodo de Alta Velocidade	8
2.3	Diodo Schottky	8
2.4	Estrutura Típica de um Diodo de Potência	8
2.5	Comportamento de Diodo de Potência em Retificadores	9
3.	Transistor Bipolar de Potência	10
3.1	Transistor em Circuito de Potência	11
3.2	Perdas no Chaveamento	12
3.3	Configuração Darlington	13
4.	Tiristor	13
4.1	SCR – Silicon Controlled Rectifier	13
4.2	LASCR – Light Activeted SCR	23
4.3	DIAC – Diode Alternative Current	23
4.4	SCS - Silicon Controlled Switch	25
4.5	TRIAC – Triode Alternating Current	6
4.6	Circuitos com Tiristores	27
4.7	GTO – Gate Turn-Off Tiristor	28
5.	Componentes de Nova Tecnologia	30
5.1	MCT – MOS Controlled Tiristor	30
5.2	IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor	32
6.	Conversor CA/CC – Retificador	36
6.1	Retificador Monofásico de Meia Onda	37
6.2	Retificador Monofásico de Meia Onda, Controlado	39
6.3	Retificador Bifásico de Meia Onda	41
6.4	Retificador Monofásico de Onda Completa	43
6.5	Retificador Trifásico de Meia Onda	52
6.6	Retificador Trifásico de Onda Completa	55
6.7	Outras Configurações	63
6.8	Efeito da Indutância da Fonte de Alimentação	68
7.	Conversor CC/CA – Inversor	70
7.1	Inversor Monofásico	70
7.2	Inversor Trifásico	71
7.3	IHM – Interface Homem Máquina	74
7.4	Tipos de Acionamentos de Motor	75
8.	Circuitos Controladores der Potência	79
9.	Resistores Especiais e Fotosensores	80
9.1	Termistores	80
9.2	Varistores	83
9.3	LDR – Resistor Dependente de Luz	86
9.4	Foto-diodo	86
9.5	Foto-transistor	87
9.6	Acopladores Óticos	88
10.	Transformador de Corrente e Shunt	89
10.1	TC Tipo Barra e TC Tipo Janela	89
10.2	Shunt	90
11.	Controle de Velocidade em Motores AC	91
11.1	O Motor de Indução	92

11.2	Cuidados na utilização de conversores em Motor de Indução	110
12.	Sugestões para Experimentação Prática	112
12.1	Oscilador utilizando UJT – Transistor de Uni Junção	112
12.2	Teste do SCR e Controle de Potência com SCR	113
12.3	Luz de Tempo	114
12.4	Pisca-Pisca Eletrônico	115
12.5	Inversor para Lâmpada Fluorescente de 7 a 15 W	116
	Bibliografia	118

1. Eletrônica de Potência

A Eletrônica de Potência tem grande aplicação na área industrial, onde se reduz consideravelmente a utilização de contatos eletromecânicos, com grandes vantagens como:

- I - A segurança por redução significativa de riscos de incêndios;
- II - A melhoria na confiabilidade e capacidade dos equipamentos;
- III - O aumento na velocidade de resposta a comandos eletrônicos;
- IV - O controle, bem mais preciso, em grandes quantidades de potências;
- V - A conservação e efficientização de energia.

Está evidente o crescente mercado para a eletrônica de potência, que vem exigindo grande velocidade e confiabilidade na sua aplicação. Nos processos utilizados em fábricas e empresas modernas, encontra-se o uso de: inversores de frequência, PLC's e redes Fieldbus, que controlam a etapa de potência com sofisticada tecnologia, exigindo assim, componentes altamente confiáveis, precisos e velozes nesta etapa, como é o exemplo de SCR's, LASCR's, TRIAC's, IGBT's, SIT's, MCT's e GTO's.

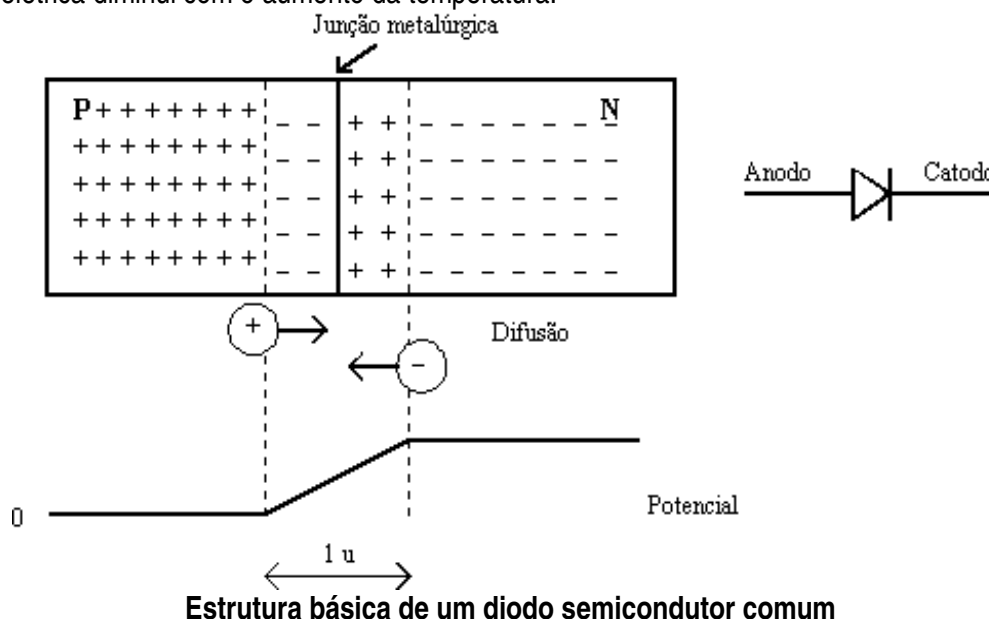
As chaves eletrônicas estão sendo utilizadas, atualmente, como um potencial bastante significativo de conservação e efficientização de energia. Devido ao fato de terem perdas bastante reduzidas, elas têm o seu lugar garantido em acionamento de máquinas e equipamentos, como também no controle de pressão e vazão em processos industriais de bombeamento, substituindo com vantagens os dispositivos eletromecânicos, como relês e chaves magnéticas.

2. Diodo de Potência

Um diodo semicondutor é uma estrutura P-N que, dentro de seus limites, permite a passagem de corrente em um único sentido. Alguns detalhes de funcionamento, que em geral são desprezados para diodos comuns, podem ser significativos para componentes de maior potência, caracterizados por:

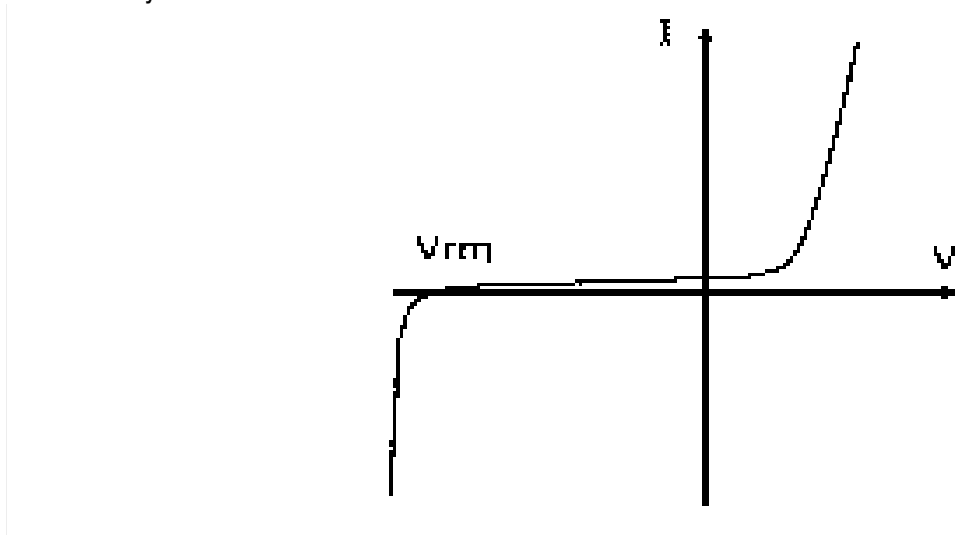
- I - Uma maior área, que permite suportar maiores correntes,
- II - Maior comprimento, que permite suportar tensões mais elevadas.

Em sua maioria os diodos são construídos com silício que é um elemento considerado semicondutor, cuja resistência elétrica diminui com o aumento da temperatura.



Os diversos diodos de potência trabalham com altas correntes, possuem curvas características bem idênticas e são divididos em três tipos:

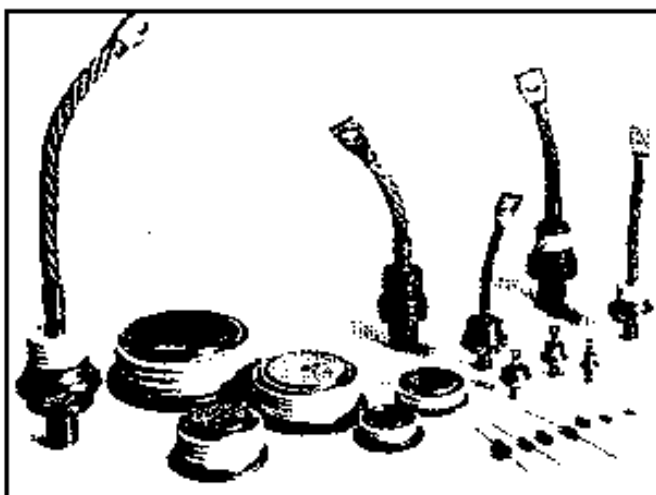
- I - Genéricos
- II - De alta velocidade
- III - Schottky



Curva corrente x tensão

2.1 Diodos Genéricos

São encontrados em valores de até 3000V, 3500A. Logo a seguir, é mostrada uma figura com diversas configurações dos diodos genéricos, que são basicamente de dois tipos: o tipo rosca, também conhecido como rosqueável (stud ou stud-mounted) e o tipo disco ou encapsulamento prensável, também conhecido como disco de hóquei (press pak ou hockey puck). No tipo de diodo rosqueável, tanto o anodo quanto o catodo pode estar do lado da rosca.



Tipos de diodos genéricos

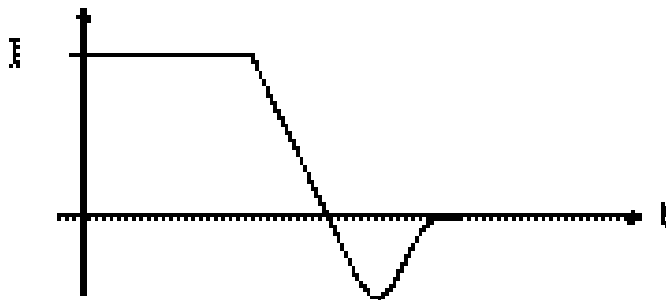
2.2 Diodos de Alta Velocidade

Os diodos de alta velocidade, conhecidos como de recuperação rápida, como o nome já sugere, são muito velozes e bastante utilizados em chaveamento de alta frequência, como é o caso dos conversores de potência. A faixa de recuperação pode ir até 3000V, 1000A e o tempo de recuperação reversa varia entre 0,1 e 5 μ s.

2.3 Diodos Schottky

Os diodos Schottky têm baixa queda de tensão em sentido direto e tempo de recuperação muito pequeno, tipicamente de alguns ns. A corrente de fuga aumenta com a faixa de tensão e seus valores nominais estão limitados a 100V, 300A.

Os diodos conduzem quando têm a tensão de anodo maior que a de catodo; e o valor da queda de tensão direta de um diodo de potência fica tipicamente entre 0,5 V e 1,5 V. Como quaisquer dispositivos práticos, a sua operação não ocorre de forma ideal. Considerando-se que o diodo está conduzindo, se a tensão for bruscamente invertida, as regiões p e n ainda terão portadores minoritários de carga e o diodo se comporta como um curto-circuito por um curto período de tempo. Assim, há uma corrente no sentido inverso, conforme figura a seguir, que pode provocar interferências e perdas. Os diodos de alta velocidade têm este fenômeno menos acentuado, contudo a máxima tensão reversa que eles suportam é menor.



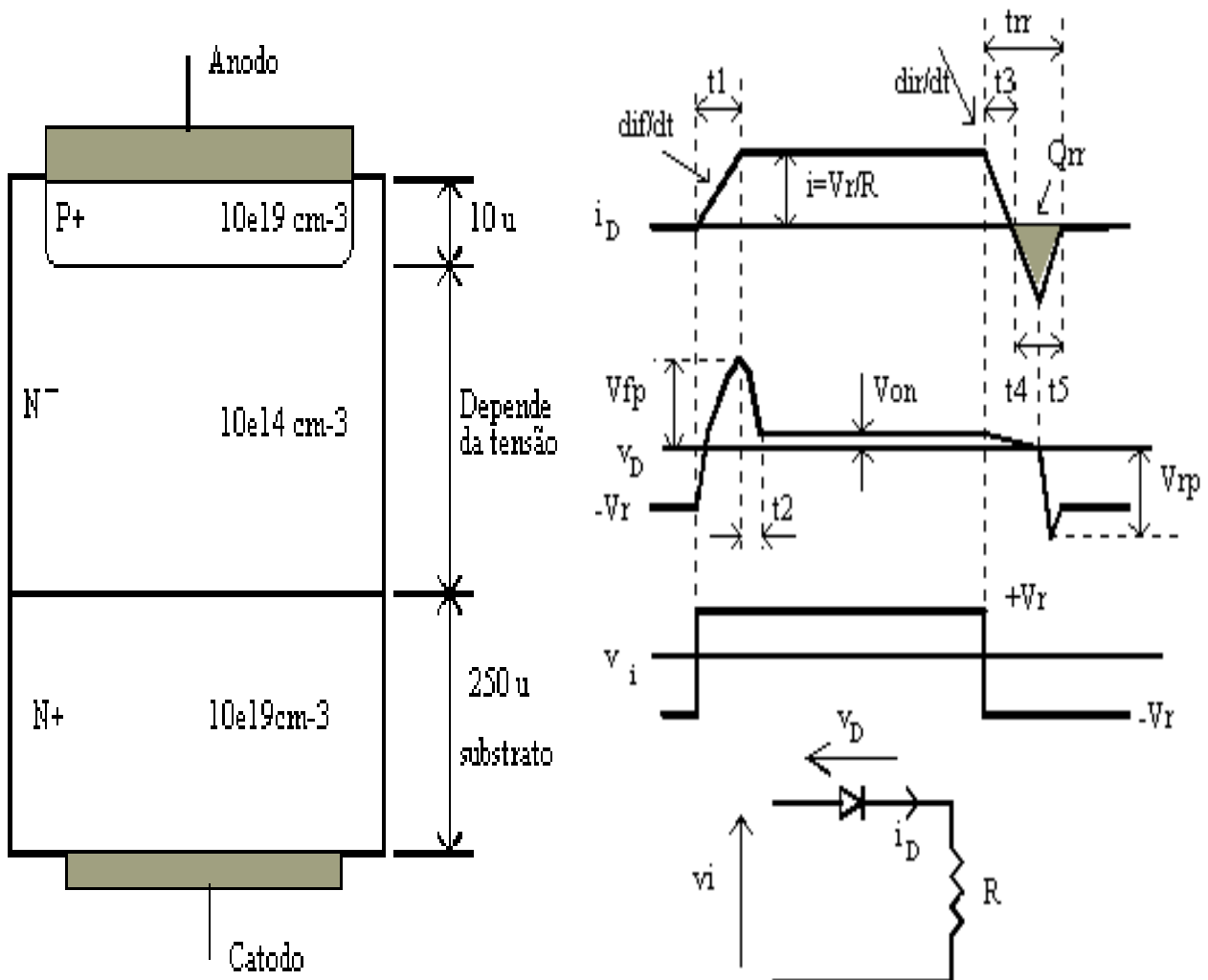
2.4 Estrutura Típica de um Diodo de Potência

A estrutura interna de um diodo de potência é um pouco diferente da estrutura de um diodo semicondutor comum. Ele possui uma nova região "N", intermediária, com baixa dopagem, que tem por função permitir que o componente suporte tensões mais elevadas. Esta região menos densa fornece ao diodo um efeito resistivo, quando em condução, que se torna maior quanto maior for a tensão suportável pelo componente.

No estado bloqueado, devido à área da secção transversal das junções ser maior que a de um diodo comum, verifica-se um efeito capacitivo na região de transição.

Estas características, que não são desejáveis, podem vir a atrapalhar a forma de onda da comutação de um diodo de potência, porém, como o dispositivo acionado por ele é normalmente robusto e trabalha com altos valores de corrente e tensão, isso não deverá afetar o seu funcionamento.

O contorno arredondado entre as regiões de anodo e catodo tem como função criar campos elétricos mais suaves, evitando o efeito de pontas no interior do diodo.



Estrutura típica de diodo de potência e formas de onda típicas de comutação.

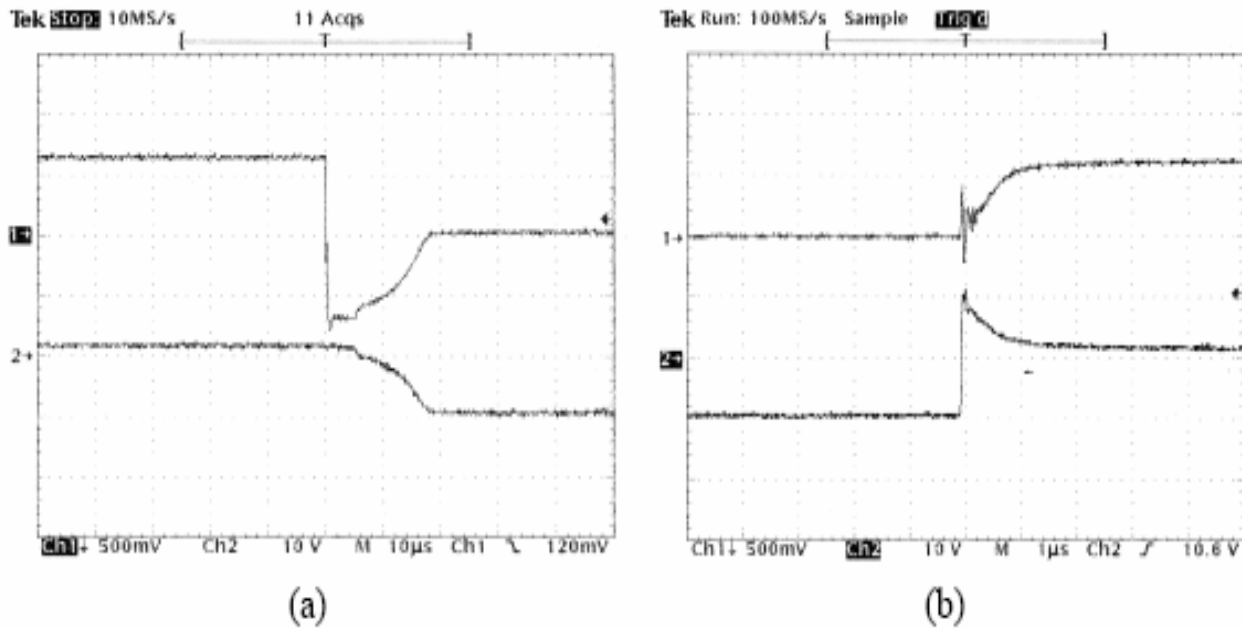
O comportamento de um diodo de potência é muito diferente do de uma chave ideal. Aplicando-se uma tensão V_i ao diodo, alimentando uma carga resistiva, verifica-se que durante t_1 , a carga acumulada na região de transição é removida. Como ainda não houve significativa injeção de portadores, a resistência da região N-, fracamente dopada, é elevada, produzindo um pico de tensão, onde indutâncias parasitas do componente e das conexões também colaboram. Já durante t_2 , tem-se a chegada dos portadores, ocorrendo uma redução da tensão para cerca de 1V. Estes tempos são, tipicamente, da ordem de centenas de ns.

No desligamento, a carga espacial presente na região N-, deve ser removida antes que se possa reiniciar a formação da barreira de potencial na junção. Enquanto houver portadores transitando, o diodo se mantém em condução. A redução em V_{on} se deve à diminuição da queda ôhmica. Quando a corrente atinge seu pico negativo é sinal que foi retirado o excesso de portadores, iniciando-se, então, o bloqueio do diodo. A taxa de variação da corrente, associada às indutâncias do circuito, provoca uma sobre-tensão negativa.

2.5 Comportamento de Diodo de Potência em Retificadores

Na figura a seguir são mostrados resultados experimentais de um diodo de potência "lento" utilizados em retificadores. A corrente reversa é limitada pela resistência presente no circuito. Já na entrada em condução, a tensão aplicada ao circuito aparece instantaneamente sobre o próprio diodo, o que contribui para limitar o crescimento da corrente.

Quando esta tensão cai, a corrente vai assumindo seu valor de regime.

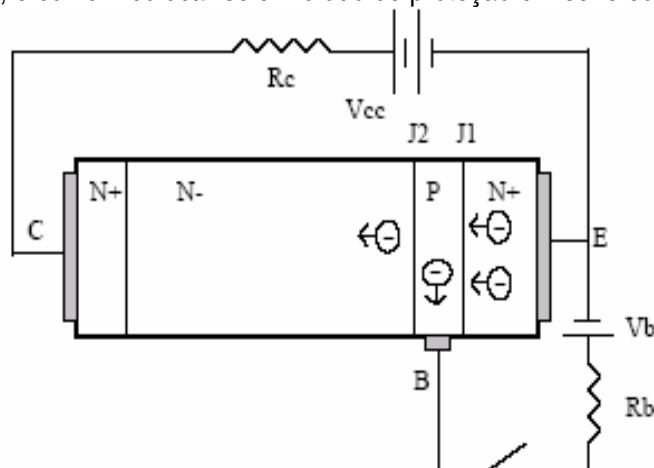


Resultados experimentais: (a) desligamento; (b) entrada em condução.

Diodos rápidos possuem t_{rr} da ordem de, no máximo, poucos micro-segundos, enquanto nos diodos normais é de dezenas ou centenas de micro-segundos. Em aplicações nas quais o diodo comuta sob tensão nula, como é o caso dos retificadores com filtro capacitivo, praticamente não se observa o fenômeno da recombinação reversa.

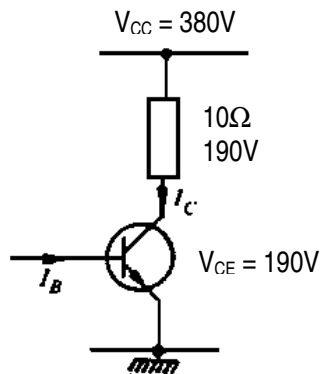
3. Transistor Bipolar de Potência

Dentro da faixa de operação de um transistor, a corrente de coletor I_C é função da corrente de base I_B . Uma variação na corrente de base corresponde a uma variação com amplificação na corrente de coletor, para uma tensão coletor-emissor (V_{CE}) constante. Essa relação entre correntes é da ordem de 5 a 100 vezes. Da mesma forma que nos outros dispositivos, a tensão de ruptura é alcançada com o incremento da tensão até atingir a região de avalanche. A aplicação de uma tensão reversa entre coletor e emissor faz com que a junção “base-emissor” fique bloqueada, tirando o transistor da região de operação. Dessa forma, nos circuitos onde aparecem tensões reversas, é comum colocar-se um diodo de proteção em série com o transistor.



A perda de potência no transistor é função do produto da tensão V_{CE} pela corrente I_C . A partir de uma determinada corrente de base, aparecerá uma tensão V_{CE} alta no transistor.

Por exemplo: Considerando uma tensão $V_{CC} = 380V$, e o transistor for ajustado pela corrente I_B para fornecer uma corrente $I_C = 19A$ para uma carga de 10Ω , haverá uma tensão na carga de $190V$ e uma queda de tensão V_{CE} no transistor também de $190V$. Neste caso a potência dissipada, no transistor, será de $3,61kW$. Esta situação não é interessante, pois haverá perda por aquecimento, no transistor, de 50% da potência fornecida, não sendo nada eficiente.



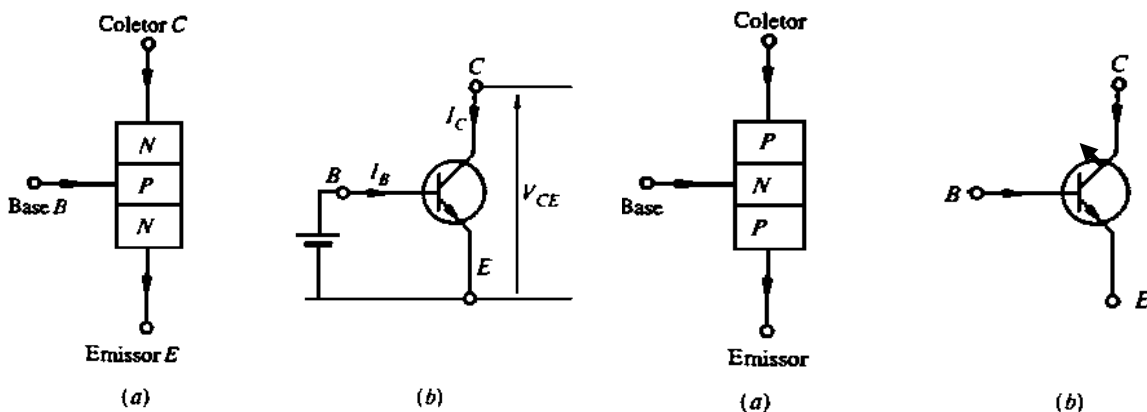
$$I_C = 19 A$$

$$P_D = V_{CE} \times I_C$$

$$P_D = 190 \times 19$$

$$P_D = 3610 W$$

As perdas no processo de chaveamento podem ser grandes, pois considerando tensão e corrente altas, no componente, a potência perdida será alta. Esta potência, multiplicada pelo tempo de chaveamento, vai fornecer a energia perdida no componente. Porém, no caso de se considerar chaveamentos com frequências elevadas, as perdas conseqüentemente serão reduzidas.

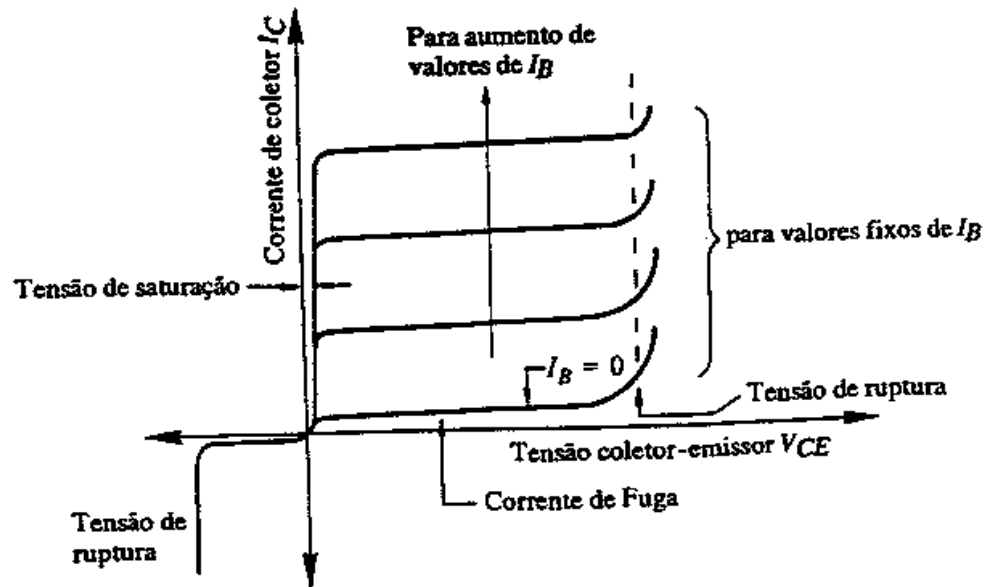


Estrutura e símbolo dos transistores NPN e PNP.

3.1 Transistor em Circuito de Potência

Em circuitos de potência, geralmente o transistor opera como chave, nas regiões de corte ou de saturação, evitando dessa forma que a perda de potência do dispositivo seja significativa. Quando $I_B = 0$, o transistor funciona como um circuito aberto, quando $I_B = I_{B \text{ de saturação}}$, o transistor é um curto-circuito e funciona como um condutor. Sendo assim, o transistor funciona como um simples interruptor, cujo controle está diretamente ligado a corrente de base.

Para minimizar o tempo de atraso na mudança da saturação para o corte, é necessário que a corrente de base seja a mínima para levar à saturação, e assim não permitir acúmulo de carga na base. Para efetuar o corte, diminui-se a corrente de base até o desaparecimento da corrente de coletor. É conveniente a existência de uma pequena corrente negativa na base evitando correntes espúrias no coletor, e assim consolidar o corte.



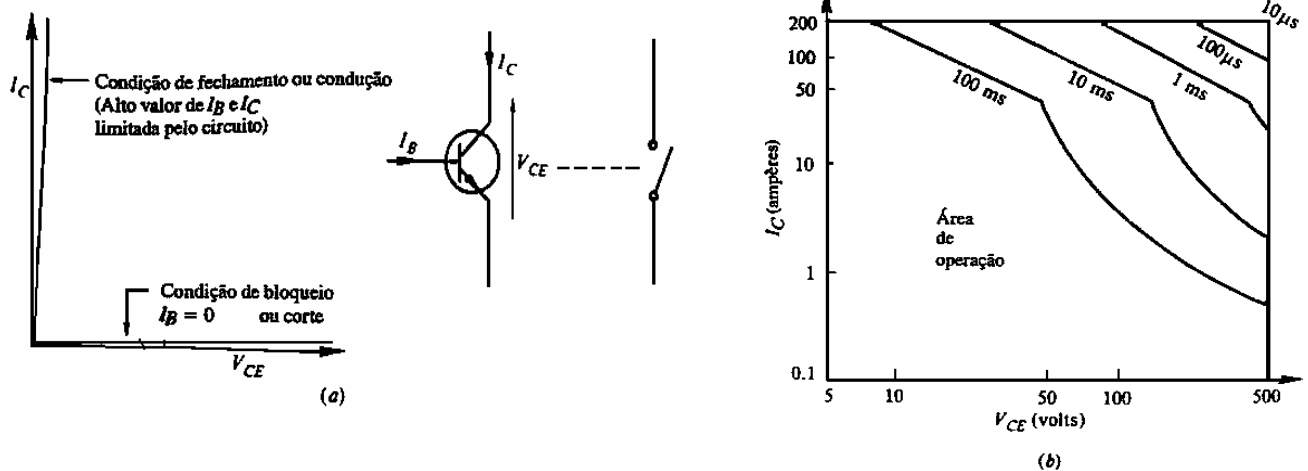
Característica de emissor comum do transistor N-P-N

Funcionando como uma chave, a perda de potência sobre o transistor deve ser pequena, visto que no corte a corrente de coletor é praticamente zero, e, na saturação, a tensão V_{CE} praticamente é zero. Normalmente, o estado de corte é chamado de desligado, e o de saturação, de ligado.

3.2 Perdas no Chaveamento

Como vimos, durante o chaveamento, as perdas podem ser elevadas se a tensão e corrente no transistor forem altas, porém esta perda pode ser reduzida com o uso de altas frequências no chaveamento.

Para se reduzir a perda e não haver superaquecimento no chaveamento, o transistor deve trabalhar em pontos bem definidos, em áreas próximas do corte ou áreas próximas da saturação, como mostra o gráfico a seguir.



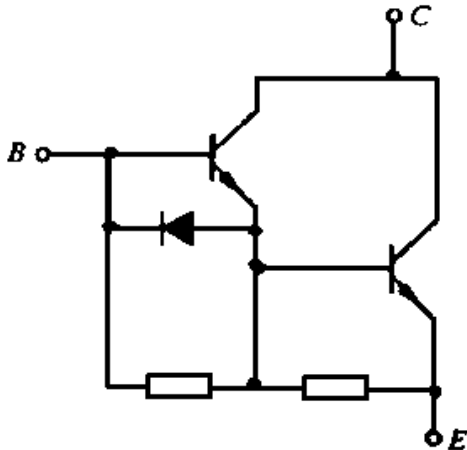
Área ideal de operação do transistor.

O transistor pode vir a ter um desempenho idêntico ao do tiristor, chegando a um chaveamento rápido inferior a 1 μ s. Porém a sua base necessita de uma corrente bem maior que a necessária no gate de um tiristor, para que haja condução. Normalmente em um tiristor de 30 A, um impulso de 0,1A no gate já é suficiente, enquanto que em um transistor de 30 A, são necessários, no mínimo 2A na base para que o mesmo conduza.

A grande vantagem do tiristor é que ele consegue controlar potências bem superiores às que o transistor pode controlar.

3.3 Configuração Darlington

É possível melhorar o ganho de corrente no transistor de potência utilizando-se da configuração “Darlington”, onde dois ou mais transistores são encapsulados em uma mesma pastilha de silício, permitindo um ganho de corrente da ordem de 250 vezes e com um maior tempo de chaveamento.



É um arranjo que tem por objetivo aumentar o ganho obtido por um transistor apenas. O transistor de alta potência, já na saída, possui um baixo ganho, o que é compensado pelo transistor de baixa potência que tem como característica principal, um alto ganho.

$$hfe = hfe_{Q1} \times hfe_{Q2}$$

Considerando: $hfe_{Q1} = 4$ e $hfe_{Q2} = 150$

$$hfe = 4 \times 150$$

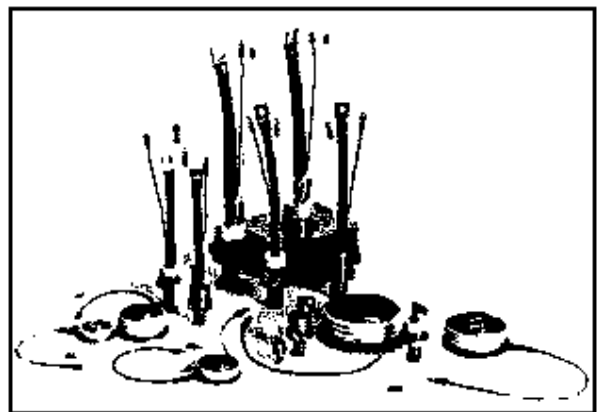
$$hfe = 600$$

4. Tiristor

Tiristor é um nome genérico que define uma família de dispositivos semicondutores que operam em regime de chaveamento, ora ligado, ora desligado, tendo em comum uma estrutura de quatro camadas semicondutoras numa sequência p-n-p-n.

Os tiristores podem apresentar comportamento: unidirecional, quando o fluxo de corrente é em apenas um sentido; ou bidirecional, quando o fluxo de corrente ocorre em ambos os sentidos.

Existe uma grande quantidade de tipos e modelos de tiristores no mercado. O tiristor de uso mais difundido é o SCR (Retificador Controlado de Silício), usualmente chamado simplesmente de tiristor. Outros componentes, no entanto, possuem basicamente a mesma estrutura: o LASCR (SCR ativado por luz), também chamado de LTT (Light Triggered Thyristor), o TRIAC (tiristor triodo bidirecional), o DIAC (tiristor diodo bidirecional), o GTO (tiristor comutável pela porta) e o MCT (Tiristor controlado por MOS).



Tipos de tiristores

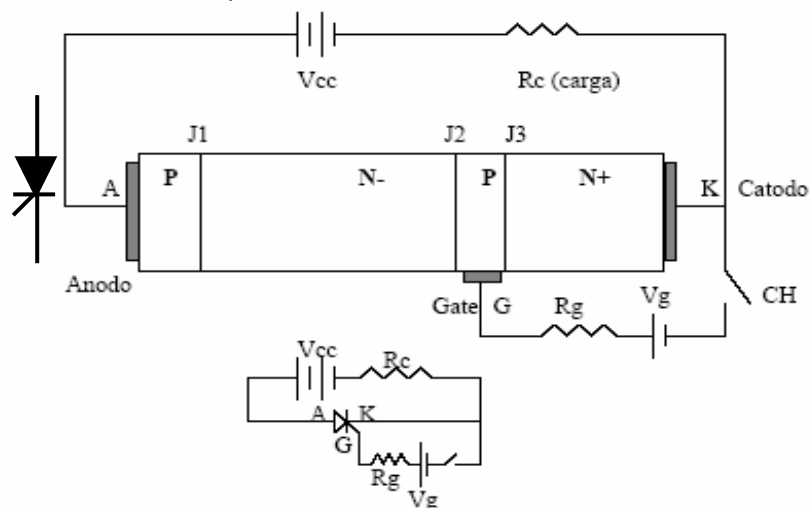
4.1 SCR – Silicon Controlled Rectifier

O SCR conhecido como retificador controlado de silício, é formado por quatro camadas semicondutoras de forma alternada, P-N-P-N, e possui três terminais: **anodo** e **catodo**, através dos quais flui a corrente principal que é conhecida como corrente anódica e o **gate** que, a partir da injeção de uma pequena corrente, faz com que surja esta corrente anódica.



O SCR conhecido como retificador controlado de silício, é formado por quatro camadas semicondutoras de forma alternada, P-N-P-N, e possui três terminais: **anodo** e **catodo**, através dos quais flui a corrente principal que é conhecida como corrente anódica e o **gate** que, a partir da injeção de uma pequena corrente, faz com que surja esta corrente anódica.

Se entre anodo e catodo houver uma tensão positiva, as junções J1 e J3, como mostrado na figura a seguir, estarão diretamente polarizadas, enquanto que a junção J2 estará reversamente polarizada. Desta forma não haverá condução de corrente até que a tensão V_{AK} , entre anodo e catodo, tenha um valor tão alto que possibilite o rompimento da barreira de potencial em J2.



Símbolo do SCR, estrutura P-N-P-N e polarização.

4.1.1 Polarização Direta do SCR

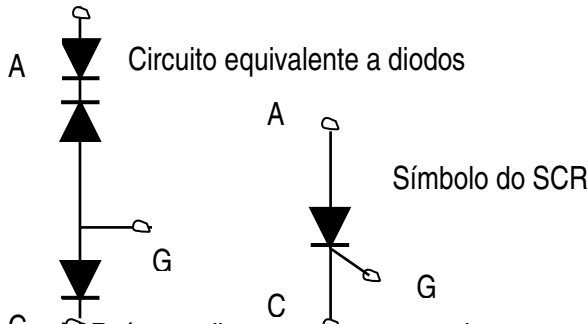
Injetando-se uma tensão V_{GK} positiva, circulará uma corrente através de J3, com portadores negativos do catodo para a porta. Como a camada "P", ligada à porta, é bastante estreita, parte destes elétrons, que cruzam J3, possui energia cinética suficiente para vencer a barreira de potencial existente em J2, sendo assim atraídos pelo anodo. Desta forma, a junção reversamente polarizada, tem sua diferença de potencial diminuída e assim é estabelecida uma corrente entre anodo e catodo, que poderá persistir mesmo na ausência da corrente de porta.

4.1.2 Polarização Reversa do SCR

Quando a tensão V_{AK} for negativa, J1 e J3 estarão reversamente polarizadas, enquanto J2 estará diretamente polarizada. Uma vez que a junção J3 é intermediária a regiões de alta dopagem, ela não é capaz de bloquear tensões elevadas, de modo que cabe à junção J1 manter o estado de bloqueio do componente.

4.1.3 Circuito Equivalente a Diodo e a Transistor

Com o objetivo de facilitar o entendimento, é comum se fazer uma analogia do funcionamento do SCR com uma associação de três diodos ou de dois transistores.



POLARIZAÇÃO	RESISTÊNCIA
A+ e C-	∞
A- e C+	∞
A+ e G-	∞
A- e G+	∞
G- e C+	∞
G+ e C-	BAIXA

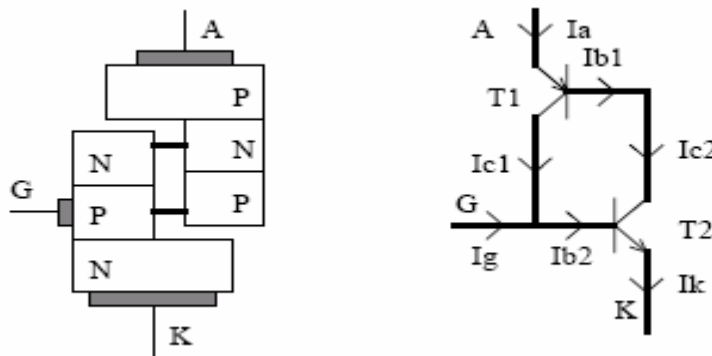
Testar o SCR é semelhante ao processo de testar simultaneamente os diodos que compõem o circuito equivalente. A única junção que deve dar baixa resistência é a junção gate-catodo, quando polarizada diretamente. Porém, em alguns casos, se encontra duas resistências baixas entre gate e catodo e entre anodo e catodo por dois motivos:

- I - Quando o SCR já estiver disparado por qualquer tipo de ruído.
- II - Quando estiver um resistor interno entre gate e catodo, como é o caso de alguns tipos de SCR's que têm sua sensibilidade reduzida utilizando este resistor para reduzir a sua sensibilidade a ruído.

No caso do circuito equivalente utilizando transistor, como mostrado a seguir, quando uma corrente positiva de gate I_g for aplicada, aparecerão as correntes I_k e I_{c2} . Como $I_{c2} = I_{b1}$, o transistor T_1 irá conduzir, surgindo a corrente $I_{b2} = I_{c1} + I_g$, que reforçará I_{c2} , e assim o componente chegará à saturação. Este processo é conhecido como "feed back" regenerativo ou realimentação positiva.

Uma vez disparado, o SCR permanecerá nesta condição, mesmo com a retirada de I_g , se: após este processo, onde a corrente de anodo tenha atingido um valor superior ao limite I_L , conhecido como corrente de "latching" ou corrente de disparo, esta mesma corrente de anodo permaneça sendo superior ao limite I_H que é a "holding current", corrente de retenção ou manutenção do disparo.

Para que o SCR passe para o estado de corte, é necessário que a corrente I_A , que por ele passa, seja inferior que o valor mínimo de manutenção I_H , que é especificado pelo fabricante, permitindo assim que se restabeleça a barreira de potencial e o componente não mais conduza. Não é possível se chegar ao corte do SCR com potencial negativo no gate devido as suas características construtivas, porém isto é possível no GTO que dispara e bloqueia pelo gate.



Comparação entre SCR e circuito equivalente utilizando transistores.

4.1.4 Disparo do SCR

É possível disparar um SCR através de cinco métodos distintos:

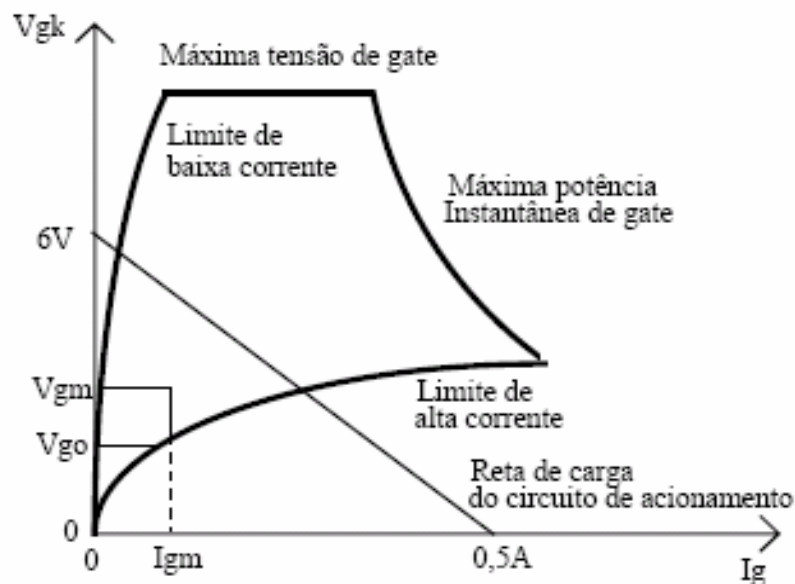
- I - Através de Tensão V_{BO} – Tensão Breakover

Atinge-se um valor V_{AK} capaz de fazer o SCR conduzir, sem que seja aplicada corrente ao gate. Este valor é conhecido como tensão de breakover. É um método de disparo não muito utilizada na prática por demandar valores elevados de tensão.

II - Através de corrente positiva no gate

É o método mais usual de se disparar um SCR, é importante o conhecimento dos limites máximos e mínimos para a tensão V_{gk} e a corrente I_g . Os valores V_{gm} e I_{gm} indicam a mínima tensão e a mínima corrente de gate que garante a condução.

O valor V_{go} é a máxima tensão de gate em que o componente permanece no corte. Para garantir a operação correta do componente, a reta de carga do circuito de acionamento deve garantir a passagem além dos limites V_{gm} e I_{gm} , sem exceder os limites máximos de tensão e de corrente.



Condições para disparo de tiristor através de controle pelo gate.

III - Através da taxa de crescimento da tensão direta

Quando reversamente polarizada, a área de transição de uma junção comporta-se de maneira similar a um capacitor, devido ao campo criado pela carga espacial. Já quando o SCR estiver desligado e polarizado diretamente, praticamente toda a tensão estará aplicada sobre a junção J2. Desta maneira, quando V_{AK} cresce, a capacitância diminui pelo fato da região de transição aumentar de largura. Porém, se a taxa de variação da tensão for bastante elevada, a corrente que atravessará a junção pode ser suficiente para levar o SCR à condução. Uma vez que a capacitância cresce com o aumento da área do semiconductor, os componentes para correntes mais elevadas tendem a ter um limite de dv/dt menor. Como solução, são utilizados circuitos RC em paralelo com o SCR para limitar a velocidade de crescimento da tensão direta sobre ele.

IV - Através da temperatura

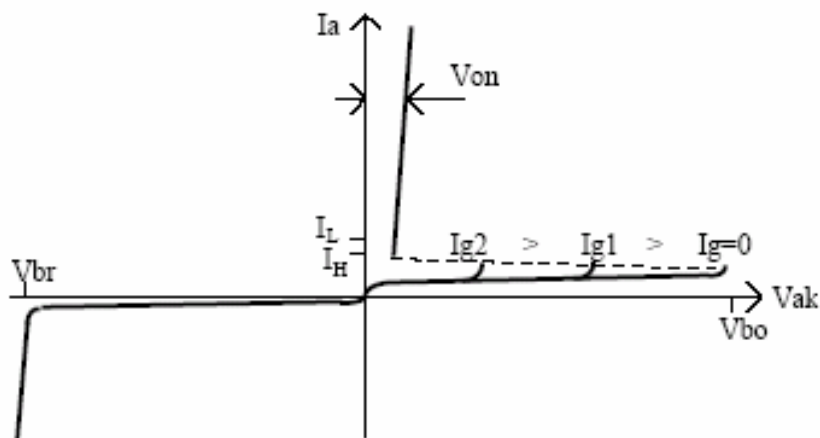
A altas temperaturas, a corrente de fuga numa junção p-n reversamente polarizada dobra aproximadamente com o aumento de 8° C. Desta forma, a elevação da temperatura pode levar a uma corrente, através da junção J2, suficiente para levar o tiristor à condução.

V - Através de energia radiante

Quando certa energia radiante pertencente à banda espectral do silício penetra no cristal, produz uma grande quantidade de pares elétron e lacuna, aumentando a corrente de fuga reversa e possibilitando a condução do tiristor. Este método de disparo é o que é utilizado no LASCR, que são utilizados, principalmente, em sistemas que operam com alta potência, onde se faz necessária uma isolação através de acoplamento ótico.

4.1.5 Curva Característica do SCR

Na curva característica do SCR observa-se que: quando V_{AK} for menor que V_{BO} o SCR estará em corte e só irá circular uma pequena corrente de fuga no sentido direto; e quando V_{AK} atinge o valor de V_{BO} o SCR passa a conduzir e a corrente será limitada pela resistência da carga. Quando se aumenta o valor da corrente I_g , o disparo do SCR ocorre em valores de V_{AK} inferiores a tensão de V_{BO} .



Curva característica do SCR.

I_H – Holding Current, é a mínima corrente necessária para manter o SCR em condução, é conhecida como corrente de retenção ou de manutenção.

I_L – Latching Current, é a corrente de engatamento ou de tranca, consiste na menor corrente do anodo que possibilita a condução mesmo sem o sinal do gate.

$I_{A\ MAX}$ - Máxima corrente de anodo que não danifica o SCR, pode ser dada como valor RMS, médio, de pico ou instantâneo.

V_{BR} – Tensão de Breakdown, é a tensão reversa máxima que o SCR suporta.

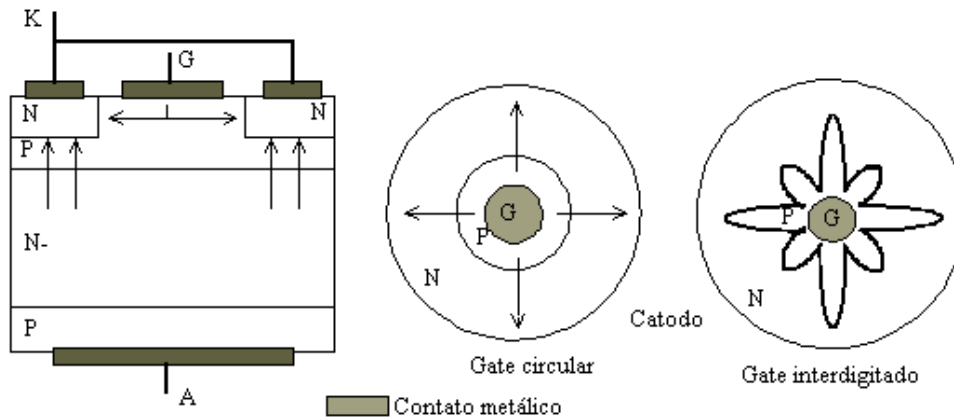
V_{BO} - Tensão de Breakover, é a tensão direta que faz o SCR conduzir, sem que haja sinal no gate.

$T_{J\ MAX}$ - Máxima temperatura de operação, temperatura acima da qual, devido a um possível processo de avalanche, pode haver destruição do cristal.

dv/dt - Máxima taxa de crescimento da tensão direta V_{AK} .

O disparo de um tiristor é controlado pela injeção de uma corrente no terminal do gate, devendo este impulso estar dentro da área delimitada pela figura a seguir. Por exemplo: para um dispositivo que deve conduzir 100 A, um acionador que forneça uma tensão V_{GK} de 6V com impedância de saída de 12Ω é adequado.

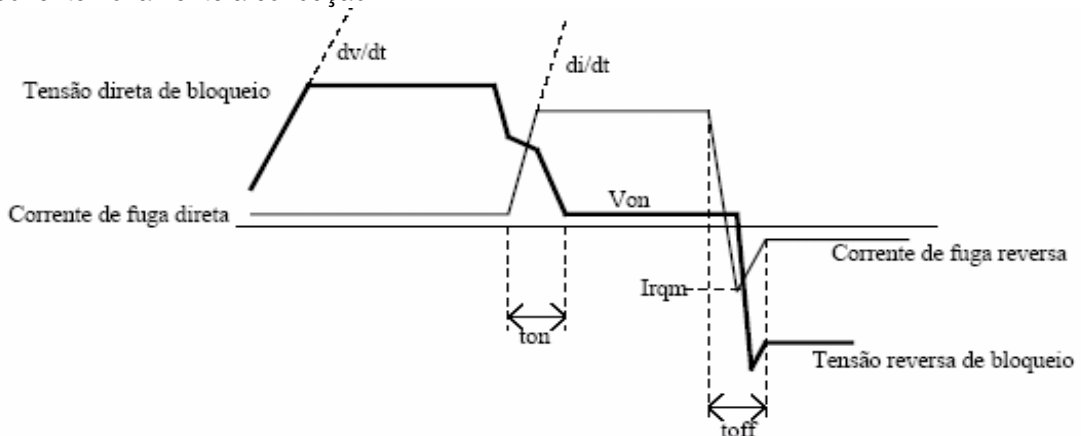
A duração do sinal de disparo deve ser tal que permita à corrente atingir I_L quando, então, pode ser retirada. É bastante simples o circuito de disparo de um SCR e, considerando o alto valor de ganho, as exigências para o acionamento são mínimas.



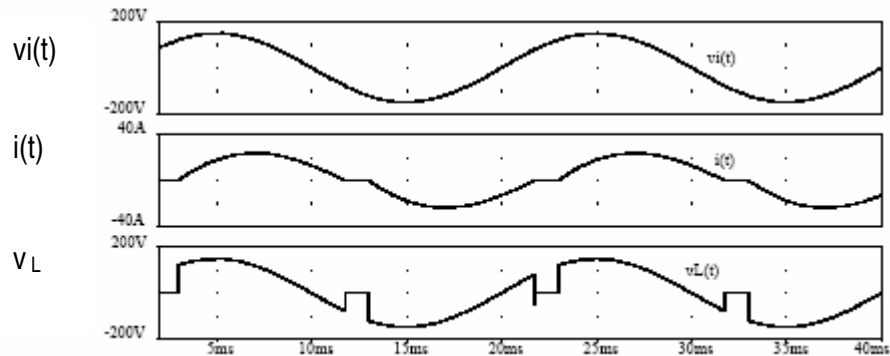
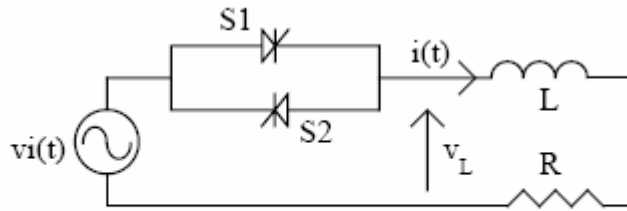
A comutação não é tão fácil quanto a entrada em condução de um tiristor. Para haver o corte é necessário que a corrente de anodo fique abaixo do valor I_H . Se isto ocorrer juntamente com a aplicação de uma tensão reversa, o corte se dará mais rapidamente. Não há uma maneira de se desligar o tiristor através do gate.

4.1.6 Comutação Natural

Em sistemas de CA utiliza-se muito a Comutação Natural, devido ao caráter ondulatório da tensão de entrada, em algum instante a corrente tenderá a se inverter e terá, assim, seu valor diminuído abaixo de I_H , desligando o tiristor. Isto ocorrerá desde que, num intervalo inferior a t_{off} , não cresça a tensão direta V_{AK} , o que poderia levar o componente novamente à condução.



A figura a seguir mostra um circuito de um controlador de tensão CA, alimentando uma carga RL, como também as respectivas formas de onda. Observe que quando a corrente se anula, a tensão na carga se torna zero, indicando que nenhum dos SCR's está em condução no momento.

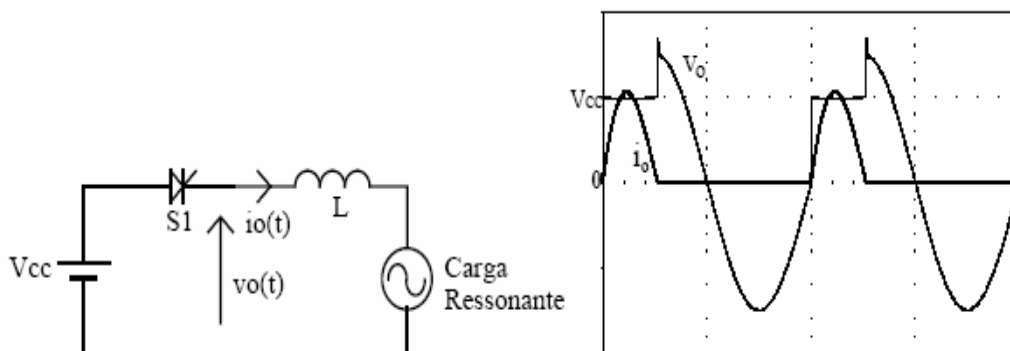


Controlador de tensão CA com carga RL e formas de onda típicas.

4.1.7 Comutação por ressonância de carga

Em algumas aplicações específicas, é possível que a carga, pela sua dinâmica própria, faça com que a corrente tenda a se inverter, fazendo o tiristor desligar. Isto ocorre, por exemplo, quando existem capacitâncias na carga as quais, ressoando com as indutâncias do circuito produzem um aumento na tensão ao mesmo tempo em que reduzem a corrente. Caso a corrente se torne menor do I_H , e o tiristor permaneça reversamente polarizado por um tempo suficiente, haverá o seu desligamento. A tensão de entrada pode ser tanto CA quanto CC.

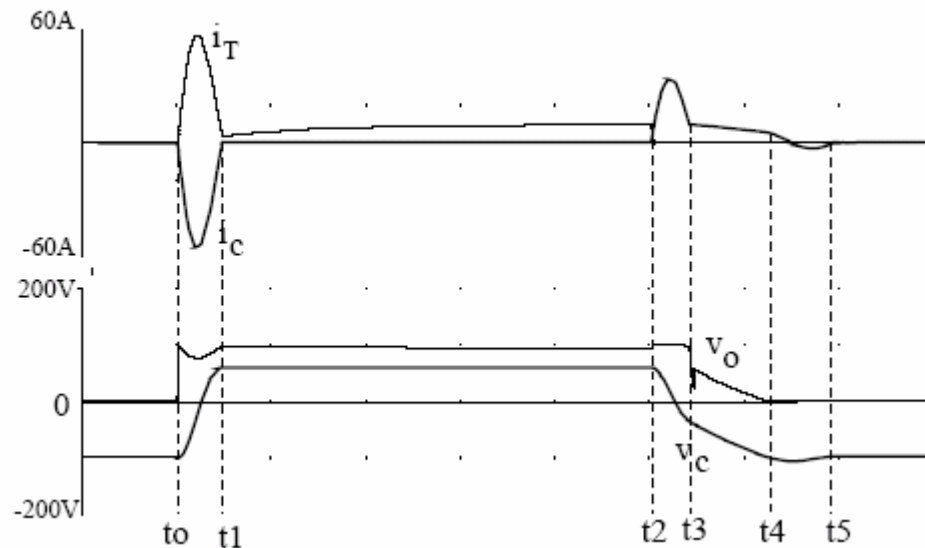
A figura a seguir mostra tal comportamento. Observe que enquanto o tiristor conduz a tensão de saída, $v_o(t)$, é igual à tensão de entrada. Quando a corrente se anula e S1 desliga, o que se observa é a tensão imposta pela carga ressonante.



Circuito e formas de onda de comutação por ressonância da carga.

4.1.8 Variações Bruscas e Amaciadores

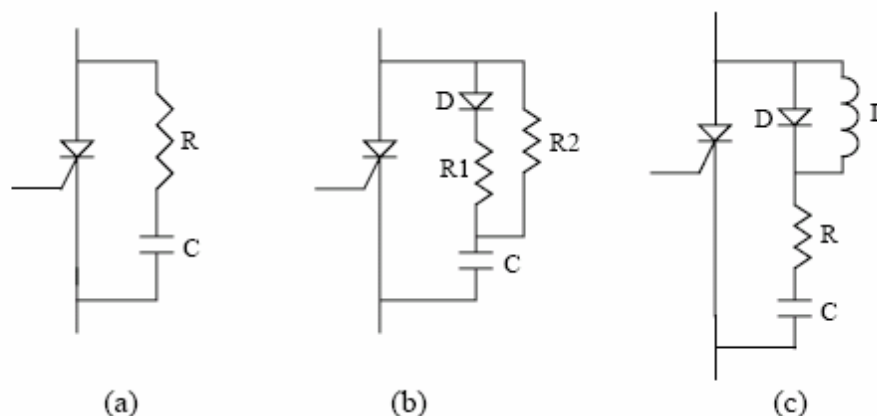
Durante a comutação de um tiristor, aparecem variações bruscas tanto na tensão quanto na corrente.



Detalhes das formas de onda durante comutação.

Para se evitar problemas que surgem com o aparecimento de altos valores de dv/dt , usam-se circuitos amaciadores. A limitação do crescimento da tensão direta V_{AK} , usualmente é feita pelo uso de circuitos RC, RCD, RLCD em paralelo com o dispositivo. No caso mais simples da figura (a), a seguir, quando o tiristor é comutado, a tensão V_{AK} segue a dinâmica dada por RC que, além disso, desvia a corrente de anodo facilitando a comutação.

Quando o SCR é ligado o capacitor descarrega-se, ocasionando um pico de corrente no tiristor, limitado pelo valor do resistor R. No caso (b) este pico pode ser reduzido pelo uso de diferentes resistores para os processos de carga e descarga do capacitor C. No caso (c), o pico é limitado por L, o que não traz os eventuais problemas de alto di/dt . A corrente de descarga do capacitor C auxilia a entrada em condução do tiristor para obter um $I_A > I_L$, uma vez que esta corrente se soma à corrente de anodo proveniente da carga. A energia acumulada no capacitor é praticamente toda dissipada sobre o resistor de descarga.

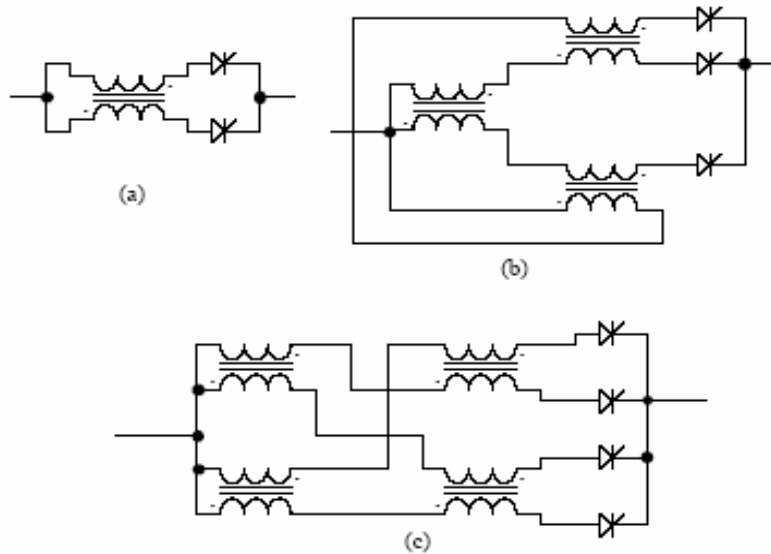


Circuitos amaciadores para dv/dt .

4.1.9 Reatores de equalização

Conforme ilustrado na figura abaixo, se a corrente por SCR1 tende a se tornar maior que por SCR2, uma força contra-eleto-motriz aparecerá sobre a indutância, proporcionalmente ao desbalanceamento, tendendo a reduzir a corrente por SCR1. Ao mesmo tempo uma tensão é induzida do outro lado do enrolamento,

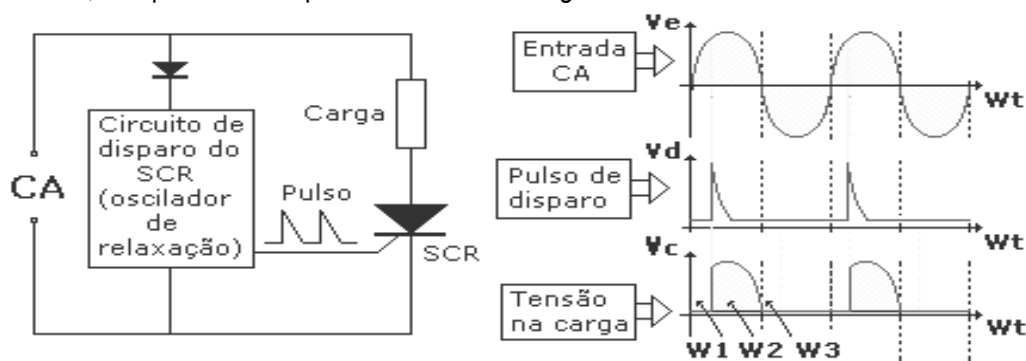
aumentando a corrente por SCR2. As mais importantes características do reator são alto valor da saturação e baixo fluxo residual, para permitir uma grande excursão do fluxo a cada ciclo.



Equalização de corrente com reatores acoplados

4.1.10 Circuito Básico e Forma de Onda

A figura seguinte mostra um controlador de potência e as formas de ondas: da corrente alternada que alimenta o circuito, dos pulsos de disparo do SCR e da carga.



Circuito com SCR e formas de ondas de entrada, de disparo e na carga.

4.1.11 Isolamento Elétrico do Circuito de Comando

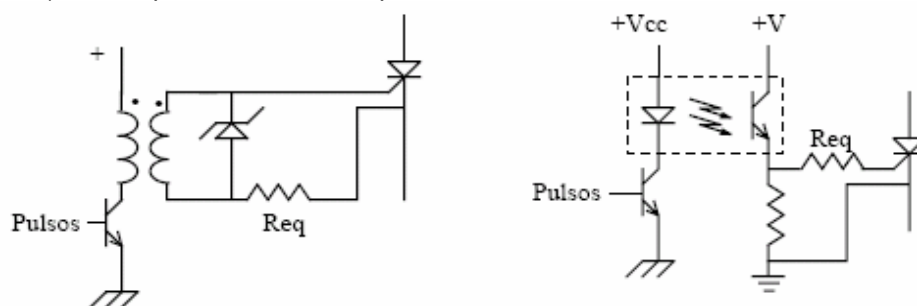
Em muitas aplicações, devido à necessidade de isolamento elétrico entre o circuito de comando e o de potência, o sinal de disparo deve ser isolado por meio de algum dispositivo como, por exemplo, transformadores de pulso ou acopladores óticos, como mostra a figura a seguir.

I - Transformador de Pulso

Neste caso, são usados transformadores capazes de responder apenas em alta frequência, mas que possibilitam a transferência de pulsos de curta duração. Caso seja necessário um pulso mais largo, ele poderá ser obtido por meio de um trem de pulsos. Com tais dispositivos deve-se prever algum tipo de limitação de tensão no secundário (onde está conectado o gate), a fim de evitar sobretensões. Como as condições de disparo podem diferir consideravelmente entre os tiristores, é comum inserir uma impedância em série com o gate para evitar que um tiristor com menor impedância de gate drene o sinal de disparo, impedindo que os demais dispositivos entrem em condução. Esta impedância em série pode ser um resistor ou até mesmo um capacitor, que tornaria mais rápido o crescimento do pulso no gate.

II - Acoplamento Óptico

Apresenta como principal vantagem, a imunidade a interferências eletromagnéticas, além da alta isolamento de potencial. Dois tipos básicos de acopladores são usados: os acopladores ópticos e as fibras óticas. No primeiro caso tem-se um dispositivo onde o emissor e o receptor estão integrados, apresentando uma isolamento típica de 2500V. Já para as fibras óticas, o isolamento pode ser de centenas de kV. A potência necessária para o disparo é provida por duas fontes: uma para alimentar o emissor (em geral a própria fonte do circuito de controle) e outra para o lado do receptor.



Circuitos de acionamento por pulso.

4.1.12 Resfriamento

As características do tiristor são fornecidas a uma certa temperatura da junção. O calor produzido na pastilha deve ser dissipado, devendo transferir-se da pastilha para o encapsulamento, deste para o dissipador e daí para o meio de refrigeração (ar ou líquido). Este conjunto possui uma certa capacidade de armazenar calor, ou seja, uma constante de tempo térmica, que permite sobrecargas de corrente por períodos curtos.

Tipicamente esta constante é da ordem de 3 minutos para refrigeração a ar. A temperatura de operação da junção deve ser muito menor que o máximo especificado. Ao aumento da temperatura corresponde uma diminuição na capacidade de suportar tensões no estado de bloqueio. Tipicamente esta temperatura não deve exceder 120°C.

O sistema de refrigeração deve possuir redundância, ou seja, uma falha no sistema deve por em operação um outro, garantindo a troca de calor necessária. Existem várias maneiras de implementar as trocas: circulação externa de ar filtrado, circulação interna de ar (com trocador de calor), refrigeração com líquido, etc. A escolha do tipo de resfriamento é influenciada pelas condições ambientais e preferências do usuário.

4.1.13 Tabela de SCR's

Código	Tensão máxima	Corrente máxima
TIC44	30V	0.6A
TIC45	60V	0.6A
TIC46	100V	0.6A

TIC47	200V	0.6A
TIC48	300V	0.6A
TIC106A	100V	5A
TIC106B	200V	5A
TIC106C	300V	5A
TIC116A	100V	8A
TIC116B	200V	8A
TIC116C	300V	8A
TIC126A	100V	12A
TIC126B	200V	12A
TIC126C	300V	12A

4.1.14 Vantagens e Desvantagens em Relação ao Relé

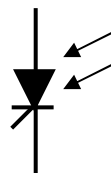
- + Não existem partes móveis, não havendo corrosão nem centelhamento.
- + Velocidade de comutação elevada.
- + Vida útil maior.
- O tiristor só possui um contato.
- Quando em condução tem queda de no mínimo 0,7V.

4.2 LASCR – Light Activeted SCR

É o SCR ativado à luz, ele apresenta uma janela que proporciona a entrada de luz. O papel do gate, neste componente, é de controlar a intensidade de luz necessária para provocar o disparo.

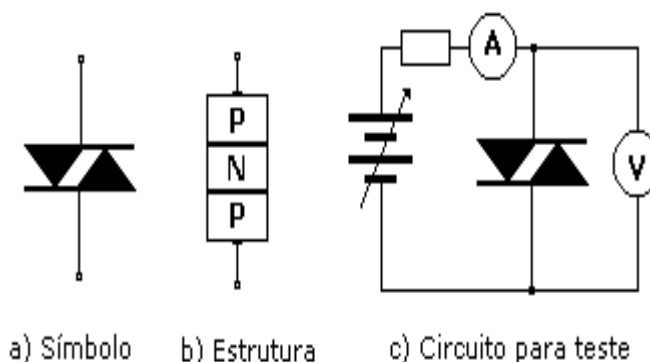
O LASCR sofre também influência da temperatura, sendo que quanto mais elevada mais facilmente ocorre o seu disparo, havendo uma exigência de intensidade luminosa menor.

Símbolo do LASCR



4.3 DIAC – Diode Alternative Current

É o diodo de corrente alternada que possui três camadas semicondutoras, como ocorre no transistor bipolar, porém se diferencia do transistor devido ao fato de que as concentrações de dopagem em volta das duas junções devem ser iguais e os terminais são apenas nas camadas externas.



Símbolo, estrutura e circuito teste do DIAC.

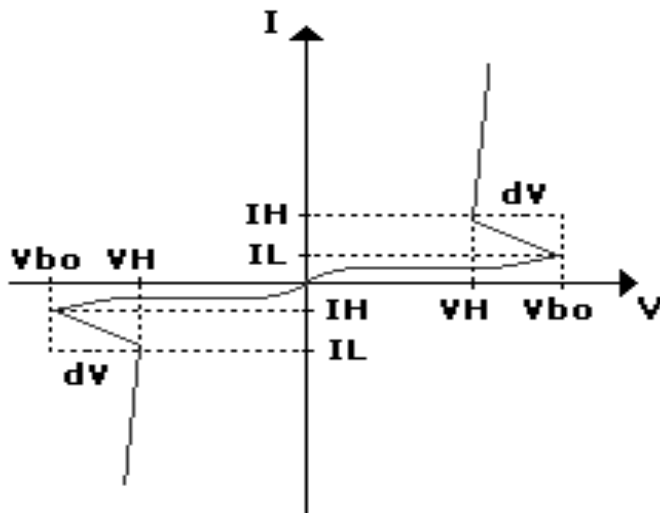
4.3.1 Exemplos de DIAC's

DIACs - 1N5411 e 40583 - Aspecto:  **Símbolo:** 

	1N5411	40583	
$V_{(BO)}$	29 a 35	27 a 37	V
I_p	200	200	mA
$I_{(BO)}$	50	50	μA

4.3.2 Curva Característica do DIAC

A curva característica do DIAC possui no primeiro e no terceiro quadrante as mesmas características de tensão e corrente. Possui a mesma corrente de engate ou tranca I_L em qualquer das duas direções conforme mostra a figura abaixo.



Chama-se tensão de assimetria, a diferença entre o V_{BO} do 1º quadrante e o V_{BO} do 3º quadrante. Isto porque na prática este componente não é perfeitamente simétrico.

Curva característica do DIAC.

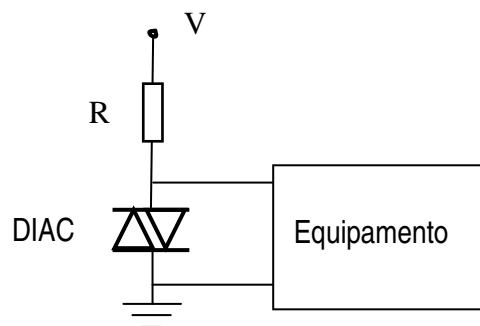
4.3.3 Funcionamento do DIAC

O DIAC conduz quando a tensão em seus terminais excede o valor da avalanche direta (V_{BO}) em qualquer sentido, após o disparo o dispositivo conduz e a tensão passa de um valor de disparo para um valor inferior V_H , que se mantém enquanto o DIAC conduz. Após conduzir a única forma de levá-lo ao corte é por meio de uma redução de corrente, reduzindo-a abaixo de um valor especificado.

4.3.4 Aplicações para o DIAC

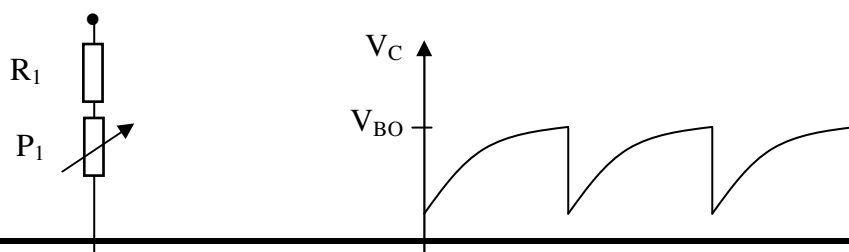
I – Proteção contra sobretensão

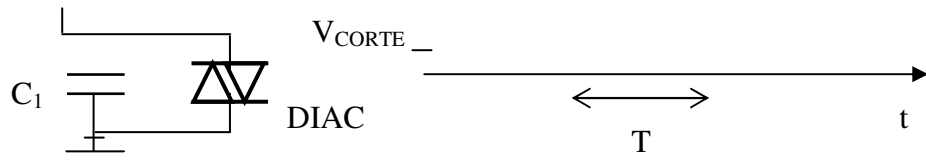
O DIAC começa a conduzir quando a tensão entre seus terminais atingir o valor de V_{BO} , protegendo assim o equipamento que está em paralelo a ele.



II – Gerador dente de serra

O DIAC conduz quando a tensão no capacitor atingir o valor de V_{BO} , aí o capacitor se descarrega até atingir a Tensão de Corte e aí volta a se carregar novamente.



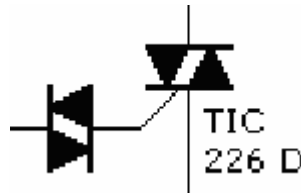


O potenciômetro P_1 controla a corrente de carga do capacitor e assim o tempo que ele leva para atingir V_{BO} . Podemos calcular o período pela fórmula:

$$T = R.C. \ln [(V_{CC} - V_{CORTE}) / (V_{CC} - V_{BO})] \quad e \quad f = 1 / T$$

III – Dispara do TRIAC

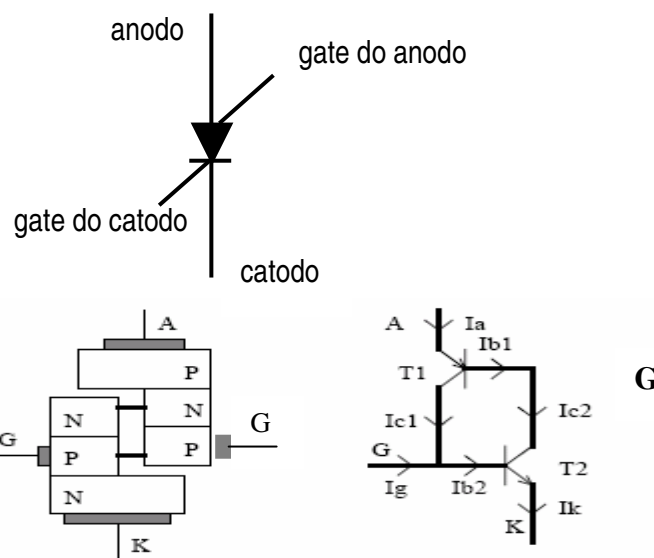
Utiliza-se o DIAC conectado no gate do TRIAC. Quando a tensão que alimenta o gate supera a tensão V_{BO} do DIAC, este componente passa a conduzir fornecendo uma corrente no gate do TRIAC fazendo com que o mesmo dispare.



Disparo por DIAC

4.4 SCS – Silicon Controlled Switch

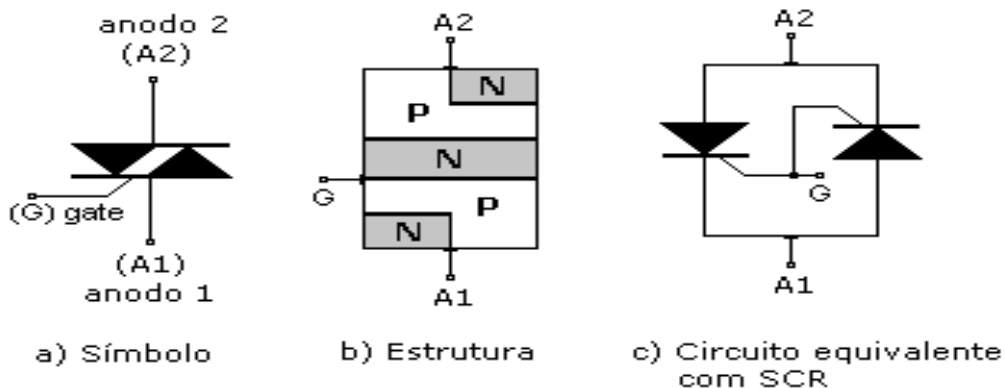
É um componente idêntico ao SCR, porém possui um gate adicional no anodo. O SCS dispara com pulso positivo no gate do catodo, ou com pulso negativo no gate do anodo. A principal diferença para o SCR é que, uma vez disparado o SCS, é possível interromper a condução, aplicando-se um pulso negativo no gate do catodo ou um pulso positivo no gate do anodo.



Estrutura P-N-P-N do SCS e polarização.

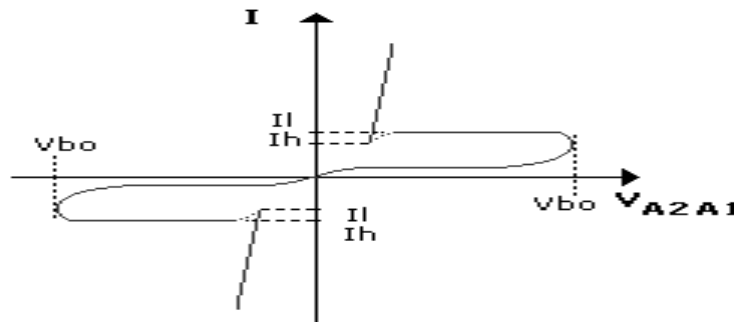
4.5 TRIAC – Triode Alternating Current

O Triodo de Corrente Alternada é um dispositivo que atua nos dois sentidos de condução da corrente, é um componente bidirecional, o disparo pode ser feito tanto com pulso positivo quanto negativo. O TRIAC proporciona maior simplicidade e eficiência, no controle de potência de onda completa.



4.5.1 Curva Característica do TRIAC

A curva característica mostra a corrente através do TRIAC, resultado da avalanche quando uma tensão de ruptura V_{BO} é aplicada entre os terminais anodo 1 e anodo 2.

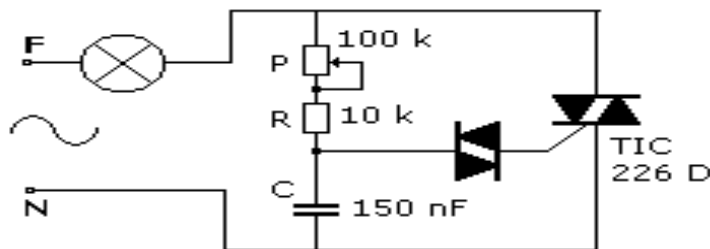


Curva característica do TRIAC.

4.5.2 Funcionamento

O TRIAC, como o SCR, não é construído para operar com tensão de avalanche direta, são projetados para fechar por meio de disparo e abrir por meio de baixa corrente. Porém, exibe as mesmas características de corrente e tensão nas duas direções. O dispositivo é ativado quando submetido a uma corrente de gate suficientemente alta e é desativado pela simples redução de sua corrente anódica abaixo do valor de manutenção I_H .

A figura seguinte mostra um controlador de potência onde o TRIAC é disparado pelo DIAC que por sua vez dispara quando o capacitor atinge a tensão V_{BE} .



Circuito Controlador de Potência com TRIAC e DIAC.

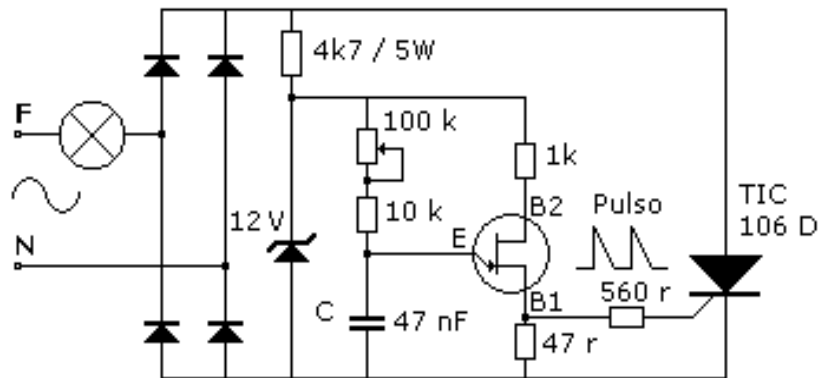
4.5.3 Vantagens e Desvantagens do TRIAC em Relação ao SCR

- + É um componente bidirecional que controla os dois semicíclios do sinal senoidal.
- + O disparo pode ser feito tanto com pulso positivo quanto por pulso negativo.
- O TRIAC funciona com correntes inferiores às do SCR, logo: menor potência.
- Só opera com frequências de até 300Hz, logo: velocidade de comutação inferior.

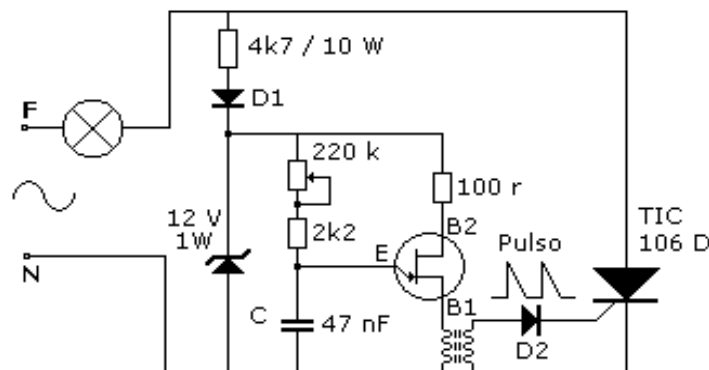
4.5.4 Tabela de TRIAC's

Código	Tensão máxima AC	Corrente máxima AC
TIC216B	200V	6A
TIC216D	400V	6A
TIC226B	200V	8A
TIC226D	400V	8A
TIC236B	200V	12A
TIC236D	400V	12A
TIC253B	200V	20A
TIC253D	300V	20A

4.6 Circuitos com Tiristores



Circuito controlador de onda completa com SCR.

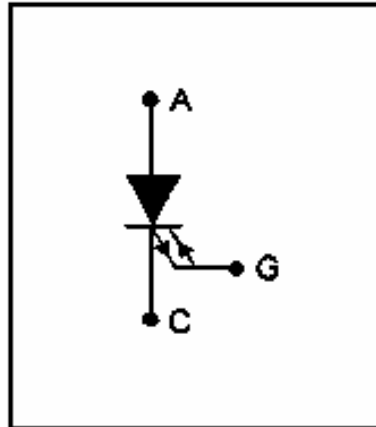


Circuito disparador monofásico, sincronizado com a rede.

4.7 GTO – Gate Turn-Off Tiristor

O GTO, embora tenha sido criado no início da década de 60, por problemas de fraco desempenho foi pouco utilizado. Com o avanço da tecnologia de construção de dispositivos semicondutores, novas soluções foram encontradas para aprimorar tais componentes, que hoje ocupam significativa faixa de aplicação, especialmente naquelas de elevada potência, uma vez que estão, disponíveis dispositivos para 5000V, 4000A.

O GTO é um tiristor disparado da mesma maneira que o SCR, mas tendo a vantagem adicional de ser bloqueado pela injeção de um pulso negativo de corrente no gate.



Símbolo do GTO.

A corrente negativa aplicada ao gate deve durar um certo tempo para que haja o bloqueio e a amplitude dessa corrente deve ser capaz de bloquear o componente. Como exemplo, um GTO de 2500V, 600A necessita de uma corrente negativa de e de 150mA, para bloqueá-lo.

Atualmente encontra-se GTO com valores de até 2500A e 4500V, com uma freqüência máxima de chaveamento de alguns kHz.

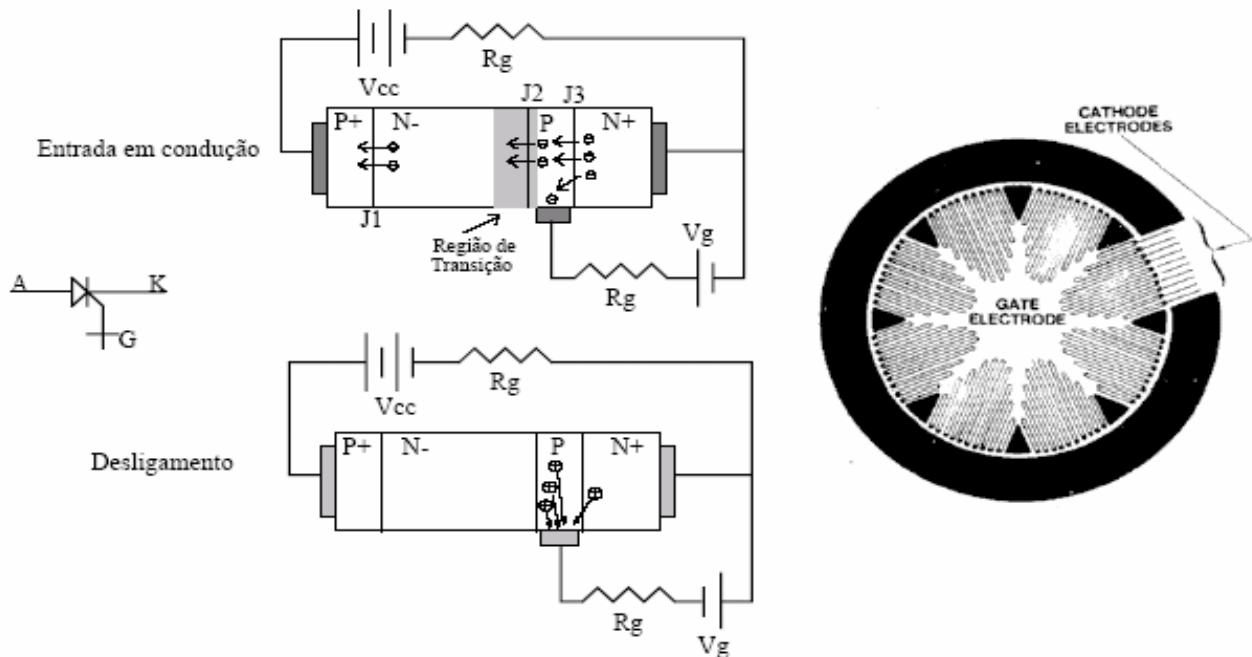
4.7.1 Princípio de funcionamento

A característica principal do GTO é a sua capacidade de entrar em condução e bloquear através de comandos adequados no terminal de gate.

O mecanismo de disparo é semelhante ao do SCR: supondo-o diretamente polarizado, quando a corrente de gate é injetada, circula corrente entre gate e catodo. Grande parte de tais portadores, como a camada de gate é suficientemente fina, desloca-se até a camada N adjacente, atravessando a barreira de potencial e sendo atraídos pelo potencial do anodo, dando início à corrente anódica. Se esta corrente se mantiver acima da corrente de manutenção, o dispositivo não necessita do sinal de gate para manter-se conduzindo.

A figura seguinte mostra o símbolo do GTO e uma representação simplificada dos processos de entrada e saída de condução do componente.

A aplicação de uma polarização reversa na junção gate-catodo pode levar ao desligamento do GTO. Portadores livres (lacunas) presentes nas camadas centrais do dispositivo são atraídos pelo gate, fazendo com que seja possível o restabelecimento da barreira de potencial na junção J2.

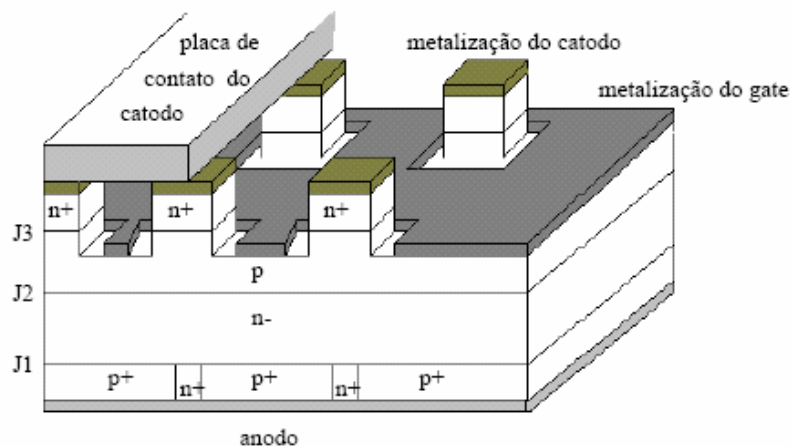


Símbolo, processos de chaveamento e estrutura interna de GTO.

4.7.2 Fatores Característicos do GTO

Aparentemente seria possível tal comportamento do GTO também no SCR. Porém as diferenças destes estão no nível da construção do componente. O funcionamento como GTO depende, por exemplo, de fatores como:

- I – Facilidade de extração de portadores pelo terminal de gate - isto é possibilitado pelo uso de dopantes com alta mobilidade.
- II – Desaparecimento rápido de portadores nas camadas centrais - uso de dopante com baixo tempo de recombinação. Isto implica que um GTO tem uma maior queda de tensão quando em condução, comparado a um SCR de mesmas dimensões.
- III – Suportar tensão reversa na junção porta-catodo, sem entrar em avalanche - menor dopagem na camada de catodo.
- IV – Absorção de portadores de toda superfície condutora - região de gate e catodo muito interdigitada, com grande área de contato.



Estrutura interna de GTO rápido (sem bloqueio reverso)

5. Componentes de Nova Tecnologia

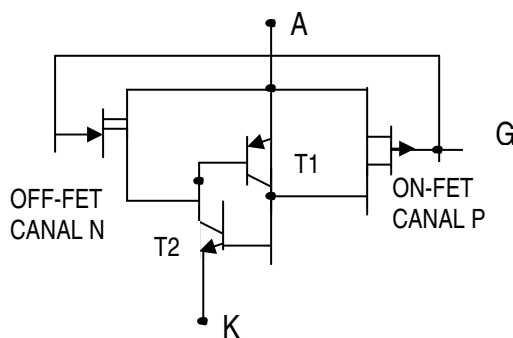
5.1 MCT – MOS Controlled Tiristor

É uma das últimas tecnologias desenvolvida nos tiristores, é um tipo controlado por MOS. Assim como o GTO, o MCT pode ser ligado e desligado via comando do gate, porém o gate deve ser excitado por tensão e não mais por corrente, como é o GTO. Este componente possui uma vantagem sobre o GTO muito importante que é de dissipar uma potência bem inferior, porém ele possui um grande limite de di/dt .

Todos os componentes que atuam como chave em cargas indutivas, sofre efeito de alta taxa de crescimento de tensão dv/dt (spike) e de corrente.

O circuito típico para eliminar este efeito é o “snubber” que nada mais é que a associação de um resistor e um capacitor em série que deve ser colocado em paralelo com o tiristor. O capacitor se opõe à variação de tensão, quando a tensão tende a subir é amortecida pelo capacitor e o resistor limita a corrente que passa no capacitor, sem o resistor o capacitor poderia ser danificado por excesso de corrente.

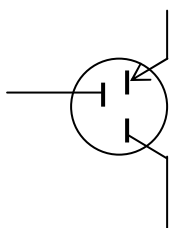
Para se eliminar a taxa de crescimento de corrente di/dt , deve-se usar um pequeno indutor em série com a carga. Claro que este indutor somente se faz necessário se a carga for resistiva, o indutor se opõe a variações de corrente através do campo magnético formado por ele.



Circuito interno do MCT

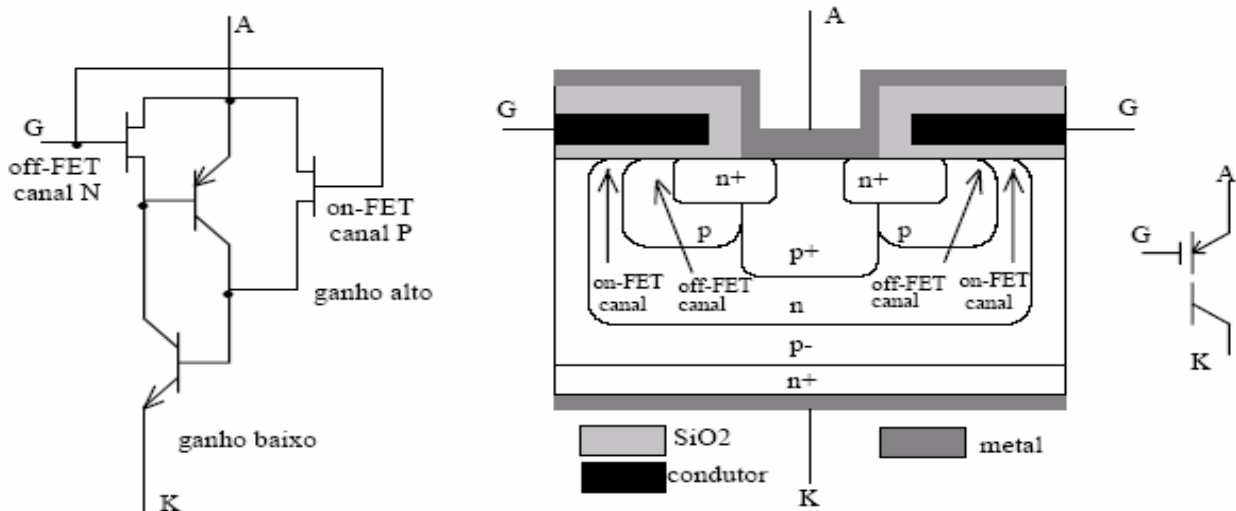
No P-MCT, que é o MCT canal P, ao aplicarmos uma tensão negativa no gate, o ON-FET injeta uma corrente de base no transistor NPN, levando o transistor à condução. Havendo uma corrente de manutenção suficiente, ele permanece conduzindo indefinidamente.

Para desligá-lo, basta aplicar uma tensão positiva de gate que ativará o OFF-FET e a tensão V_{BE} do transistor PNP cairá para zero, o que provoca o desligamento.



Símbolo do MCT

Então em um MCT de canal P (P-MCT) o MOSFET responsável pela entrada em condução do tiristor, o ON-FET, é também de canal P, sendo levado à condução pela aplicação de uma tensão negativa no terminal de gate. Estando o anodo positivo, a condução do ON-FET faz a injeção de portadores na base do transistor NPN, levando o componente à condução.



Circuito equivalente de MCT canal P; corte transversal de uma célula e símbolo do componente.

Uma vez que o MCT é formado pela associação de dezenas de milhares de células, e como todas elas entram em condução simultaneamente, o componente possui excelente capacidade de suportar um elevado di/dt .

O MCT permanecerá em condução até que a corrente de anodo caia abaixo do valor da corrente de manutenção (como qualquer tiristor), ou então até que seja ativado o OFF-FET, o que é feito através da aplicação de uma tensão positiva no gate. A condução do OFF-FET, quando a junção base-emissor do transistor PNP estiver curto-circuitada, reduz o ganho de corrente para um valor inferior a 1, levando ao bloqueio do MCT. A queda de tensão deve ser menor que V_{BE} .

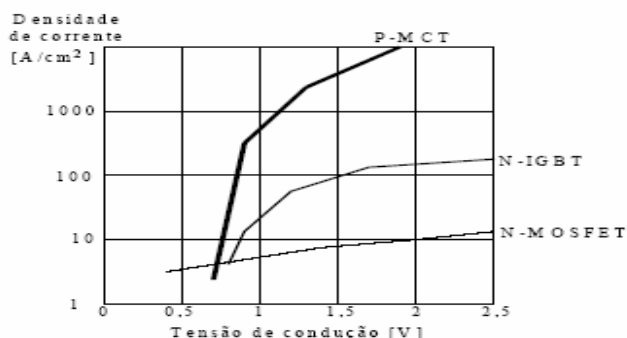
O sinal de gate deve ser mantido, tanto no estado ligado quanto no desligado, a fim de evitar comutações (por "latch-down" ou por dv/dt) indesejáveis.

5.1.1 Comparação entre o P-MCT e o N-MCT

Existem MCT's que são ligados por um MOSFET de canal N, e desligado por um MOSFET de canal P. Este componente entra em condução quando um potencial positivo é aplicado ao gate, e é desligando com uma tensão negativa. Como o anodo está em contato apenas com uma camada P, este dispositivo é capaz de sustentar tensões com polarização reversa.

Um MOSFET canal N é mais rápido e apresenta menor queda de tensão do que um MOSFET canal P. Assim, um P-MCT, por ser desligado por um MOSFET canal N é capaz de comutar uma corrente de anodo 2 a 3 vezes maior do que a que se obtém em um N-MCT. Porém como o P-MCT é ligado por um MOSFET canal P, a sua entrada em condução é mais lenta do que a que se tem em um N-MCT.

A queda no MOSFET deve ser menor que 0,7V, para garantir que o TB parasita não conduza. Esta queda de tensão se dá com a passagem da totalidade da corrente de anodo pelo MOSFET. A seguir temos a comparação entre componentes para 600V, com 1 μ S de tempo de desligamento, desprezando a resistência do encapsulamento.



5.1.2 Materiais Semicondutores

O silício é atualmente o material mais utilizado para a fabricação de componentes semicondutores de potência. Isto ocorre porque já é dominada a tecnologia para se fazer o crescimento de monocristais de silício com grande pureza e com diâmetro suficientes, o que ainda não é possível para outros materiais. Porém existem outros materiais com propriedades que superam o silício, mas ainda não são produzidos em quantidades e também em grau de pureza, necessários à fabricação de componentes de potência.

O Arseneto de Gálio (GaAs) que é um destes materiais, possui um maior gap de energia que o silício, componentes com GaAs apresentam menor corrente de fuga e, podem operar em temperaturas mais elevadas. Possui menor resistência de condução, pois a mobilidade dos portadores é muito maior que no silício, e podem suportar maiores tensões pois apresenta uma maior intensidade de campo elétrico de ruptura.

Os Carbetos de Silício estão sendo utilizados em pesquisas, eles possuem um gap de energia maior que o dobro do gap do Si, o que o qualifica a operar em temperaturas elevadas. Além disso, apresentam elevada condutividade térmica que facilita a dissipação do calor, produzido no interior do semiconductor. Sua principal vantagem em relação ao Si e ao GaAs é a intensidade de campo elétrico de ruptura, que é elevada.

Um outro material que apresenta grande potencial é o diamante que dentre todos os pesquisados, apresenta o maior gap de energia, a maior condutividade térmica e a maior intensidade de campo elétrico, além de elevada mobilidade de portadores.

Tabela 1: Propriedades de materiais semicondutores

Propriedade	Si	GaAs	3C-SiC	6H-SiC	Diamante
Gap de energia a 300K (eV)	1,12	1,43	2,2	2,9	5,5
Condutividade térmica (W/cm.C)	1,5	0,5	5,0	5,0	20
Mobilidade a 300K (cm ² /V.s)	1400	8500	1000	600	2200
Campo elétrico máximo (V/cm)	3.10 ⁵	4.10 ⁵	4.10 ⁶	4.10 ⁶	1.10 ⁷
Temperatura de fusão (°C)	1415	1238	Sublima >> 1800	Sublima >>1800	Muda de fase 2200*

* Diamante → grafite

5.2 IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor

Visando trabalhar em sistemas de elevada potência, os dispositivos semicondutores devem ser capazes de suportar elevadas tensões reversas e grandes correntes diretas, como também de operarem com altas frequências de chaveamento e devem dissipar baixas potências.

O IGBT já pode ser encontrado no mercado com valores de até 1000V e 300A e frequência de 50KHz.

O IGBT é um desses dispositivos, comercialmente é encontrado com capacidade de trabalhar com tensões de 1000V, correntes de 300A e frequências de 50kHz, ele é usado cada vez em inversores de frequência e em controle de potência na indústria, destacando-se por possuir agilidade de comutação dos transistores bipolares de potência e elevada impedância de entrada dos MOSFET's.

Os transistores bipolares de potência possuem características que permitem sua utilização no controle de elevadas correntes com muitas vantagens, como baixas perdas no estado de condução. No entanto, as suas características de entrada, exigindo correntes elevadas de base, já que operam como amplificadores de corrente, trazem certas desvantagens em algumas aplicações.

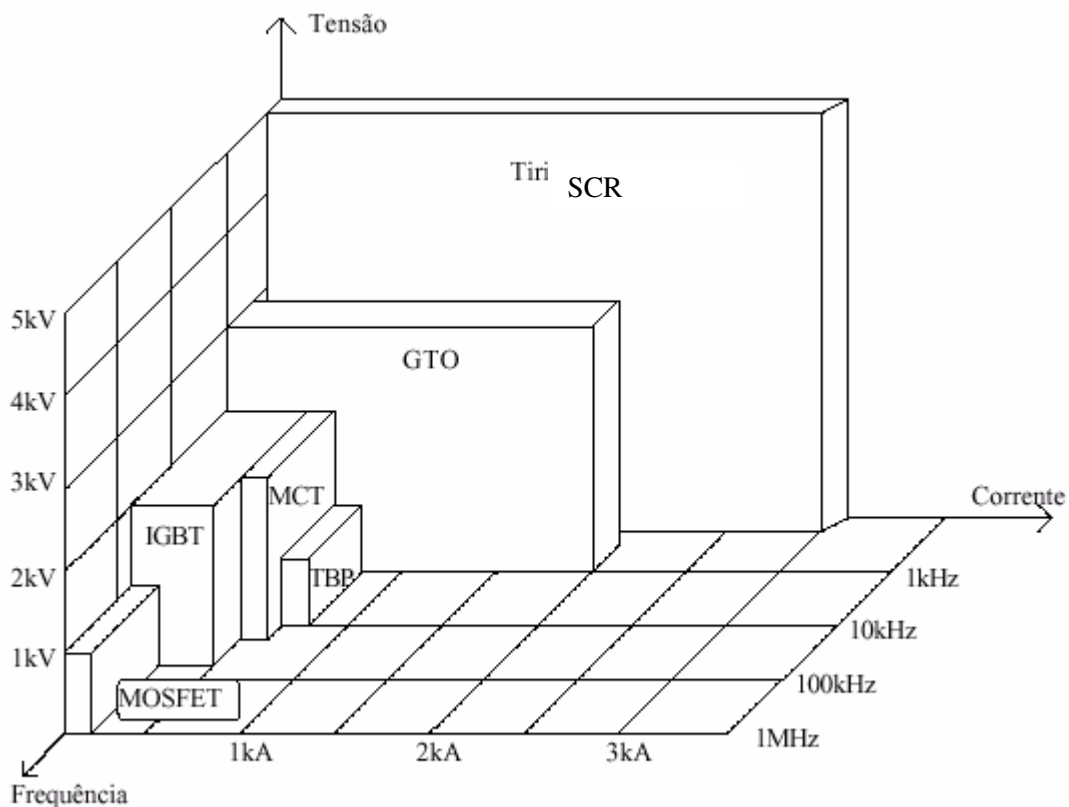
Já os transistores de efeito de campo MOS de potência podem também controlar potências elevadas com muitas vantagens pelo fato de exigirem tensão para o disparo, pois, embora sejam dispositivos de alta impedância têm como desvantagem uma baixa velocidade de comutação devida às capacitâncias do gate, que aumentam com a intensidade de corrente e desta forma deve ser controlada. No entanto, para baixas correntes de condução através do canal, o MOSFET pode operar com elevadas frequências.

O IGBT reúne a facilidade de acionamento dos MOSFET's e sua elevada impedância de entrada com as pequenas perdas em condução dos TBP. Tem velocidade de chaveamento considerada lenta, semelhante à dos TBP; porém tem melhorado bastante, comutando em frequências de dezenas de kHz, em componentes que trabalham com correntes de centenas de Ampères.

Juntando o que há de bom nesses dois tipos de transistores, o IGBT é um componente que se torna cada vez mais recomendado para comutação de carga de alta corrente em regime de alta velocidade.

O gráfico a seguir apresenta uma comparação, entre os principais dispositivos semicondutores de potência, características de tensão, corrente e frequência de operação. Observa-se que os tiristores são os dispositivos que conseguem suportar os maiores valores de corrente e de tensão, porém não operam em frequências de chaveamento elevadas.

Suportam maiores tensões e podem operar em mais altas frequências que os transistores bipolares de potência como também suportam maiores tensões e correntes que os MOSFET's de potência. Uma vantagem é que a região de operação segura do IGBT é maior que as regiões reservadas ao MOSFET e ao transistor TBP.



Limites de operação de componentes semicondutores de potência (dados de 1994).

5.2.1 Operação do IGBT

Na figura a seguir, é apresentada a estrutura de um típico IGBT de canal tipo N. Todas as características apresentadas são relacionadas com o dispositivo de canal tipo N, pois o canal tipo P é análogo e possui uma operação física similar àquela apresentada para o de canal tipo N.

Sua estrutura é muito semelhante àquela apresentada por um transistor MOSFET. Porém o IGBT possui uma dupla difusão de uma região do tipo P e uma do tipo N.

Abaixo da região da porta (gate), uma camada de inversão pode ser formada a partir da aplicação de uma certa tensão entre a porta e o emissor (emitter), tal como é feito em um MOSFET para fazê-lo entrar em condução.

A principal diferença entre a estrutura do IGBT e a de um MOSFET é a inclusão de um substrato P+ (O símbolo "+" foi colocado para indicar que esta região é fortemente dopada, enquanto que o símbolo "-" indica que a região é fracamente dopada) onde é conectado o terminal de coletor (collector). Esta mudança tem como efeito, a inclusão de características bipolares ao dispositivo. Esta camada P+ tem como objetivo a inclusão de portadores positivos (lacunas) na região de arrastamento (Drift region) como é feito em um transistor bipolar do tipo PNP.

Na estrutura do IGBT, é importante notar que o terminal de porta está conectado a duas regiões, isoladas do material semiconductor através de uma camada isolante de óxido de silício (SiO_2), ao invés de ser apenas uma região como se costuma ver no MOSFET. Logo o IGBT apresenta formação de dois canais ao invés de apenas um.

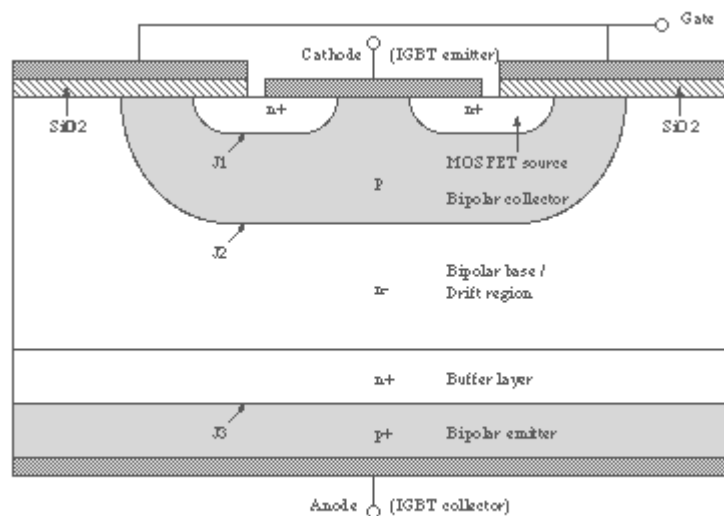


Fig.1: Estrutura do IGBT.

O IGBT é freqüentemente utilizado como uma chave, alternando os estados de condução (on-state) e corte (off-state) os quais são controlados pela tensão de porta, assim como no MOSFET.

Se aplicarmos uma pequena tensão de porta positiva em relação ao emissor, a junção J_1 da figura anterior ficará reversamente polarizada e nenhuma corrente irá circular através dessa junção. No entanto, a aplicação de uma tensão positiva no terminal de porta fará com que se forme um campo elétrico na região de óxido de silício responsável pela repulsão das lacunas pertencentes ao substrato tipo P e a atração de elétrons livres desse mesmo substrato para a região imediatamente abaixo da porta.

Enquanto não houver condução de corrente na região abaixo dos terminais de porta, não haverá condução de corrente entre o emissor e o coletor porque a junção J_2 estará reversamente polarizada, bloqueando a corrente. A única corrente que poderá fluir entre o coletor e o emissor será a corrente de escape (leakage).

5.2.2 Circuito Equivalente do IGBT

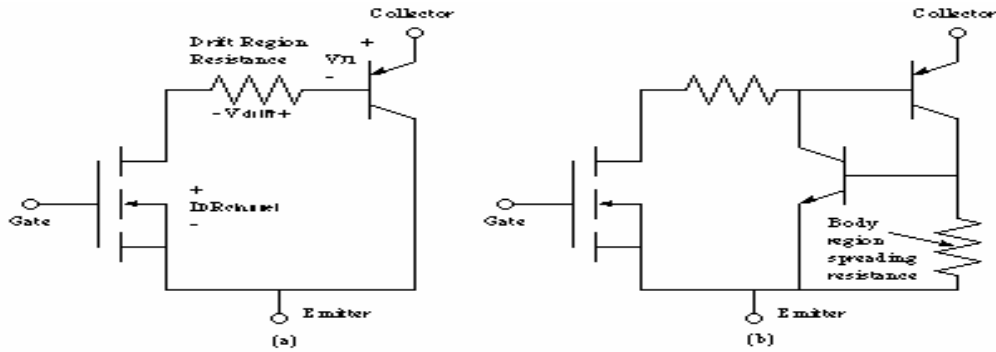
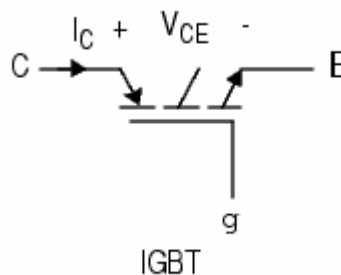


Fig 3: (a) Um circuito equivalente simples para o modelamento do IGBT; (b) Um modelo equivalente mais completo usando os transistores que modelam o efeito do tiristor parasita.

A figura acima apresenta um modelo mais completo para o circuito equivalente do IGBT que inclui o transistor parasita pela região tipo **n+** da fonte do MOSFET, a região de corpo do MOSFET do tipo **p** e a região de arrastamento tipo **n-**. Neste modelo também é apresentada a resistência lateral da região tipo **p** da região de corpo. Se a corrente fluindo através dessa resistência for elevada o suficiente, haverá uma queda de tensão que irá polarizar diretamente a junção entre esta camada semicondutora e a região **n+** ativando o transistor parasita que forma um tiristor parasita juntamente com o transistor PNP que é o principal da estrutura do IGBT.

Uma vez o tiristor disparado, há uma elevada injeção de elétrons livres oriundos da região tipo **n+** na região tipo **p** do substrato do MOSFET, fazendo com que a tensão de gate não influa mais na operação do dispositivo, assim como ocorre com os tiristores que faz com que o controle da operação do IGBT seja perdido. Este fenômeno, denominado latch-up, quando ocorre, geralmente conduz à destruição do dispositivo. Geralmente, os fabricantes de IGBT constroem o molde da superfície do emissor em forma de uma tira estreita, enquanto que a geometria utilizada em MOSFET's é baseada em células concentradas, tal fato permite que se evite o disparo do tiristor parasita existente na estrutura do IGBT.

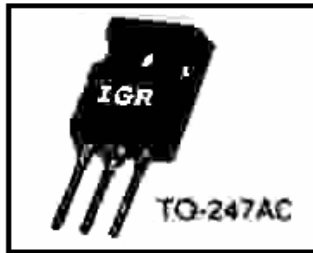
A seguir, é apresentado o símbolo do IGBT. Neste símbolo há detalhes que lembram tanto o símbolo usado para transistores bipolares como o símbolo usado para MOSFET's.



C - coletor; E - emissor; G - gate.

Os IGBT's são componentes usados principalmente como comutadores em conversores de frequência, inversores etc. Nestas aplicações, normalmente uma carga indutiva é ligada e desligada, podendo com isso aparecer tensões inversas elevadas, contra as quais o dispositivo deve ser protegido. Essa proteção é feita com o uso de diodos ligados em paralelo com o coletor e o emissor para evitar que uma elevada tensão reversa seja aplicada ao IGBT.

Quando o IGBT liga novamente, o fluxo de corrente no diodo funciona inicialmente como se fosse praticamente um curto. A carga armazenada tem que ser removida inicialmente para que o diodo bloqueie a tensão. Isso faz com que apareça uma corrente que se soma à corrente de carga, a qual é chamada de corrente reversa de recuperação do diodo I_{RR} . O máximo de corrente I_{RR} ocorre quando a soma das tensões instantâneas sobre o IGBT e o diodo se iguala à tensão de alimentação. Quando o IGBT desliga, o resultado é uma variação de corrente, e isso faz com que o pico de sobretensão apareça devido à variação de corrente nas indutâncias parasitas. Este pico de tensão é responsável por perdas e exige um aumento no tempo morto entre a condução de dois dispositivos semelhantes quando utilizados em uma configuração de meia-ponte.



IGBT produzido pela International Rectifier.

O IGBT também é conhecido como COMFET (Conductivity modulate field effect transistor), pois combina as vantagens do MOSFET, do BJT Darlington e do GTO.

I - O MOSFET tem a vantagem de ser disparado e bloqueado pelo gate, tem uma alta impedância de gate e necessita de pouca energia para ser disparado.

II - O BJT tem uma queda de tensão pequena quando em condução, em torno de 2 a 3 V para dispositivos que funcionam em torno de 1000V.

III - O GTO suporta valores elevados de tensões reversas.

Para se conseguir o corte do IGBT, é necessário existir um resistor R_{GE} , que é um resistor entre gate e emissor, onde ocorre a descarga da capacitância que o componente possui. Os IGBT's são utilizados em circuitos de média potência e média frequência, a seguir é apresentado os símbolos e os circuitos equivalentes para o IGBT canal N e canal P.

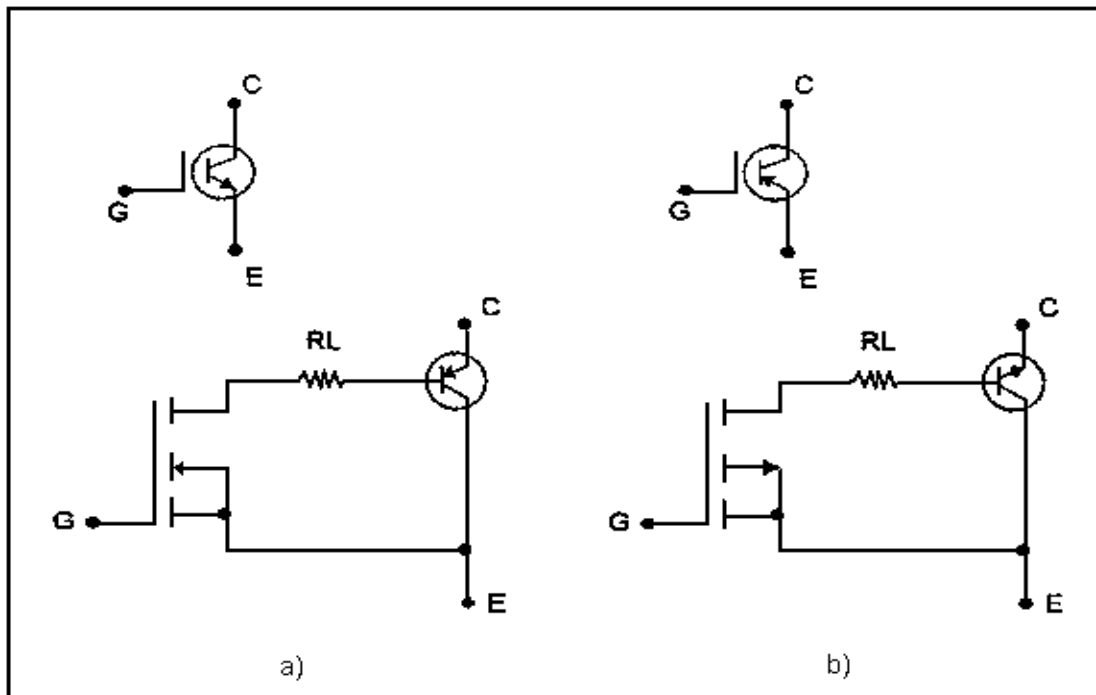


Figura 12.2 - a) Símbolo e circuito equivalente do IGBT canal N
b) Símbolo e circuito equivalente do IGBT canal P

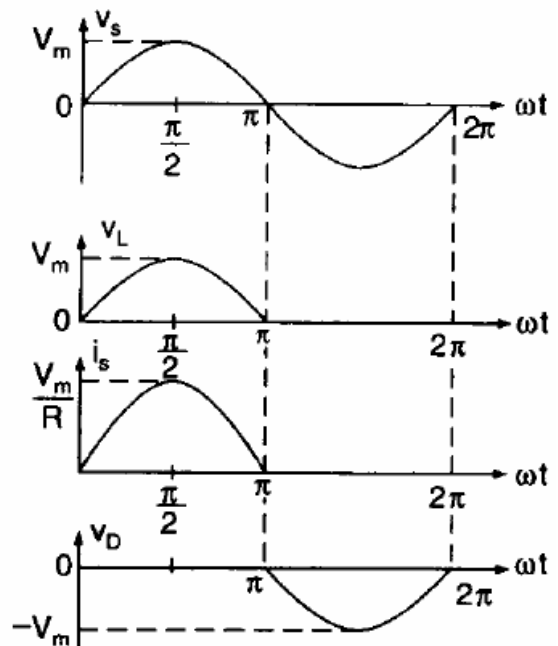
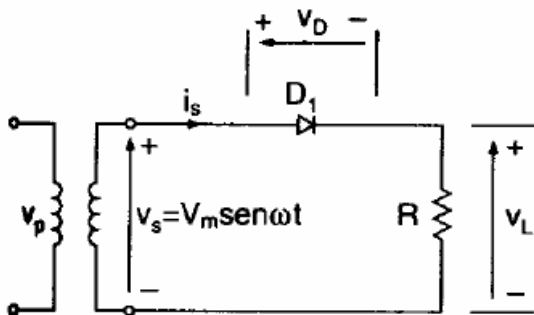
6. Conversor CA/CC - Retificador

Um conversor CA/CC converte uma tensão e corrente alternada, em uma tensão e corrente com um valor médio com a denominação de tensão e corrente contínua, com o objetivo de alimentar cargas com CC. Os retificadores podem ser classificados quanto ao tipo de controle (características da tensão de saída):

- I - Sem controle – Os que utilizam diodos e possuem tensão de saída fixa.
- II - Totalmente controlado – Os que utilizam SCR's e possuem tensão de saída controlada, podendo ser positiva ou negativa.
- III - Semi-controlado – Os que utilizam diodos e SCR's e possuem tensão de saída controlada porém somente positiva.

6.1 Retificadores Monofásicos de Meia Onda

6.1.1 Com Carga Resistiva:



Devido ao fato de: $p = 1$; $\theta_1 = 0$ $\theta_2 = \pi$

Temos:

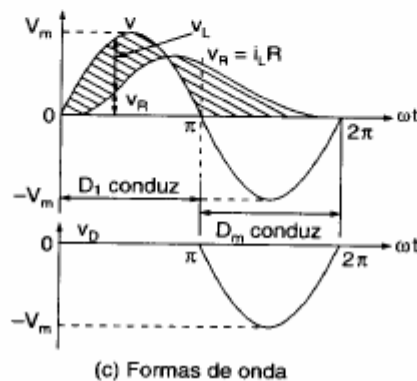
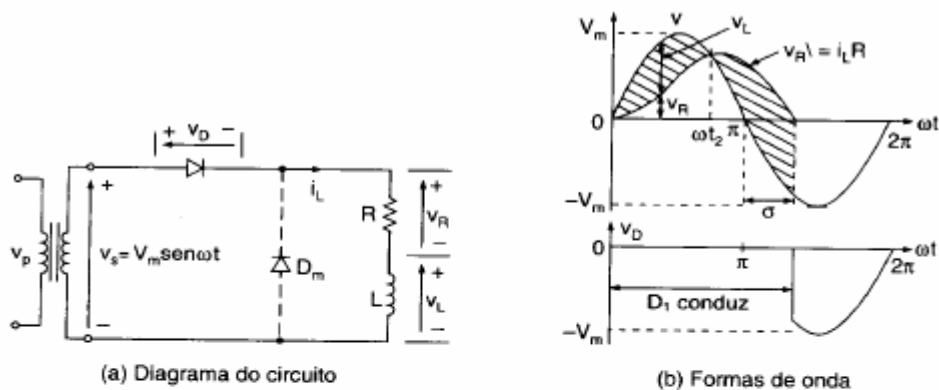
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{2}$$

6.1.2 Com Carga RL:



a) Carga RL b) Sem diodo de retorno c) Com diodo de retorno

I – Sem diodo de retorno:

A equação da corrente $i_L(t)$ é dada por:

$$i_L(t) = \frac{V_{MAX}}{Z} \cdot [\text{sen}(\omega t - \phi) + \text{sen}(\phi) \cdot e^{-t/\tau}]$$

Quando $i_L(t)$ é novamente zero:

$$\omega t = \beta; Z = \beta / \omega$$

$$\text{sen}(\beta - \phi) + \text{sen}(\phi) \cdot e^{-\beta/\omega \tau} = 0$$

Devido ao fato de: $p = 1$; $\theta_1 = 0$ $\theta_2 = \beta$

Temos:

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{2\pi} \cdot [1 - \cos(\beta)]$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{V_{MAX}^2}{2\pi} \left(\frac{\beta}{2} - \frac{1}{4} \cdot \text{sen} 2\beta \right) \right]^{1/2}$$

II – Com diodo de retorno

Existe a comutação do diodo D em π , não havendo assim tensão negativa aplicada à carga. Opera como se fosse uma carga RESISTIVA.

Tensão média na carga:

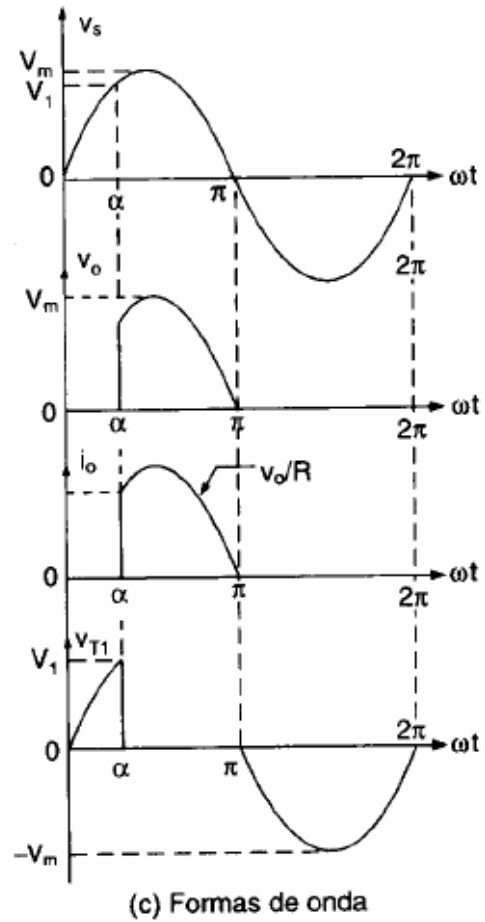
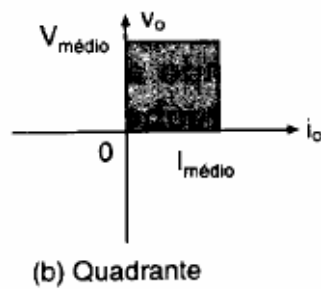
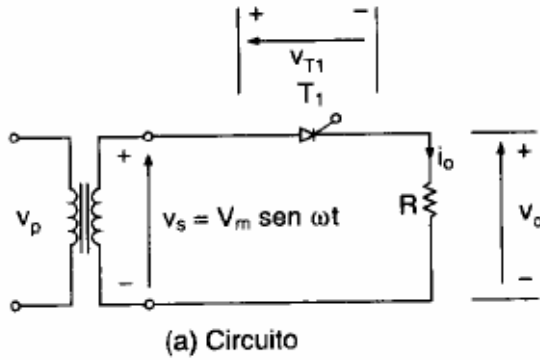
$$V_{MÉDIO} = \frac{V_{MAX}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \frac{V_{MAX}}{2}$$

6.2 Retificadores Monofásicos de Meia Onda, Controlados

6.2.1 Com Carga Resistiva:



Devido ao fato de: $p = 1$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi$

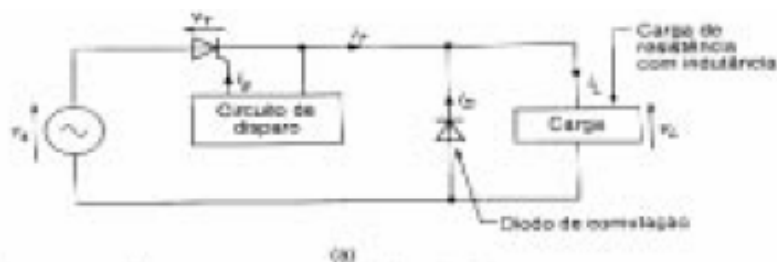
Tensão média na carga:

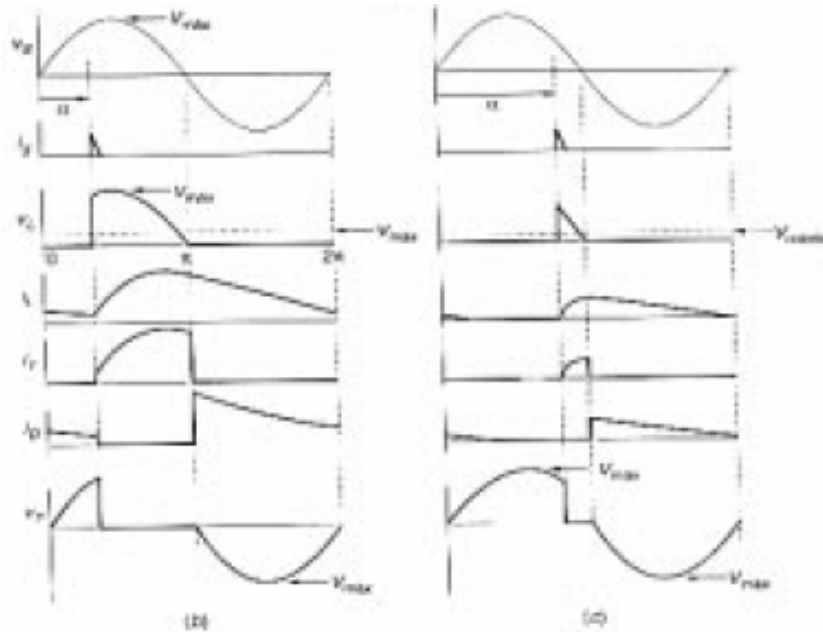
$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{2} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

6.2.2 Com Carga RL:





a) Carga RL b) α pequeno e I_L contínua c) α grande e I_L descontínua.

I – Sem diodo de retorno:

A equação da corrente $i_L(t)$ é dada por:

$$i_L(t) = \frac{V_{MAX}}{Z} \left[\text{sen}(\omega t - \phi + \alpha) + \text{sen}(\phi - \alpha) e^{-t/\tau} \right]$$

Quando $i_L(t)$ é novamente zero:

$$\omega t = \beta; Z = \beta / \omega$$

$$\text{sen}(\beta - \phi + \alpha) + \text{sen}(-\alpha\phi) \cdot e^{-\beta/\omega\tau} = 0$$

Devido ao fato de: $p = 1; \theta_1 = 0 \quad \theta_2 = \beta$

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{2\pi} \left[\cos \alpha - \cos(\alpha + \beta) \right]$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \frac{V_{MAX}}{2} \left[\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\text{sen} 2\alpha - \text{sen} 2\beta}{2} \right) \right]^{1/2}$$

II – Com diodo de retorno:

Comutação do SCR T em π , não existindo assim tensão negativa aplicada na carga. Opera como se fosse uma carga RESISTIVA.

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{V_{MAX}}{2\pi} \cdot \cos(1 + \alpha)$$

Tensão eficaz na carga:

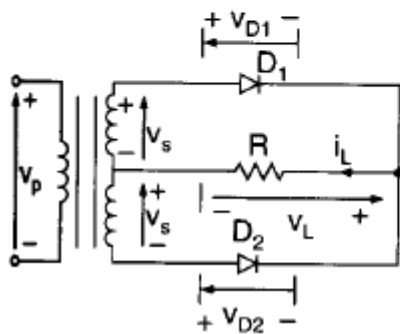
$$V_{RMS} = \frac{V_{MAX}}{2} \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

6.3 Retificadores Bifásicos de Meia Onda / Monofásico de Onda Completa com Center Tape

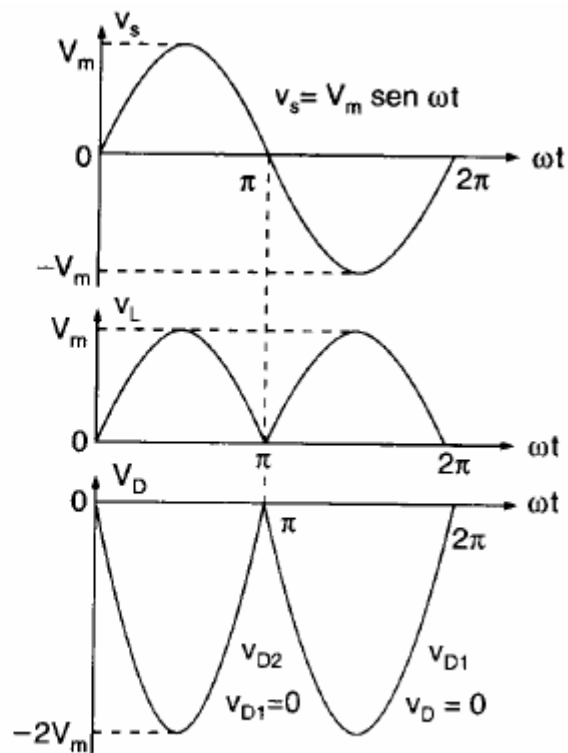
Com esta configuração de dois componentes, a comutação é sempre feita por tensão reversa aplicada ao componente que está conduzindo. Desta forma, quando a carga é resistiva ou é RL, o intervalo de condução dos componentes é sempre 180 graus.

A utilização do diodo de retorno em paralelo com a carga, no caso do retificador controlado, limita a condução dos SCR's, no intervalo de α a 180 graus, permitindo apenas tensão positiva na carga.

6.3.1 Retificadores Sem Controle Com Carga Resistiva:



(a) Diagrama do circuito



(b) Formas de onda

Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = 0$ $\theta_2 = \pi$

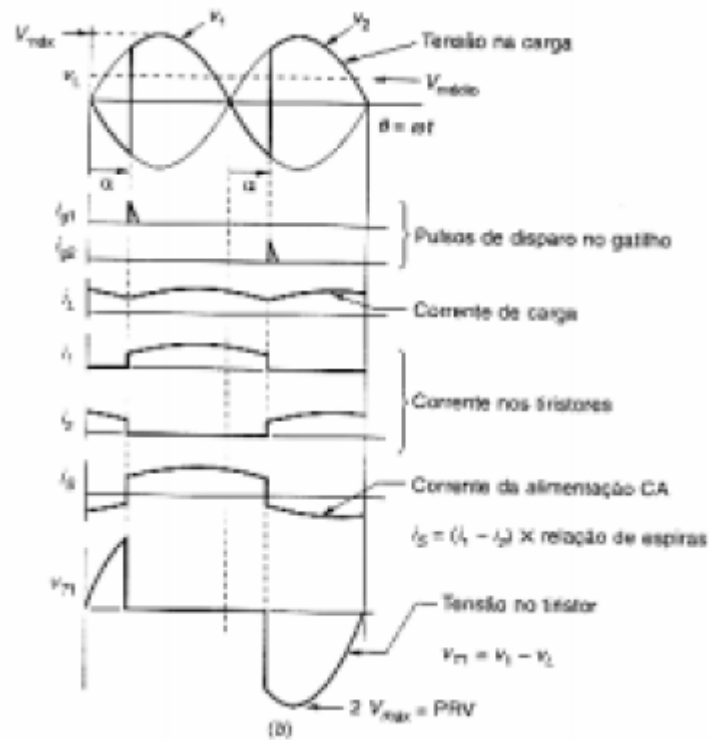
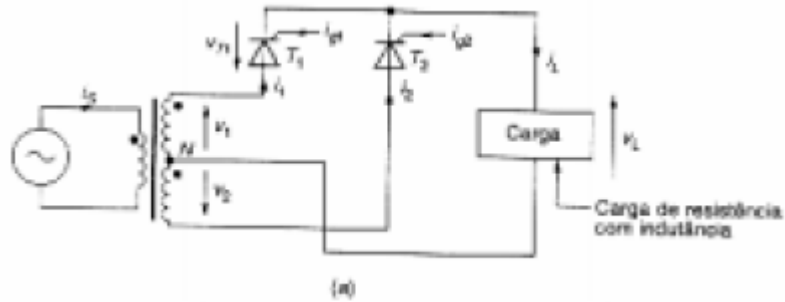
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

6.3.2 Retificadores Controlados Com Carga RL:



Devido ao fato de: $p = 2; \theta_1 = \alpha \quad \theta_2 = \pi + \alpha$
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

I – Com diodo de retorno:

Devido ao fato de: $p = 2; \theta_1 = \alpha \quad \theta_2 = \pi$
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha.)$$

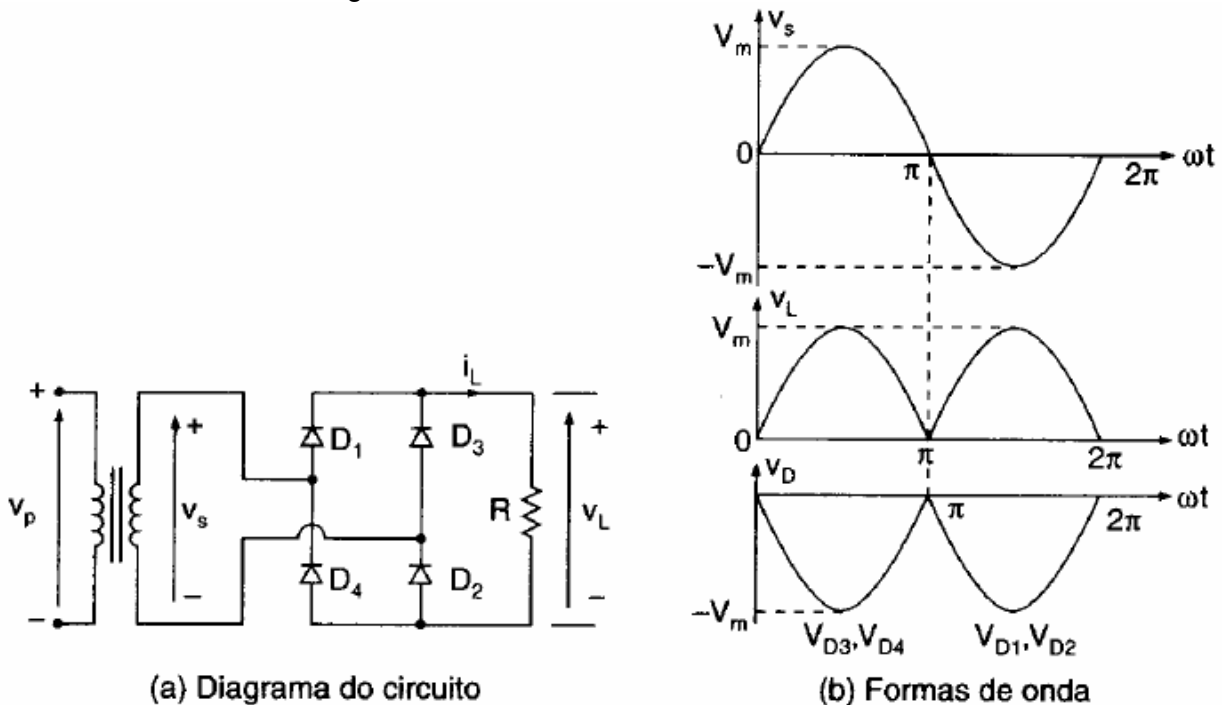
Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{2} \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot (2\pi - 2\alpha + \text{sen} 2\alpha) \right]^{1/2}$$

6.4 Retificadores Monofásicos de Onda Completa Com Ponte de Diodos

A comutação dos componentes é sempre por tensão reversa.

6.4.1 Sem Controle com Carga Resistiva:



Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = 0$ $\theta_2 = \pi$

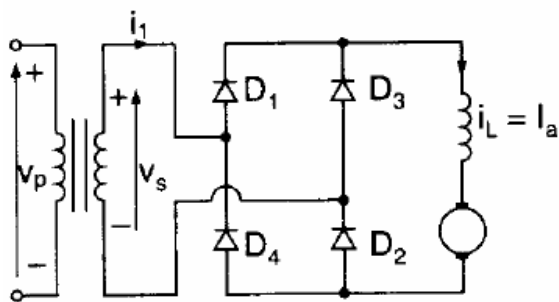
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi}$$

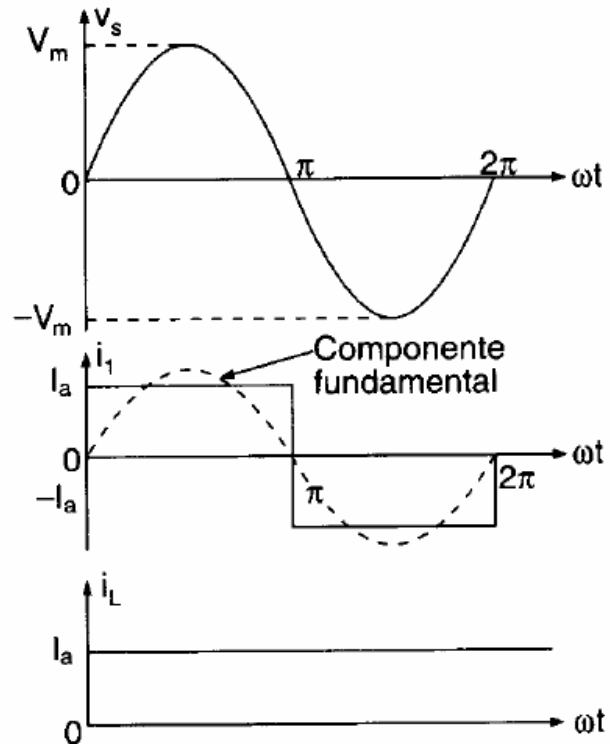
Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

6.4.2 Sem Controle com Carga Altamente Indutiva:



(a) Diagrama do circuito



(b) Formas de onda

a) Carga altamente indutiva (ex.: motor de corrente contínua).

b) Corrente contínua na carga (i_L) e Quadrada na fonte (i_1).

Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi$

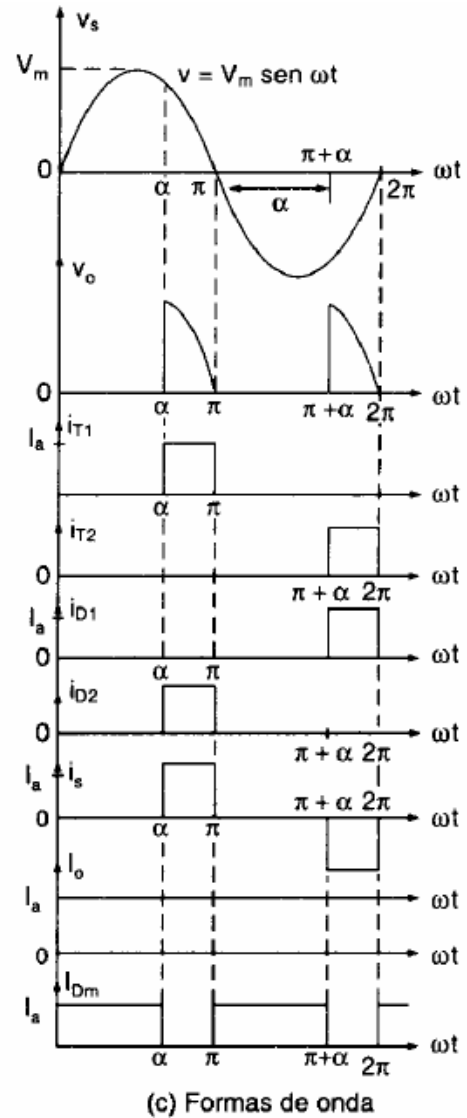
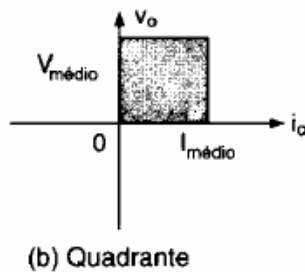
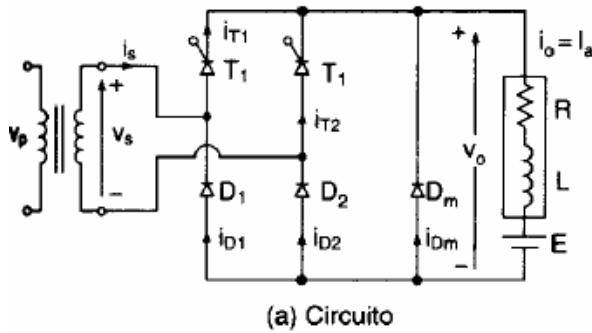
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

6.4.3 Semi-controlado com Carga RL:

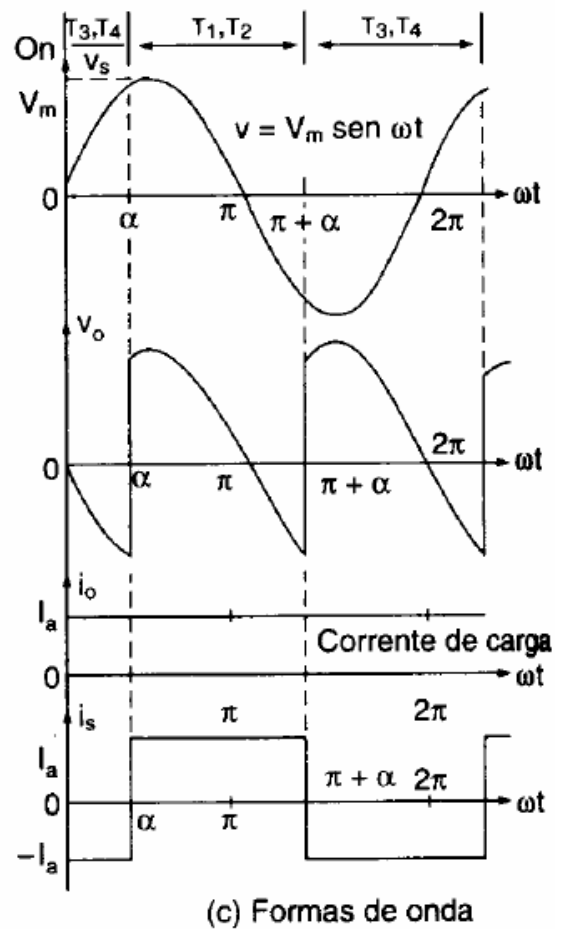
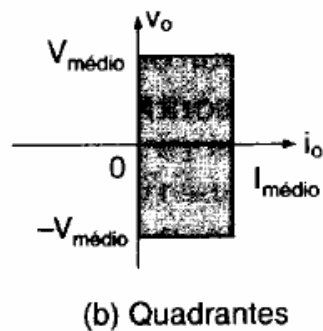
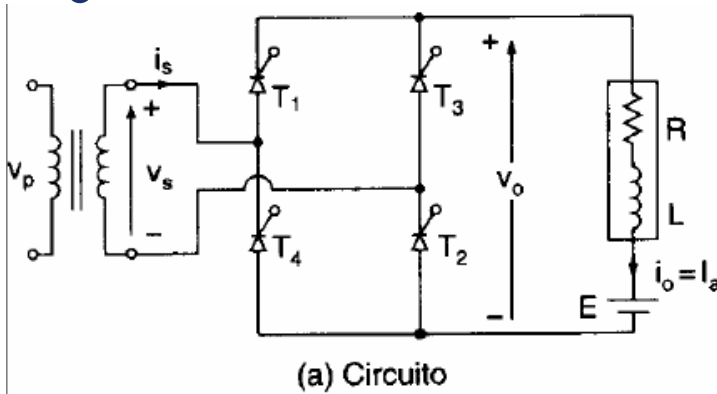


Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi$
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}} \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$



Operação em dois quadrantes

Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi + \alpha$

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

6.4.5 Monofásico "DUAL" Controlado:

I - Possui a conexão de dois retificadores controlados em anti-paralelo;

II - Tanto a tensão quanto a corrente na carga poderão ser invertidos;

III - Tem a operação nos quatro quadrantes;

IV - Aplicação em acionamento e controle de velocidade de MCC em alta potência;

V - Através do controle dos ângulos de disparo, um conversor opera como retificador e o outro como inversor.

Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi + \alpha$

A) Para o conversor 1 (modo retificador):

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi+\alpha_1} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha_1$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS1} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha_1}^{\pi+\alpha_1} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

B) Para o conversor 2 (modo inversor):

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_2}^{\pi+\alpha_2} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha_2$$

Tensão eficaz na carga:

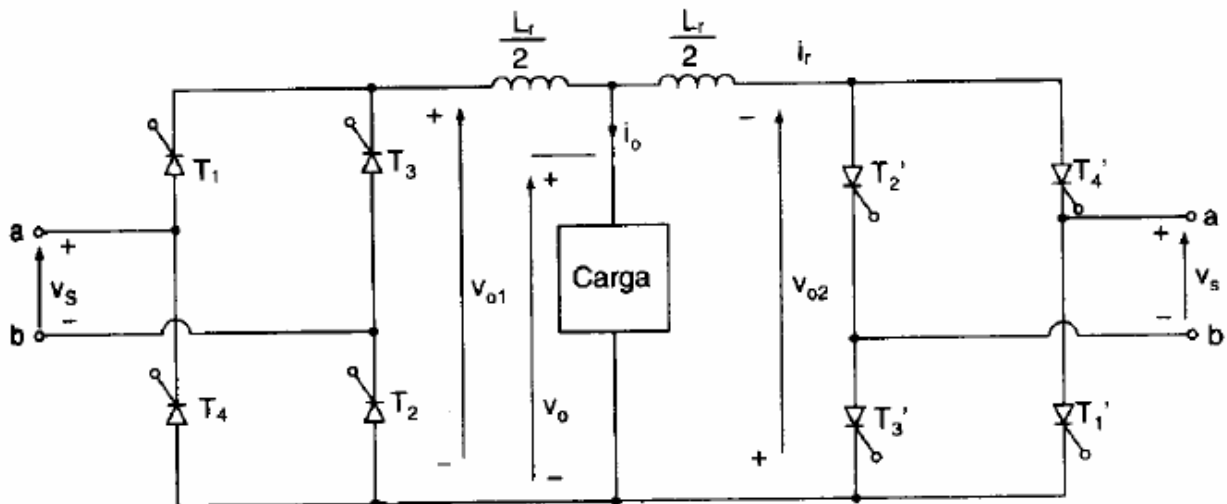
$$V_{RMS2} = \left[\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha_2}^{\pi+\alpha_2} V_{MAX}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

Como um conversor está em “retificação” e o outro está em “inversão”:

$$V_{MÉDIO1} = -V_{MÉDIO2}$$

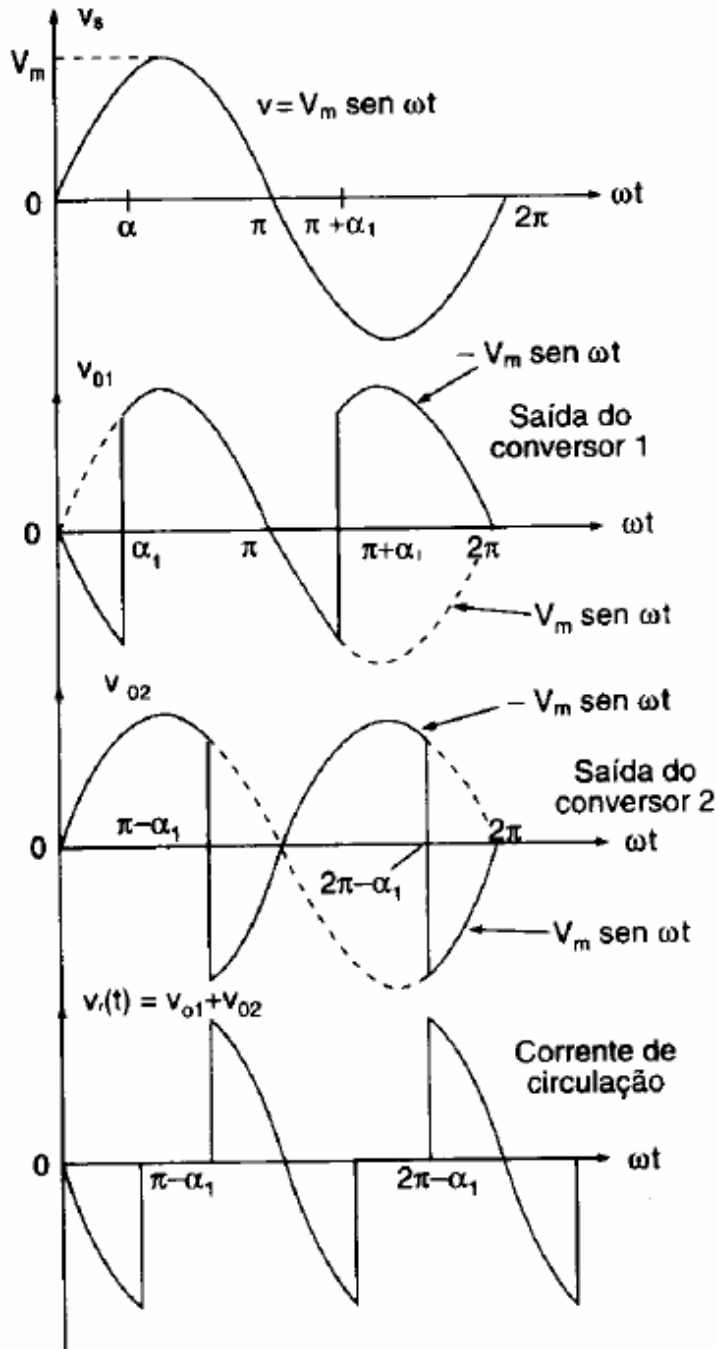
$$\cos \alpha_1 = -\cos \alpha_2 = \cos (\pi - \alpha_1)$$

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

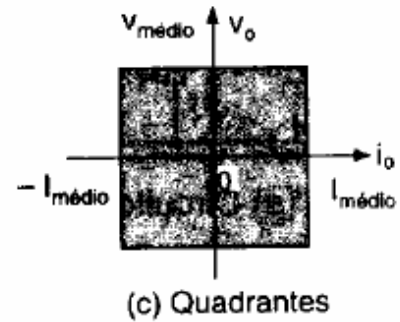


(a) Circuito

Operação em quatro quadrantes



(b) Formas de onda



(c) Quadrantes

6.4.6 Monofásico Controlado, em Série com Diodo de Retorno

Aplicações em alta tensão – dividir a tensão aplicada e melhora no fator de potência;

Cada secundário do transformador tem o mesmo número de espiras e a relação de espiras entre o primário e o secundário é N_1 / N_2 ;

A tensão máxima de saída $V_{D\text{MAX}}$ é obtida quando $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

Para $0 \leq$ tensão de saída $\leq V_{D\text{MAX}}/2$: O ângulo de disparo α_1 do conversor 1 é variado e no conversor 2 só é utilizado o diodo de retorno;

Para $V_{D\text{MAX}}/2 \leq$ tensão de saída $\leq V_{D\text{MAX}}$: o ângulo de disparo α_1 do conversor 1 é disparado em zero e o ângulo de disparo α_2 do conversor 2 é variado.

Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi$

A) Para o conversor 1

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\alpha_1}^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha_1)$$

B) Para o conversor 2

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO2} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\alpha_2}^{\pi} V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha_2$$

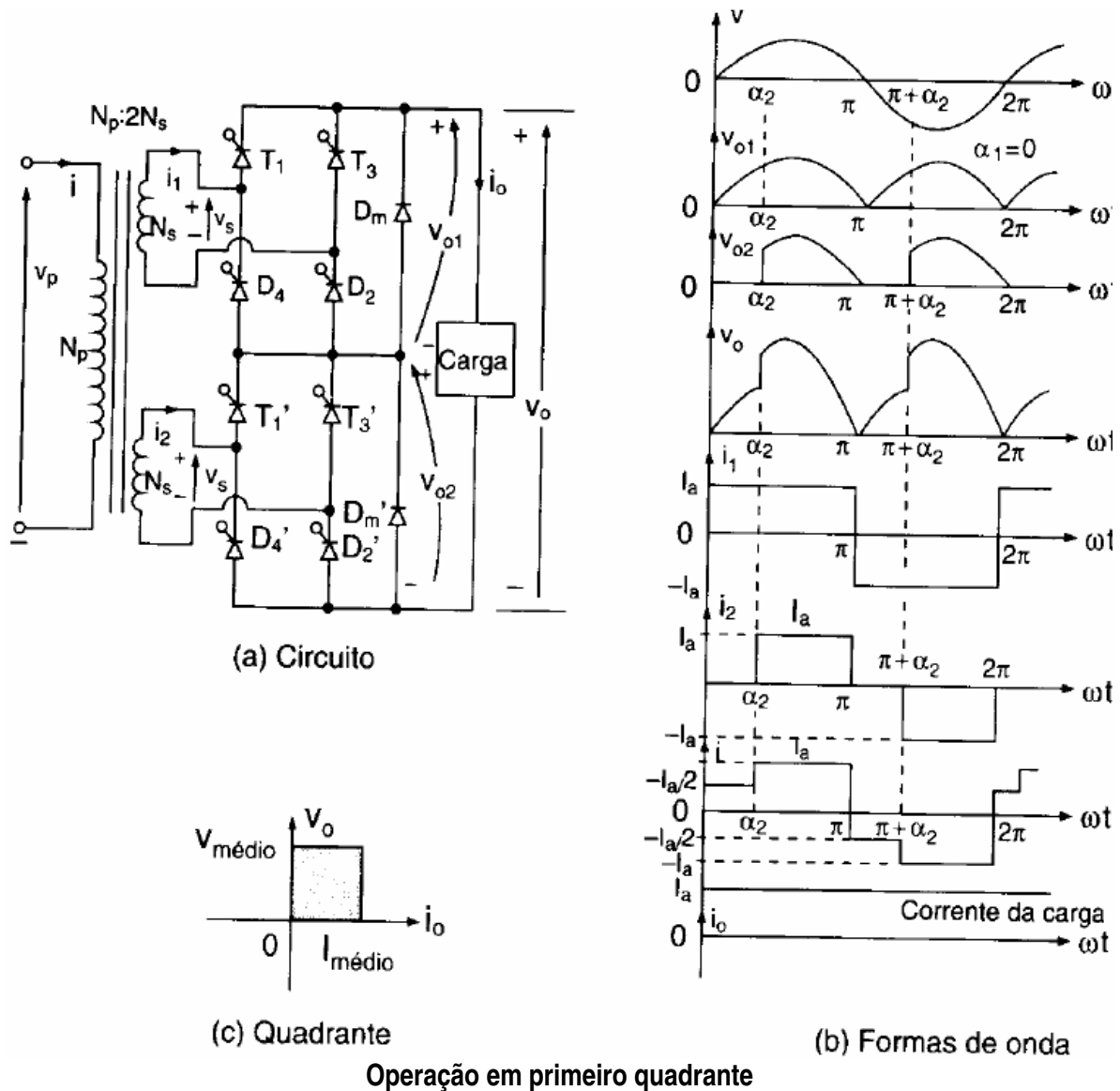
A tensão de saída total é:

$$V_{MÉDIO} = V_{MÉDIO1} + V_{MÉDIO2} = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot (2 + \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$$

$$\text{Se : } \alpha_1 = \alpha_2 = 0 \Rightarrow V_{DMAX} = \frac{4 \cdot V_{MAX}}{\pi}$$

$$\text{Se : } 0 \leq \alpha_1 \leq \pi \text{ e } \alpha_2 = \pi \Rightarrow V_{MÉDIO} = V_{MÉDIO1} + V_{MÉDIO2} = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha_1)$$

$$\text{Se : } \alpha_1 = 0 \text{ e } 0 \leq \alpha_2 \leq \pi \Rightarrow V_{MÉDIO} = V_{MÉDIO1} + V_{MÉDIO2} = \frac{V_{MAX}}{\pi} \cdot (3 + \cos \alpha_2)$$



6.4.7 Monofásico Controlado, em Série

Como não há diodo de comutação, a corrente não pode ser desviada de um dos conversores, o que implica que ambos devem operar simultaneamente;

Para controlar a tensão de saída, no modo retificação, α_1 é zero e α_2 varia entre 0 e π .

A forma de onda da corrente de entrada I_s é semelhante à do conversor semi-controlado.

Para controlar a tensão de saída, no modo inversão, $\alpha_2 = \pi$ e α_1 varia entre 0 e π .

Devido ao fato de: $p = 2$; $\theta_1 = \alpha$ $\theta_2 = \pi + \alpha$

A) Para o conversor 1

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi+\alpha_1} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha_1$$

B) Para o conversor 2

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO2} = \frac{1}{\frac{2\pi}{2}} \int_{\alpha_2}^{\pi+\alpha_2} V_{MAX} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot \cos \alpha_2$$

A tensão de saída total é:

$$V_{MÉDIO} = V_{MÉDIO1} + V_{MÉDIO2} = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$$

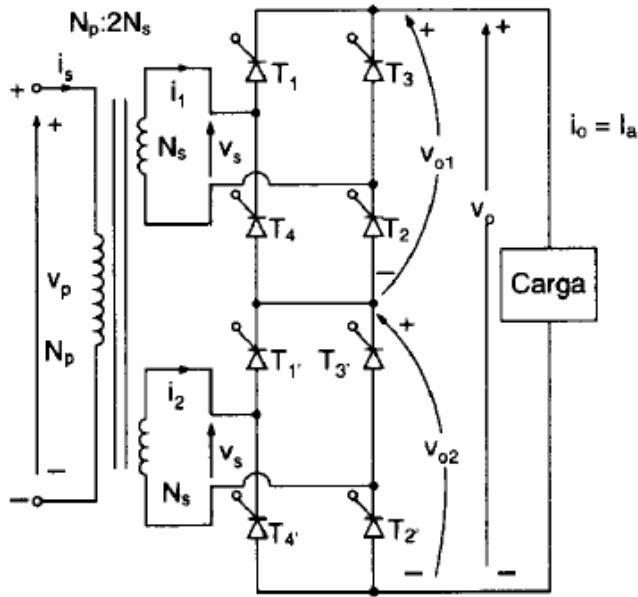
$$\text{Se : } \alpha_1 = \alpha_2 = 0 \Rightarrow V_{DMAX} = \frac{4 \cdot V_{MAX}}{\pi}$$

$$\text{Se : } \alpha_1 = 0 \text{ e } 0 \leq \alpha_2 \leq \pi \Rightarrow V_{MÉDIO} = V_{MÉDIO1} + V_{MÉDIO2} = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha_2)$$

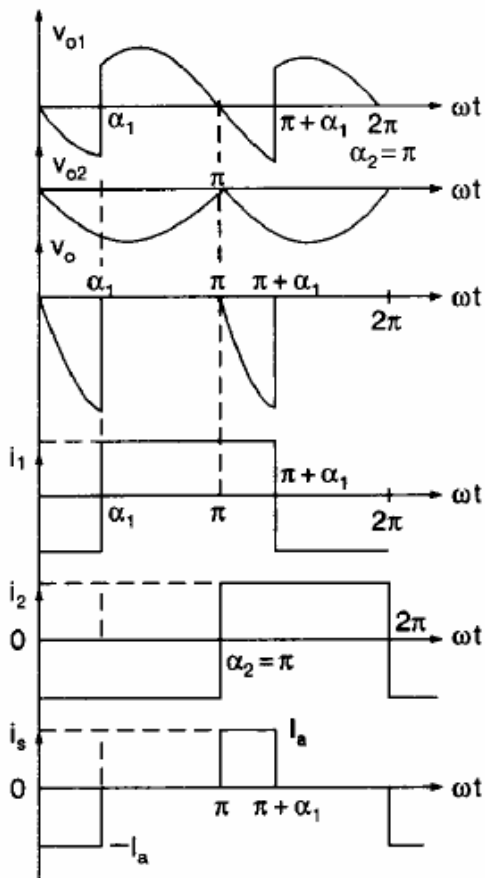
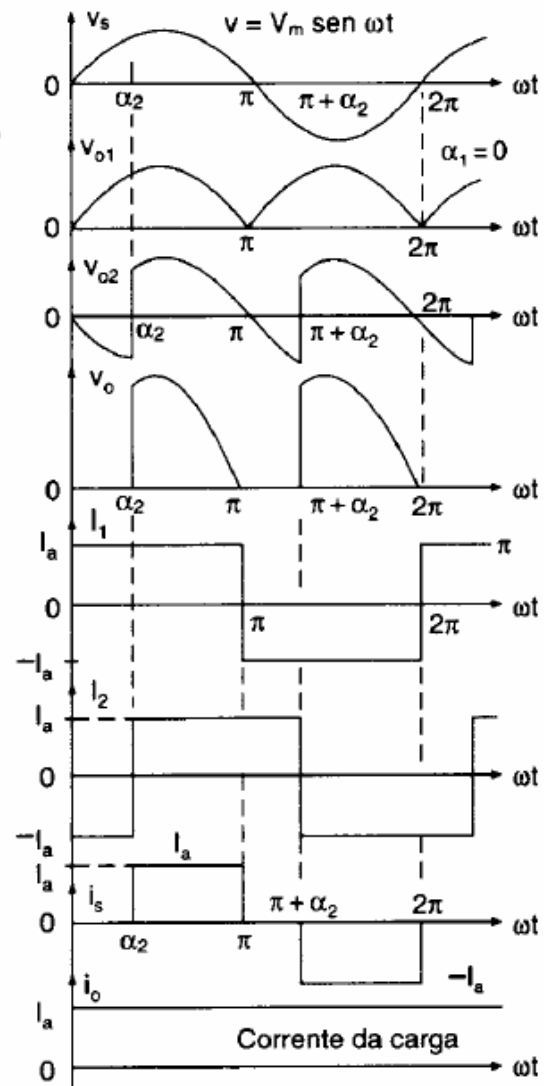
(Modo RETIFICAÇÃO)

$$\text{Se : } \alpha_2 = \pi \text{ e } 0 \leq \alpha_1 \leq \pi \Rightarrow V_{MÉDIO} = V_{MÉDIO1} + V_{MÉDIO2} = \frac{2 \cdot V_{MAX}}{\pi} \cdot (\cos \alpha_1 - 1)$$

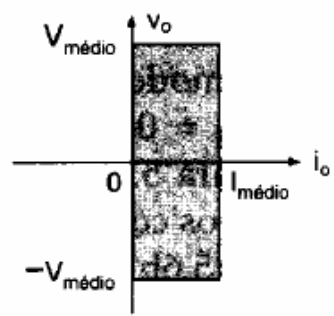
(Modo INVERSÃO)



(a) Circuito



(c) Formas de onda



(d) Quadrante

Operação em dois quadrantes

6.5 Retificador Trifásico de Meia Onda

O mais simples dos retificadores polifásicos, pode ser sem controle ou totalmente controlado, ele possui transformador trifásico na entrada, com secundário em estrela (Y), possui a vantagem de melhorar o fator de ripple e aumentar o valor médio da tensão de saída, devido ao aumento do número de pulsos;

6.5.1 Retificador Trifásico de Meia Onda Sem Controle

Seus diodos são ligados em catodo comum e o diodo com anodo mais positivo é que conduzirá, a condução de cada diodo ocorrerá durante 120° .

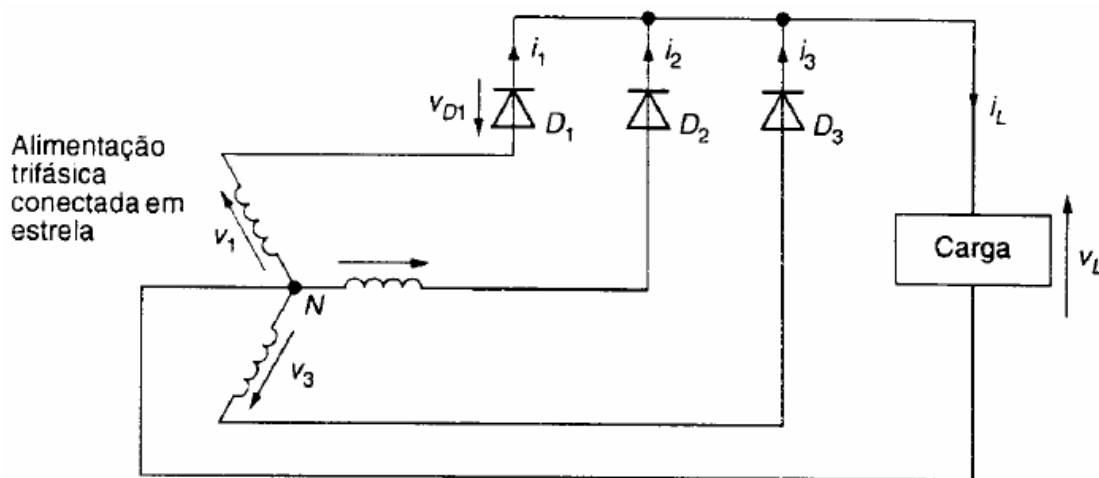
Devido ao fato de: $p = 3$; $\theta_1 = \pi/6$ $\theta_2 = 5\pi/6$

Tensão média na carga:

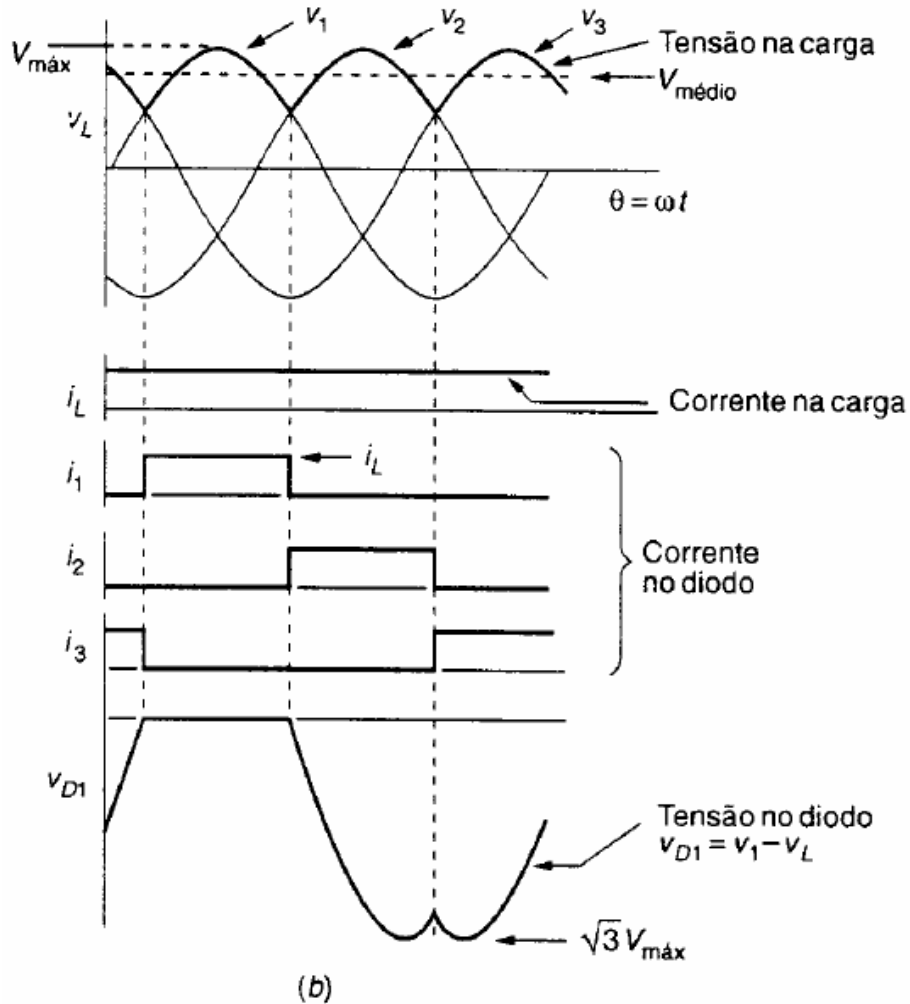
$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_{MAX(FASE)} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{3 \cdot \sqrt{3} V_{MAX(FASE)}}{2\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{3}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_{MAX(FASE)}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \sqrt{3} \cdot V_{MAX(FASE)} \cdot \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2}$$



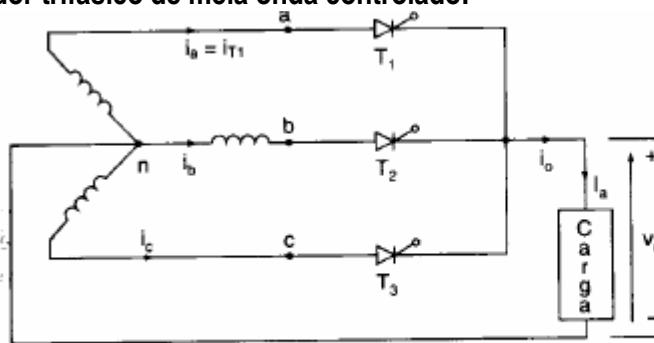
(a)



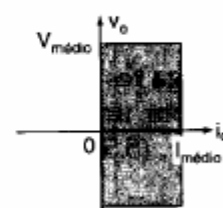
6.5.2 Retificador Totalmente Controlado

Tensão média na carga é controlada pelo ângulo de disparo dos SCR's;
 A referências para o ângulo de disparo ($\alpha = 0$), é o cruzamento entre si das tensões de fase. Portanto, para $\alpha = 0$, a tensão média na carga é máxima e os SCR's operam com diodos.

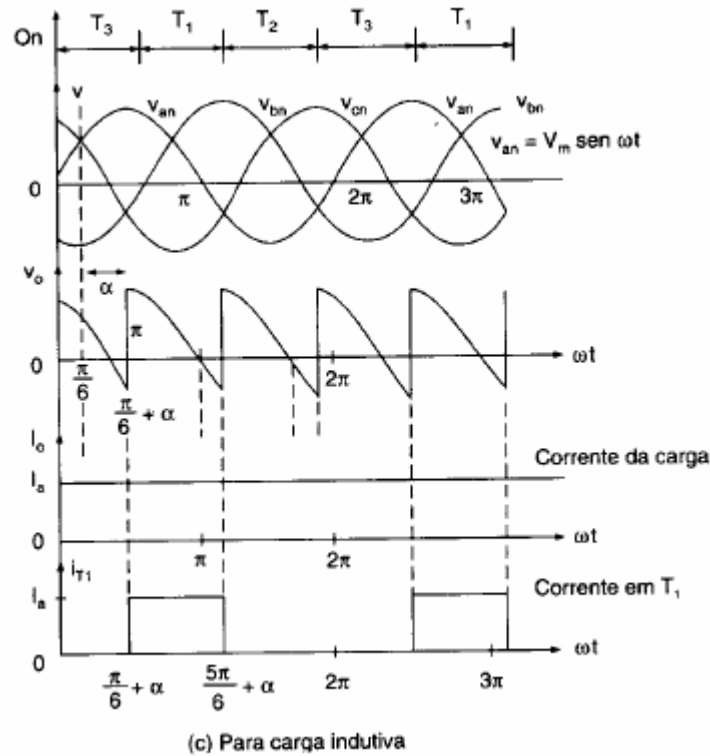
6.5.3 Retificador trifásico de meia onda controlado:



(a) Circuito



(b) Quadrante



Devido ao fato de: $\rho = 3$; $\theta_1 = \pi/6 + \alpha$ $\theta_2 = 5\pi/6 + \alpha$
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_{MAX(FASE)} \cdot \text{sen} \theta \cdot d\theta = \frac{3 \cdot \sqrt{3} V_{MAX(FASE)}}{2\pi} \cdot \cos \alpha$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{3}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_{MAX(FASE)}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = \sqrt{3} \cdot V_{MAX(FASE)} \cdot \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cdot \cos 2\alpha \right)^{1/2}$$

6.6 Retificadores Trifásicos de Onda Completa

São três componentes ligados em catodo comum, com o sentido da corrente saindo da fonte para a carga, e três componentes ligados em anodo comum, com o sentido da corrente saindo da carga para a fonte. Este retificador pode ser Sem controle, Controlado ou Semi-controlado. O Transformador pode ter o secundário tanto em estrela (Y), quanto em triângulo (Δ).

A tensão na carga é proveniente de dois retificadores trifásicos de meia-onda, referenciados ao ponto de neutro "N", resultando um valor positivo e outro negativo por fase. A diferença (tensão de linha) é a tensão aplicada na carga.

6.6.1 Retificador sem controle:

Utiliza-se sempre a corrente convencional que vai do potencial mais positivo para o mais negativo.
Para intervalo de 30° a 90° :

V_a é a mais positiva \rightarrow condução do diodo D_1
 V_b é a mais negativa \rightarrow condução do diodo D_6

$$V_{LINHA} = V_{CARGA} = V_a - V_b$$

Cada diodo conduz durante 120° e, a cada 60° existem dois diodos conduzindo simultaneamente.

Devido ao fato de: $p = 6$; $\theta_1 = \pi/3$ $\theta_2 = 2\pi/3$

$$v_{ab} = V_{MAX(LINHA)} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta$$

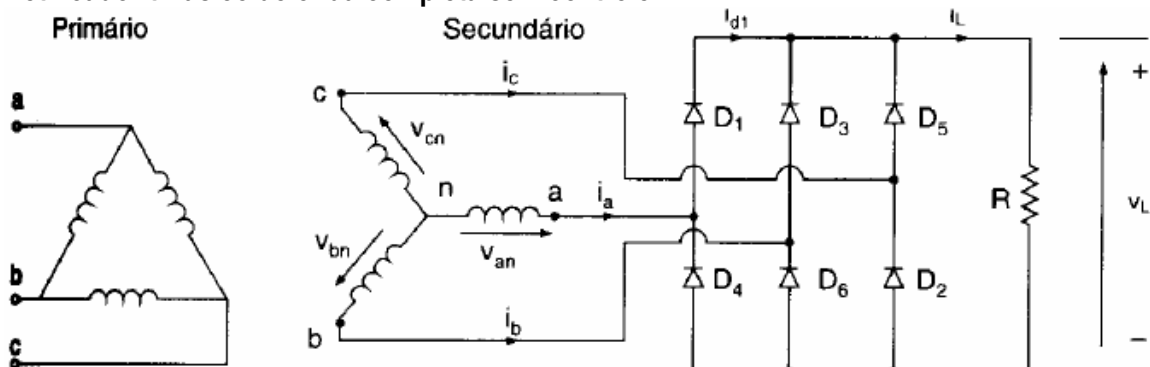
Tensão média na carga:

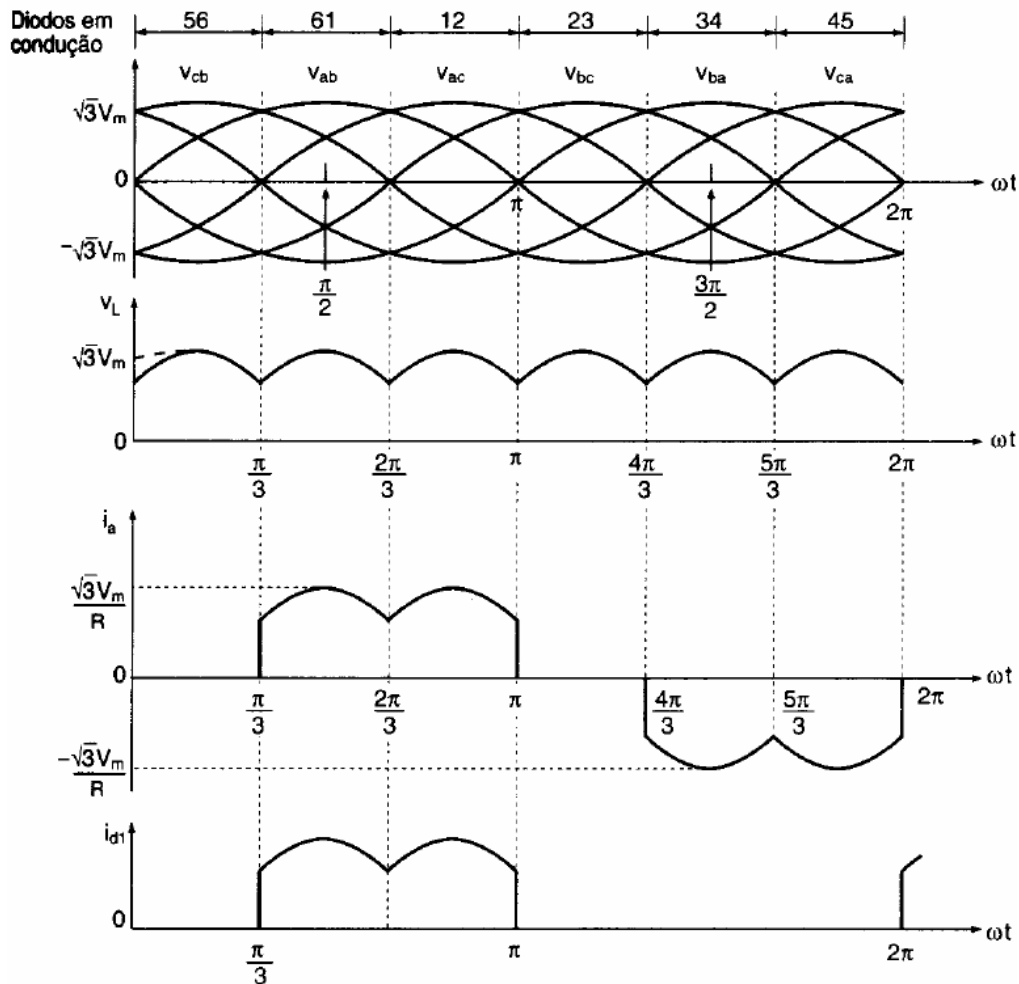
$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} V_{MAX(LINHA)} \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{3 \cdot V_{MAX(LINHA)}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} V_{MAX(FASE)}^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta \right]^{1/2} = V_{MAX(LINHA)} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2}$$

6.6.2 Retificador trifásico de onda completa sem controle:





6.6.3 Retificador trifásico totalmente controlado:

Possui seis SCR's, seu valor médio de tensão na carga varia de acordo com o ângulo de disparo α dos SCR's; a referência ($\alpha = 0$) é o cruzamento das tensões de fase.

Cada SCR conduz durante 120° e a cada 60° dois conduzem simultaneamente.

Equações das tensões de fase:

$$v_{an} = V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta$$

$$v_{bn} = V_{MAX} \cdot \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{cn} = V_{MAX} \cdot \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Devido ao fato de: $p = 6$; $\theta_1 = \pi/6 + \alpha$ $\theta_2 = \pi/2 + \alpha$

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = V_{MAX(LINHA)} \cdot \text{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right);$$

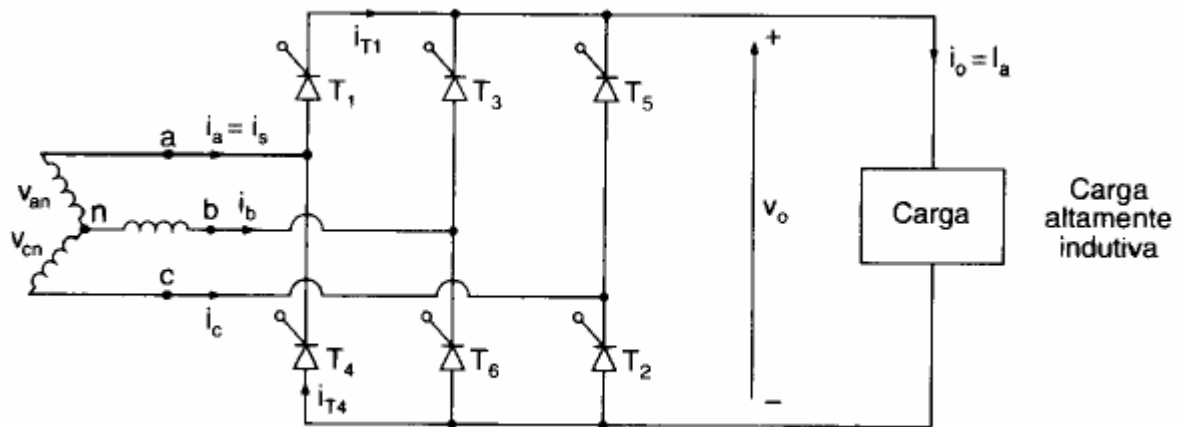
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} V_{MAX(LINHA)} \cdot \text{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta = \frac{3 \cdot V_{MAX(LINHA)}}{\pi} \cdot \cos\alpha$$

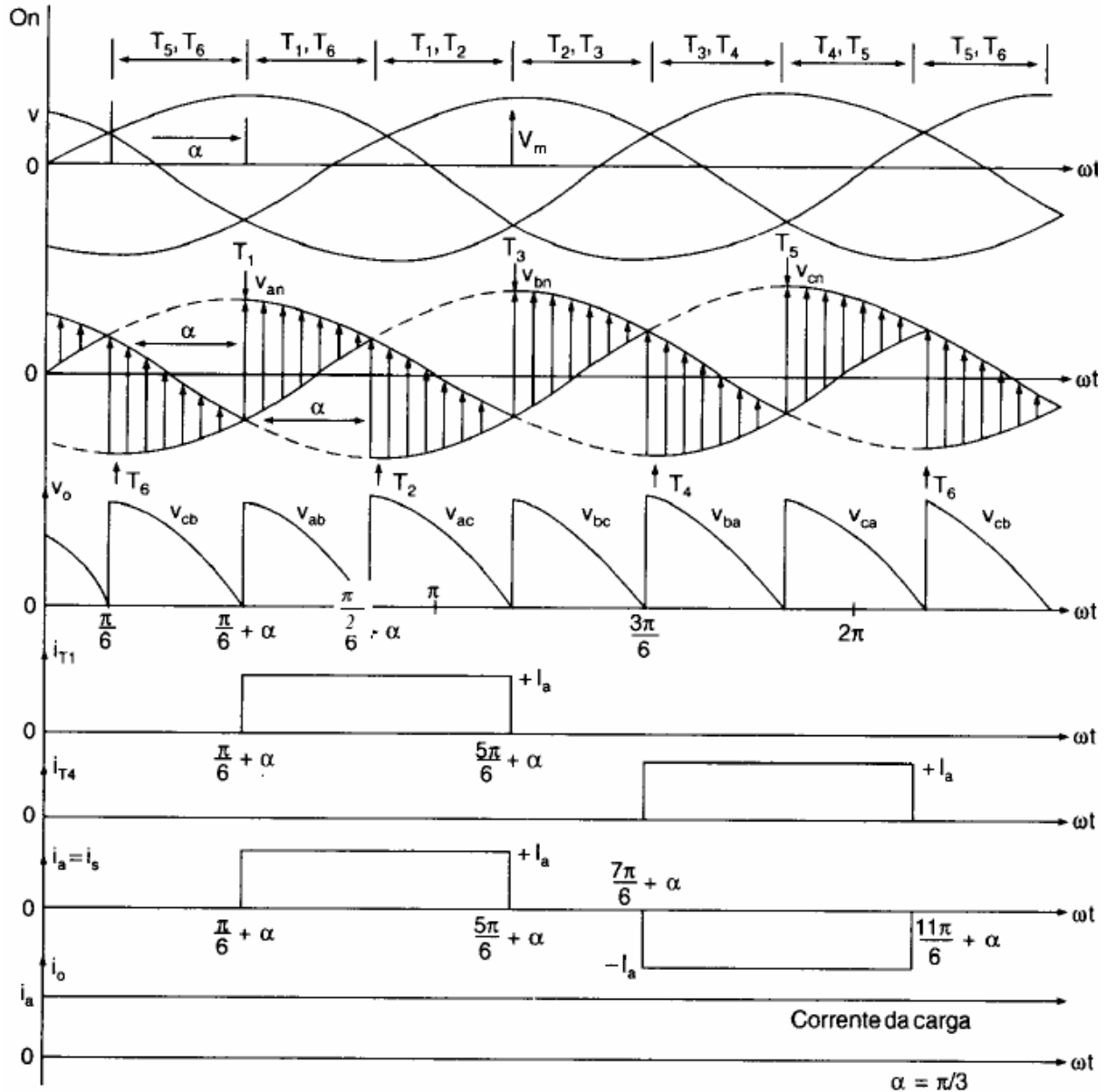
Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = \left[\frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} V_{MAX(FASE)}^2 \cdot \text{sen}^2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \right]^{1/2} = V_{MAX(LINHA)} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4\pi} \cdot \cos 2\alpha \right)^{1/2}$$

6.6.4 Retificador trifásico de onda completa controlado:



(a) Circuito



(b) Formas de onda

6.6.5 Retificador trifásico semi-controlado

Possui três diodos e três SCR's.

Retificadores em série → Sem controle + Controlado de meia-onda;

Retificadores de três pulsos → Ondulação maior;

Para $\alpha \geq 90^\circ$ → A tensão na carga possui intervalos nulos, durante os quais a corrente na carga é mantida pelo diodo de retorno. Assim a tensão na carga nunca atinge valores negativos.

A) CASO 1 – Retificador trifásico semi-controlado para $\alpha \geq \pi/3$:

EQUAÇÕES DAS TENSÕES DE FASE:

$$v_{an} = V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta$$

$$v_{bn} = V_{MAX} \cdot \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{cn} = V_{MAX} \cdot \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Devido ao fato de: $p = 3$; $\alpha \geq \pi/3$ a tensão de saída é descontínua

$$v_{ac} = V_{MAX(LINH4)} \cdot \text{sen}\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right);$$

$$\theta_1 = \pi/6 + \alpha; \theta_2 = 7\pi/6$$

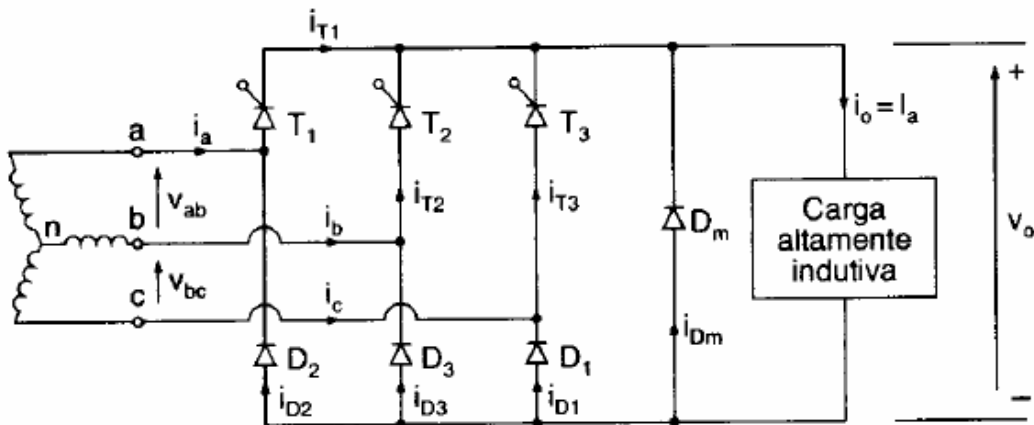
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi+\alpha}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} V_{MAX(LINH4)} \cdot \text{sen}\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) d\theta \right] = \frac{3 \cdot V_{MAX(LINH4)}}{2\pi} \cdot (1 + \cos\alpha)$$

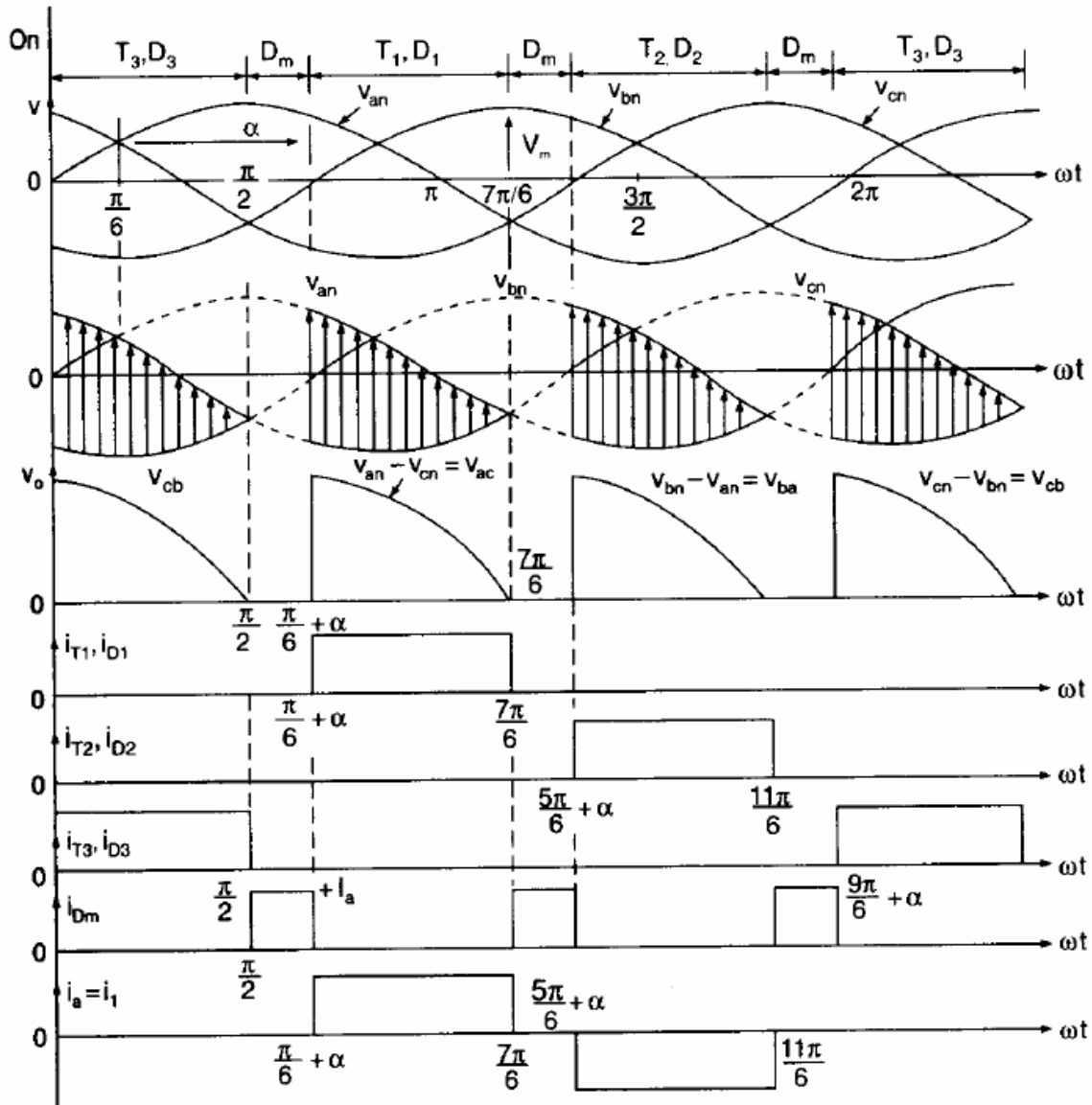
Tensão eficaz na carga:

$$V_{RMS} = V_{MAX(LINH4)} \cdot \left[\frac{3}{4\pi} \cdot \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \cdot \text{sen}2\alpha \right) \right]^{1/2}$$

6.6.6 Retificador trifásico de onda completa semi controlado ($\alpha \geq \pi/3$)



(a) Circuito



(b) Formas de onda para $\alpha = 90^\circ$

B) CASO 2 – Retificador trifásico semi-controlado para $\alpha \leq \pi/3$:

EQUAÇÕES DAS TENSÕES DE FASE:

$$v_{an} = V_{MAX} \cdot \text{sen } \theta$$

$$v_{bn} = V_{MAX} \cdot \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{cn} = V_{MAX} \cdot \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Devido ao fato de: $p = 3$; $\alpha \leq \pi/3$ a tensão de saída é contínua;

$$v_{ab} = V_{MAX(LINHA)} \cdot \text{sen} \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\theta_1 = \pi/6 + \alpha ; \theta_2 = \pi/2 ; \theta_3 = \pi/2 ; \theta_4 = 5\pi/6 + \alpha$$

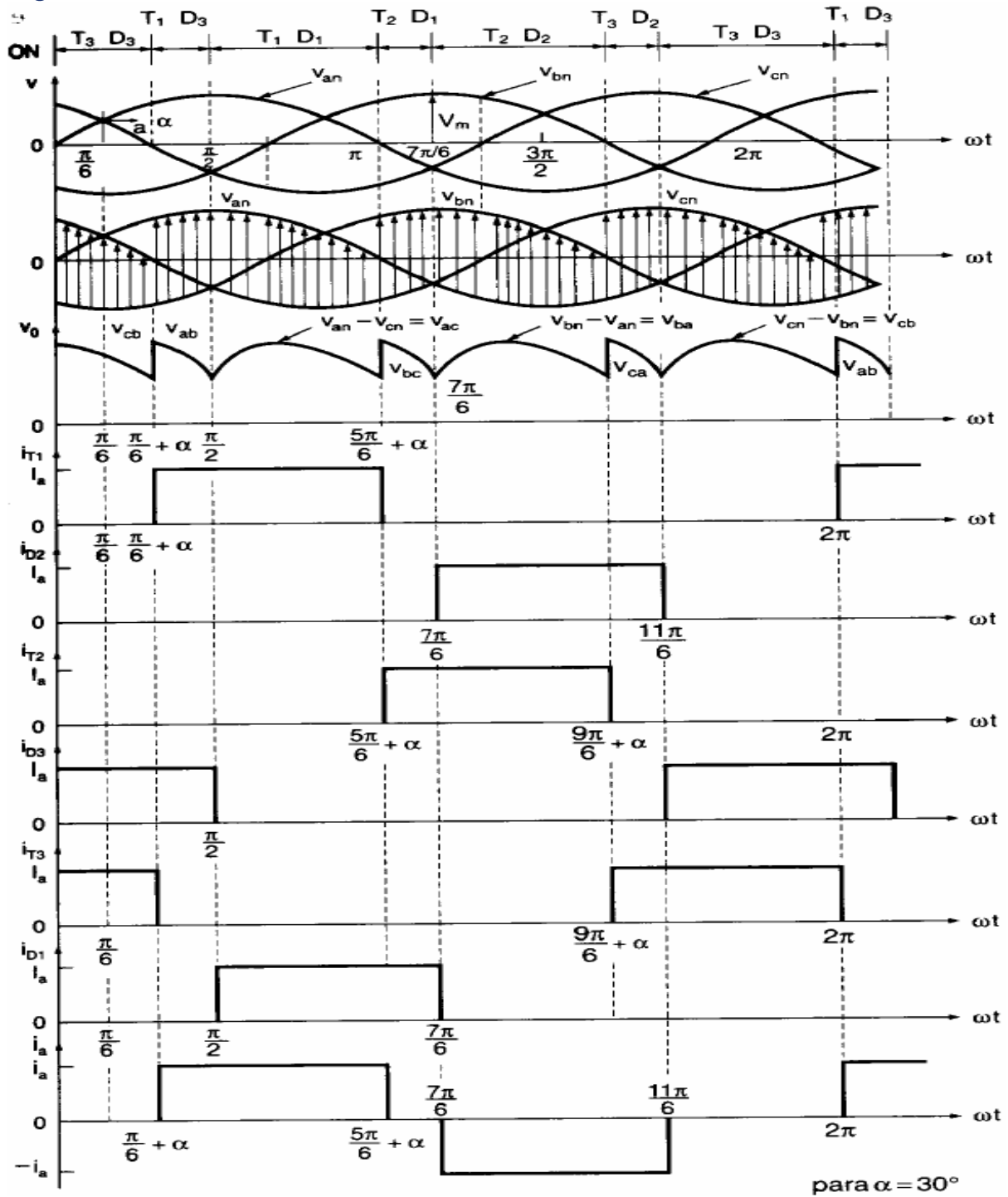
Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} V_{MAX(LINHA)} \cdot \operatorname{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_{MAX(LINHA)} \cdot \operatorname{sen}\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) d\theta \right] = \frac{3V_{MAX(LINHA)}}{2\pi} \cdot (1 + \cos\alpha)$$

Tensão eficaz na carga:

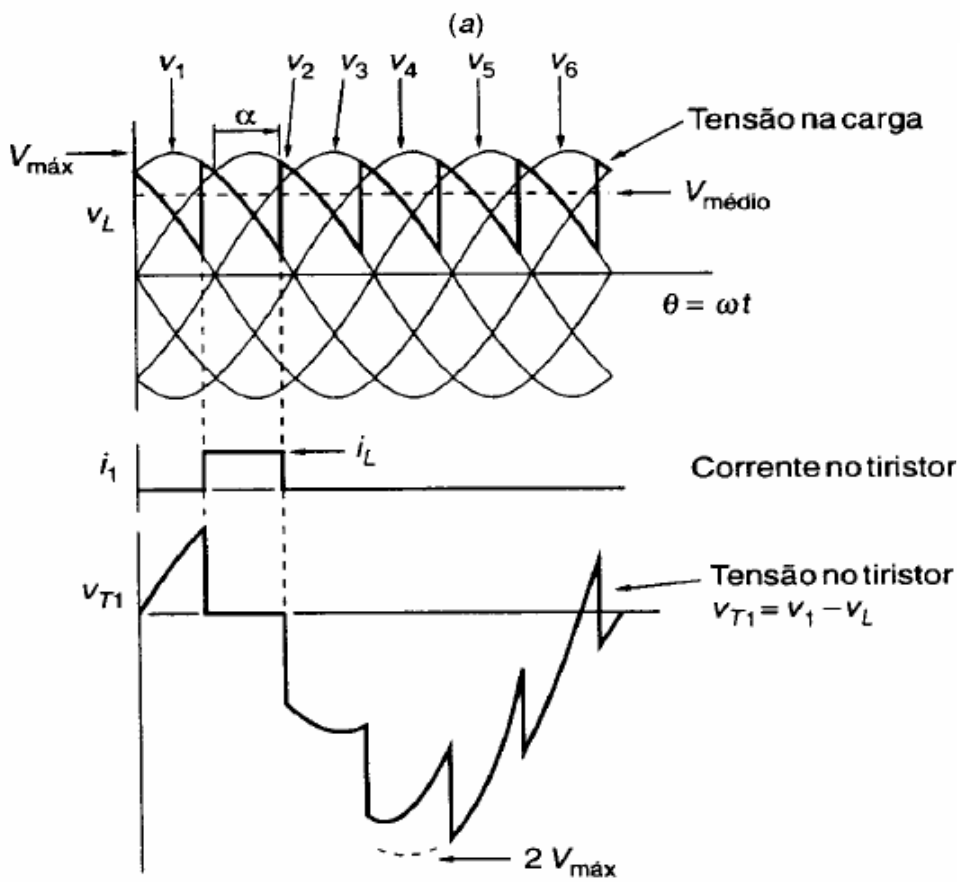
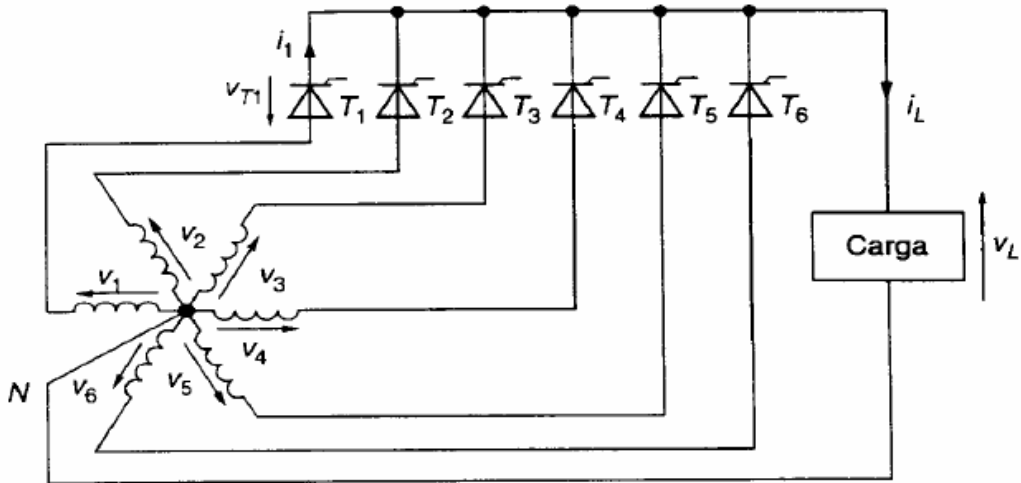
$$V_{RMS} = V_{MAX(LINHA)} \cdot \left[\frac{3}{4\pi} \cdot \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos^2 \alpha \right) \right]^{1/2}$$

6.6.7 Retificador trifásico de onda completa semi controlado ($\alpha \leq \pi/3$)



6.7 Outras Configurações

6.7.1 Retificador hexafásico de meia onda controlado:

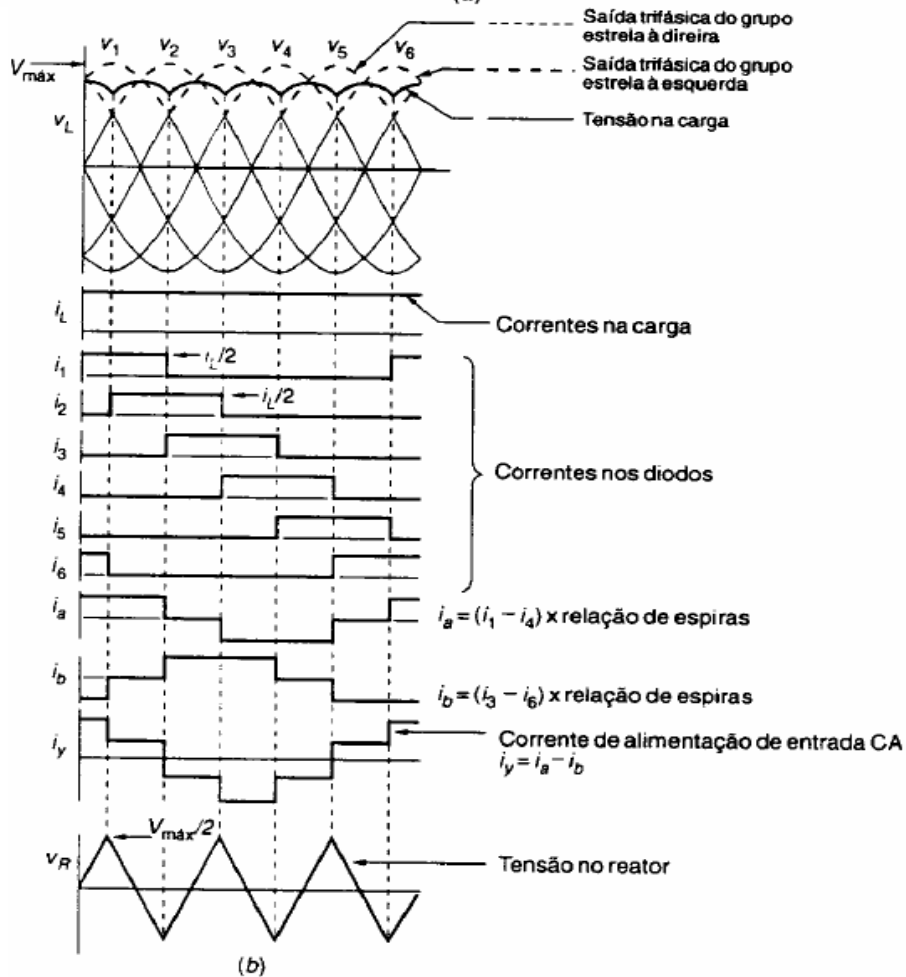
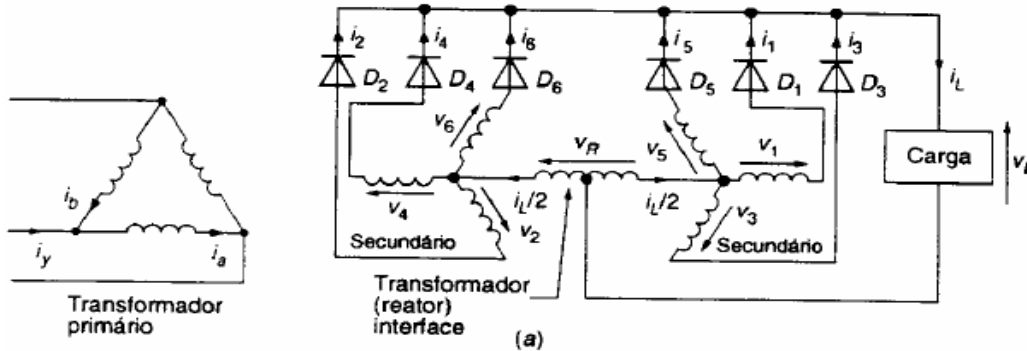


(b)
a) Circuito b) Formas de Onda

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_{MAX(FASE)} \cdot \text{sen}\theta \cdot d\theta = \frac{3 \cdot V_{MAX(FASE)}}{\pi} \cdot \text{cos}\alpha$$

6.7.2 Retificador hexafásico de meia onda dupla estrela:



a) Circuito b) Formas de Onda

Tensão média na carga:

$$V_{MÉDIO} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{v_1 + v_2}{2} \right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{v_2 + v_3}{2} \right) d\theta \right] = \frac{3 \cdot \sqrt{3} V_{MAX(FASE)}}{2\pi}$$

6.7.3 Retificador de doze pulsos

Destinado a aplicações em alta potência como: Transmissão de corrente contínua em alta tensão e acionamento de MCC (tração).

Proporciona a redução da ondulação da tensão de saída e a forma de onda da corrente de entrada é próxima de uma função senoidal.

Quanto maior o número de pulsos do conversor, melhor será o nível de retificação obtido.

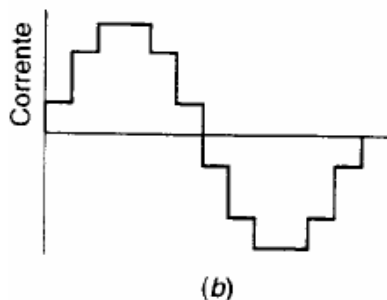
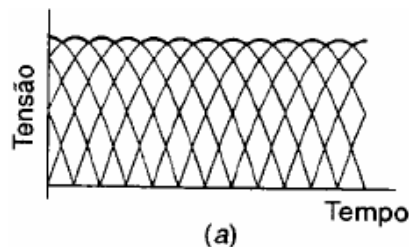
Possuem três configurações básicas:

I - Meia onda: Quatro grupos dispostos de forma a fornecer doze pulsos. Utiliza reatores para equalização das correntes;

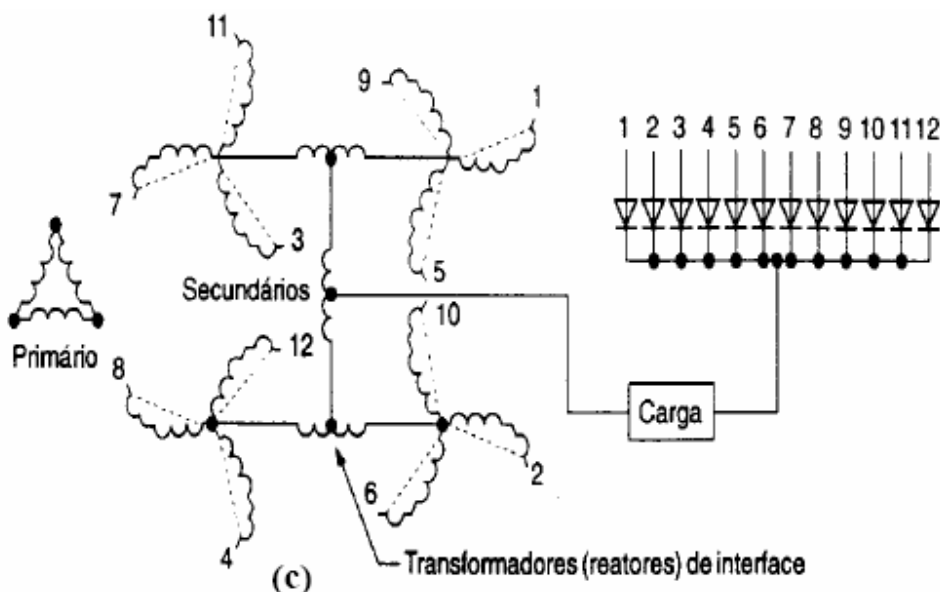
II - Onda completa com conexão em série: Onde se necessita de grandes tensões aplicadas na carga;

III - Onda completa com conexão em paralelo: Onde se necessita de grandes correntes na carga.

Estes retificadores têm a sua alimentação proveniente de dois secundários, um ligado em estrela (Y) e outro em triângulo (Δ). Com isso configura-se dois conversores de seis pulsos defasados de 30° entre si, equivalendo a um de doze pulsos.

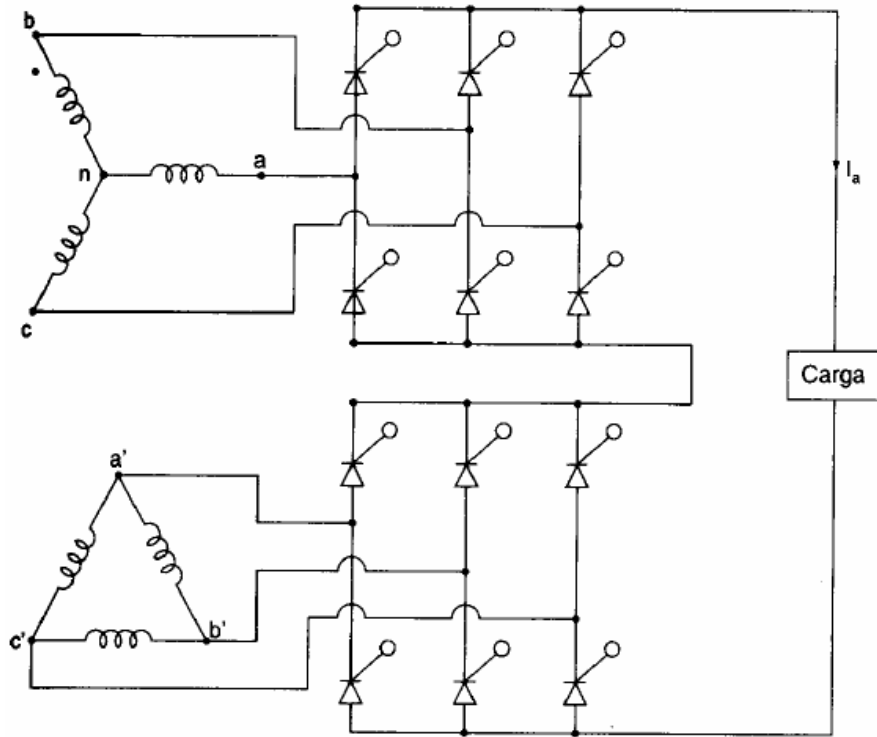


a) Forma de onda da tensão na carga; b) Forma de onda da corrente de entrada.

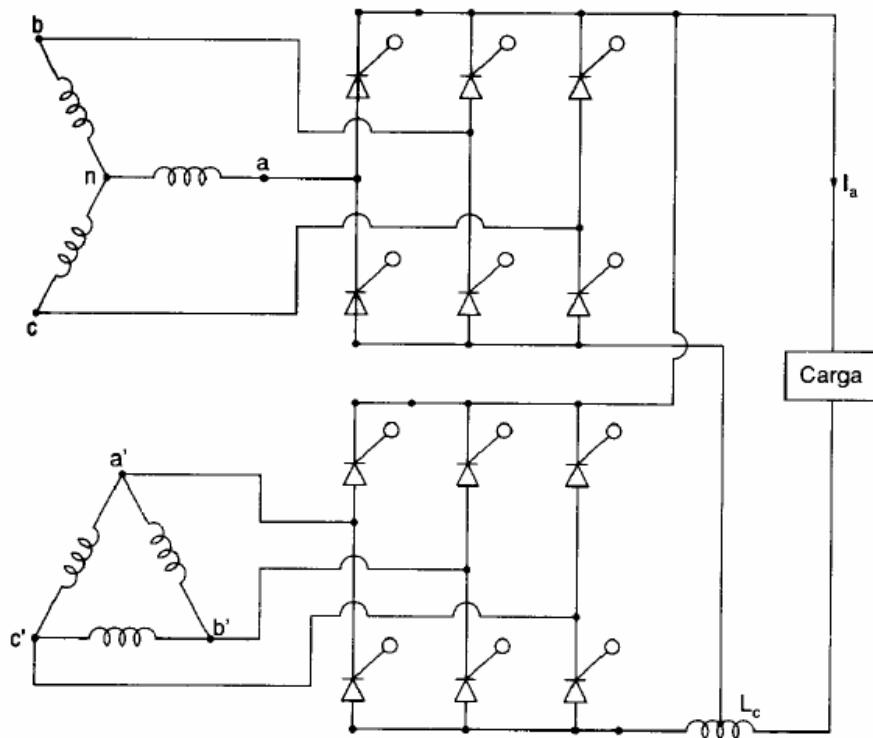


c) Conversor de doze pulsos de meia-onda.

6.7.4 Retificador de doze pulsos de onda completa



(a) Série

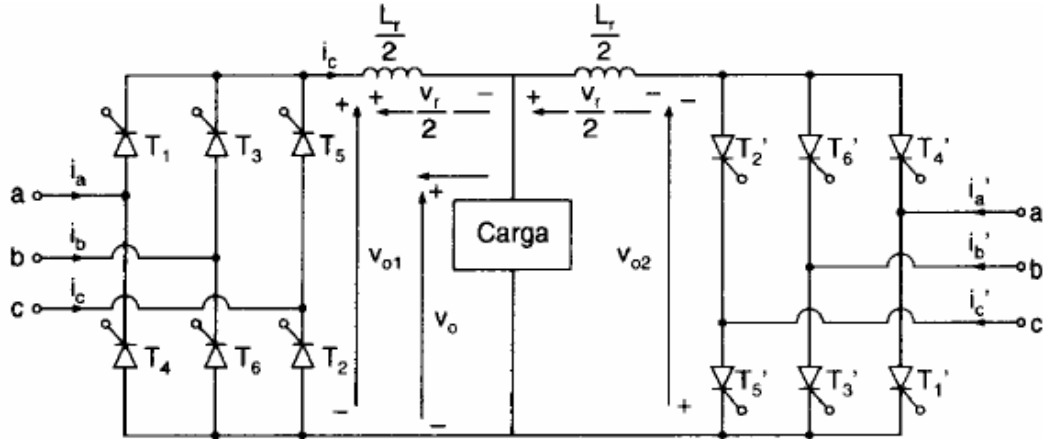


(b) Paralelo

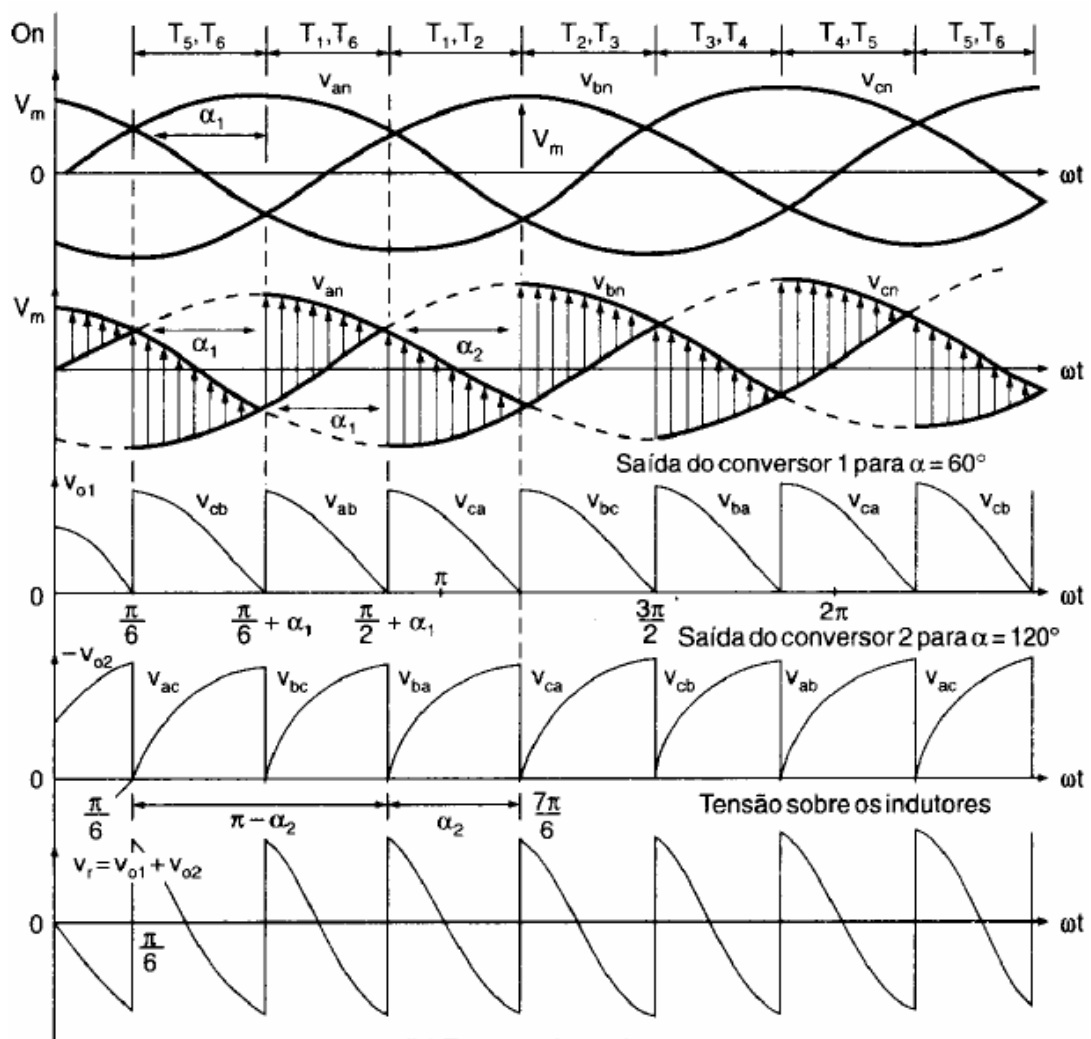
6.7.5 Retificador trifásico de onda completa totalmente controlado "DUAL"

Tem a sua operação em quatro quadrantes com aplicações de até 2000kW.

Muito utilizado em acionamento e controle de velocidade de motores.



(a) Circuito

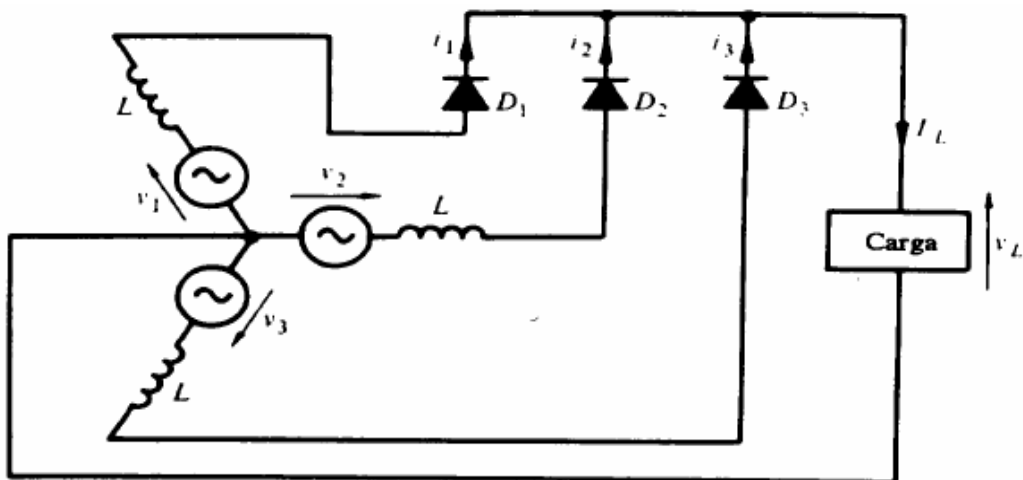


(b) Formas de onda

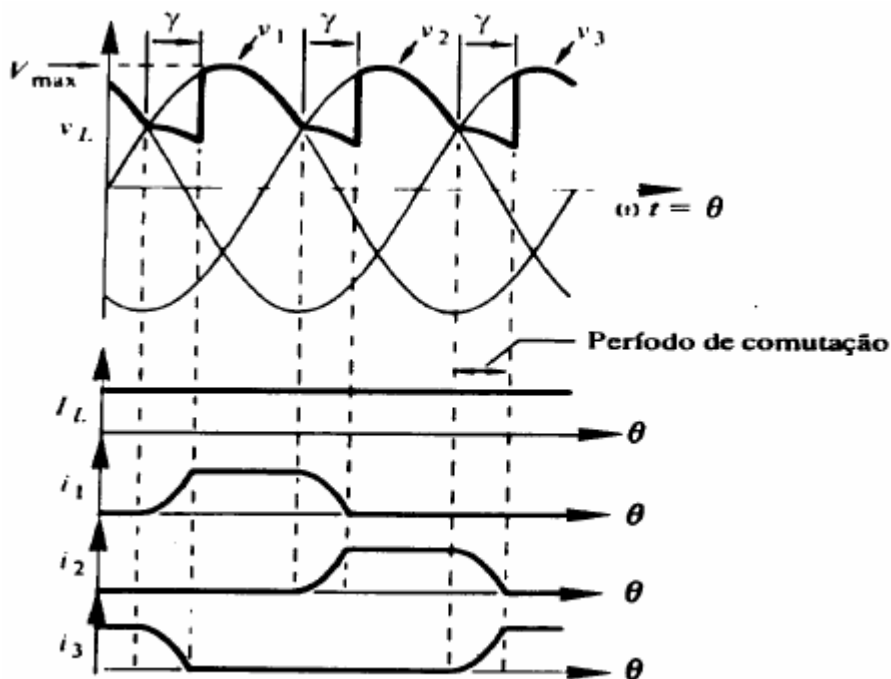
6.8 Efeito da Indutância da Fonte de Alimentação

A indutância da fonte não permite que componente que está conduzindo a corrente de carga, seja comutado instantaneamente por tensão reversa, devido à entrada em condução de outro componente. Existirá um intervalo em que a corrente de carga é transferida para o outro componente. Portanto neste período existirão dois componentes conduzindo. Este efeito implica na redução do valor médio da tensão na carga, e deve ser levado em consideração para efeito de projeto.

6.8.1 Efeito da indutância da fonte em retificador trifásico de meia-onda sem controle



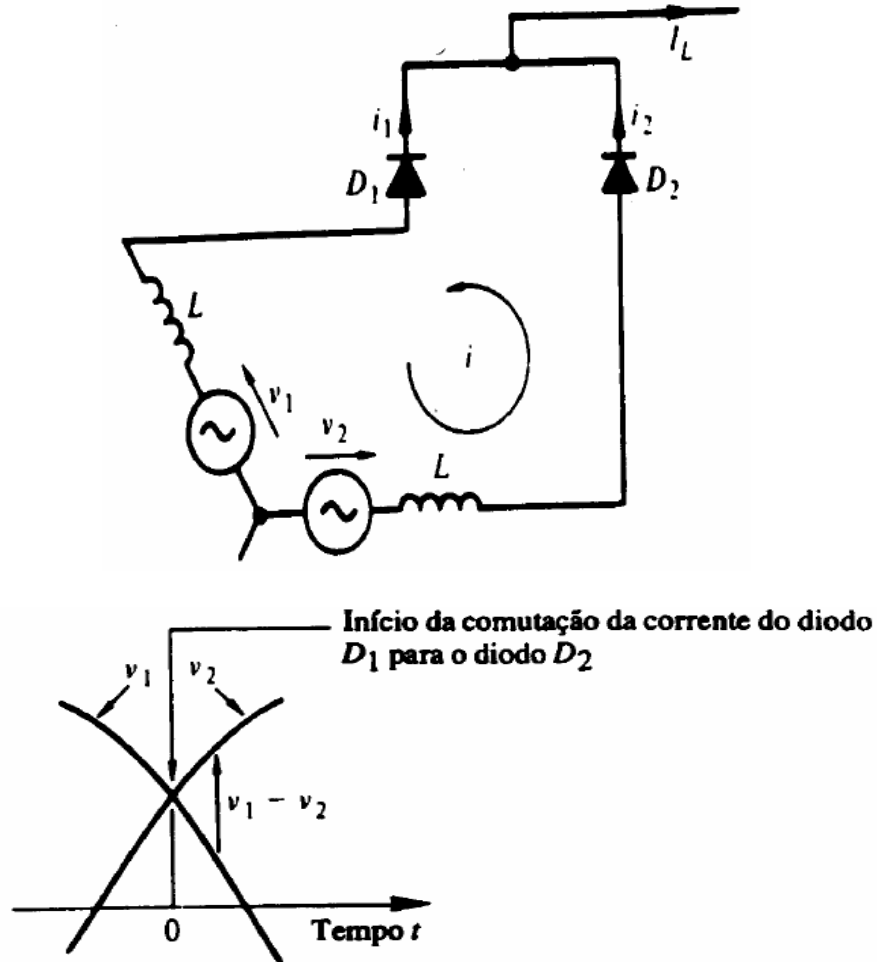
(a)



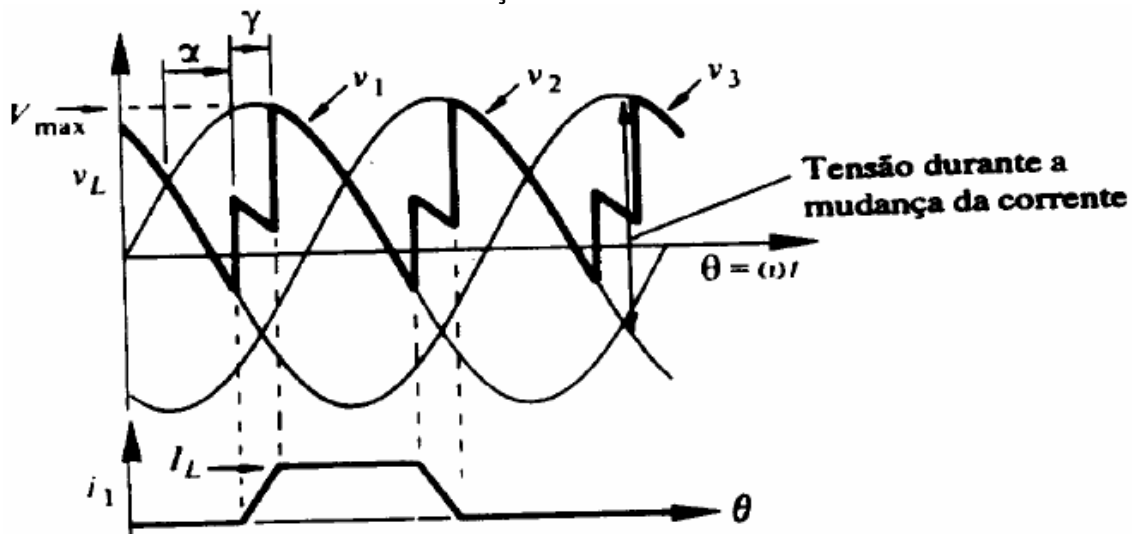
(b)

a) Retificador b) Formas de onda

6.8.2 Etapa do processo de comutação em retificador trifásico de meia-onda sem controle:



6.8.3 Efeito da Indutância da Fonte na comutação de um Retificador Trifásico Controlado:

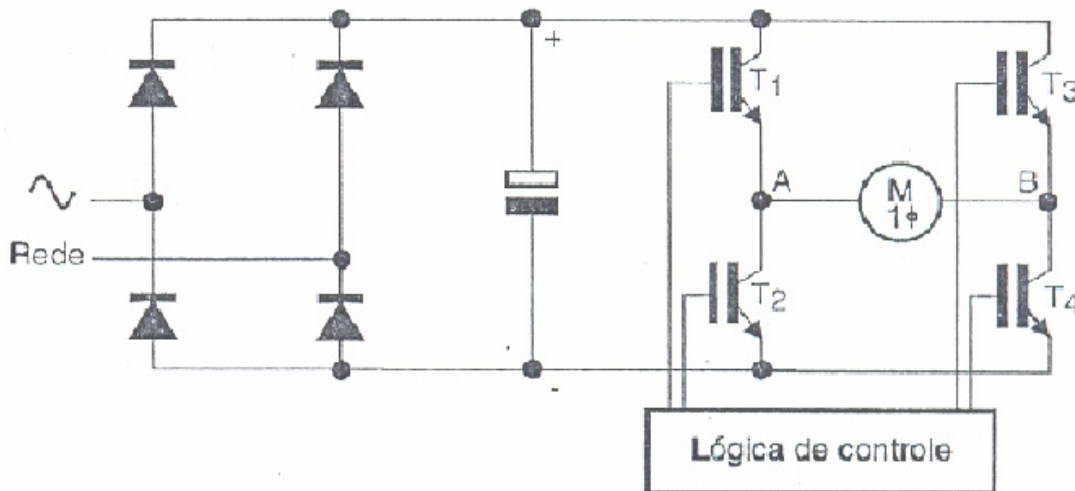


7. Conversor CA/CA – Inversor

A função do Inversor de Frequência é basicamente regular a velocidade de um Motor elétrico mantendo o seu torque (conjugado). Os Inversores foram desenvolvidos para trabalhar com motores AC e grosseiramente devem ser considerados como uma fonte de tensão alternada de frequência variável.

A maioria dos inversores são trifásicos, mesmo porque raramente encontramos aplicações monofásicas no seguimento industrial.

7.1 Inversor Monofásico



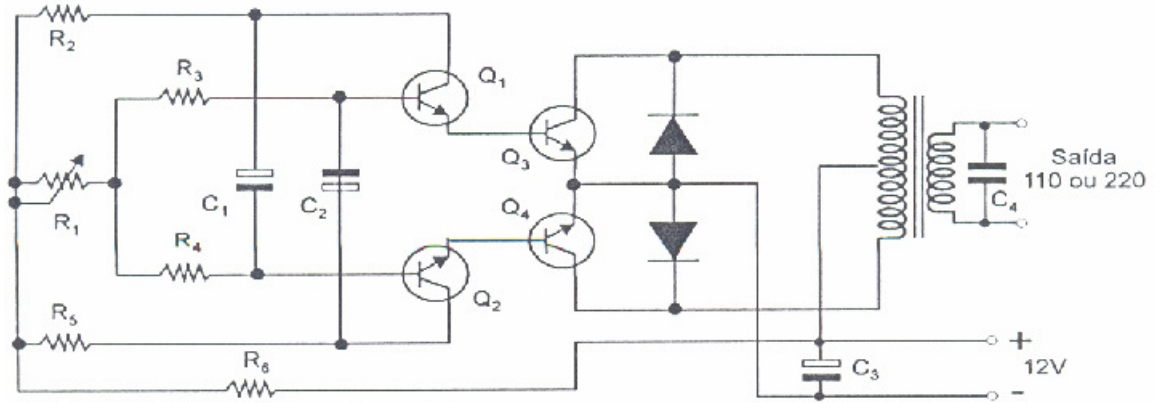
Esquema de um Inversor de Frequência Monofásico

A tensão DC da primeira fase alimenta os quatro IGBTs. O circuito da lógica de controle liga os transistores 2 a 2 na seguinte ordem:

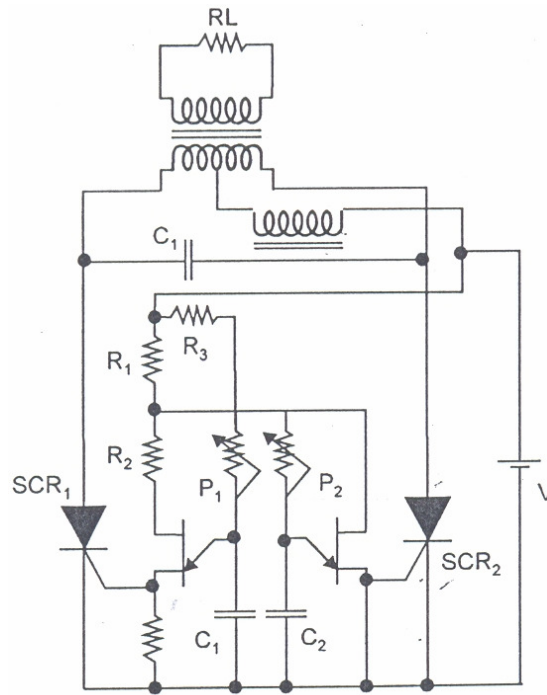
No primeiro tempo, transistores T1 e T4 ligados, e T2 e T3 desligados, neste caso, a corrente circula no sentido de A para B.

No segundo tempo, transistores T1 e T4 desligados, e T2 e T3 ligados, neste caso a corrente circula no sentido de B para A.

Ao inverter o sentido de corrente, a tensão na carga (motor) passa a ser alternada, mesmo estando conectada a uma fonte DC. Caso aumente a frequência de chaveamento desses transistores, também aumentará a velocidade de rotação do motor, e vice-versa. Como os transistores operam como chaves (corte ou saturação), a forma de onda da tensão de saída do inversor de frequência é sempre quadrada.

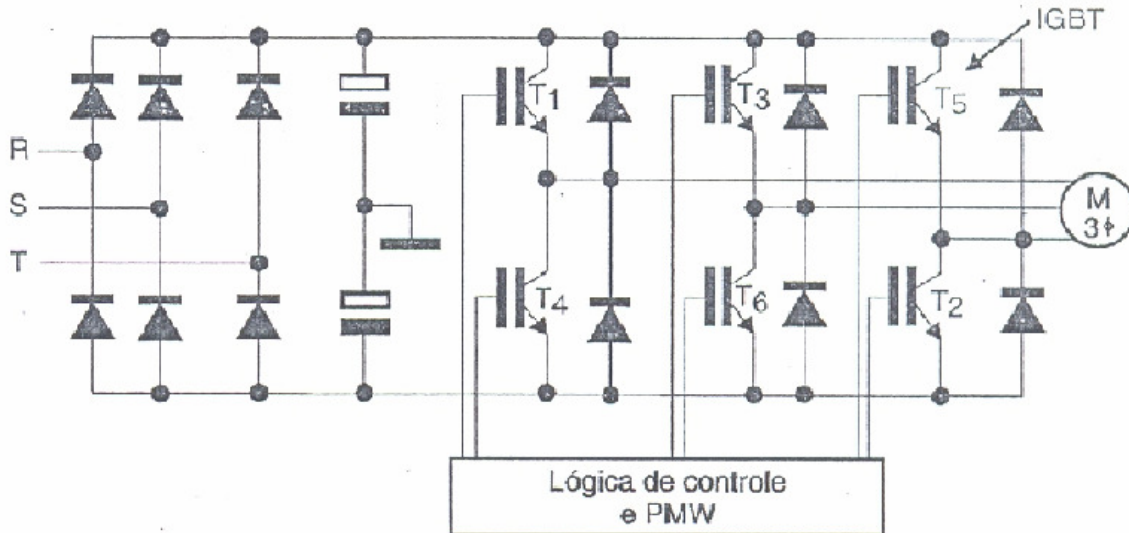


Inversor com transformador e Transistor



Inversor com Transformador e SCR

7.2 Inversor Trifásico



Esquema de um Inversor de Freqüência Trifásico

A primeira etapa do circuito é formada por uma ponte retificadora de onda completa trifásica, e dois capacitores de filtro. Esse circuito forma uma fonte DC simétrica, pois há um ponto de terra como referência. Existe então uma tensão contínua $+V/2$ (positiva) e uma $-V/2$ (negativa), em relação ao terra, formando o que é chamado de "Barramento DC".

O Barramento DC alimenta a segunda etapa, constituída de seis transistores IGBTs e que, através de uma lógica de controle (terceira etapa), "liga e desliga" os transistores de modo a alternarem o sentido de corrente que circula pelo motor.

A lógica de controle distribui os pulsos de disparos pelos seis IGBTs, de modo a formar uma tensão de saída, embora quadrada, alternada e defasada de 120° uma da outra.

Como existem seis transistores, e deveram ser ligados três a três, haverá oito combinações possíveis, porém apenas seis delas serão válidas, conforme é mostrado a seguir.

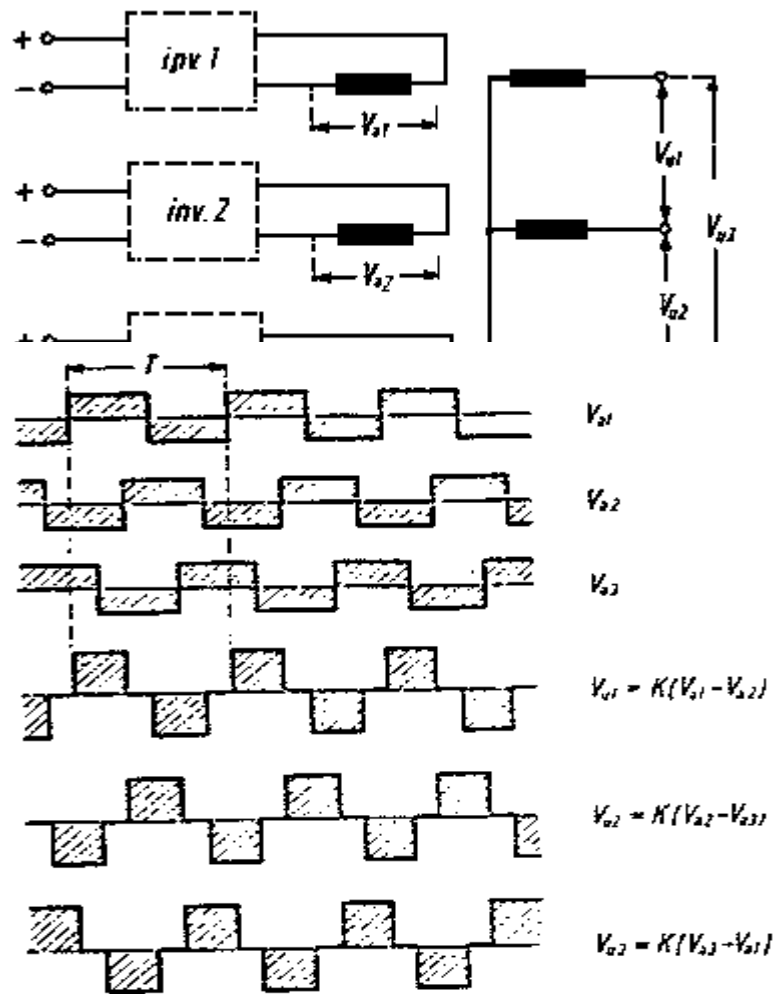
A lógica de controle proporcionará as seguintes combinações de pulsos para ativar (ligar) os IGBTs:

- 1º tempo T1, T2, T3
- 2º tempo T2, T3, T4
- 3º tempo T3, T4, T5
- 4º tempo T4, T5, T6
- 5º tempo T5, T6, T1
- 6º tempo T6, T1, T2

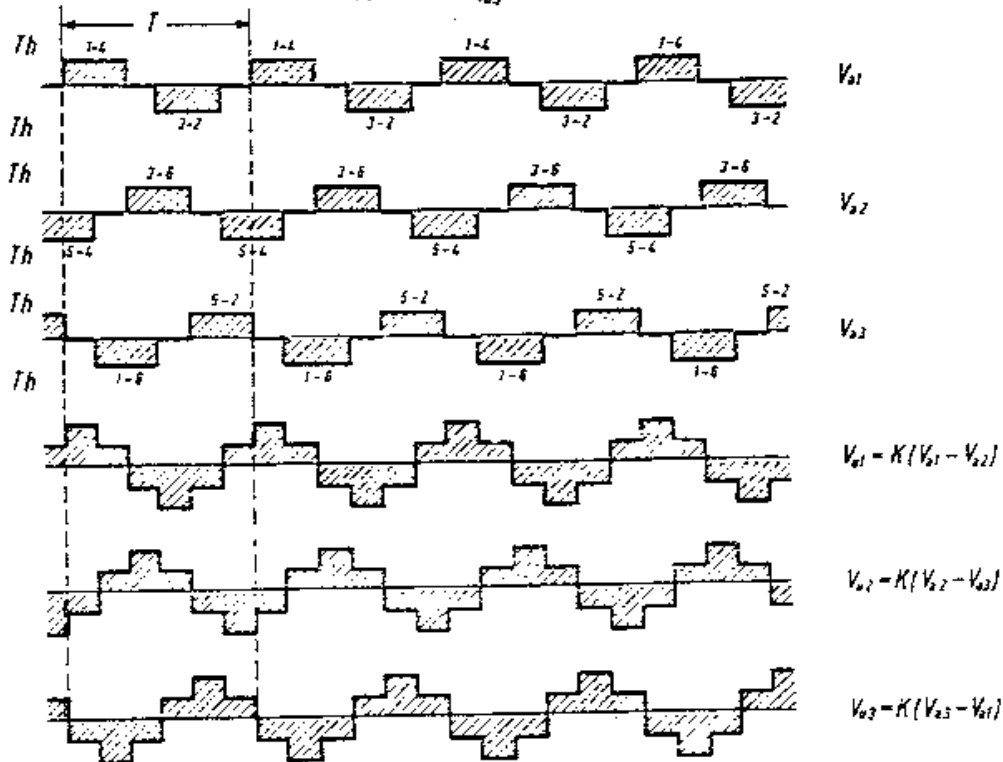
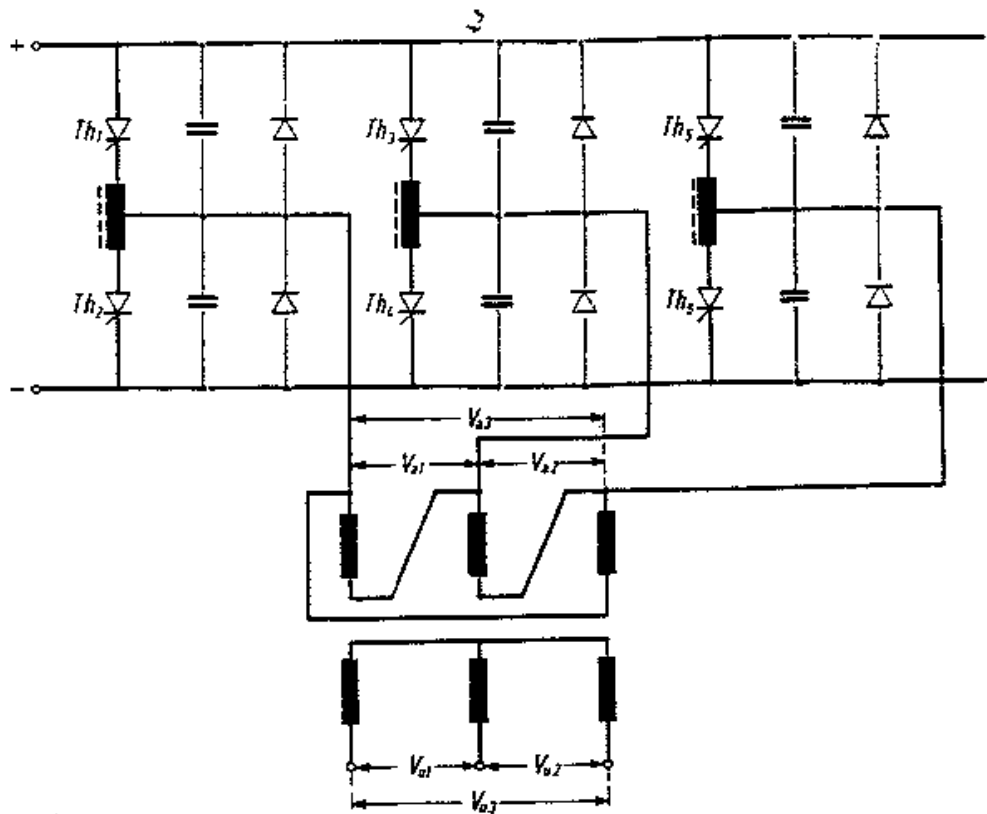
As possibilidades T1, T3, T5 e T4, T6, T2 não são válidas, pois ligam todas as fases do motor no mesmo potencial. Não havendo diferença de potencial, não há energia para movimentar o motor, portanto essa é uma condição proibida para o inversor.

É possível se chegar a um inversor trifásico a partir de três inversores monofásicos, cujos impulsos de comando devem, logicamente, ser dados à mesma freqüência e defasados entre si de 120° . O transformador de saída apresenta, como tensões concatenadas, a diferença das duas tensões de fase correspondentes; obtém-se, assim, uma tensão de saída a degraus.

A figura abaixo representa um inversor trifásico em ponte. O princípio de funcionamento é o mesmo dos inversores em ponte monofásicos; os impulsos de comando são, porém, levados a pares de tiristores, com a seqüência indicada pelos sinais logo a seguir. O transformador de saída, em ligação estrela-triângulo, permite a obtenção de uma tensão em escadinhas, mais próximas da onda senoidal.

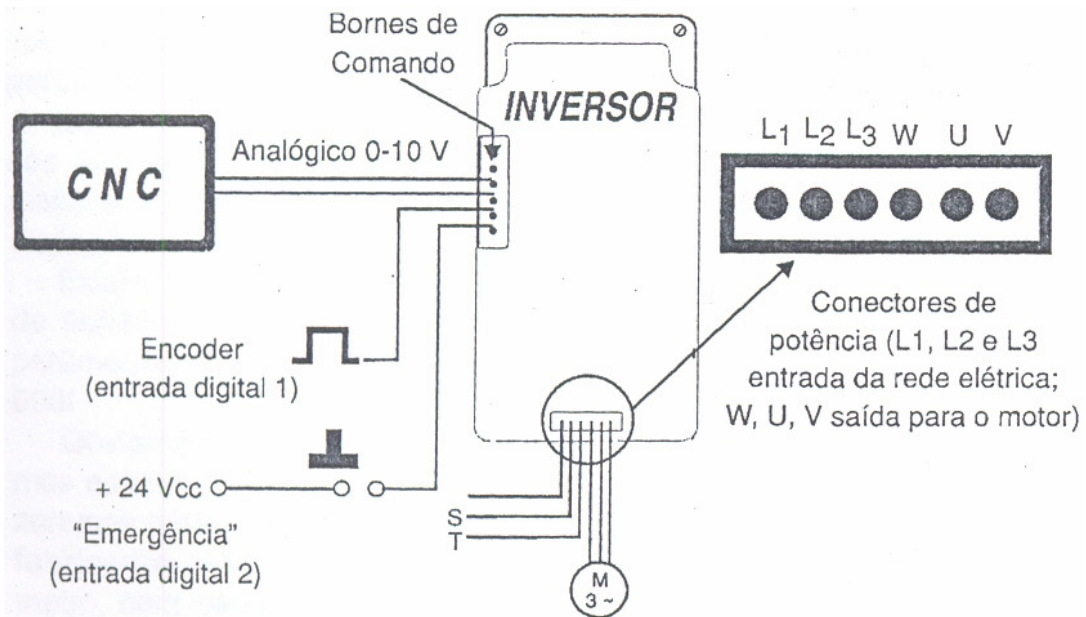


Inversor trifásico, obtido com o reagrupamento de três inversores monofásicos



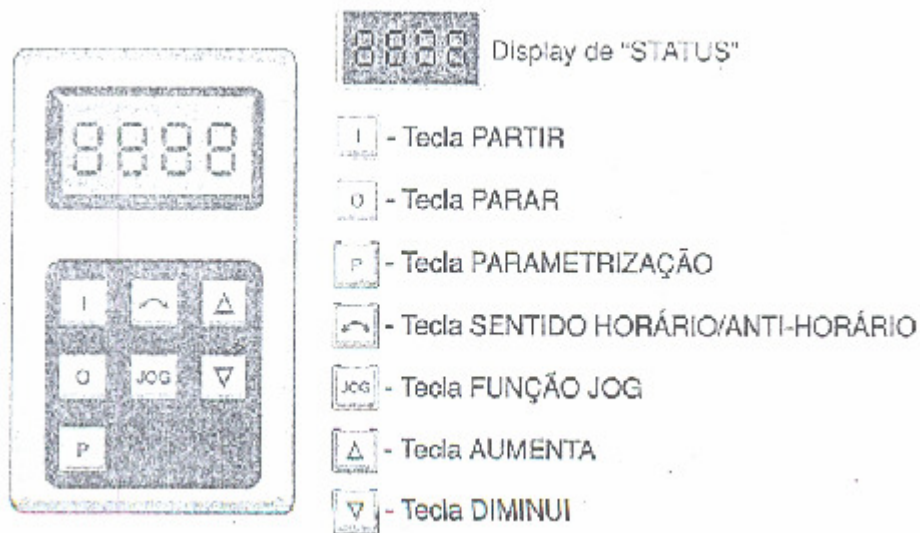
Inversor trifásico e ponte

7.3 IHM - Interface Homem Máquina



Instalação de um Inversor de Freqüência

É através deste dispositivo (IHM) que é possível visualizar o que está ocorrendo no inversor (display), e parametrizá-lo, de acordo com a aplicação, através das teclas disponíveis.



IHM Típico



Em um ambiente ao qual a energia elétrica da Concessionária não está disponível, ex.: barco, automóvel, camping, etc., um Inversor é útil para ligar aparelhos elétricos em 127/220Vac. Uma aplicação em um navio qual o trabalho suportado pela bateria, é possível de usar aparelho elétrico ligado a bateria via Inversor.



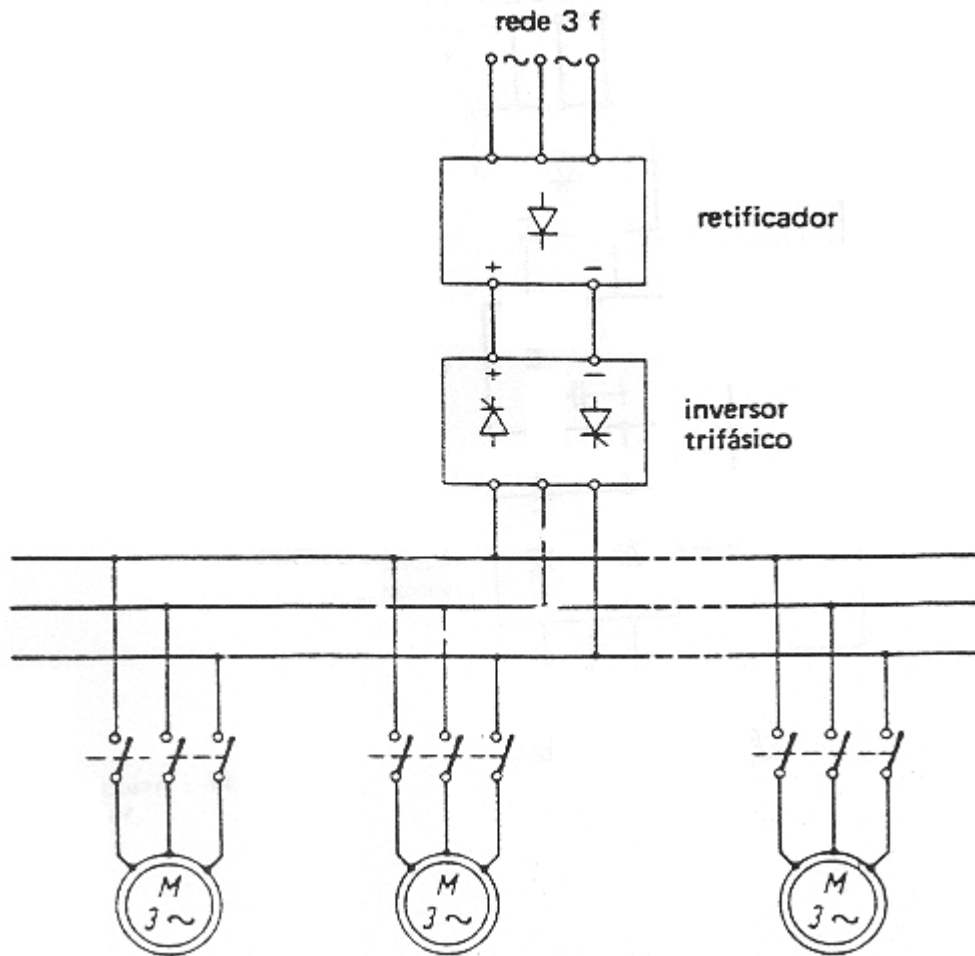
7.4 Tipos de Acionamentos de Motor

7.4.1 Acionamentos à frequência fixa

Os acionamentos à frequência fixa se compõem essencialmente de um conversor trifásico CA / CA, ou seja, de um grupo retificador e de um inversor, como indicado na figura a seguir.

É preciso levar em conta que os motores assíncronos apresentam uma corrente de partida aproximadamente igual a seis vezes a corrente nominal. Portanto, o inversor deve ser dimensionado para fornecer esta corrente, o que é um problema. Quando se vai acionar mais que um motor, a partida destes pode ser escalonada, a fim de se evitar um inversor superdimensionado.

Quando se trate de uma alimentação de emergência, o inversor será evidentemente alimentado por um grupo de baterias (acumuladores).



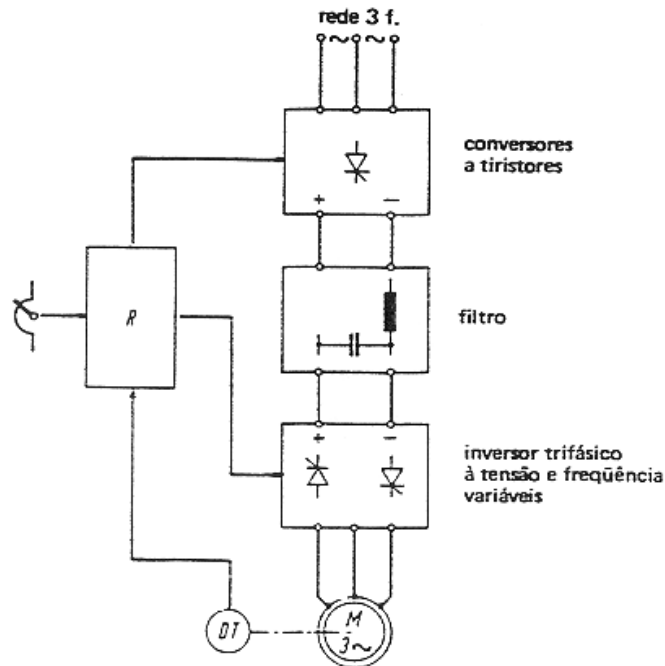
Acionamento à frequência fixa

7.4.2 Acionamentos à frequência variável

Em acionamentos à frequência variável surge um velho problema já conhecido que foi mencionado anteriormente, que é a questão de regular a tensão proporcionalmente à frequência de saída. Esta regulagem pode ser efetuada de quatro formas:

- I - regulando o valor da tensão contínua: neste caso, o grupo retificador é substituído por um conversor a tiristores.
- II - chaveando a tensão contínua: solução usada especialmente quando a tensão contínua é fornecida por uma bateria.
- III - fracionando a tensão alternada de saída: deixando pausas mais ou menos longas entre os intervalos de condução.
- IV - utilizando um autotransformador: ligando na saída um autotransformador de relação variável.

Cada uma destas soluções apresenta, evidentemente, vantagens e desvantagens. A figura a seguir apresenta o esquema de um acionamento à frequência variável, com regulagem da tensão contínua antes do inversor.

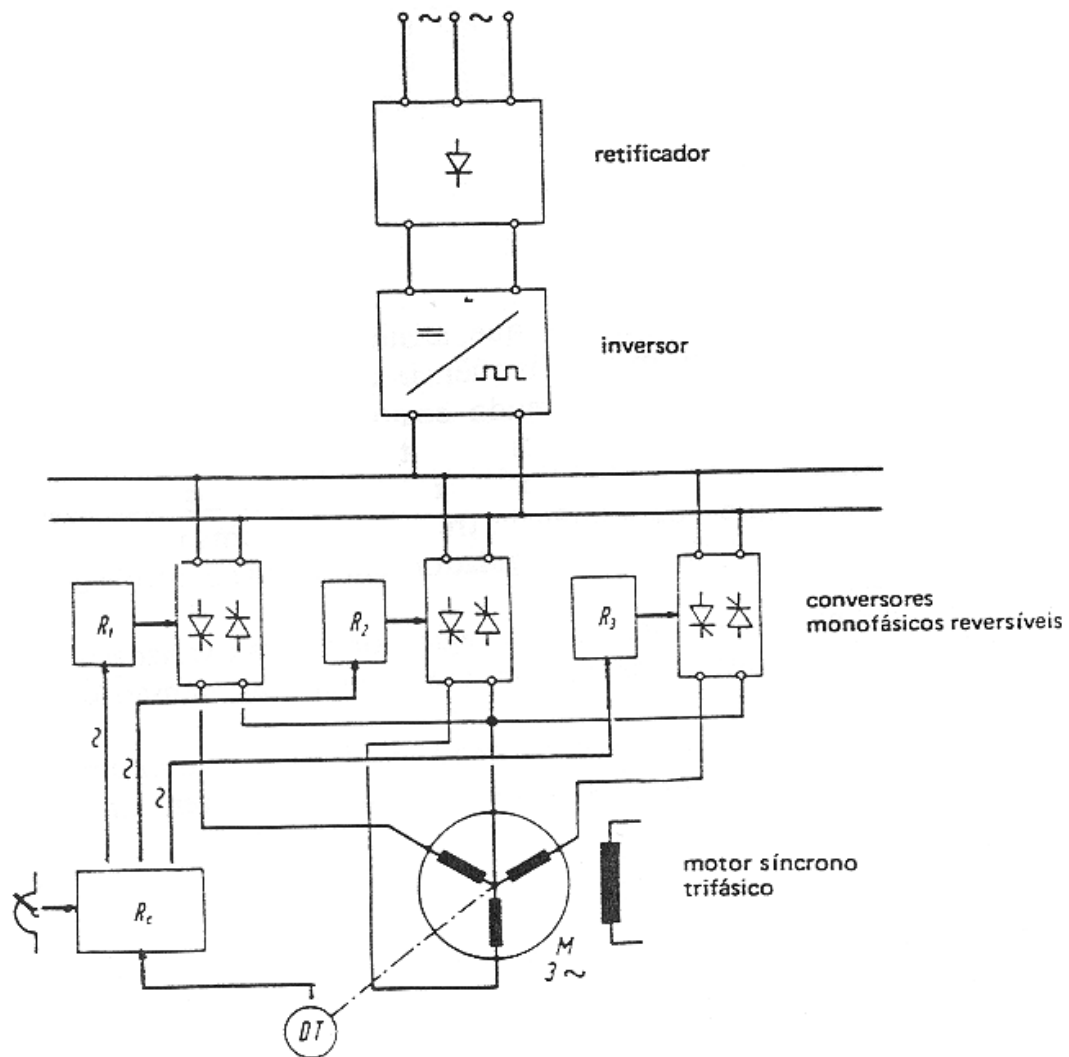


Acionamento à frequência variável

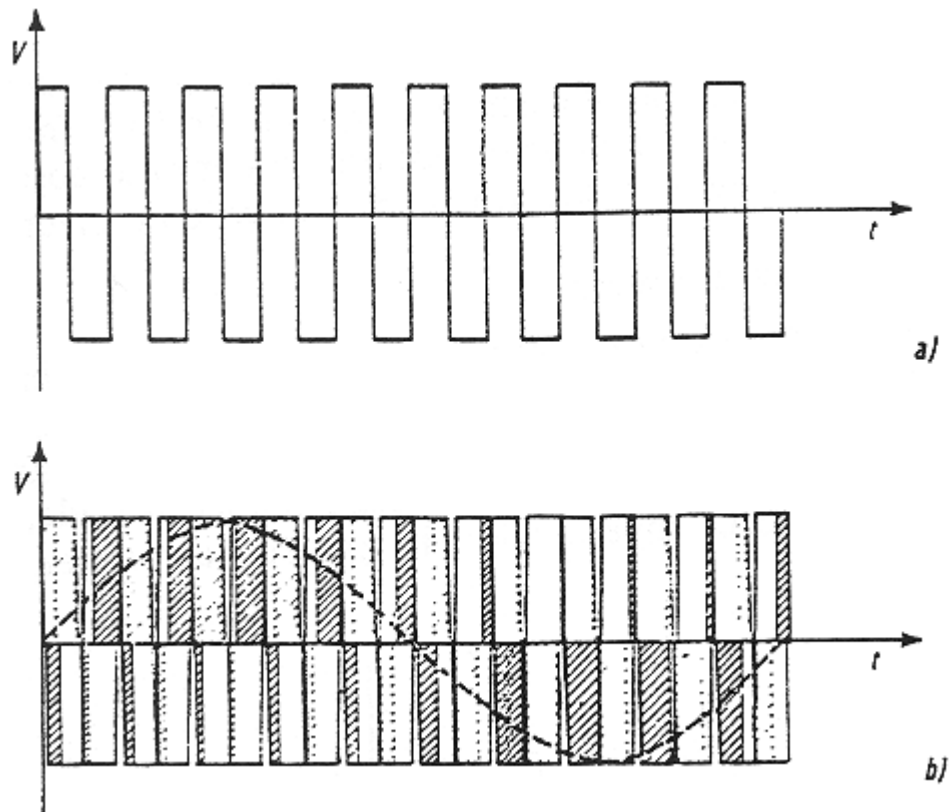
O circuito de regulação tem dupla função, a de regular a frequência de saída em função da velocidade desejada, e a de regular a tensão contínua, de modo a manter a tensão de saída proporcional à frequência em fase de partida, de modo a limitar os pontos de corrente absorvido pelo motor e conter deste modo que o inversor seja superdimensionado.

7.4.3 Acionamentos com Cicloconversores

Um outro tipo de conversor, empregado especialmente para acionar grandes motores síncronos e assíncronos a frequências relativamente baixas, é o cicloconversor. Ele consta, essencialmente, de um inversor que fornece uma tensão alternada em onda quadrada, a uma frequência cerca de 10 vezes superior àquela que se quer obter, e de três conversores monofásicos reversíveis, que alimentados com esta tensão alternada, vêm a modulá-la conforme a frequência em questão, conseguindo assim na saída uma tensão com harmônica fundamental igual a frequências que se deseja alimentar o motor.



Esquema do acionamento com frequência variável utilizando motor síncrono e cicloconversor.



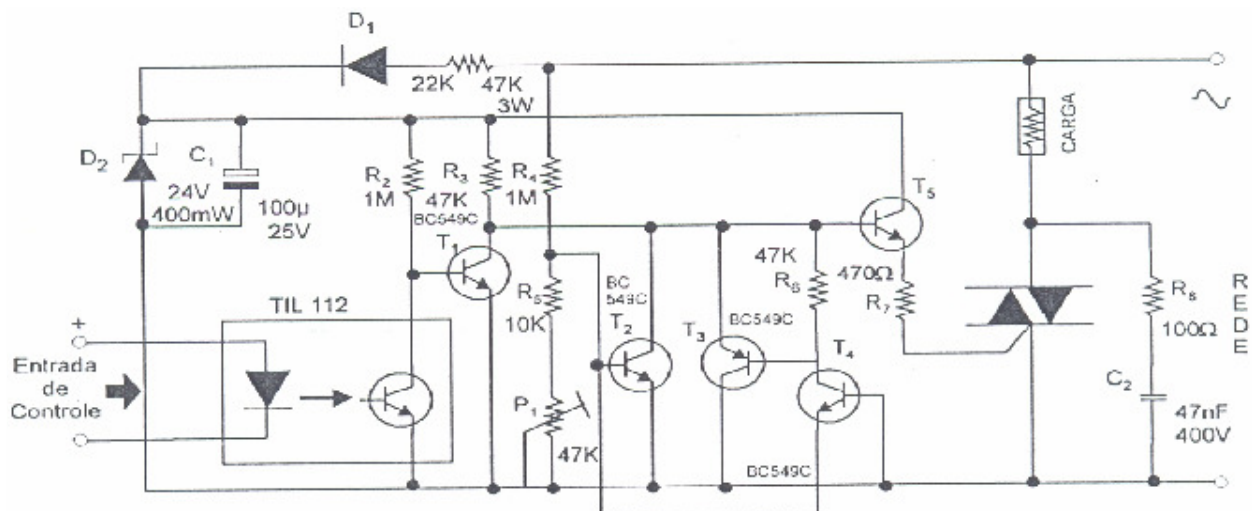
Formas de onda em um cicloconversor.

- a) – é mostrada a tensão base em onda quadrada
- b) – são mostradas a tensão de saída, em uma fase, com a harmônica fundamental.

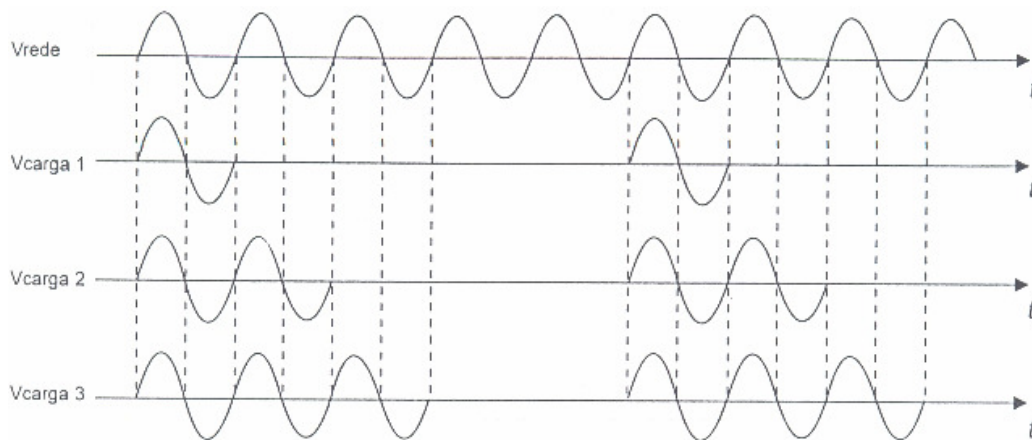
Naturalmente, os circuitos de regulagem dos três conversores receberão como tensão de referência três tensões alternadas defasadas entre si de 120° , que são fornecidas por um regulador central que faz o controle da velocidade do motor.

As três ondas senoidais sofrerão variações em tensão e em frequência pelo regulador central, fazendo assim, a regulagem da tensão e da frequência de saída.

8. Circuito Controlador Tudo ou Nada



Circuito de controle tudo ou nada



Forma de onda do Controle Tudo ou Nada

9. Resistores Especiais e Fossensores

9.1 Termistores

Os termistores são elementos que o seu valor de resistência depende da temperatura. Existem dois tipos de termistores encontrados comercialmente que são:

I - NTC = Coeficiente Negativo de Temperatura, sua resistência varia em proporção inversa à temperatura.

II - PTC = Coeficiente Positivo de Temperatura, sua resistência varia em proporção direta com a temperatura.

9.1.1 Termistores NTC

Enquanto a resistência dos metais aumenta com o acréscimo de temperatura de aproximadamente 4% por °C, com o coeficiente de temperatura positivo, a dos termistores NTC decresce rapidamente. Este coeficiente de temperatura depende do tipo de termistor, e varia entre 3 e 6% por °C.

Estes componentes são obtidos por mistura, em altas temperaturas, de vários óxidos metálicos, tais como: manganês, níquel, cobalto, cobre, ferro e urânio.

As características elétricas de um termistor podem ser controladas variando-se os tipos e quantidade de óxidos, as dimensões físicas e a configuração mecânica. Para diferentes aplicações, são projetados termistores especiais. Um exemplo, é a variação da massa destes componentes que pode ir de frações de miligramas até algumas gramas.

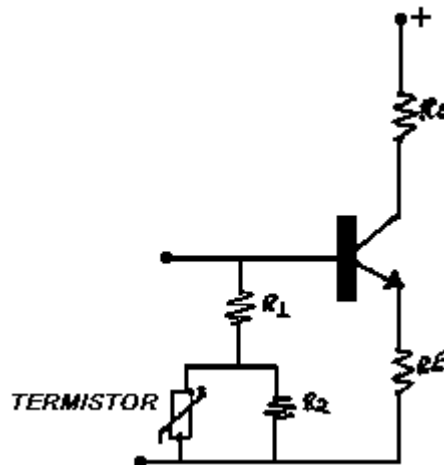
9.1.1.1 Algumas aplicações para o NTC

São muito utilizados na proteção contra aquecimento de motores. Quando o motor sofre uma sobrecarga, isto provoca um acréscimo em sua temperatura, que pode até danificá-lo. Contudo antes que isto ocorra é interessante que ele seja desligado, ou pelo menos seja feita uma sinalização deste estado. Desta forma coloca-se o contato do termistor atuando no circuito de controle do motor, e quando houver qualquer anormalidade, o circuito deve ser desativado.

São utilizados em compensação de temperatura, onde podem compensar termicamente amplificadores magnéticos de tal forma que o ganho seja sempre constante, em medidores para que o ponteiro mantenha sempre a indicação correta, em bobinas defletoras para que mantenham a mesma impedância, e compensação térmica de transistores.

Em compensação térmica de transistores, onde quando ocorre um acréscimo de temperatura tende a aumentar a corrente de coletor.

Este acréscimo de temperatura provoca um decréscimo na resistência ôhmica do termistor acoplado ao transistor, portanto reduz a corrente de base fazendo com que a corrente de coletor se mantenha constante ou limitada e, portanto também limita a temperatura deste.



Compensação de temperatura do transistor.

9.1.2 Termistores PTC

A principal característica de um termistor PTC é a rápida elevação da resistência em função de uma pequena variação da temperatura. O crescimento de cerâmica ferroelétrica propiciou uma ampliação nas possibilidades de aplicação destes termistores. Os materiais básicos para a produção dos termistores cerâmicas PTC são os Carbonetos de Bário, Óxido de Estrôncio e Titânio e de outras dopagens.

Um semiconductor fortemente dopado apresenta coeficiente de temperatura positivo, uma vez que a dopagem atribui características metálicas ao material semiconductor e este conseqüentemente, apresentará uma redução da mobilidade de cargas, aumentando a resistência com o aumento de temperatura.

A seleção adequada e a quantidade de substâncias dopantes permitem a escolha da faixa de temperatura dentro da qual o termistor deve apresentar o aumento de sua resistência, normalmente entre $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Os materiais básicos são pulverizados, misturados e prensados em forma de disco, barras ou cilindros, dependendo da aplicação.

9.1.2.1 Algumas aplicações para o PTC

Atua como sensor de temperatura, sendo utilizado onde quer que a monitoração de certas temperaturas seja desejada, quer com a finalidade de medição quer como dispositivos de controle, como por exemplo, na proteção da temperatura de motores elétricos.

Colocando diretamente dentro dos enrolamentos do motor, o termistor apresentará uma elevada resistência, assim que a temperatura limite for ultrapassada, limitando a corrente para o circuito de controle que, desta forma, será desativado.

Na estabilização de corrente, que é obtida associando-se o termistor em série com o circuito do qual se deseja controlar a corrente. Se esta ultrapassar o limite desejado, o PTC, pré-calculado, é aquecido até sua temperatura de referência quando, então apresentará um aumento vertiginoso da resistência limitando a corrente.



Aspecto dos termistores comerciais

9.1.3 Características dos Termistores

São três importantes características dos termistores que os fazem úteis para os circuitos elétricos e eletrônicos: características resistência-temperatura, tensão-corrente e corrente-tempo.

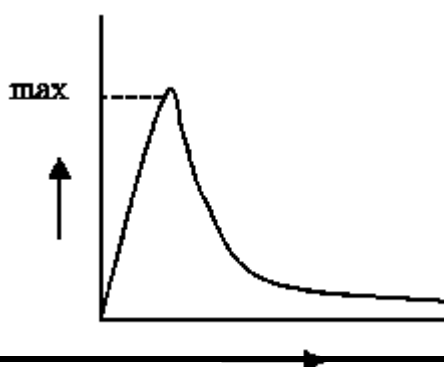
I - Característica resistência temperatura: A resistência de um termistor depende somente de sua temperatura absoluta. Se quisermos medir sua resistência alguma potência elétrica será dissipada no termistor e desta maneira, haverá um acréscimo na sua temperatura alterando sua resistência. A resistência de um termistor que é medida com uma pequena dissipação de potência de tal maneira que não aumenta a temperatura do termistor é chamada de R_0 , este valor significa resistência à potência zero.

O coeficiente de temperatura de um termistor é muito fácil de ser entendido quando expresso em $\% / ^\circ\text{C}$. Ele é uma grandeza que serve para avaliar a sensibilidade térmica de um termistor para uma mudança de temperatura, embora não seja sempre um valor constante, pois varia lentamente dentro de uma faixa muito grande de temperatura.



Curva resistência x temperatura para um termistor PTC.

II - Característica tensão-corrente: Para termistor do tipo PTC a curva característica de tensão x corrente tem o aspecto apresentado abaixo:



A curva mostra três regiões diferentes:

- a) a região na qual a tensão aumenta quando a corrente aumenta, que é um estado no qual há um apreciável aquecimento no termistor, a resistência depende somente da temperatura ambiente.
- b) a região na qual há um equilíbrio entre a temperatura ambiente e a temperatura gerada, devido à corrente através do termistor, tendo-se um máximo de tensão no termistor.
- c) a região na qual a tensão aumenta enquanto a corrente diminua. Nesta região o termistor apresenta características de resistência negativa onde a resistência do termistor depende principalmente de sua corrente, portanto da dissipação interna e pouco da temperatura ambiente.

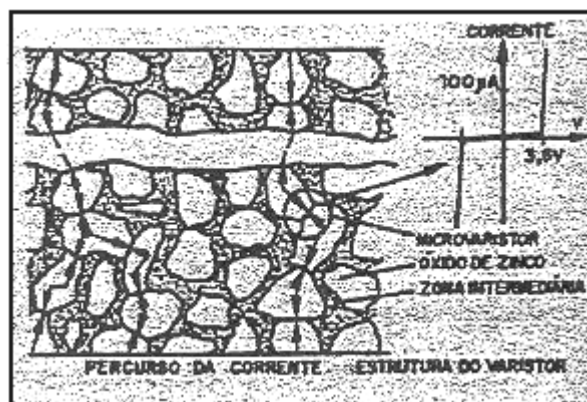
III - Característica corrente-tempo: Uma constante de tempo é definida para um termistor em um ambiente com ar estático. Se o termistor é aquecido por fonte externa, a uma determinada temperatura, ao se retirar esta fonte de potência a temperatura irá cair de acordo com uma função exponencial e depois de decorrido um tempo, a temperatura cairá para um valor igual a $1/e$ do valor inicial.

Se a corrente que flui pelo termistor, for suficiente para provocar o autoaquecimento, esta corrente provocará um decréscimo no valor da resistência e fluirá mais corrente até o termistor atinja o seu máximo valor de temperatura possível para a potência fornecida ao circuito, no caso do termistor NTC, e existirá então um estado estacionário.

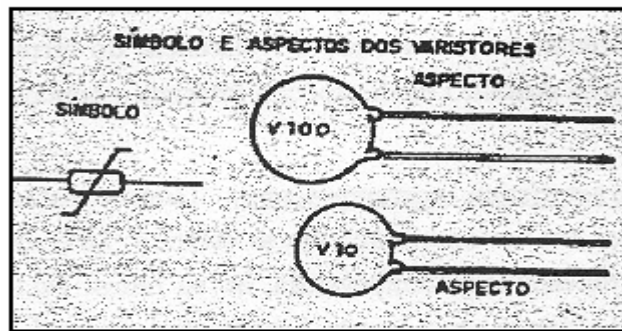
Desde que o termistor possua uma certa quantidade de massa, o processo de aquecimento necessitará de um intervalo de tempo para que a temperatura e a corrente atinjam os seus valores máximos, sendo estes valores uma função da massa do termistor, do valor da resistência em série e da tensão aplicada.

9.2 Varistores

Os Varistores de óxido de zinco ou SIOV são componentes bipolares passivas, possuem dois terminais e não geram nem amplificam sinais. São destinados à proteção de circuitos contra surtos de tensão ou transientes. Os varistores de óxido de zinco têm um princípio de funcionamento que pode ser facilmente entendido a partir de sua estrutura interna mostrada abaixo.



Este componente é formado por contatos metalizados que tocam em uma massa de óxido de zinco sintetizada. O componente é protegido depois por um encapsulamento de óxido apresentando o aspecto mostrado juntamente ao seu símbolo.

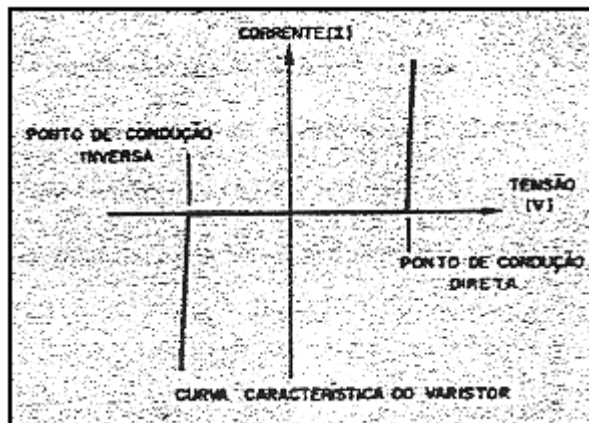


A resistência elétrica apresentada entre os terminais, e desta forma entre os contatos metalizados depende basicamente da tensão aplicada. Se a tensão for baixa não há condução de corrente e o componente se comporta praticamente como um circuito aberto. Isso ocorre porque os grãos de óxido de zinco praticamente não se tocam e por isso não deixam haver a circulação de corrente.

No entanto, quando a tensão aplicada supera um determinado valor, a corrente pode vencer o micro-isolamento entre os grãos que então passam a se tocar.

Podemos dizer que cada pequeno grão de óxido de zinco se comporta como uma espécie de micro zener que entra em condução com determinada tensão e que o comportamento final do componente é dado pelo número de "diodos zeners" que estão ligados em série num percurso da corrente, ou seja, em função da espessura da camada de óxido de zinco.

A figura a seguir apresenta a curva característica deste componente observando que ela possui um comportamento bastante agudo no ponto em que se inicia a condução



A tensão em que ocorre a condução, assim como as demais propriedades elétricas deste componente dependem dos seguintes fatores:

I – Da espessura do material condutor que determina a tensão em que começa a condução. Podemos dizer que esta tensão é equivalente à ligação em série dos micro-diodos zener. Quanto mais grossa for a camada, maior é a tensão de ruptura.

II - Da superfície de contato entre os eletrodos com o elemento ativo. Quanto mais percursos existirem para a corrente, maior poderá ser sua intensidade máxima.

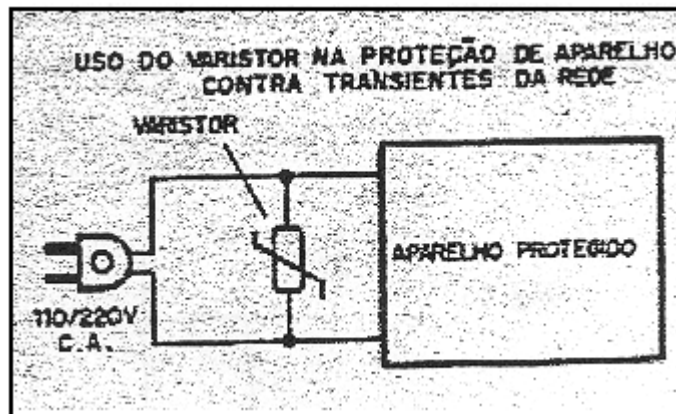
III - Do volume final do componente que determina a energia que ele pode absorver quando conduz a corrente.

Importante observar que enquanto em um semiconductor a dissipação de energia se concentra na pequena região da junção, em um varistor a energia se distribui por todo o componente ou toda a região condutora, o que significa uma capacidade de absorção muito maior que um semiconductor.

Os varistores são ligados em paralelo com o equipamento que se deseja proteger do excesso de tensão, proveniente da rede elétrica. Quando a tensão chega a um determinado valor, ele mantém a tensão escoando

a corrente e impede que haja algum problema de funcionamento no equipamento. Em casos onde a corrente supera o valor máximo admitido, este componente se danifica.

A figura abaixo apresenta a aplicação típica de um varistor, onde ele é ligado em paralelo com o cabo de alimentação de um determinado aparelho. Por exemplo: um microcomputador.

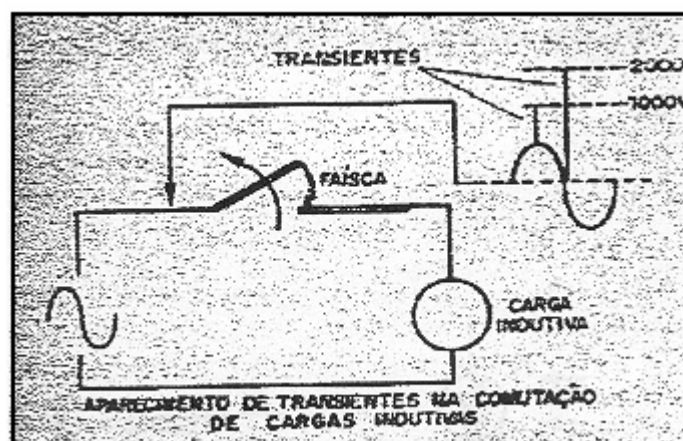


Se por um instante houver a presença de um pico de tensão que supere o valor de condução do varistor, o que poderia causar dano ao aparelho, o varistor entra em condução imediatamente e por um instante conduz a corrente enquanto a tensão for superior a este valor. O varistor praticamente entra em curto nestas condições evitando que a alta tensão do transiente chegue ao aparelho.

É claro que durante esta condução deve ser dissipada energia, o que quer dizer que o varistor só protege o aparelho, se estes pulsos forem de curta duração. Se a duração for grande o varistor não consegue dar conta da energia gerada e aí se danifica.

Como muitos dos excessos de tensão que observamos na rede são perigosos e são de curtíssima duração (transientes), os varistores podem cumprir esta função de proteger determinados equipamentos sem problemas.

Os transientes podem ter diversas origens. Uma delas é a conexão ou desconexão (comutação) de uma carga indutiva, como por exemplo: um motor, um solenóide ou ainda um reator de lâmpada fluorescente. Ao desligar um desses dispositivos, a contração das linhas de força do campo magnético faz com que seja induzida na bobina uma alta tensão que, é responsável pelo aparecimento de uma faísca nos contatos do interruptor e a propagação pela linha de energia de um transiente de alta tensão, como mostra a figura a seguir:



Aparelhos delicados, como por exemplo: microcomputadores podem ter componentes destruídos pela ação desse transiente.

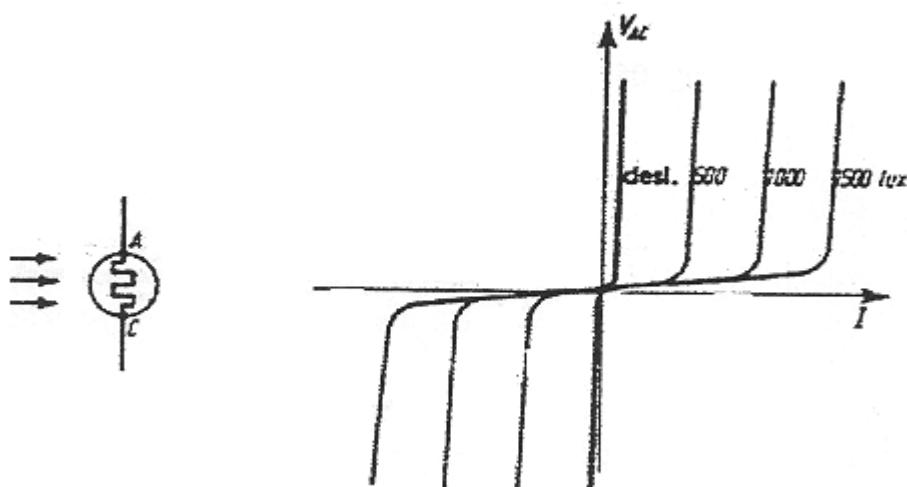
9.3 LDR – Resistor Dependente de Luz

Os resistores fotocondutores têm suas resistências dependentes de luz e são constituídos de material semiconductor, em geral sulfeto de cádmio, depositado entre dois elétrodos no mesmo plano. O conjunto é montado em um estojo transparente como visto abaixo:



Estrutura de uma foto-resistor aumentada em algumas vezes.

A área da superfície sensível pode variar de frações de mm^2 até alguns cm^2 .



Símbolo e exemplo da curva característica de uma foto-resistor.

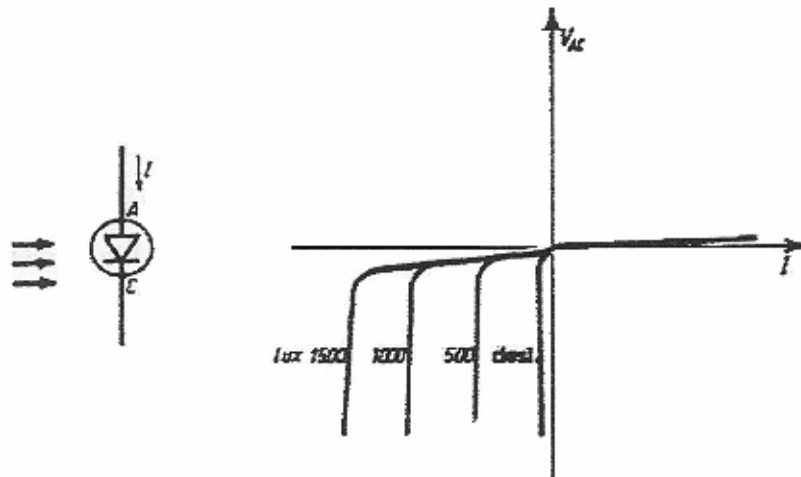
Os foto-resistores conduzem em ambos os sentidos; não há portanto, importância em relação a qual dos dois elétrodos seja ligado o pólo positivo da alimentação. Sua resistência é da ordem dos $\text{M}\Omega$ no escuro, e cai a

alguns $k\Omega$ e até mesmo a valores menores com a célula iluminada. A capacidade de corrente depende do componente utilizado, varia de poucos mA para as células menores, a algumas centenas de mA, para as células maiores.

9.4 Foto-diodo

O foto-diodo é um diodo cuja junção, se polarizado inversamente, permite a passagem de uma corrente proporcional à energia luminosa que atinge a própria junção; se polarizado diretamente, ele comporta-se, como um diodo normal; seu funcionamento como foto-elemento se verifica, portanto, sempre com polarização inversa, ou seja, alimentação positiva no cátodo. O invólucro do foto-diodo possui normalmente uma pequena lente, onde em seu foco encontra-se a própria junção do componente.

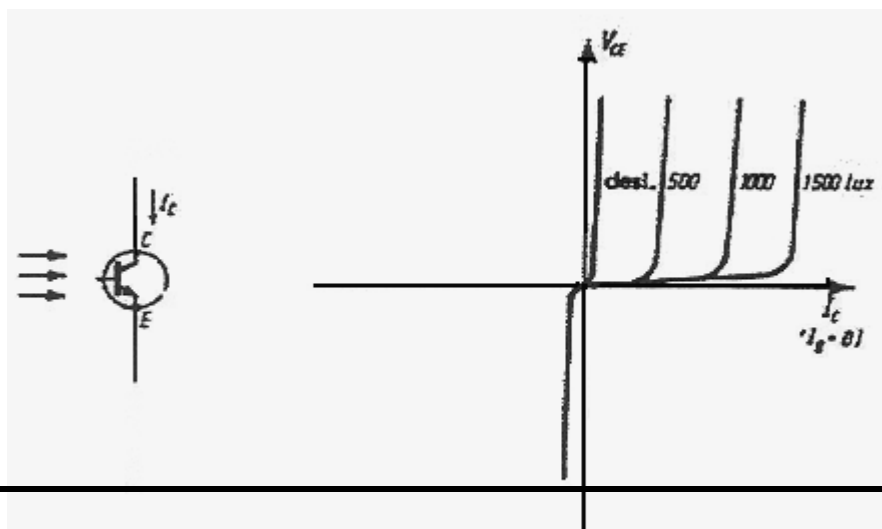
O foto-diodo funciona normalmente com corrente muito pequena, entre 2 e $100\mu A$ com a junção iluminada. Porém possui tempos de resposta muito pequenos, algumas dezenas de ns, sendo a parte sensível do componente muito concentrada. E, portanto, indicado para perceber raios muito fracos e variações bem curtas em sua iluminação. A figura a seguir apresenta o símbolo e o exemplo da curva característica de um foto-diodo.



Símbolo e exemplo da curva característica de um foto-diodo.

9.5 Foto-transistor

No foto-transistor, a luz atua na junção de base de tal forma que o efeito resultante torna-se amplificado pelo próprio transistor. É possível obter correntes muito mais elevadas (algumas dezenas de mA) em relação ao foto-diodo. A área de superfície sensível é também mais elevada em relação à área de superfície do foto-diodo.

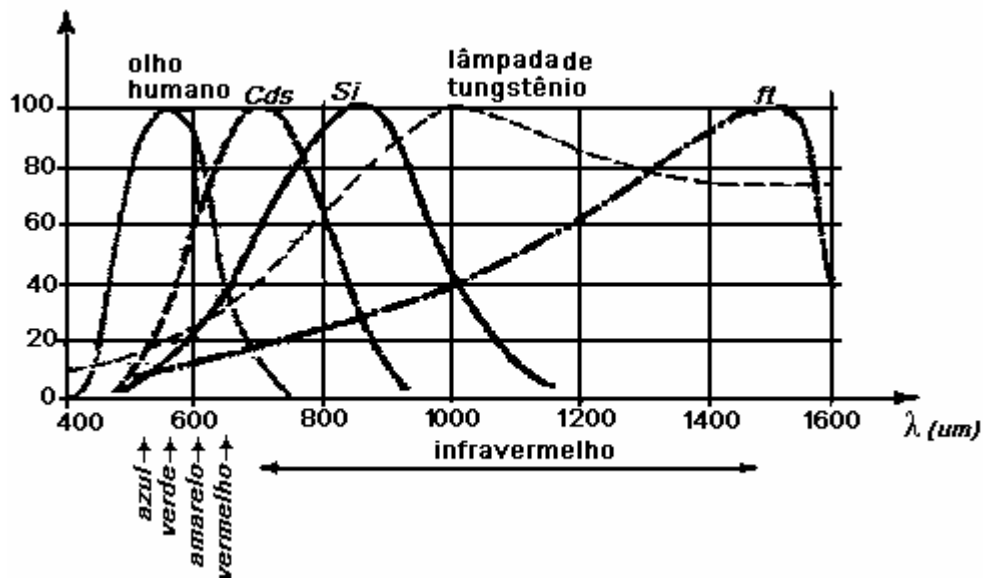


Símbolo e exemplo de curva característica do foto-transistor.

Diferentemente do foto-diodo, o foto-transistor não iluminado não conduz em ambos os sentidos. Iluminado, conduz no sentido direto (do coletor ao emissor, para os transistores NPN). O foto-transistor pode também ser munido de terminal de base, com o qual o funcionamento é semelhante ao de um transistor normal. A base pode ser usada também para ajustar a sensibilidade do componente, especialmente para estabilizar o seu funcionamento, em relação à temperatura.

A sensibilidade à luz, não é igual em todos os comprimentos de onda do espectro para todos os elementos fotossensíveis. Especificamente em relação aos foto-diodos e aos foto-transistores de germânio, a máxima sensibilidade ocorre no campo da luz visível, assim como nos foto-resistores com sulfeto de cádmio.

A figura a seguir apresenta os gráficos de sensibilidade dos vários foto-elementos comparados com os relativos à sensibilidade do olho humano e ao da gama de emissão de uma lâmpada de tungstênio.



Curvas de sensibilidade de foto-elementos de sulfato de cádmio e de silício, comparadas com as do olho humano e à curva de uma lâmpada de tungstênio.

Com um foto-elemento de silício é possível confeccionar dispositivos sensíveis ao infravermelho e, portanto, efetuar comandos com raios invisíveis ao olho humano. Estes componentes são utilizados em proteções anti-furto e também em acionamentos de portas automáticas.

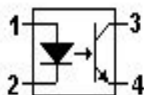
A sensibilidade de um foto-elemento se mede em $\mu\text{A} / \text{lm}$, se referida ao fluxo luminoso que atinge a parte sensível (em lúmens). Ou então pode ser medida em $\mu\text{A} / \text{lux}$, quando referida à iluminação específica em lux, sendo que $1 \text{ lux} = 1 \text{ lúmen} / \text{m}^2$.

9.6 Acopladores Óticos

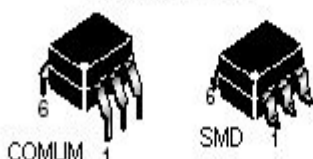
Também conhecidos como foto-acopladores, são componentes utilizados para acoplar dois circuitos que operam com níveis diferentes de potência, ou seja, transfere uma informação elétrica entre dois circuitos

distintos através de luz, sem contato elétrico entre eles. Consistem em uma fonte de luz (LED) e um foto-sensor, que deve possuir uma alta sensibilidade à faixa de frequência da luz emitida pelo LED.

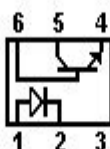
FOTOACOPLADOR DE 4 TERMINAIS



FOTOACOPLADOR DE 6 TERMINAIS



SÍMBOLOS

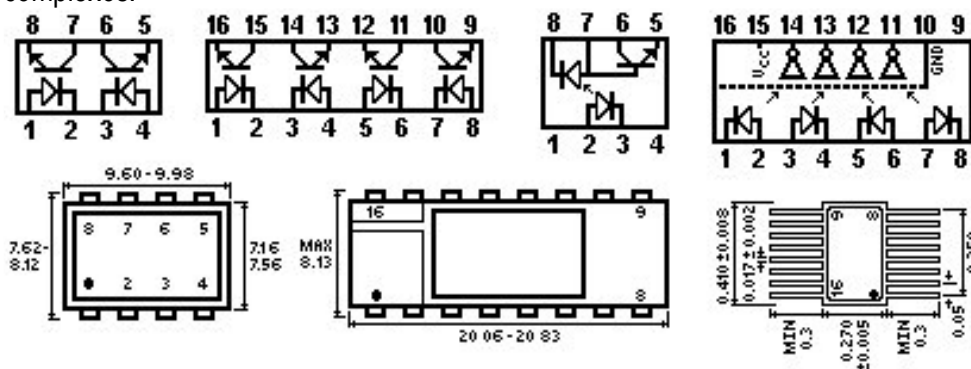


ASPECTO REAL DE UM FOTOACOPLADOR DE 6 TERMINAIS



Símbolo e alguns tipos de acopladores óticos

Estes componentes são utilizados como sensores em alarmes, aparelhos de som, videocassetes, eletrônica industrial e em fontes chaveadas onde são usados para ajudar a regular as tensões de saída. Existem vários tipos de foto-acopladores, alguns com dois LEDs e dois foto-transistores (duplo), outros ainda mais complexos, contendo muitos componentes no interior do CI. Abaixo são apresentados alguns tipos de foto-acopladores complexos:



10. Transformador de Corrente e Shunt

Para se efetuar monitoramento ou até proteção em equipamentos de altas correntes alternadas se faz necessário o uso de TC (Transformador de Corrente), que tem a função de rebaixar o valor desta corrente para níveis que torne possível o monitoramento dos altos valores de corrente. No caso de corrente contínua, utiliza-se o Shunt que transforma valores muito altos de corrente em níveis de tensão de poucos milivolts. Estes elementos são utilizados em controle de velocidade de motores, em retificadores industriais e diversos outros equipamentos.

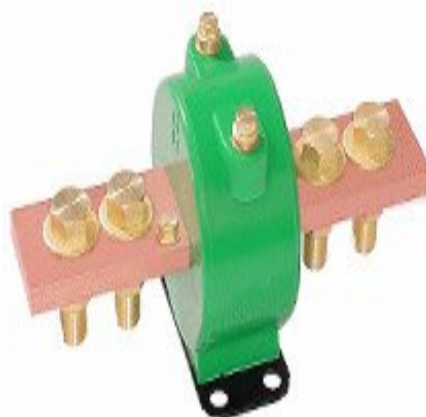
10.1 TC Tipo Barra e TC Tipo Janela

O tipo barra tem o primário formado por uma barra, montada permanentemente no núcleo. Já o tipo janela não possui primário próprio, possui sim uma abertura ou uma janela, por onde passa o condutor (barra ou cabo). Devido à alta relação de espiras que estes componentes possuem entre o secundário e o primário, eles funcionam como um transformador elevador de tensão, desta forma não se deve deixar o secundário em aberto quando houver corrente no primário.

Para se desligar o circuito conectado ao secundário do TC é necessário curto-circuitar os terminais de saída. A maioria dos Transformadores de Corrente são construídos para fornecer uma corrente, padrão, de cinco Amperes no secundário, independente da corrente do primário.



Transformador de Corrente RH - 80B1



Transformador de Corrente - RH80B2



Transformador de corrente encapsulado em resina epóxi, para uso abrigado, em cubículos metálicos, com um ou mais secundários, medição ou/e proteção, baixo nível de descargas parciais, relações e cargas normalizadas, construídos conforme normas ABNT, ANSI ou IEC.

10.2 Shunt

Também conhecido como resistência de derivação, é um resistor de baixa resistência que pega uma amostragem da corrente através de uma queda de tensão, em milivolts, nos seus terminais. Esta pequena tensão serve para medição como também para referência do circuito de controle eletrônico.

As correntes de shunt's vão de 1A até 10kA e a tensão é fixada em 600mV, 150mV ou 300mV dependendo da aplicação. Não é indicado que haja uma grande distância entre o shunt e o circuito de controle, pois é comum ocorrer queda de tensão na linha, mascarando a medida efetuada.



Shunt Forma A - 60, 150, 300mV

- I - Neste componente o suporte das resistências é de latão,
- II - O material da resistência elétrica é de manganina ou similar.
- III - A Classe de Precisão é de 0,5%.
- IV - As dimensões de 30x15x135mm estão de acordo com a DIN 43703.
- V - Para a ligação do derivador de corrente - shunt ao instrumento, o fio deverá ter resistência elétrica maior que 0,3 ohm para 60 mV, 3 ohm para 150 mV e 10 ohm para 300 mV.
- VI - O derivador de corrente - shunt de até 25 ampères é fixado em um suporte isolado de material de termoplástico.
- VII - As amperagens de 1 a 25 A utilizam o parafuso de tipo M5 x 12.
- VIII - As amperagens de 30 a 150 A utilizam o parafuso do tipo M8 x 15.



Shunt Forma B - 60, 150, 300mV

- I - O suporte das resistências é de latão.
- II - O material da resistência elétrica é de manganina ou similar.
- III - Classe de Precisão de 0,5%.
- IV - Dimensões de 145x30x10mm, de acordo com a DIN 43703.
- V - Para a ligação do derivador de corrente - shunt ao instrumento, o fio deverá ter resistência elétrica maior que 0,3 ohm para 60 mV, 3 ohm para 150 mV e 10 ohm para 300 mV.
- VI - As amperagens de 200 a 300 A utilizam o parafuso de tipo M12 x 40.
- VII - As amperagens de 400 a 600 A utilizam o parafuso do tipo M16 x 45.
- VIII - As amperagens de 700 a 1200 A utilizam o parafuso do tipo M20 x 50.
- IX - As amperagens de 1500 a 2000 A utilizam o parafuso do tipo M16 x 50.
- X - A amperagem de 2500 A utiliza o parafuso do tipo M20 x 50.



Shunt Forma C - 60, 150, 300mV

- I - O suporte das resistências é de latão.
- II - O material da resistência elétrica é de manganina ou similar.
- III - Classe de Precisão de 0,5%.
- IV - Dimensões de 165x120x15mm, de acordo com a DIN 43703.
- V - Para a ligação do derivador de corrente - shunt ao instrumento, o fio deverá ter resistência elétrica maior que 0,3 ohm para 60 mV, 3 ohm para 150 mV e 10 ohm para 300 mV.
- VI - As amperagens de 3000 e 4000 A utilizam o parafuso de tipo M20 x 60.
- VII - As amperagens de 5000 e 6000 A utilizam o parafuso do tipo M20 x 75.

VIII - As amperagens de 8000 a 10000 A utilizam o parafuso do tipo M20 x 85.

11. Controle de Velocidade em Motores AC

A maioria dos motores elétricos, monofásicos e polifásicos empregados na indústria, são motores AC do tipo assíncrono, chamados também de motores de indução. A grande utilização destes motores é devida ao fato dos mesmos possuírem vantagens em relação aos demais:

- I – Menor custo, cerca de 18% do custo relacionado ao motor C.C., de mesma potência e velocidade.
- II – São de maiores potências e maiores velocidades, pois não existem comutadores que venham a limitá-las.
- III – Podem ser construídos à prova de explosão.
- IV – Pouquíssima manutenção, devido a não haver necessidade de contatos, dificilmente dão defeitos.
- V – Tem menor peso que os motores CC.
- VI - Podem operar em alta temperatura e alta velocidade, por períodos prolongados sem manutenção.
- VII - Possuem menor momento de inércia do que os motores CC, o que dá ao acionamento uma melhor dinâmica de regulação.

Com o avanço da parte eletrônica, está se conseguindo menores custos no acionamento estático de motores CA e as modernas exigências de automação, com as possibilidades reais de economia de energia, vêm contribuindo de maneira surpreendente no controle de motores e obtendo vantagens em correntes de partida menores e aumento da vida útil.

11.1 O Motor de Indução

Os motores elétricos de corrente alternada dividem-se em dois grandes grupos: Motores Síncronos e Motores Assíncronos. O Motor Síncrono opera com velocidade fixa, e normalmente são empregados para grandes potências, ou quando se necessita de velocidade invariável. Já o Motor de Indução Assíncrono (Motor de Gaiola) é o mais utilizado na indústria, com a evolução da tecnologia dos Inversores de frequência, ele veio a substituir quase que totalmente os Motores de Corrente Contínua.

O motor CC além de mais caro, necessita de uma manutenção preventiva constante. A grafite das escovas em comutação gera poeira que se espalha pelos enrolamentos do motor causando baixa isolamento para a carcaça. Enquanto que o motor CA, por não possuir escovas, tem a sua manutenção barata e realizada em períodos mais longos.

A carcaça é a estrutura que suporta todo o conjunto do motor, ou seja, mancais, rotor, bobinas, etc. Ela pode ser feita de ferro fundido, aço ou até de alumínio. O núcleo é formado de um aço magnético e é responsável pela “amplificação” do campo magnético gerado pelas bobinas. O enrolamento é o conjunto de bobinas que produz o campo magnético girante.

O princípio de funcionamento de um motor trifásico CA de indução baseia-se no campo girante, que se movimenta devido à defasagem de 120° da rede elétrica trifásica. A corrente que forma o campo girante é de magnetização (I_M), essa corrente induz uma outra que surge no rotor, denominada rotórica (I_R).

O rotor do motor de indução é do tipo “gaiola”, isto é, formada por barras condutoras ligadas por anéis. O rotor desse tipo de motor é constituído por várias barras condutoras ligadas em paralelo.

Em um motor de indução só o estator é ligado à rede de alimentação, o rotor não é alimentado externamente e as correntes que circulam nele são induzidos eletromagneticamente pelo estator, daí o seu nome motor de indução.

A velocidade de rotação do campo girante define a velocidade síncrona do motor e esta é dada pela expressão.

$$N_1 = \frac{60.F}{P}$$

Sendo:

N_1 = Velocidade síncrona (velocidade do campo girante).

F = freqüência da rede.

P = número de pares de pólos da máquina.

O rotor, entretanto, não pode nunca alcançar a velocidade síncrona, pois se isto ocorresse não haveria mais geração de correntes induzidas.

No que se refere à construção dos motores assíncronos, temos dois tipos:

I - Rotor com barras ou gaiola de esquilo.

II - Rotor bobinado.

Os motores em gaiola de esquilo são simples e robusto, mas apresentam um sério inconveniente na hora da partida: absorve elevada corrente.

Quando o motor inicia o movimento, diminui a velocidade com que as linhas de força do campo incidem sobre o rotor e, por conseguinte, diminui o valor das f.e.m. induzidas e as correntes correspondentes induzidas. Embora estas correntes sejam elevadas, estão bastante defasadas com respeito às tensões que as produzem e daí resulta em um conjugado pequeno.

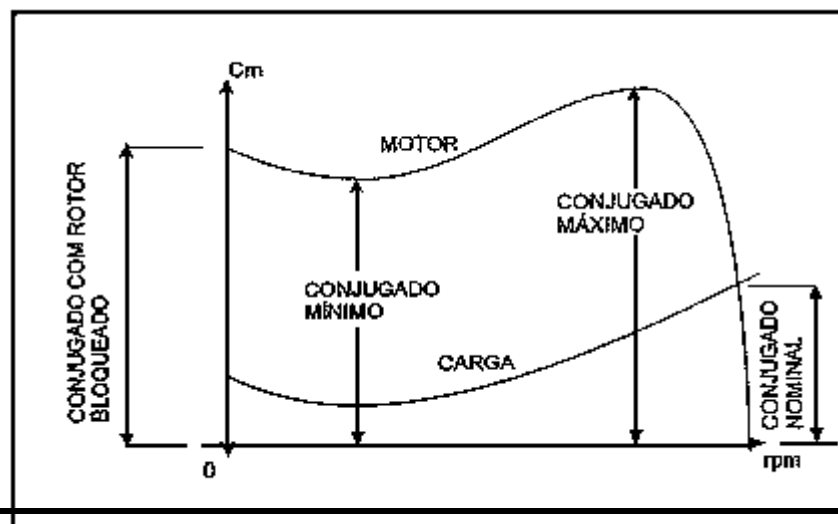
Os motores assíncronos em gaiola são indicados para baixa potência, quando devem partir com carga, em decorrência do que foi exposto anteriormente.

Os motores de rotor bobinado, como o próprio nome sugere, possuem o enrolamento rotórico bobinado que permite a inserção de resistores na partida que são responsáveis pela redução da corrente de partida, bem como diminuir a defasagem da mesma, o que melhora o conjugado deste tipo de motor.

11.1.1 O Conjugado Motor

Conjugado, torque ou momento é uma força ou um conjunto de forças que produz ou tende a produzir a rotação. O conjugado motor em uma máquina elétrica resulta da interação dos fluxos magnéticos do estator e do rotor. Quanto maior for a carga, maior terá que ser o conjugado motor capaz de acionar a mesma.

De acordo com a curva típica da variação do conjugado em relação à velocidade, observa-se que para a velocidade síncrona, o conjugado é zero, e que, conforme seja adicionada carga ao eixo do motor, sua rotação cairá gradativamente até atingir um valor máximo de conjugado. Caso este valor seja ultrapassado, a rotação cairá bruscamente, podendo até travar o motor.



Curva do conjugado

O conjugado com rotor bloqueado é o valor mínimo medido do conjugado de um motor com rotor bloqueado, sob tensão e frequências nominais. Este conjugado deve ser alto suficiente para vencer a inércia da carga.

O conjugado nominal é o conjugado fornecido no eixo do motor, correspondente à potência e velocidade nominais.

O conjugado máximo é o maior conjugado que um motor de corrente alternada pode desenvolver sob tensão e frequência nominais. O conjugado máximo deve ser o mais alto possível, a fim de vencer eventuais picos de carga que podem ocorrer em determinadas aplicações e para não perder bruscamente a velocidade no caso da ocorrência de quedas de tensão excessivas da rede.

O conjugado motor é proporcional ao produto do fluxo, pela corrente e pelo co-seno do ângulo de defasagem, conforme mostra a expressão abaixo:

$$C_m = K \cdot \Phi \cdot i_r \cdot \cos\theta_r$$

Sendo:

C_m = Conjugado motor.

K = constante que depende da construção da máquina.

Φ = fluxo da máquina

i_r = corrente rotórica

$\cos\theta_r$ = co-seno do ângulo de defasagem entre corrente rotórica e tensão rotórica.

11.1.2 Escorregamento ou deslizamento

A velocidade de giro do rotor (N_2) é menor do que a velocidade síncrona (N_1) produzida no estator, não acompanhando a velocidade do campo magnético, sendo esta diferença de rotações chamada de escorregamento ou deslizamento.

A expressão que define o escorregamento é dada por:

$$S = \frac{N_1 - N_2}{N_1}$$

Sendo:

S = Escorregamento.

N_2 = Velocidade do rotor.

N_1 = Velocidade síncrona.

Da expressão acima podemos concluir que a velocidade do rotor (N_2) é dada por:

$$N_2 = N_1 (1 - S)$$

Quando o rotor estiver parado $N_2 = 0$, $S = 1$, ou seja, em percentual temos 100% de escorregamento.

Quando o motor rodar a vazio, pode-se considerar N_2 bem próxima de N_1 .

11.1.3 Como controlar a velocidade do Motor de Indução

Quando se junta, as expressões anteriores, obtém-se o seguinte resultado:

$$N_2 = \frac{60.F}{P}(1 - S)$$

Se for analisada a expressão acima, verifica-se que existem três maneiras de modificamos a velocidade de um motor de indução:

I - Variando o número de pares de pólos da máquina (P). Neste caso, N_2 só pode variar de forma discreta. Este tipo de controle de velocidade não utiliza conversores estáticos.

II - Variando o escorregamento. Com a frequência do estator fixa e a alimentação do motor sendo feita através da rede, existem duas formas de se obter uma variação do escorregamento: variando-se a tensão do estator ou variando-se as características rotóricas.

II - Variando a frequência. Neste caso, é necessária uma alimentação à frequência variável que pode ser obtida com um conversor estático colocado entre a fonte e a máquina.

11.1.4 Controle de velocidade por escorregamento

Existem duas maneiras possíveis para variar o escorregamento de um motor de indução:

I - Variando a tensão do estator, usado principalmente nos motores de indução com rotor em gaiola de esquilo.

II - Variando as características rotóricas, só possível em motores com rotor bobinado acessível, Neste caso existem duas alternativas:

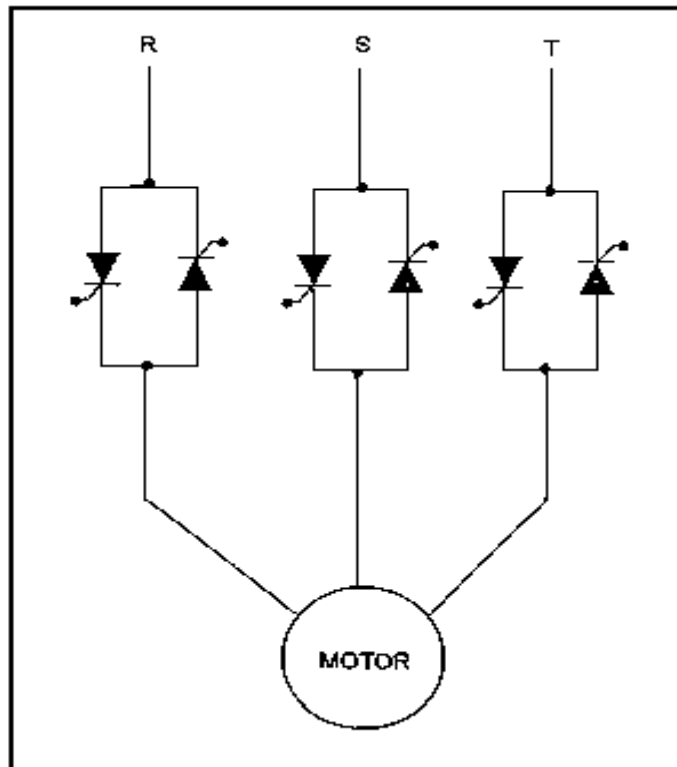
a) Insere-se uma resistência no rotor, que permite o controle de velocidade, mas desperdiça a energia de escorregamento.

b) Adiciona-se um sistema de conversão que permite o reaproveitamento da energia de escorregamento (cascata sub-síncrona).

11.1.5 Controle de velocidade por variação da tensão estatórica

Através de um conversor, que modifique a tensão de alimentação do estator de um motor de indução, é possível modificar o escorregamento da máquina. Uma redução da tensão aplicada ao estator ocasiona uma redução do fluxo da máquina. Para que o conjugado do motor seja mantido, a corrente do rotor deve se aumentada. O que significa o mesmo que aumentar a tensão induzida no rotor, mantendo-se a sua resistência constante. Isto só é conseguido com o aumento do escorregamento, ou seja, com uma diminuição da velocidade de giro do rotor da máquina.

Um conversor simples capaz de variar a tensão do estator, do motor de indução, é o controlador de tensão C.A. Ajustando-se o ângulo de disparo dos tiristores, varia-se a tensão aplicada ao estator da máquina.



Controle de velocidade através da tensão de estator.

Este conversor é bastante simples, funcionando na faixa de baixa potência pode-se utilizar TRIAC's, resultando em uma maior simplificação dos circuitos de potência e controle.

Havendo uma variação de escorregamento, também há uma variação da potência de perdas, ou seja, quanto menor a rotação do motor, maior é a potência perdida. Através das expressões abaixo, podemos melhor esclarecer este aspecto:

$$P_m = (1 - S) P_t$$

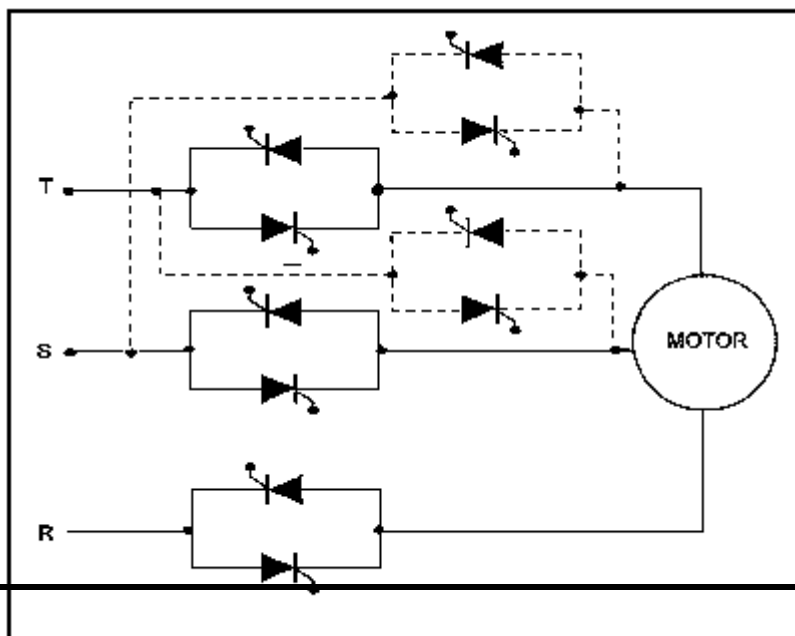
Sendo:

P_m = Potência mecânica transferida através do entreferro

P_t = Potência transferida através do entreferro.

Observa-se, portanto, que as maiores perdas são tanto maiores, quanto menor a velocidade de giro do rotor em relação à síncrona.

A figura a seguir mostra um circuito que permite inverter o sentido de giro através da comutação de duas fases entre si.

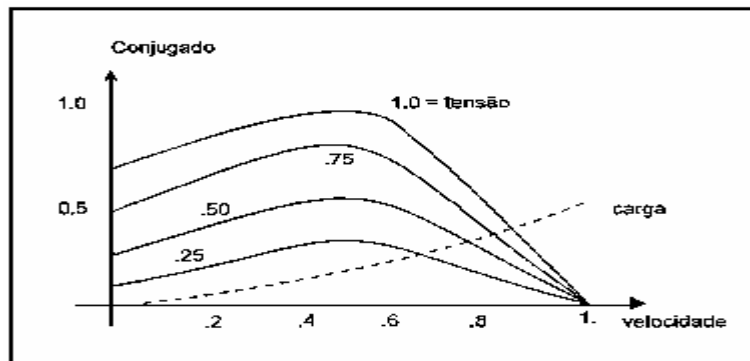


portanto, que as maiores perdas são tanto maiores, quanto menor a velocidade de giro do rotor em relação à síncrona.

A figura a seguir mostra um circuito que permite inverter o sentido de giro através da comutação de duas fases entre si.

Circuito de controle de velocidade e inversão do sentido de giro

Na figura a seguir, é apresentada a curva torque x velocidade, com diferentes valores de tensões, que são aplicados ao estator do motor de indução.



Curva, conjugado X velocidade, para diferentes valores de tensão do estator:

Para cada valor de tensão aplicada ao estator, o motor irá desenvolver o conjugado solicitado pela carga em uma velocidade diferente. Neste caso, como o conjugado da carga diminui com a rotação (caso típico de bombas, ventiladores) as perdas são relativamente menores, pois o motor não terá que manter o mesmo conjugado, visto que o conjugado da carga diminuiu.

As aplicações mais importantes deste tipo de acionamento são em bombas e compressores de baixa e média potência, porém já se utiliza em partida de motores de indução de média e alta potência.

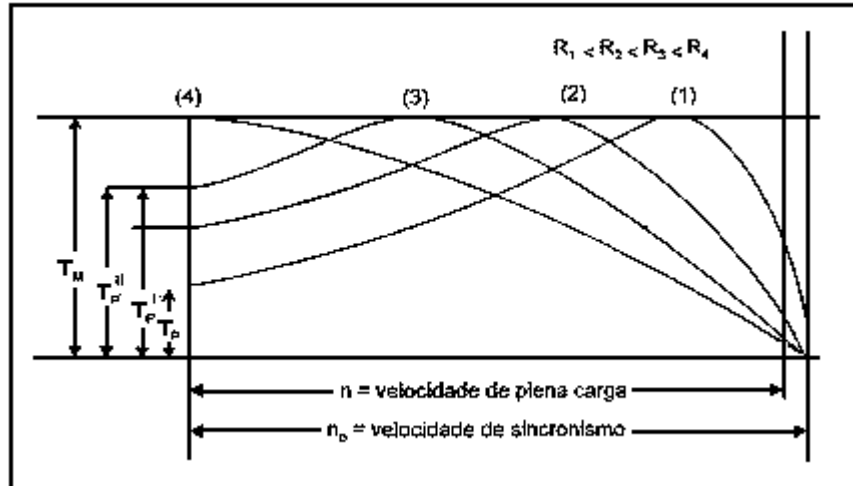
11.1.6 Controle de velocidade por resistência rotórica

A variação da resistência rotórica é a forma mais simples de controle de velocidade de motor de indução com rotor bobinado. Para uma tensão de estator constante, pode-se conseguir uma diminuição na velocidade do rotor, aumentando-se a resistência do circuito do rotor da máquina. Desta maneira é reduzida inicialmente a corrente rotórica e para conseguir desenvolver o conjugado necessário para acionar a carga, o motor aumenta o escorregamento, a fim de poder elevar a f.e.m. induzida no rotor.

A variação da resistência do rotor só é possível externamente, e neste caso deve-se contar com o motor de anéis. O aumento da resistência rotórica aumenta o escorregamento e também há um aumento de perda de

potência no próprio reostato pelo efeito joule. Por esta razão, o emprego do reostato não é recomendado para grandes faixas de controle de velocidade.

O reostato varia a velocidade do motor, somente quando este trabalha com carga inserida ao rotor. No funcionamento a vazio, haja ou não resistência inserida ao rotor, o mesmo terá velocidade próxima ao sincronismo.



Efeito da variação da resistência rotórica na curva do motor

11.1.7 Controle de velocidade por variação da tensão e freqüência

Um motor de indução é normalmente projetado para trabalhar com uma densidade de fluxo tal, que a operação ocorra próxima do “joelho” da curva de magnetização. Isto é feito para se obter o máximo de utilização do circuito magnético. Uma outra razão para se manter o fluxo em um nível máximo, abaixo da saturação, é limitar a corrente da fonte, uma vez que o conjugado é proporcional ao fluxo e a corrente.

O controle de velocidade, somente através da variação da freqüência, provoca uma queda no conjugado desenvolvido pelo motor, uma vez que, ao aumentarmos a freqüência, a reatância estatórica irá aumentar.

$$X_L = 2 \pi f L$$

Desta forma a corrente estatórica irá diminuir, ocasionando uma diminuição do fluxo magnético e da corrente induzida no rotor, gerando assim uma queda no conjugado motor.

O conjugado motor é proporcional à densidade do fluxo magnético, que por sua vez é proporcional à corrente no estator. Como a reatância do estator é diretamente proporcional à freqüência, se faz necessário variar a tensão na mesma proporção que a freqüência, para manter o mesmo nível de corrente no estator da máquina e, desta forma, manter o torque (conjugado) constante em toda faixa de variação de velocidade.

Como visto, um dos princípios básicos dos inversores de freqüência é manter a relação V/f constante e desta forma manter o torque em qualquer velocidade.

É necessário diminuir a tensão do estator quando for diminuir a freqüência aplicada ao motor, a fim de evitar a saturação do mesmo, e também aumentar a tensão do estator, quando for aumentar a freqüência aplicada ao mesmo, a fim de evitar a subexcitação, pois em ambos os casos, haverá um superaquecimento.

EXEMPLO:

Considerando-se um motor de indução cujo fabricante informa:

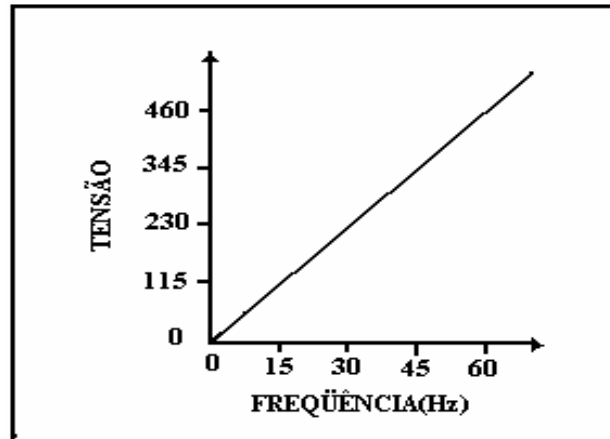
Valor eficaz da tensão da rede $220V_{RMS}$,

Freqüência da rede = 60Hz,

A relação V/f é igual a: $220/60 = 3,67$.

No caso de se desejar alimenta este motor com 40Hz o valor eficaz de tensão capaz de proporcionar o mesmo torque será: $40 \cdot 3,67 = 146,8 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

Para variar a velocidade de um motor de indução, um inversor deve ter uma característica de saída, onde a tensão é diretamente proporcional à frequência, como mostra a figura abaixo.



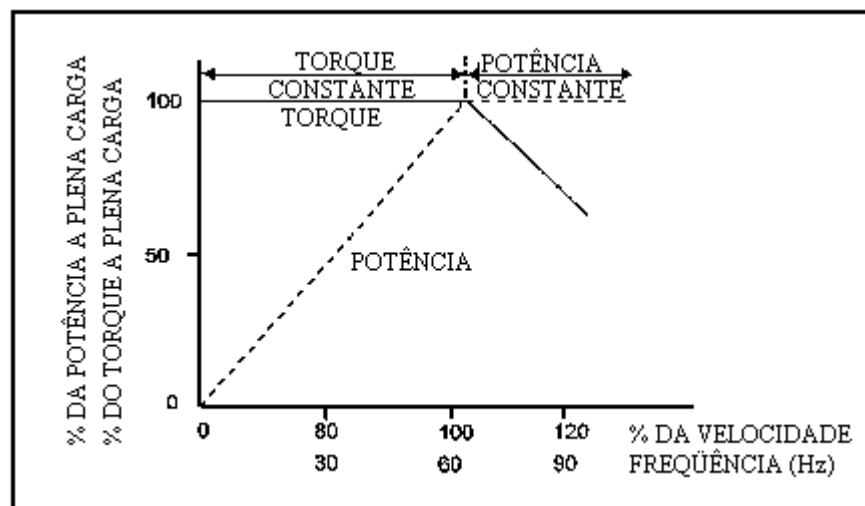
Curva V/f ideal na saída de um inversor.

Partindo o motor com baixa tensão e frequência, o pico de corrente associado à partida do motor direto à rede é completamente eliminado. Isto resulta em uma partida suave. Para se obter um valor maior para o torque de partida, aplica-se um incremento na tensão para vencer a queda resistiva no enrolamento do motor, em baixas frequências. Esta queda também ocorre em frequências mais elevadas, mas tem um efeito bem menor, devido a ser uma pequena parcela da tensão total aplicada. Este incremento é cerca de 5% da tensão nominal do motor.

O motor de indução pode ser acionado com conjugado constante, ou seja, relação V/f constante, desde a partida até as condições nominais de tensão e frequência. A partir daí, a tensão é mantida em seu valor nominal e a frequência é aumentada, passando o motor a operar com potência constante.

Na figura abaixo são demonstradas as duas áreas de controle do motor de indução:

- I - torque constante
- II - potência constante.



Áreas de controle do motor de indução

11.1.8 Controle de velocidade por conversão indireta da frequência

Pode ser feito basicamente de três formas: com retificador controlado + inversor de tensão; com retificador não controlado + chopper + inversor de tensão; ou com retificador não controlado + inversor PWM.

I – Retificador controlado + inversor de tensão.

Na figura a seguir é mostrado o acionamento em retificador controlado + inversor de tensão, onde está sendo apresentado o esquema do circuito de potência, através de diagrama de blocos, deste conversor.

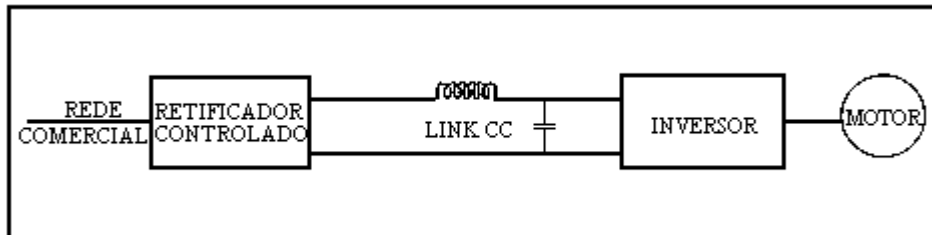
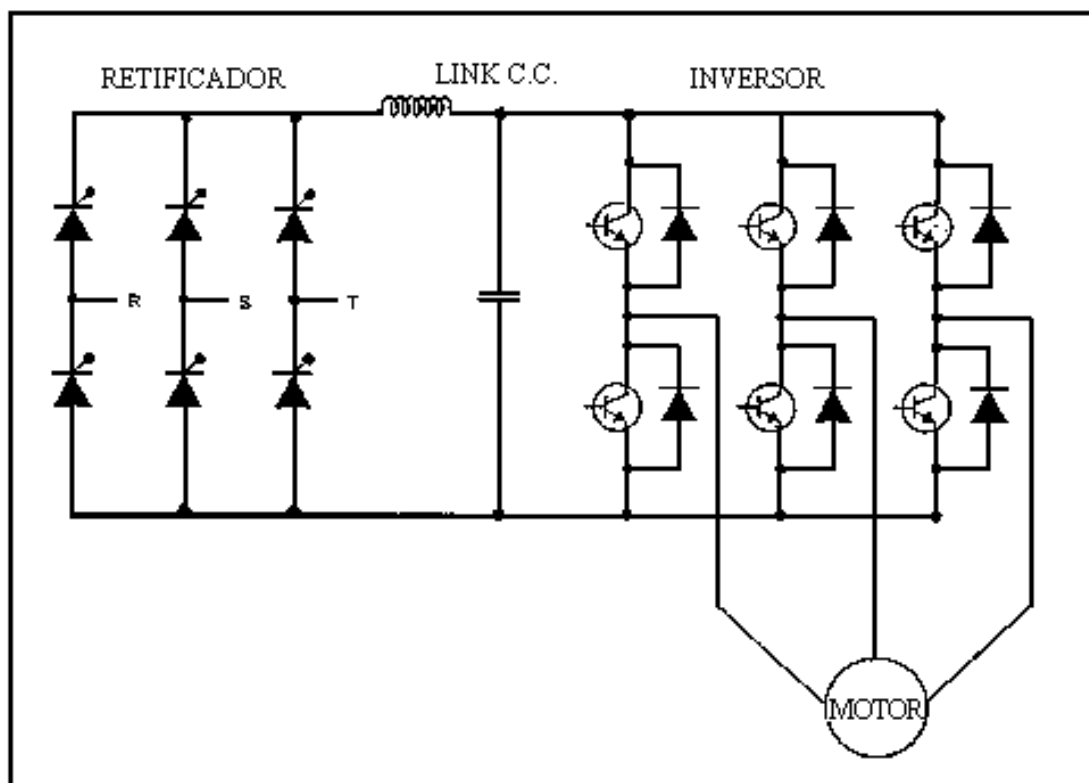


Diagrama em blocos de um sistema de controle de velocidade de motor C.A.

O retificador trifásico controlado é constituído de seis SCR's, conforme foi demonstrado anteriormente, sendo responsável pela transformação da tensão CA em CC variável, que após a filtragem, alimenta o inversor de tensão que pode ser composto ou por SCR's ou por transistores. Na saída do inversor, obtemos tensão e frequência variáveis para a alimentação do motor.

O sistema permite a inversão do sentido de giro da máquina, através da seqüência de chaveamento dos elementos que compõem a ponte inversora.

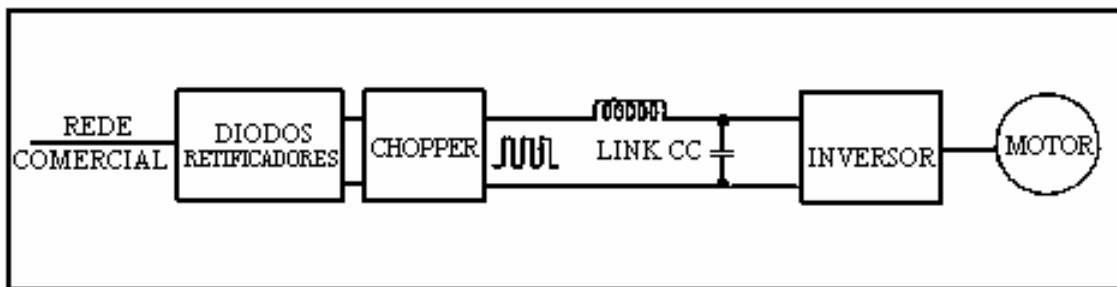


Sistema de controle de velocidade de motor C.A.

Este sistema apresenta um fator de potência variável para a rede, pois a ponte retificadora é composta por SCR's. Não há a possibilidade de colocarmos um banco de bateria no link CC, o que acarreta uma falta de autonomia deste sistema, caso haja a falta da rede comercial.

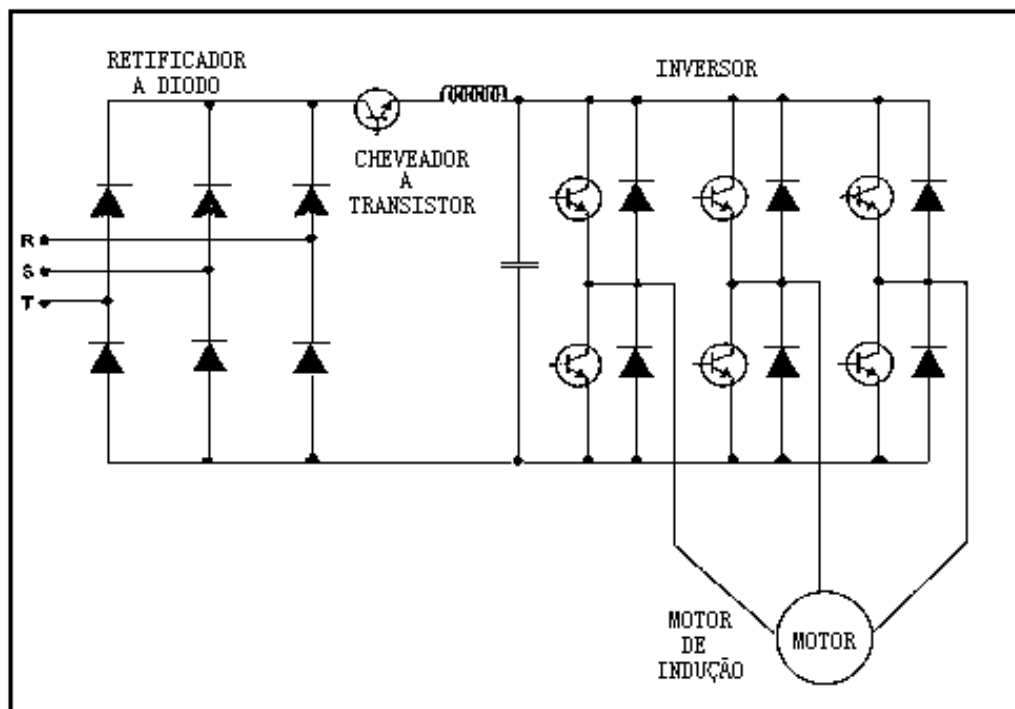
II – Retificador não controlado + chopper + inversor de tensão.

Do ponto de vista da máquina, o sistema se comporta de modo semelhante ao descrito no item anterior. Do ponto de vista da rede, o fato de haver na entrada uma ponte com diodos, introduz uma melhoria considerável no fator de potência. Na figura abaixo é mostrada a representação deste sistema de acionamento em diagrama de blocos.



Sistema de controle de velocidade de motor C.A. em diagrama de blocos

Nesta montagem, são mais comumente utilizados transistores de potência e raramente tiristores. Com os transistores podem-se obter altas frequências de comutação, decorrendo numa redução dos filtros, que juntamente com a eliminação dos circuitos de comutação, típicos de tiristores, resulta em um sistema mais compacto e de custo mais competitivo. Evidentemente, a utilização de transistores em paralelo pode se tornar necessária dependendo da potência desejada. Na figura abaixo são mostrados o circuito deste sistema, com a utilização de transistores.



Sistema de controle de velocidade de motor C.A.

Neste circuito, observa-se que a variação da tensão para o inversor é feita através do chopper, enquanto a variação de frequência é feita no próprio inversor. Mantendo a relação V/f constante, é garantido um conjugado motor constante em toda faixa de velocidade, conforme já foi analisado anteriormente.

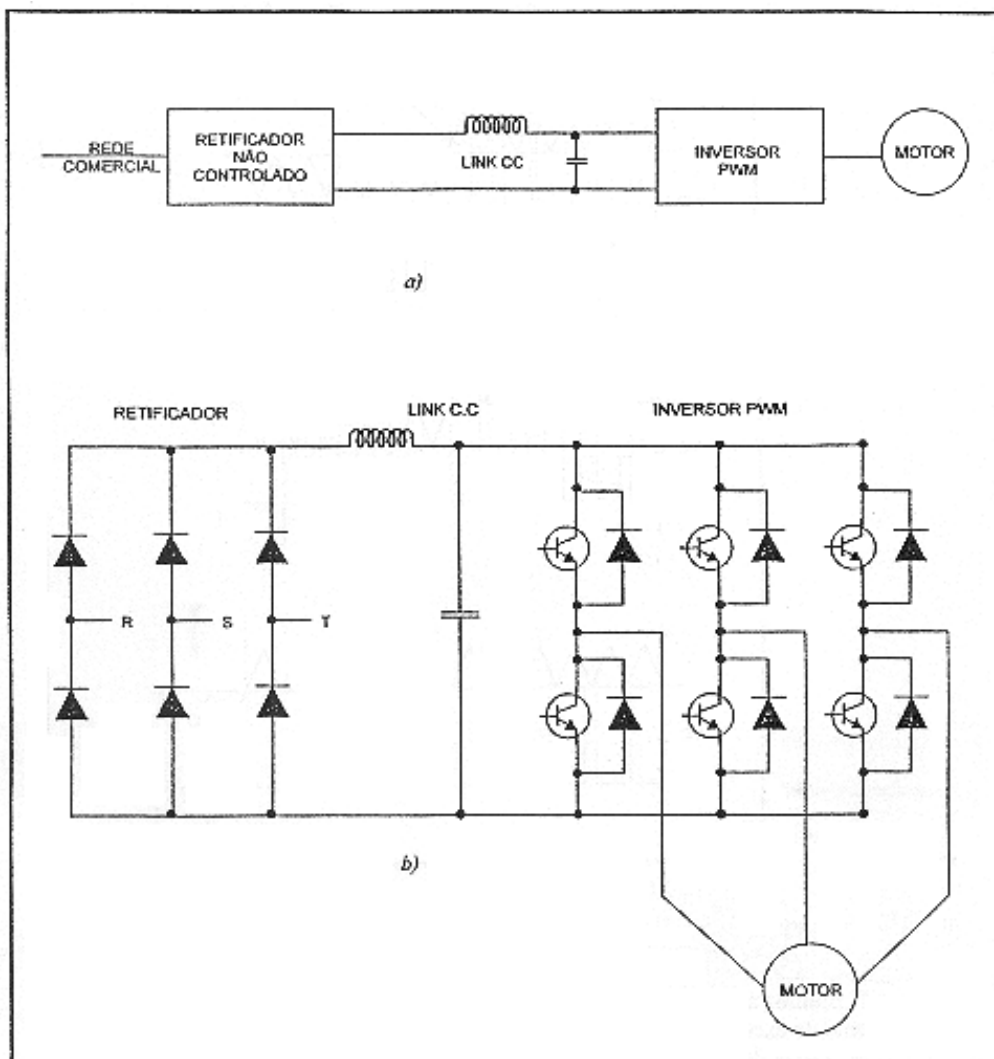
Este sistema permite a utilização de banco de bateria na saída do retificador não controlado e no caso da falta da rede, ele fica alimentado durante o tempo de autonomia deste banco.

III – Retificador não controlado + inversor PWM (o mais largamente utilizado atualmente).

O Acionamento com retificador não controlado + inversor PWM tem o controle de tensão e frequência realizado no próprio inversor. A tensão de saída para o motor é determinada pela duração do tempo em que os transistores ou tiristores da ponte inversora permanecem em condução em relação ao intervalo em que estão em não conduções.

Entre as várias técnicas de PWM, a mais comum é a senoidal. Nesta técnica, uma onda triangular (portadora) é comparada com uma onda senoidal e os pontos de cruzamento determinam os instantes de comutação. A tensão senoidal de referência pode variar em amplitude e frequência para dar origem às características desejadas.

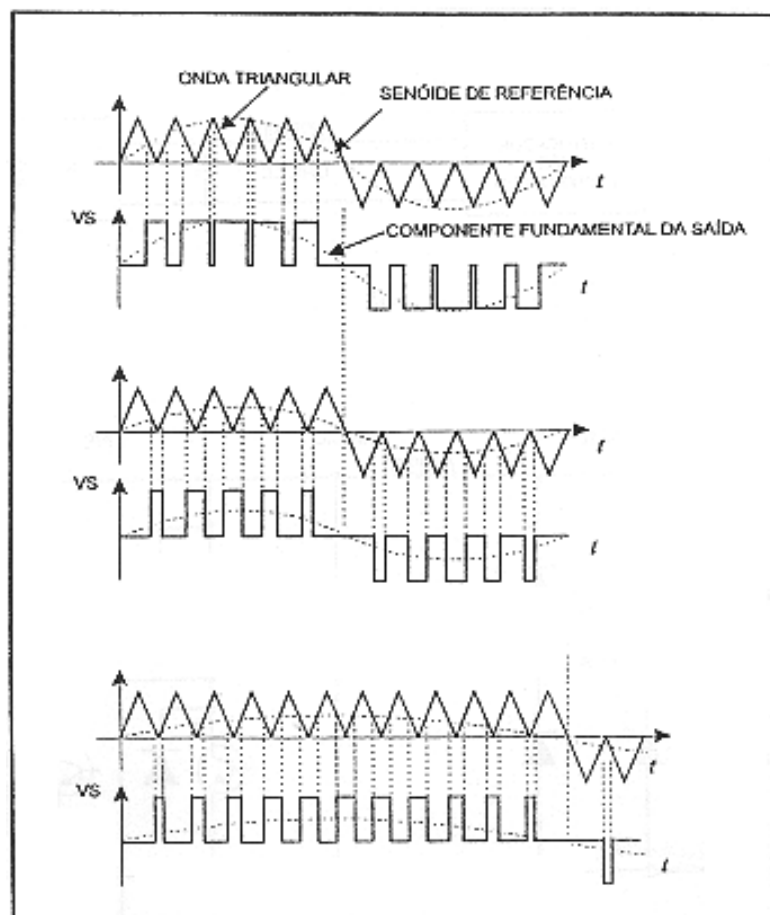
Cada onda senoidal de referência é própria de uma fase do inversor, sendo necessárias três referências de mesma amplitude e defasadas de 120° , no caso trifásico. Na figura abaixo, são mostrados o diagrama em blocos deste tipo de acionamento e sua constituição com componentes discretos.



- a) Acionamento com inversor PWM em diagrama de blocos.
- b) Acionamento com inversor PWM com componentes discretos.

Através do aumento da tensão senoidal de referência, é aumentada a largura de pulso e a variação da frequência da senóide de referência altera a frequência do sinal de saída, como mostra a figura a seguir. Um inconveniente do controle PWM é alta taxa dV/dt aplicada aos enrolamentos do motor, que causa uma fadiga adicional no isolamento das bobinas e como consequência, há uma redução do tempo de vida útil do isolamento.

Na figura seguinte, temos o diagrama do controle PWM pela técnica senoidal.



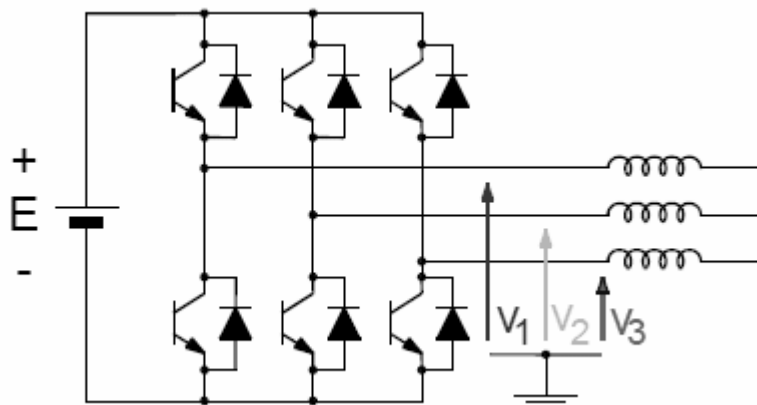
Controle PWM pela técnica senoidal

O acionamento, com inversor PWM possui as seguintes vantagens:

- I - Elimina a necessidade de outros conversores para fazer o controle de tensão, resultando assim em um acionamento de excelente dinâmica de regulação.
- II - O fator de potência para a rede é alto, pois opera com retificador não controlado.
- III - Melhora a resposta em baixa frequência, pois a tensão de comutação é sempre mantida.
- IV - O sistema pode continuar operando, mesmo com a ausência da rede, desde que seja acoplado um banco de bateria na saída do retificador. No caso de pequenos tempos de autonomia (até 500ms), e com potências médias e pequenas, pode-se utilizar banco de capacitores. Para o carregamento do banco de capacitores, deve ser previsto um sistema de carga do mesmo e também deve ser assegurado que a resistência de descarregamento seja ligada, quando o equipamento for desenergizado.

11.1.9 Controle por Modulação Vetorial

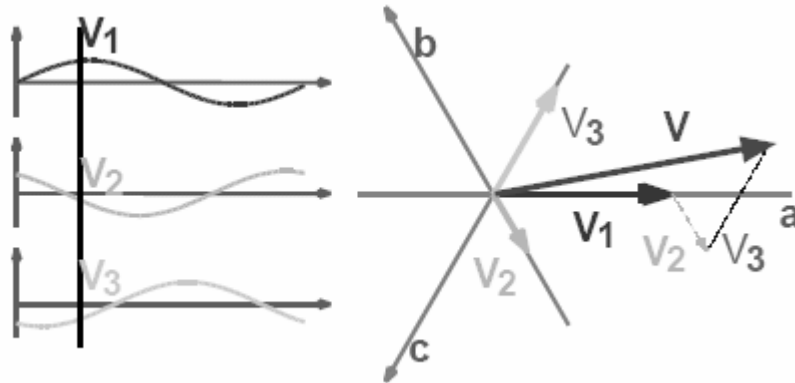
Um inversor trifásico pode produzir três tensões independentes, V_1 , V_2 e V_3 . Tais tensões podem apresentar apenas dois níveis, dependendo de quais interruptores estiverem conduzindo. Em relação ao ponto neutro, os valores médios de tais tensões podem variar entre $+E/2$ e $-E/2$, sendo E o valor da tensão no lado CC.



Inversor trifásico tipo fonte de tensão

Se a fonte CC possuir um ponto médio e a carga estiver a ele conectada (conexão estrela com neutro), o potencial deste ponto não se altera. No entanto, se o neutro da carga não estiver ligado, seu potencial variará, dependendo dos estados dos interruptores do inversor.

Qualquer conjunto de três tensões pode ser representado por um vetor no plano definido por eixos abc, deslocados 120° um do outro, como mostra a figura abaixo.



Representação de tensões instantâneas no plano abc

Normalmente a informação sobre o valor da tensão de neutro é perdida, pois se situaria no eixo ortogonal ao plano abc.

É possível representar o mesmo vetor resultante no plano $\alpha\beta$, o que se faz aplicando a transformação indicada a seguir. O mesmo vetor no plano $\alpha\beta$ é mostrado na figura seguinte. Esta transformação é válida também para correntes.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

A transformação inversa leva a:

$$V_1 = \frac{2}{3} V_\alpha$$

$$V_2 = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta - \frac{V_\alpha}{2} \right)$$

$$V_3 = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta - \frac{V_\alpha}{2} \right)$$

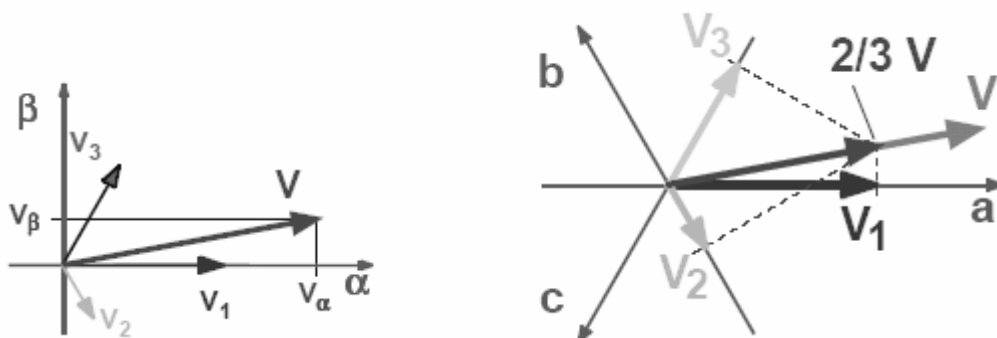
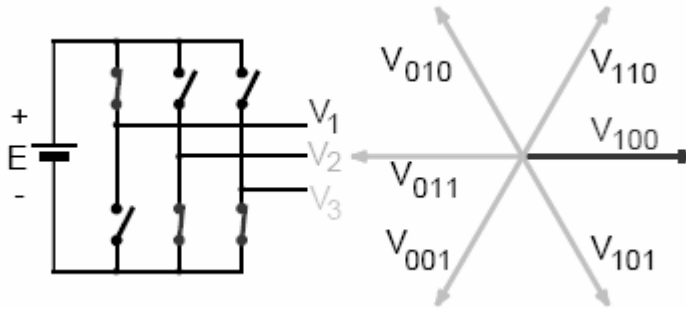


Figura 2.25 - Vetor de tensão resultante no plano $\alpha\beta$ e transformação inversa

Os estados do inversor também podem ser representados por vetores, como o exemplo mostrado na figura abaixo, para o estado chamado 100, no qual $V_1=E$, $V_2=0$ e $V_3=0$.



Representação dos estados do inversor no plano ($\alpha\beta$ ou abc)

O vetor nulo, definido como os estados 111 ou 000, ou seja, quando os três interruptores superiores, ou os três inferiores estiverem simultaneamente fechados, são representados pelo ponto na origem do plano.

A modulação vetorial é realizada gerando, dentro de cada período de comutação, uma seqüência de diferentes estados do inversor. Tal seqüência normalmente consiste de três vetores, um dos quais é o vetor nulo. A soma das larguras de pulso relativas a cada estado deve satisfazer à restrição:

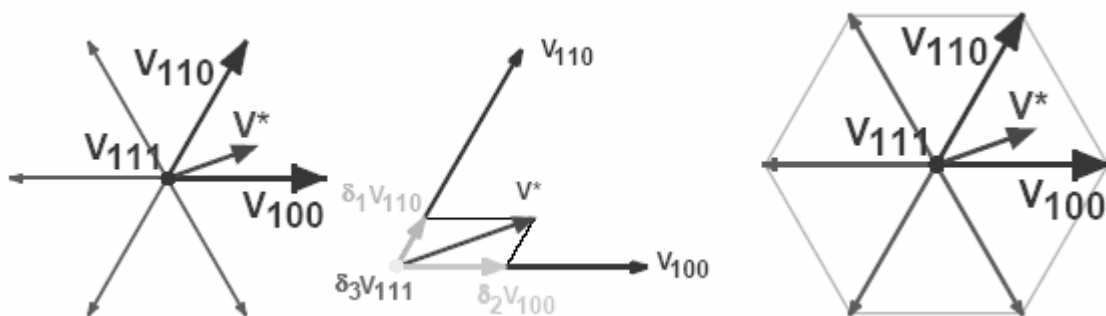
$$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1$$

Para produzir na saída do inversor valores desejados de tensões médias (calculadas no período de comutação), deve-se obter o vetor resultante V^* , como foi feito no plano abc ou no plano $\alpha\beta$. Verifica-se quais são os estados do inversor que são adjacentes ao vetor V^* . Tais estados, e o estado nulo, serão aqueles que deverão ser ativados para produzir as saídas desejadas.

As projeções de V^* nos vetores adjacentes determinam as respectivas razões cíclicas, enquanto a duração do vetor nulo é dada, quando possível, por:

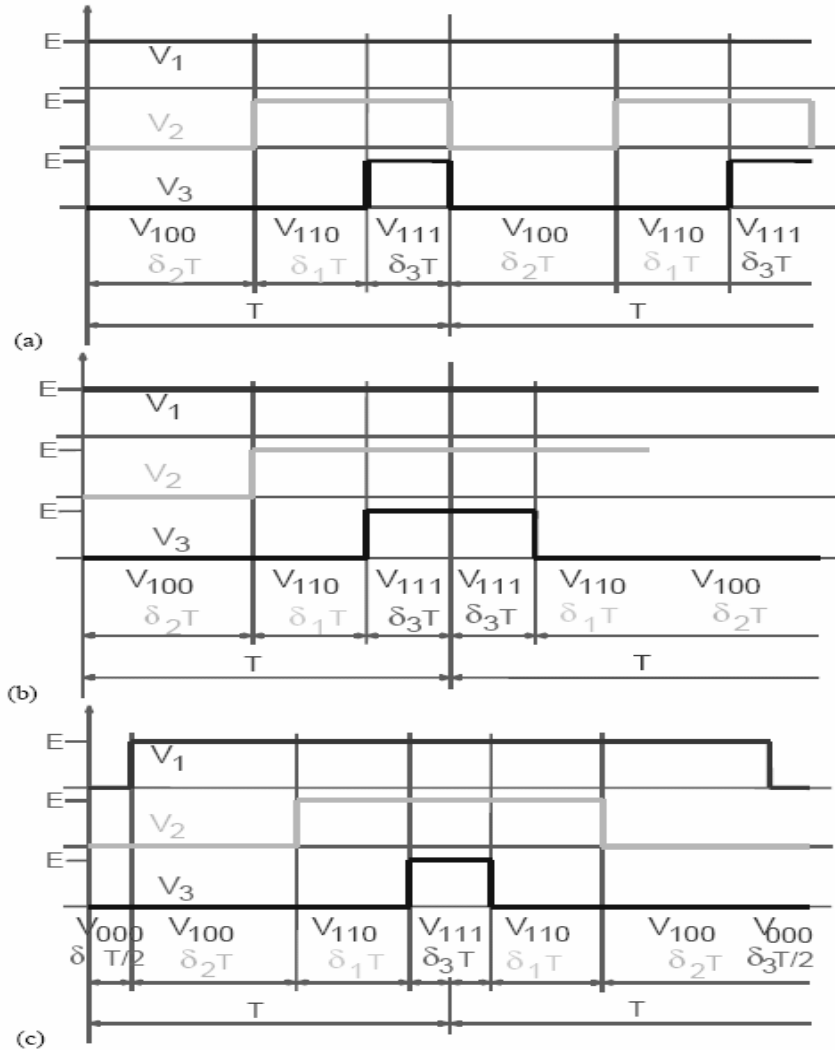
$$\delta_3 = 1 - \delta_1 - \delta_2$$

A figura a seguir mostra o procedimento para definir os estados a serem utilizados, suas respectivas larguras de pulso e os limites de V^* que podem ser produzidos com esta técnica, que são os vetores contidos no hexágono.



Definição dos estados do inversor, respectivas larguras de pulso e seus limites.

Diferentes estratégias podem ser utilizadas para gerar os vetores necessários, como na figura abaixo.



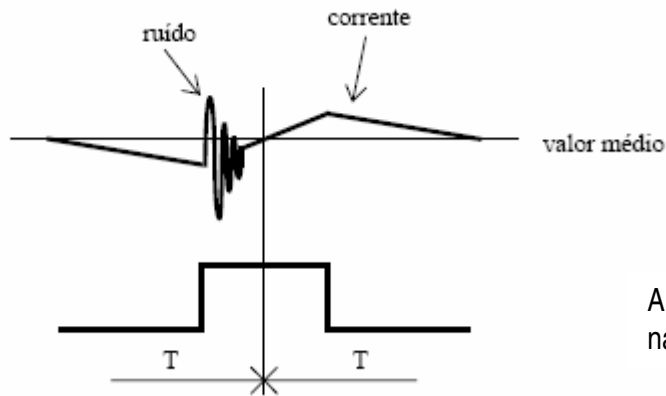
Possíveis realizações para obter V^*

No caso (a), o estado $V_1=1$ é comum aos dois vetores, sendo mantido fixo durante todo o período de comutação. As comutações são realizadas nos ramos que produzem V_2 e V_3 .

No caso (b) tem-se uma estratégia que minimiza as comutações, o que reduz as perdas do conversor. Note que V_1 está sempre em “1”, como no caso anterior. A diferença é que cada período adjacente é “espelhado”, de modo a não ser preciso alterar o estado anterior dos interruptores.

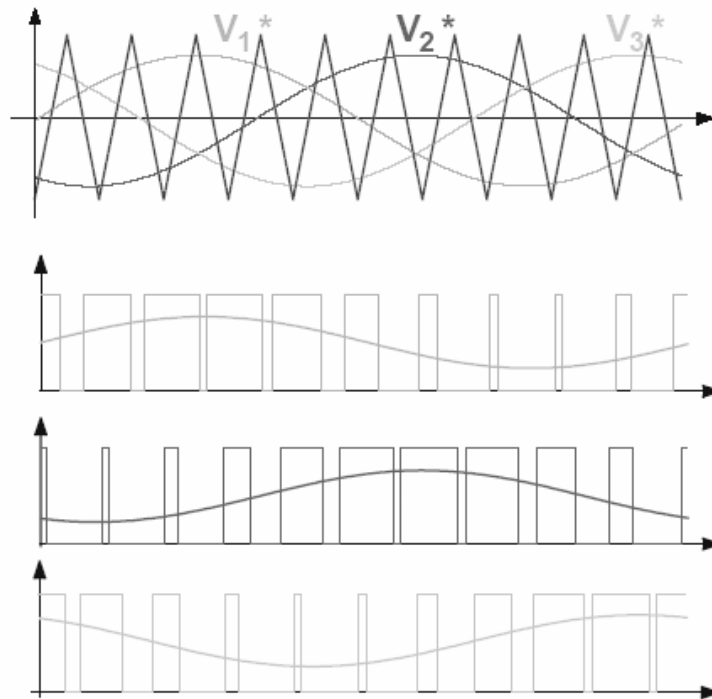
No caso (c) o estado nulo é feito com o vetor 111 e com o vetor 000. Sua principal característica é o fato dos pulsos de cada fase estarem centrados exatamente na passagem de um ciclo de comutação para outro. Esta estratégia facilita a observação, por exemplo, do valor da corrente de cada fase. Fazendo-se a observação precisamente neste instante tem-se uma amostragem do valor médio da corrente (supondo uma carga com característica indutiva, que normalmente ocorre), sem ser preciso qualquer tipo de processamento do valor amostrado.

Pelo fato de se estar distante dos momentos das comutações, os eventuais ruídos produzidos pelo chaveamento também já terão sido amortecidos, como ilustra a figura abaixo.



Amostragem da corrente (carga indutiva) na estratégia (c)

A forma de onda obtida da estratégia (c) é a mesma que se tem na modulação analógica com onda triangular, usando um período $2T$, como mostra a figura abaixo.

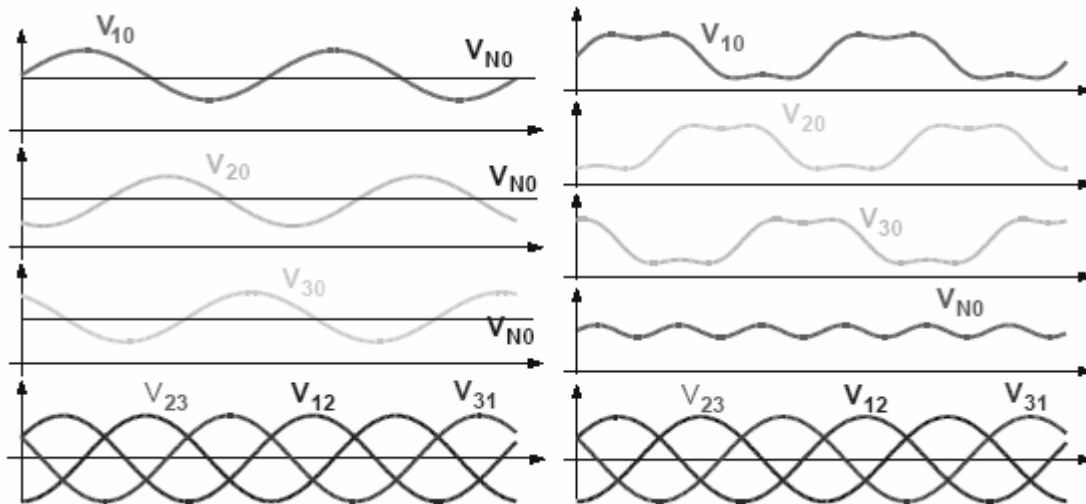


Modulação de senóide usando portadora triangular

No entanto, apesar da simetria dos pulsos, o uso de modulação vetorial leva à produção inerente de uma terceira harmônica nas tensões de fase. Isto pode ser analisado como se o ponto do vetor nulo não permanecesse no plano, mas se deslocasse ortogonalmente a ele. Observe-se aqui que, sendo um sistema a três fios, quando são definidas as tensões em duas fases, a terceira está necessariamente definida.

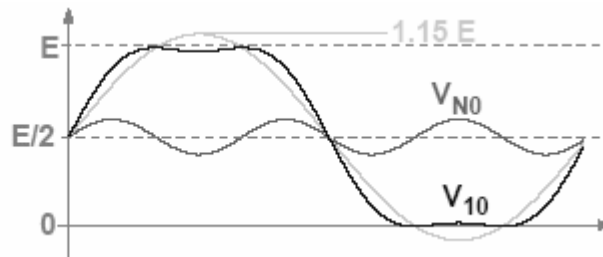
A figura a seguir, ilustra o fato de que a existência de um nível comum às 3 fases (no exemplo, um nível CC), não afeta a tensão de linha, que se mantém simétrica e equilibrada.

O efeito da terceira harmônica é semelhante, como se vê na mesma figura. Ou seja, as tensões de fase possuem a terceira harmônica, mas ela não se apresenta na tensão de linha, por ser de “modo comum”.



Efeito de tensão de “modo comum” nas tensões de fase

Esta terceira harmônica, ao reduzir o pico da tensão, permite que a componente fundamental associada a esta onda tenha um valor de pico de $1,15E$, ou seja, maior do que existiria sem a terceira harmônica! Este fato está mostrado na figura 2.32.



Efeito da presença de terceira harmônica na modulação vetorial

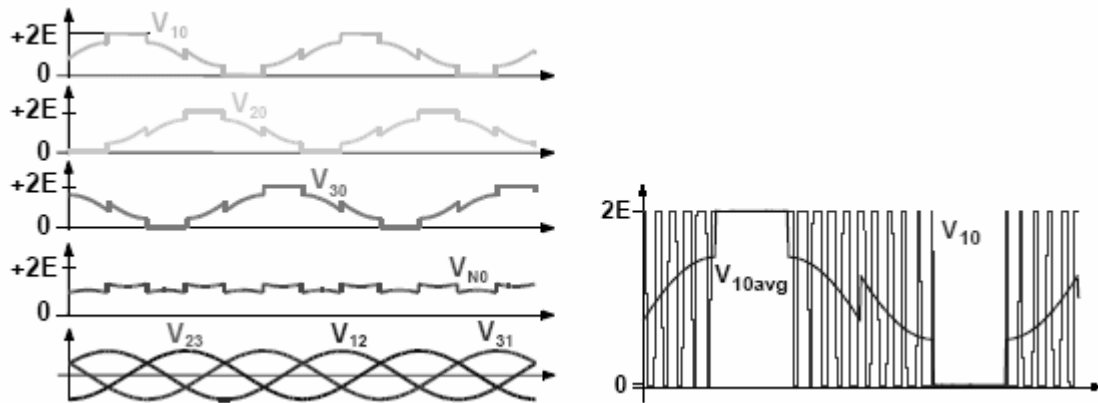
O comportamento com modulação vetorial e com portadora triangular tornam-se idênticos caso, nesta última, seja adicionada a cada largura de pulso uma componente dada por:

$$-\frac{1}{2} [\max(\delta_1, \delta_2, \delta_3) + \min(\delta_1, \delta_2, \delta_3)]$$

Sumariamente pode-se concluir que, em cada período de comutação, adicionando-se uma mesma componente, constante ou variável, a todas as três referências, tem-se:

- I - O valor instantâneo da tensão de fase se altera;
- II - O valor médio da tensão de fase também se altera proporcionalmente;
- III - O valor médio da tensão entre fases não se altera;
- IV - Se não existe conexão do neutro (carga em Y), as tensões na carga não se alteram.

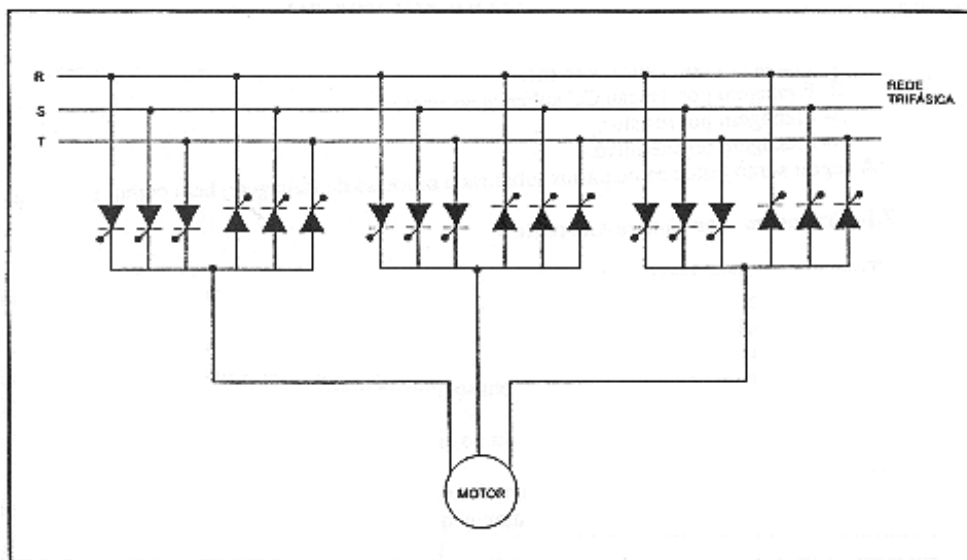
Outra estratégia bastante usada é a chamada “flat-top”, na qual é adicionado a cada componente um valor de razão cíclica de modo a requerer apenas dois estados. Isto se obtém “saturando” a máxima (ou a mínima) largura de pulso em cada período de comutação, como mostra a figura seguinte. Também neste caso obtém-se uma componente fundamental senoidal (se for o caso) com amplitude $1,15 E$. A redução nos chaveamentos (diminuindo as perdas de comutação) é evidente.



Modulação vetorial com técnica “flat-top”

11.1.10 Acionamento por conversão direta da frequência: Ciclo-conversor

A figura a seguir mostra um sistema de acionamento de um motor de indução com um ciclo-conversor. O circuito de potência em cada fase é constituído de um grupo positivo e de um grupo negativo de tiristores. O circuito opera com controle de fase com comutação de linha, com ângulo de disparo dos tiristores modulado de forma a sintetizar uma onda de tensão senoidal.



Acionamento de motor C.A. com ciclo-conversor

Cada grupo positivo e negativo pode operar em duas regiões: retificação ($0^\circ < \alpha < 90^\circ$) e inversão ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$). Durante a retificação, a energia é fornecida à carga e durante a inversão, a energia é recuperada. O custo do conversor é alto e o sistema de controle é complexo, porém a eficiência é boa e o conversor possui uma resposta rápida. Este sistema é utilizado em aplicações de alta potência, pois em potência menores, o custo e a complexidade dos circuitos de controle e potência o torna desvantajoso frente a outros sistemas.

11.2 Cuidados na utilização de conversores para acionamento de Motor de Indução

I - Quando os motores de indução são alimentados por inversores de frequência, as tensões de saída do inversor, por não serem perfeitamente senoidais, provocam no motor perdas adicionais. Estas perdas são produzidas pelas harmônicas contidas nestas tensões e aumentam a temperatura de trabalho do motor. Daí se faz necessária uma redução da potência útil do motor.

II - Outro aspecto a ser levantado é o fato dos motores autoventilados operando com velocidades abaixo da nominal, terem sua ventilação reduzida, não sendo suficiente para retirar as perdas internas. Daí também a necessidade da redução de potência.

III - Os motores da categoria "C" ou "D" possuem tipicamente uma alta resistência no rotor de modo a desenvolver um torque de partida elevado. Esta é uma característica indesejável para aplicação de inversores, porque a alta resistência no rotor causará perdas maiores e uma maior elevação de temperatura em relação aos motores de categoria "A" e "B".

A redução de potência deve ser feita no motor de tal maneira que ele trabalhe na mesma temperatura quando alimentado pela rede ou pelo inversor (sob as mesmas condições de velocidade e carga). Sendo o motor de indução uma máquina robusta e de construção simples, a sua vida útil depende quase que exclusivamente da vida do isolamento. Um aumento de 8 a 10 graus na temperatura de isolação provoca redução da sua vida útil pela metade.

11.2.1 Partida em Motor de Indução

A partida pode ser dada basicamente de três formas: diretamente conectado à rede; através de comutação estrela triângulo; via inversor de frequência ou soft-start.

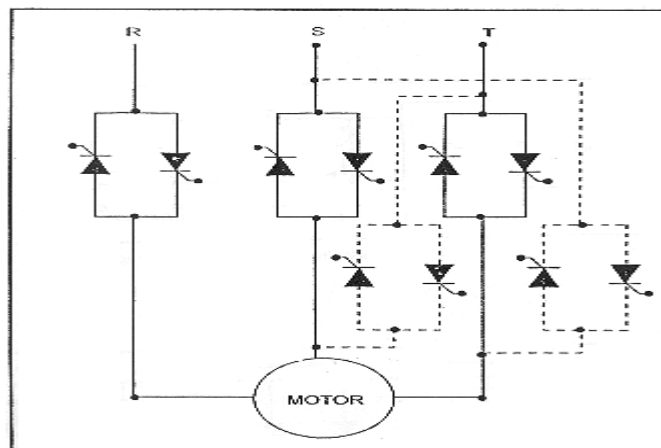
11.2.2 Tipos de Frenagens do Motor de Indução

A frenagem do motor de indução pode ser realizada das seguintes formas:

I - Frenagem por contra-corrente.

Trocando-se duas fases entre si, o motor é frenado por contra-corrente, pois neste caso há uma inversão de seqüência de fases da tensão trifásica que o alimenta.

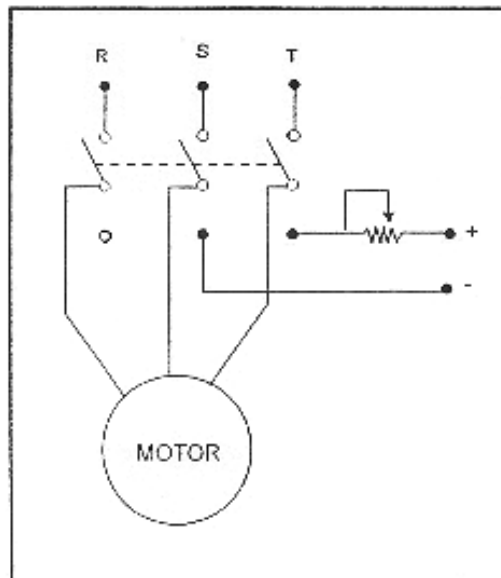
Na figura a seguir, temos o circuito capaz de propiciar a inversão de duas fases entre si e não podemos esquecer da existência de um dispositivo para detectar a passagem da corrente pelo zero, a fim de desativar o motor, senão o mesmo começaria a operar em sentido contrário.



Circuito com frenagem por contra-corrente

II - Frenagem por tensão CC aplicada ao estator.

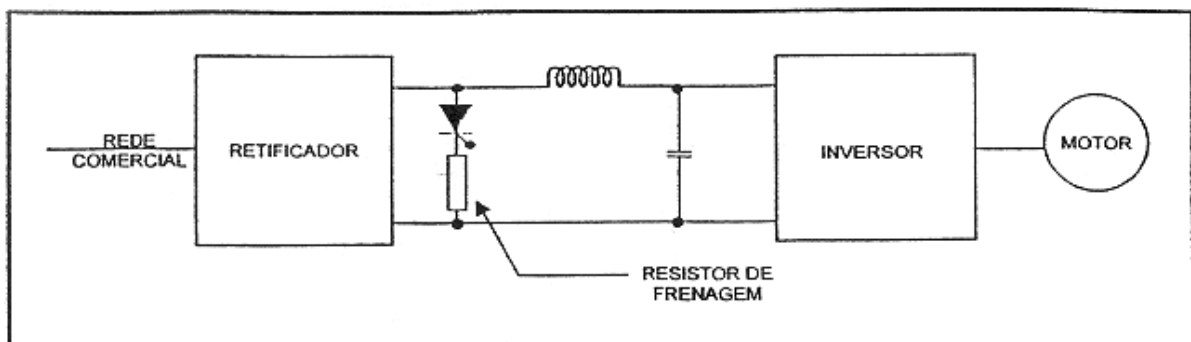
Neste caso desconecta-se o estator da alimentação trifásica e conectam-se seus terminais a uma fonte CC. Isto cria um campo estático no estator e o rotor tende a se alinhar com este campo, gerando um conjugado de freio. Na figura a seguir temos o circuito para a realização da frenagem através de tensão CC aplicada ao estator.



Circuito com frenagem através da tensão C.C.

III - Frenagem por resistor.

Este sistema de frenagem é utilizado quando se trata de pequena energia de frenagem ou quando a energia é grande, mas com ocorrências ocasionais, de tal forma que não compensa fazer devolução de energia à rede. O motor, neste caso, passa a operar como gerador, lançando sua energia no resistor. Na figura a seguir temos o circuito com este tipo de frenagem.

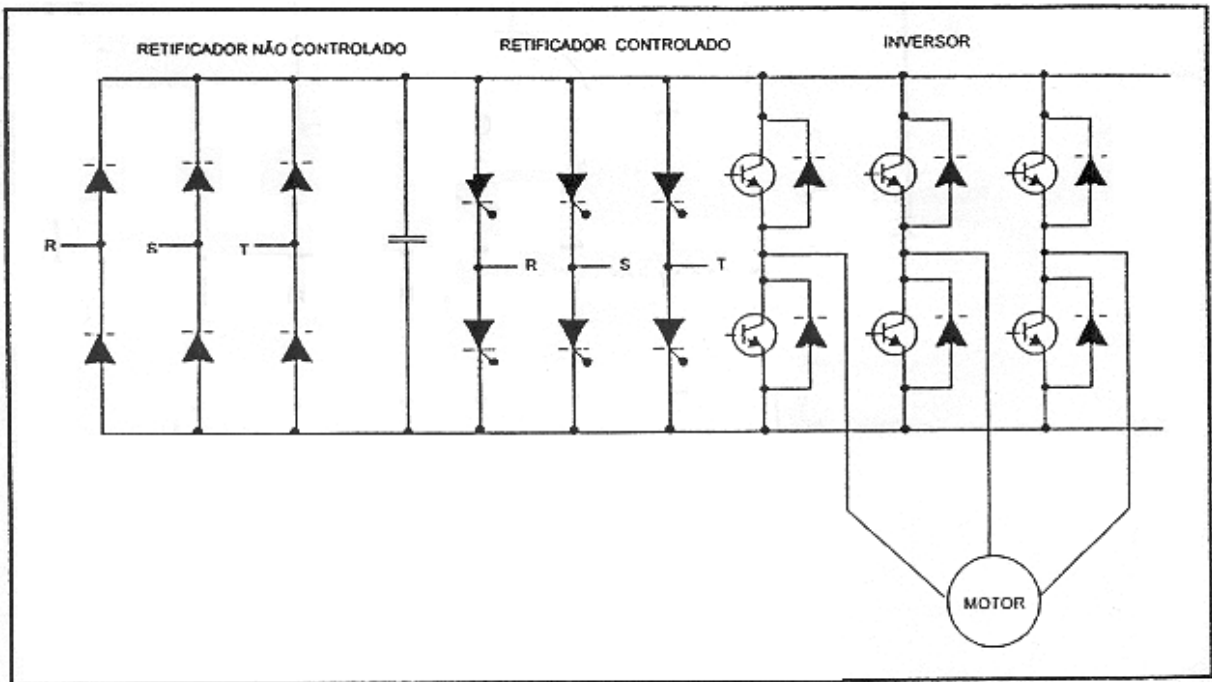


Circuito com resistor de frenagem

IV - Frenagem regenerativa.

Este tipo de frenagem é utilizado quando se tratar de grandes potências ou quando há grande repetitividade de frenagem, pois só assim compensa os gastos que envolvem a mesma.

Para que a energia possa ser devolvida à rede, é necessária uma ponte retificadora controlada em ligação antiparalela à ponte de diodos. Na figura a seguir, temos o circuito com frenagem regenerativa.



Circuito com frenagem regenerativa

11.2.3 Vantagens para o Controle de Velocidade de Motores de Indução

Em relação a um controle de vazão através das válvulas de estrangulamento, o controle da velocidade do motor que aciona a bomba propicia as seguintes vantagens:

- I – Sensível economia de energia, por adequar a velocidade do motor que aciona a bomba à vazão desejada.
- II – Simplificação da rede de dutos do sistema, com eliminação das válvulas de estrangulamento e “by-pass”.
- III – Aumento da vida útil da bomba, pela diminuição do desgaste mecânico, devido à eliminação de contra-pressão.
- IV – Alívio da rede elétrica, pois os acionamentos com velocidade variável partem com corrente e conjugado, nominais, enquanto que os acionamentos com motores CA ligados diretamente à rede, partem com correntes da ordem de 5 a 6 vezes a nominal.

12. Sugestões para Experimentação Prática

12.1 Oscilador utilizando UJT – Transistor de Uni Junção

12.1.1 Instrumentos

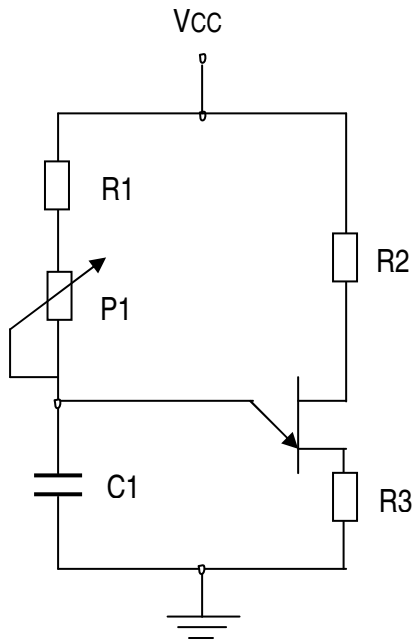
- 1 fonte de 12 Vcc
- 1 Osciloscópio

12.1.2 Componentes

- 1 UJT 2N2646
- 1 capacitor de 82 nF
- 1 potenciômetro 22 k Ω LIN
- 1 resistor 4,7 k Ω (R1)
- 1 resistor 1,2 k Ω (R2)

1 resistor 150 Ω (R3)

12.1.3 Circuito



Objetivo:

Verificar a frequência de saída no resistor R3, utilizando um alto-falante e um osciloscópio.

12.2 Teste do SCR e Controle de Potência com SCR

12.2.1 Instrumentos

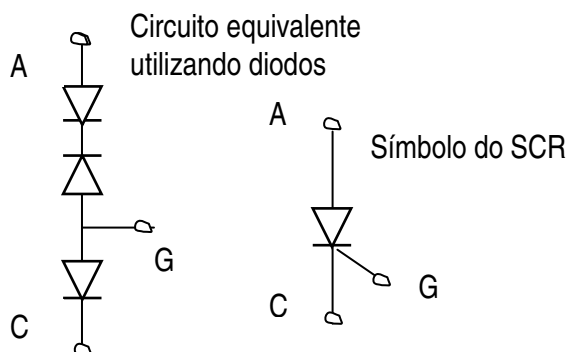
1 fonte de 12 Vcc
1 Multímetro

12.2.2 Componentes

1 SCR TIC 106-B
1 diodo IN-4004
1 lâmpada de 40 ou 60 W
1 capacitor 150 a 220nF/100V
1 resistor 10 k Ω (R1)
1 resistor 100 k Ω (R2)

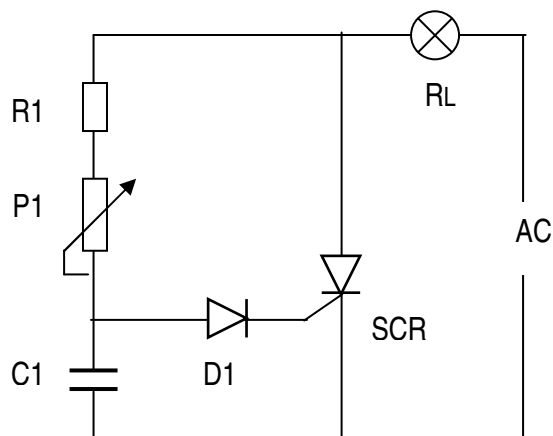
12.2.3 Teste

Objetivo: Identificar os terminais de um SCR, utilizando um multímetro.



POLARIZAÇÃO	RESISTÊNCIA
A+ e C-	∞
A- e C+	∞
A+ e G-	∞
A- e G+	∞
G- e C+	∞
G+ e C-	BAIXA

12.2.4 Circuito



Objetivo:

Verificar o controle de potência por ângulo de disparo. Sendo: $0^\circ < \alpha < 180^\circ$.

12.3 Luz de Tempo

12.3.1 Instrumentos

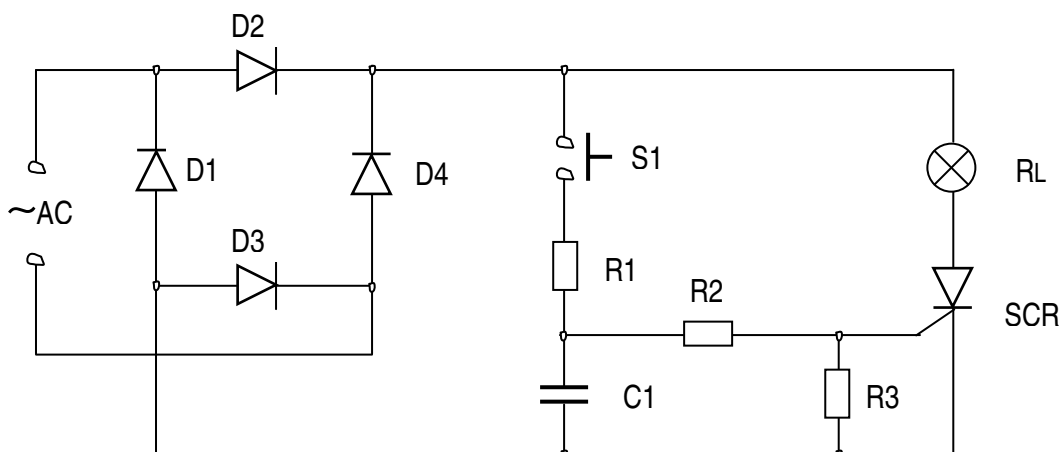
Não necessário

12.3.2 Componentes

- 1 SCR TIC 106-B
- 4 diodos IN-4004
- 1 lâmpada 40 ou 60 W
- 1 capacitor $40 \mu\text{F} / 200 \text{ V}$
- 1 resistor $100 \Omega / 1 \text{ W}$ (R1)
- 1 resistor $100 \text{ k}\Omega$ (R2)
- 1 resistor $47 \text{ k}\Omega$ (R3)
- 1 chave NA

12.3.3 Circuito

Monte o circuito abaixo e verifique o seu funcionamento.



12.4 Pisca-Pisca Eletrônico

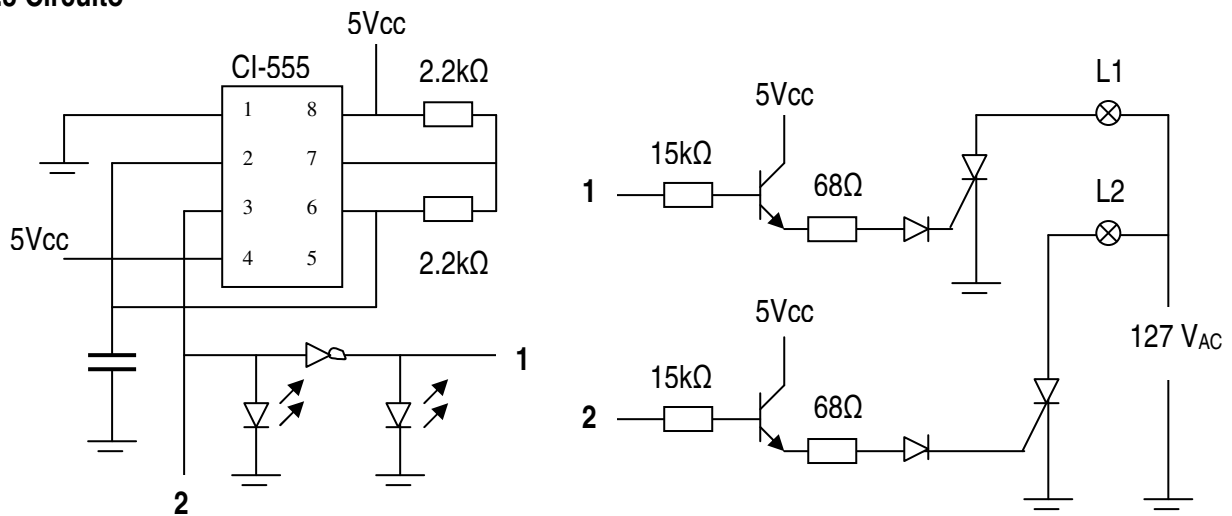
12.4.1 Instrumentos

1 fonte de 5 Vcc

12.4.2 Componentes

1 Protoboard
 1 CI-555
 2 transistor BC 548
 2 tiristor TIC 106
 1 CI 7404
 3 diodos IN-4004
 2 leds
 2 lâmpada 40 ou 60 W
 1 capacitor 220 μ F / 200 V
 2 resistor 15 k Ω / 1/8 W
 2 resistor 2,2 k Ω / 1/8 W
 2 resistor 68 Ω / 1/8 W

12.4.3 Circuito



$$f = 1,44 / (R_A + R_B) \cdot C$$

12.5 Inversor para Lâmpada Fluorescente de 7 a 15 W

12.5.1 Instrumentos

1 multímetro

12.5.2 Componentes

1 CI-555

1 transistor IRF-640 (MOS FET de Potência)

1 transformador, primário 127/220V e secundário 12V (600mA a 2A)

1 lâmpada fluorescente de 7W a 15W

1 trimpot 100 k Ω

1 capacitor 47 nF / 16 V (cerâmico ou poliéster)

1 capacitor 1000 μ F / 16 V (eletrolítico)

1 resistor 2,2 k Ω / 1/8 W

1 resistor 4,7 k Ω / 1/8 W

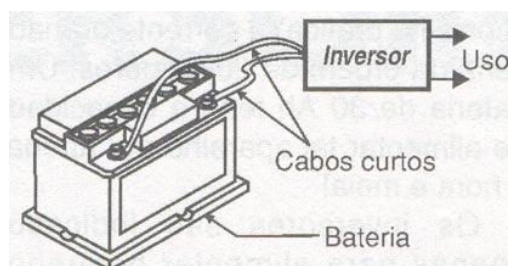
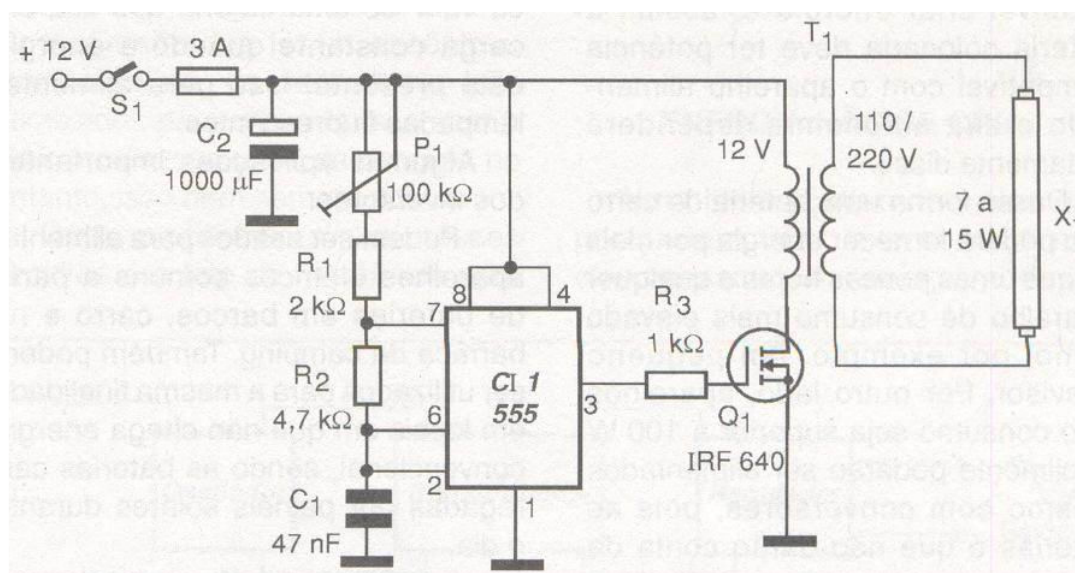
1 resistor 1 k Ω / 1/8 W

1 fusível de 3 A

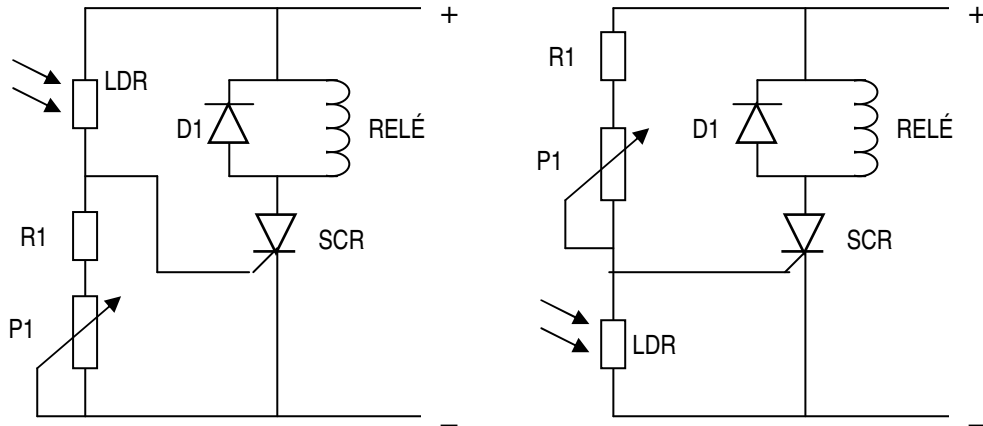
1 interruptor simples

1 dissipador para o transistor IRF-640

12.5.3 Circuito



12.5.4 Compare os dois circuitos abaixo e explique o funcionamento de cada um.



Bibliografia

- ↪ [1] Eletrônica Industrial – Análise de dispositivos e suas aplicações
Edna Andrade de Souza, 1ª Edição, Empresa Gráfica da Bahia.
- ↪ [2] Eletrônica Industrial – Teoria e aplicações
Cyril W. Lander, McGraw – Hill, Tradução do original Power Electronics
- ↪ [3] Eletrônica Industrial – Livro técnico e científico
Werth A. Vervlerc, Editora S. A.