

Mini-Curso

**Eletrônica de Potência:
Princípios e Aplicações**

SUMÁRIO

1) INTRODUÇÃO	1
2) CHAVES SEMICONDUTORAS DE POTÊNCIA	2
2.1) JUNÇÕES PN	4
2.2) DIODO DE POTÊNCIA	6
2.2.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$	7
2.2.2) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO	7
2.3) TRANSITOR DE POTÊNCIA	8
2.3.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$	9
2.3.2) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO	10
2.3.2.1) Condução	10
2.3.2.2) Bloqueio	11
2.4) TIRISTOR	11
2.4.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$	12
2.4.2) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO	13
2.5) TRANSISTOR MOSFET	14
2.5.1) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO	15
2.5.2) FORMAS DE ONDA	15
2.6) TRANSISTOR IGBT	16
2.6.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$	17
2.6.2) CARACTERÍSTICAS DE CHAVEAMENTO	17
2.7) OUTROS DISPOSITIVOS	17
2.8) FUTURO DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES	18
3) CONVERSORES DE POTÊNCIA	18
3.1) CONVERSORES CC-CC	19
3.1.1) CONVERSORES NÃO ISOLADOS	19
3.1.1.1) Conversor <i>Buck</i>	20
3.1.1.2) Conversor <i>Boost</i>	21
3.1.1.3) Conversor <i>Buck-Boost</i>	22
3.1.1.4) Conversor <i>Cúk</i>	23
3.1.1.5) Conversor <i>SEPIC</i>	24
3.1.1.6) Conversor <i>Zeta</i>	24
3.1.2) CONVERSORES ISOLADOS	25
3.1.2.1) Conversor <i>Forward</i> a Uma Chave	25
3.1.2.2) Conversor <i>Flyback</i>	26
3.1.2.3) Conversor <i>Push-Pull</i>	26
3.1.2.4) Conversor em Meia Ponte	27
3.1.2.5) Conversor em Ponte Completa	27
3.2) CONVERSORES CA-CC	28
3.2.1) RETIFICADOR MONOFÁSICO DE MEIA ONDA NÃO CONTROLADO	28
3.2.2) RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA NÃO CONTROLADO	29
3.2.3) RETIFICADORES TRIFÁSICOS NÃO CONTROLADOS	30
3.2.4) RETIFICADORES CONTROLADOS E SEMI-CONTROLADOS	31
3.2.5) CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	32
3.3) CONVERSORES CC-CA	34
3.3.1) INVERSORES MONOFÁSICOS	34
3.3.1.1) Inversores Alimentados em Tensão	34
3.3.1.2) Inversores Alimentados em Corrente	35

3.3.2) INVERSORES PWM	36
3.3.3) INVERSORES TRIFÁSICOS	38
3.4) CONVERSORES CA-CA	39
3.4.1) CICLOCONVERSORES	40
3.4.2) CONVERSORES MATRICIAIS	41
4) APLICAÇÕES DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	42
4.1) SISTEMAS UPS	42
4.1.1) CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS UPS	43
4.1.1.1) UPS de Dupla Conversão de Energia	43
4.1.1.2) UPS de Simples Conversão de Energia	45
4.2) SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	47
4.2.1) SISTEMAS AUTÔNOMOS	48
4.2.2) SISTEMAS INTERLIGADOS À REDE ELÉTRICA COMERCIAL	48
4.3) TOPOLOGIAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA O PROCESSAMENTO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	49
4.3.1) CONVERSORES CC-CC	50
4.3.1.1) Conversor <i>Buck</i>	50
4.3.1.2) Conversor <i>Boost</i>	50
4.3.1.3) Conversor <i>Flyback</i>	51
4.3.2) CONVERSORES CC-CA	52
4.3.2.1) Inversor em Ponte Completa	52
4.3.2.2) Inversor Multiníveis	53
4.3.2.3) Inversor <i>Push-Pull</i>	54
4.3.2.4) Inversor em Ponte Completa Associado a Um Conversor <i>Flyback</i>	55
5) REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	56

1) INTRODUÇÃO

A base da era da informação atual foi estabelecida há cerca de 50 anos atrás com a invenção do transistor em 1947, e posteriormente a criação do circuito integrado (CI) em 1958. Desde então, a tecnologia tem aumentado enormemente a capacidade do ser humano de manipular a informação. Este período foi considerado a era da primeira revolução eletrônica.

Presencia-se hoje uma segunda revolução eletrônica através do desenvolvimento de semicondutores para controle de potência e energia. À medida que os valores de tensão, corrente e frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores aumentam, as áreas de aplicação da eletrônica de potência se estendem. Dentre as áreas já atingidas pela eletrônica de potência, pode-se destacar acionamentos industriais de alta potência, sistemas de armazenamento de energia, sistemas elétricos de distribuição e transmissão, sistemas de telecomunicações, fontes não convencionais de energia, veículos elétricos, eletrodomésticos, aplicações aeroespaciais, entre outras.

A aplicação dominante da eletrônica está no processamento da informação. A indústria da computação é a grande consumidora de dispositivos semicondutores, vindo em segundo lugar a indústria de bens eletrônicos tipo rádio, TV, câmeras, brinquedos, entre outros. Embora todos os equipamentos eletrônicos requeiram uma fonte de energia para funcionar, estes têm como função básica processar informação. O advento da eletrônica de potência possibilitou o uso de dispositivos eletrônicos também no processamento de energia.

De uma maneira geral, um circuito em eletrônica de potência pode ser visto como uma caixa preta para processar a energia elétrica, adequando esta energia de maneira eficiente às necessidades da carga. O conteúdo desta caixa preta pode ser dividido em três categorias: circuitos digitais usados para codificar e decodificar os sinais para comunicação entre os sistemas de controle do processador de energia e o ambiente externo, os circuitos analógicos de proteção e os dispositivos de alta tensão e alta corrente para regular o fluxo de potência através do processador.

O processo envolve conversão de energia e controle usando chaves semicondutoras. Conversores chaveados operando em altas frequências propiciam uma economia de espaço, redução de custo, baixo ruído, baixa manutenção, maior confiabilidade e alto desempenho e rendimento quando comparado com os conversores lineares convencionais. Por outro lado, o uso de chaves semicondutoras operando em alta frequência permite o aparecimento de harmônicas de tensão e corrente no sistema de alimentação em corrente alternada.

Nos equipamentos usados em eletrônica de potência, há basicamente dois tipos de semicondutores: os semicondutores de potência, que podem ser considerados os músculos do equipamento, e os dispositivos eletrônicos de sinal e controle, considerados o cérebro. Ambos são de natureza digital, e diferem quanto à quantidade de energia que podem processar. Os primeiros dispositivos manipulam potências de até gigawatts, enquanto os últimos manipulam no máximo alguns miliwatts com o objetivo de transmitir algum sinal.

O adequado inter-relacionamento entre estes dois elementos na eletrônica de potência permite um alto nível de produção industrial, melhoria da qualidade do produto. Um alto rendimento é essencial no processamento de energia, uma vez que as perdas durante o processo de conversão devem ser dissipadas para evitar que os dispositivos semicondutores no processador trabalhem a altas temperaturas. À medida que a energia processada aumenta, tende-se a maiores e mais caros sistemas de resfriamento (trocadores de calor). Em casos de baixos rendimentos, o sistema de resfriamento pode se tornar impraticável.

Os processadores de energia capazes de operar com altas tensões e altas correntes e dissipação de energia reduzida são construídos à base de capacitores, indutores e chaves estáticas, uma vez que estes dispositivos não dissipam energia.

A eletrônica de potência começou com a invenção do retificador a arco de mercúrio no início do século XX e se desenvolveu gradualmente deste então. Boa parte da tecnologia atual, isto é, retificadores, inversores e cicloconversores, data dos anos 1930. Porém, a grande revolução na

eletrônica de potência começou com o tiristor ou retificador controlado a silício, um dispositivo semicondutor capaz de conduzir altas potências, inventado em 1956 nos Laboratórios Bell e comercializado a partir de 1958 pela General Electric.

2) CHAVES SEMICONDUTORAS DE POTÊNCIA

As chaves nas estruturas de eletrônica de potência são dispositivos semicondutores que, devido às suas características intrínsecas ou seu modo de uso, apresentam completo bloqueio ou irrestrita condução à passagem de corrente elétrica. Estes componentes, também chamados de semicondutores de potência, podem ser classificados de acordo como são ativados, em três tipos: diodos, tiristores e chaves controladas. Nesta última categoria, encontram-se vários dispositivos que incluem o transistor bipolar, o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*), o GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), o IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) e, mais recentemente, o MCT (*MOS-Controlled Thyristor*). Estes dispositivos têm passado por grandes avanços e mudanças nos últimos anos. O dispositivo ideal deve ser capaz de suportar uma alta tensão no estado de bloqueio e conduzir um alto valor de corrente em uma pequena área com queda de tensão nula em condução. Além disso, deve também de mudar de estado de maneira quase instantânea.

De acordo com a tecnologia empregada na fabricação, pode-se classificar os atuais componentes semicondutores de potência em quatro grandes grupos principais: os tiristores, (SCR, GTO, entre outros), os transistores de junção bipolar (BJT), os transistores de efeito de campo (JFET, MOSFET, entre outros) e os transistores híbridos ou bipolares de gatilho isolado (IGBT). Esta ordem de apresentação é cronológica, ou seja, os tiristores inauguraram a era dos semicondutores controlados de potência, enquanto os IGBT's consistem em uma tecnologia mais recente. Desde seu surgimento em 1983, os transistores bipolares de gatilho isolado têm concorrido com os transistores bipolares convencionais em muitas aplicações, e têm concorrido com tiristores em aplicações de sistemas elétricos. Alguns destes componentes ocupam faixas bastante específicas de aplicações e níveis de potência. Os tiristores, por exemplo, ainda reinam absolutos em aplicações de alta potência e baixa frequência (por exemplo, tração elétrica e transmissão HVDC – alta tensão/corrente contínua). Já os IGBT's têm sido aplicados em frequências intermediárias (menor que 50 kHz) em potências cada vez maiores (superando 3 MVA em 1998), chegando atualmente a ameaçar os tiristores de potência mais baixa como os GTO's. Os IGBT's são atualmente usados em aplicações que vão desde fontes chaveadas a acionamento de motores. Os MOSFET's, por outro lado, têm sido utilizados em médias potências e altas frequências (50 kHz a 600 kHz), tipicamente em fontes chaveadas com comutação não dissipativa, periféricos de computadores, eletrônica automotiva e fontes de potência para aquecimento indutivo.

Os transistores bipolares ocupam a menor faixa de potência (até dezenas de kW), sendo capazes de operar satisfatoriamente até 20 kHz (como dispositivos de sinal, operam até 30 MHz). Em determinadas aplicações, tanto os MOSFET's quanto os transistores bipolares também têm sido ameaçados por componentes mais recentes, como o IGBT e os relativamente novos tiristores controlados a MOS (*MOS-Controlled Thyristors* – MCT). Circuitos integrados de potência (*smart power IC's*) consistem em um novo capítulo da eletrônica de potência, e têm sido desenvolvidos para atuar até na faixa de médias potências, devendo substituir componentes discretos e circuitos convencionais de disparo e proteção.

A Tabela 1 reúne um conjunto de informações a respeito do estado da arte dos componentes básicos mencionados anteriormente.

Tabela 1
Valores nominais máximos aproximados dos componentes semicondutores (1996).

Componente	Tensão (V)	Corrente (A)	Frequência (kHz)	Potência (kVA)
Tiristor	10.000	5.000	2	10.000
Transistor	1.000	300	20	200
MOSFET	1.000	100	50	50
IGBT	3.000	1.000	20	3.000

Para se atingir os níveis de tensão e corrente de alguns elementos da Tabela 1, os fabricantes recorrem, em geral, a técnicas de produção de circuitos integrados. Para ampliar os limites de corrente, são produzidos módulos que contêm componentes discretos em paralelo (na prática, consiste em um paralelismo de *chips*). Estes módulos minimizam problemas de *layout* e divergência de parâmetros, permitindo uma operação segura com elevados níveis de corrente apesar de, geralmente, serem de alto custo. Para os IGBT's, por exemplo, o limite de corrente e potência dos componentes discretos encontra-se em torno de 70 A e 200 kVA.

Os valores desta tabela são aproximados, devendo ser usados apenas como estimativa, já que a diversidade de fabricantes e tecnologias oferecem um universo muito extenso de alternativas. Deve-se observar também que nem sempre é possível encontrar um componente capaz de operar simultaneamente com os valores máximos indicados em uma mesma linha da tabela. A frequência de trabalho máxima mostrada não considera a possibilidade de circuitos de comutação suave, o que certamente ampliaria os limites descritos. Os valores indicados consideram um limite aceitável de perdas de chaveamento em operação com comutação dissipativa.

A Fig. 1 mostra as principais aplicações de Eletrônica de Potência, em função da tensão de bloqueio e da corrente de condução exigida dos componentes semicondutores.

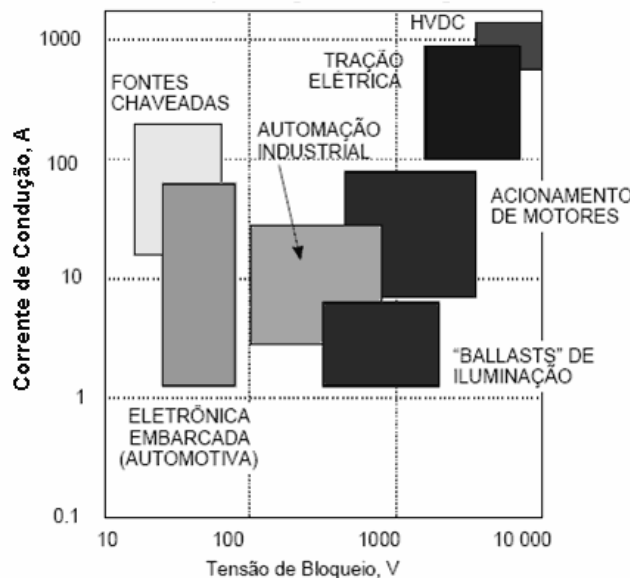


Fig. 1 – Aplicações típicas da eletrônica de potência.

A Fig. 2 mostra a capacidade de processamento de potência de cada chave em função da tensão de operação e da frequência respectivamente.

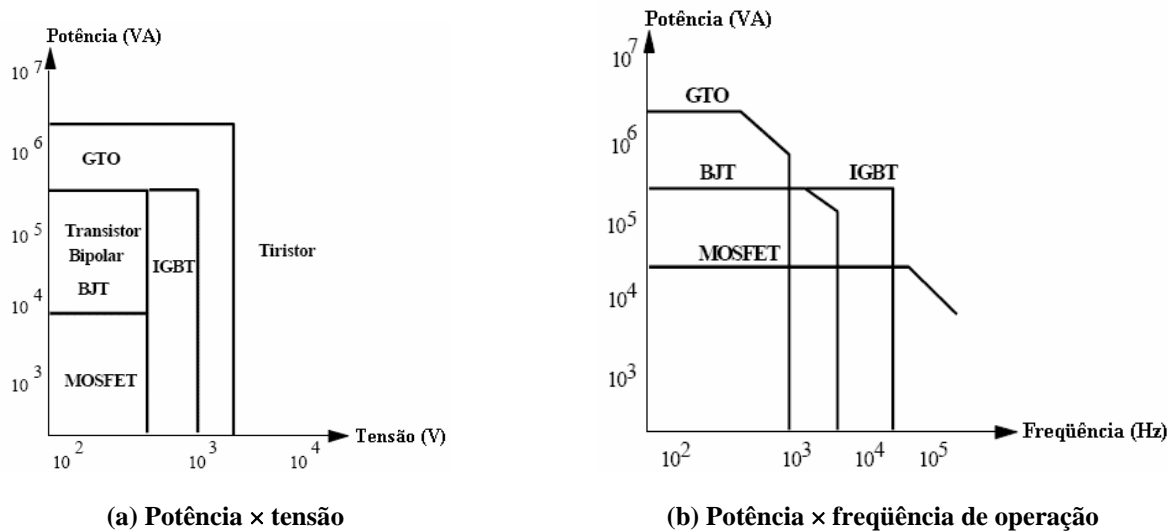


Fig. 2 – Características dos semicondutores.

A seguir, são apresentados alguns aspectos básicos referentes aos principais dispositivos semicondutores empregados em eletrônica de potência.

2.1) JUNÇÕES PN

O ponto de partida para o estudo dos semicondutores é o cristal de silício de quatro valências em uma pureza tal que, dentre 10^{90} átomos de silício, há apenas um átomo estranho presente no cristal. Na formação do cristal, todos os quatro elétrons de valência de cada átomo são usados para manter as ligações dentro da cadeia como mostra a Fig. 3.

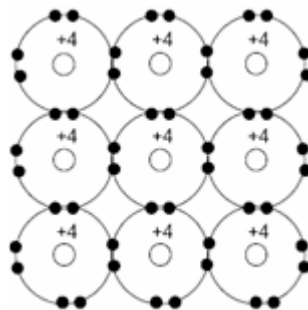


Fig. 3 – Representação do cristal de silício e elétrons de valência.

Em baixas temperaturas, o cristal comporta-se como um isolante. Em altas temperaturas, os elétrons de valência, como resultado do aumento de energia, podem temporariamente deixar suas posições no átomo e se mover como elétrons livres. Os átomos aos quais os elétrons pertenciam ficam carregados positivamente devido à saída do elétron. Como estes podem capturar elétrons, são chamados de lacunas quando nesta condição. À temperatura ambiente, cada cm^3 de um cristal tem aproximadamente $2 \cdot 10^{10}$ elétrons livres e igual número de lacunas. Isto explica a inerente condutividade do silício.

Quando o cristal está sujeito a um campo elétrico, os elétrons e lacunas movem-se no cristal em direções opostas. As lacunas movem-se na direção do campo e comportam-se como portadores de cargas positivas. Na condutividade natural, o número de elétrons é igual ao número de lacunas. Esta condutividade natural cresce com o aumento da temperatura porque os elétrons adquirem mais energia e podem deixar suas posições na cadeia do cristal mais facilmente. O coeficiente de temperatura positivo da condutividade é uma característica dos semicondutores eletrônicos.

A habilidade de conduzir é alterada significativamente se o cristal é dopado, isto é, quando átomos estranhos (impurezas) substituem átomos de silício em várias posições na cadeia do cristal.

Para esta dopagem, átomos do grupo de quinta valência como o antimônio, ou do grupo de terceira valência como o alumínio, são usados. A estrutura normal do cristal não deve ser alterada pela dopagem. Portanto, apenas uma limitada dopagem é permitida. Se o silício é dopado com antimônio, um elétron de cada átomo de antimônio está livre porque não há nenhuma posição para o mesmo na cadeia, como mostra a Fig. 4 (a). O silício é considerado com dopagem negativa (dopagem N) e a condutividade que resulta é superimposta à condutividade natural. Portanto, há agora um maior número de elétrons que de lacunas. O contrário acontece com uma dopagem com alumínio, visto na Fig. 4 (b), onde existe uma abundância de lacunas e o silício é considerado com dopagem positiva (dopagem P). A dopagem aumenta a condutividade do cristal.

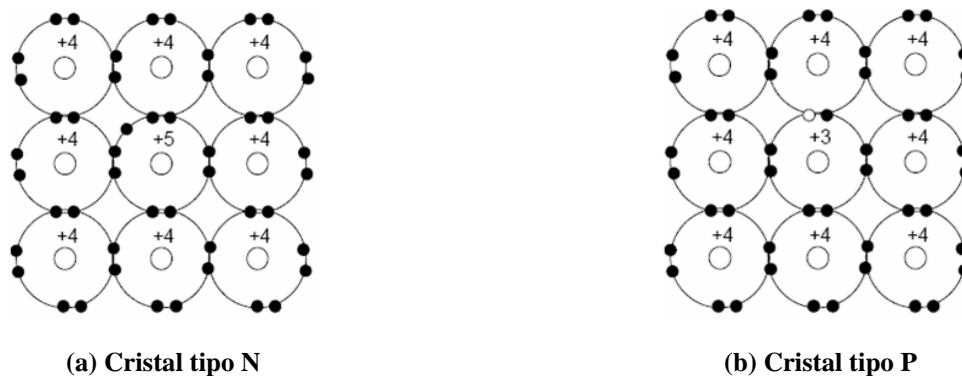


Fig. 4 – Semicondutores dopados.

Um importante fenômeno ocorre se um cristal tipo N é conectado a um cristal tipo P. Na junção entre as duas regiões, os elétrons livres, majoritários no cristal N, difundem-se no cristal P, onde são minoritários, e ocupam as lacunas. O intuito desta difusão de partículas carregadas é formar na junção uma barreira eletrostática de potencial. Os átomos do semiconductor no lado N perto da junção são íons positivos, pois perderam um elétron. Os átomos do cristal no lado P perto da junção são agora íons negativos, pois ganharam um elétron. Isto forma em torno da junção uma região com poucos portadores chamada de camada de depleção, mostrada na Fig. 5. Esta região produz um campo elétrico devido à presença das cargas, que se torna mais forte à medida que mais cargas atravessam a junção. Este campo, entretanto, tende a atrasar o processo de difusão de portadores (formação da camada de depleção) porque age no sentido de empurrar os elétrons de volta para a camada tipo N e os lacunas para a camada tipo P. Um equilíbrio é atingido quando o fluxo causado pela difusão de portadores é contrabalanceado pelo fluxo devido ao campo elétrico. No equilíbrio, o fluxo de lacunas e elétrons separadamente soma zero (o que não significa dizer que a corrente total no semiconductor é zero). Caso contrário, haveria um crescimento de elétrons e lacunas em um lado da junção.

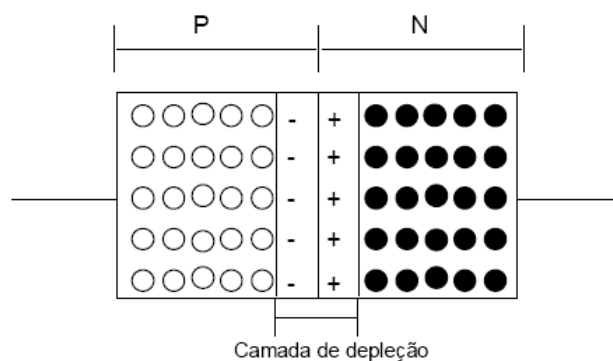


Fig. 5 – Barreira eletrostática de potencial.

Se uma tensão reversa (positivo no terminal N e negativo no terminal P) é aplicada ao cristal, os elétrons livres na região N afastam-se da junção, o mesmo acontecendo com as lacunas na região

P. A condutividade do cristal é mínima e nenhum valor apreciável de corrente pode circular. Há o aumento da camada de depleção como pode ser visto na Fig. 6 (a).

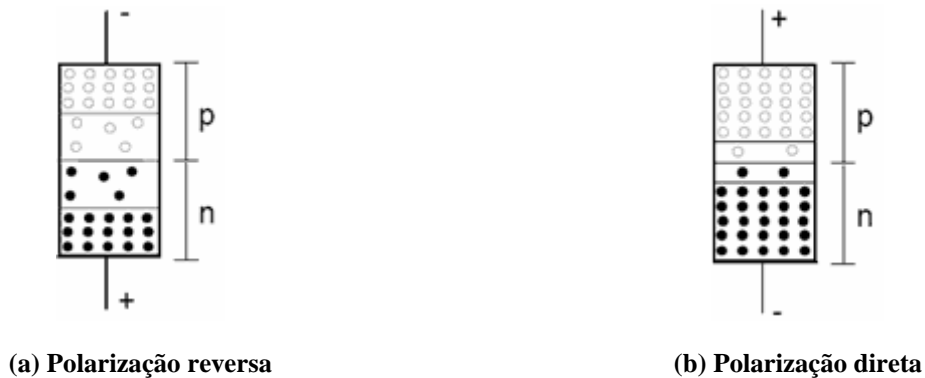


Fig. 6 – Junção PN.

A máxima tensão reversa suportada pelo cristal é determinada pela camada de depleção. Uma tensão reversa muito intensa pode romper a camada provocando avalanche e, conseqüentemente, a destruição do cristal. A aplicação de tensão com polarização direta faz com que os elétrons livres na região N movam-se para a região P e a junção fique cheia de portadores de carga, aumentando a condução na junção, provocando o colapso da região de depleção e o cristal se torna condutor. Em torno da junção, a corrente é composta de igual número de elétrons e lacunas, mas, a certa distância da junção, a corrente na região P é de lacunas e na região N é de elétrons. Este efeito é mostrado na Fig. 6 (b).

A junção PN, quando polarizada diretamente, apesar de conduzir corrente, tem uma condutividade consideravelmente menor que dos metais. A passagem de corrente pela junção é acompanhada de perdas por aquecimento, que são grandes em comparação com o tamanho do cristal. Estas perdas devem ser dissipadas para que a junção não ultrapasse a máxima temperatura permitida.

2.2) DIODO DE POTÊNCIA

A formação de camadas em um diodo de potência é mostrada na Fig. 7. Consiste de uma camada tipo N com alta dopagem (N^+ , chamada substrato), e acima desta uma camada também tipo N com dopagem mais leve (N^-) e espessura especificada. Assim, tem-se a junção PN, formada pela difusão de uma camada tipo P com alta dopagem (P^+) que forma o anodo do diodo. O tamanho destas camadas variará de acordo com a corrente e tensão nominais do diodo.

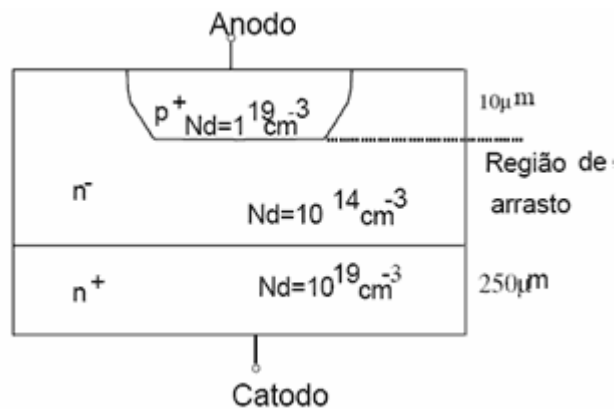


Fig. 7 – Seção transversal de um diodo de potência.

A camada N^- , geralmente chamada de região de arrasto, é a característica não encontrada nos diodos comuns de sinal. Sua função é absorver a camada de depleção da junção P^+N^- quando o cristal é reversamente polarizado. Esta camada é um tanto larga para altas tensões reversas, e

estabelece a tensão reversa máxima suportada pelo diodo. Sendo longa e com relativamente baixa dopagem, esta tenderia a apresentar uma alta resistência ôhmica quando o diodo estivesse diretamente polarizado, se não fosse a quantidade de portadores injetados nesta região devido à polarização direta.

Em diodos de pequena potência, a queda de tensão durante a condução é considerada como constante sendo da ordem de 0,7 V a 1,0 V. Portanto, as perdas devido à condução são estimadas em $0,7 \cdot I$, onde I é a corrente no diodo. Para diodos de potência, esta estimativa não seria bem verdadeira, pois se estaria desprezando a queda “ôhmica” na região de arrasto (N-), e são estas perdas que limitam a potência do diodo. Entretanto, o valor da resistência ôhmica nesta região no estado de condução é bem menor que o esperado, tomando por base a geometria do diodo, devido à grande quantidade de portadores injetados nesta região. Esta modulação da condutividade reduz substancialmente a dissipação de potência do valor, que seria estimado baseado no equilíbrio de condutividade na região de arrasto.

2.2.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$

É bastante conhecido que a característica $I \times V$ de um diodo quando polarizado diretamente é exponencial. As altas correntes nos diodos de potência fazem com que a característica ôhmica mascare a característica exponencial. A camada de dopagem leve (N-) contribui em parte para este aumento da resistência ôhmica. Quando polarizado reversamente, apenas uma pequena corrente de fuga circula desde que a tensão reversa de ruptura não seja atingida.

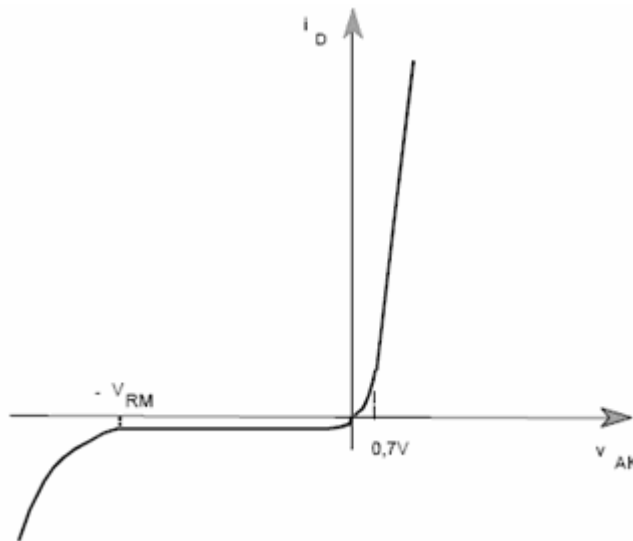


Fig. 8 – Característica $I \times V$ de um diodo de potência.

2.2.2) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO

Um diodo de potência requer um tempo finito para mudar do estado de bloqueio ao de condução, e vice-versa. Deve-se observar não só o tempo requerido para estas transições, mas também como a tensão e corrente no diodo comportam-se durante as transições. Tanto o tempo de transição como as formas de onda são afetadas pelas propriedades intrínsecas do diodo e pelo circuito no qual o dispositivo está operando. As formas de onda para tensão e corrente no diodo durante o chaveamento são mostradas na Fig. 9.

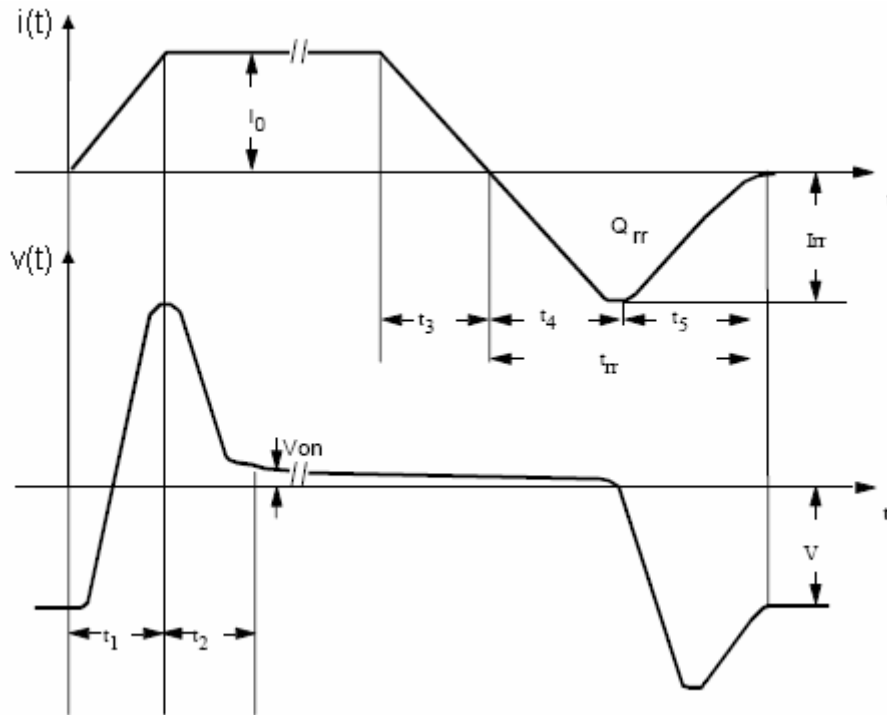


Fig. 9 – Formas de onda de tensão e corrente em um diodo de potência durante o chaveamento.

O transitório para o início de condução acontece durante os tempos t_1 e t_2 . Durante estes intervalos, dois processos acontecem em seqüência. No primeiro, a carga armazenada na camada de depleção é removida pelo aumento da corrente de condução do diodo. À medida que a corrente do diodo cresce, aparece uma alta sobretensão na junção até que a camada de depleção desapareça completamente e adquira equilíbrio. As indutâncias no circuito também contribuem para sobretensões devido a altos valores de di/dt . Estes dois fatores podem gerar sobretensões tais que venham a danificar ou mesmo afetar a operação de circuitos em sistemas eletrônicos de potência. No segundo, a tensão pára de crescer, e eventualmente diminui à medida que portadores são injetados na região de arrasto e a saturam. Além disso, a contribuição indutiva cessa quando a corrente do diodo se estabiliza no seu valor de condução. O período termina quando a tensão anodo catodo cai ao valor de condução (camada de depleção também saturada).

O transitório durante o bloqueio é descrito nos intervalos de t_3 a t_5 . Ao ser aplicada uma tensão reversa, a carga na junção deve ser removida antes que esta adquira o estado de bloqueio. A remoção desta carga (redução da corrente de condução $i(t)$) ocorre por recombinação e arrasto. Quando a corrente $i(t)$ é anulada, ocorre a inversão devido aos portadores minoritários que formarão a camada de depleção. Enquanto há corrente através da junção, isto é, ainda há recombinação de cargas, a tensão no diodo ainda permanece em seu valor mínimo de condução. Após a inversão da corrente, o excesso de portadores majoritários na junção cai a zero. Neste ponto, a tensão na junção do diodo reverte, já que a região de depleção se estabelece. A corrente pára de crescer negativamente e cai rapidamente, tornando-se nula após t_5 .

O intervalo de tempo $t_{rr}=t_4+t_5$ é chamado de tempo de recuperação reversa, e é uma característica muito importante para todos os circuitos de eletrônica de potência onde diodos são usados, pois determina a freqüência máxima que a chave pode operar.

2.3) TRANSISTOR BIPOLAR DE POTÊNCIA

Um transistor de potência tem uma estrutura de quatro camadas, verticalmente orientadas como mostrada na Fig. 10 (a). Sua representação elétrica é mostrada na Fig. 10 (b) para as estruturas NPN e PNP. Na grande maioria das aplicações em potência, usa-se o transistor NPN na configuração emissor comum.

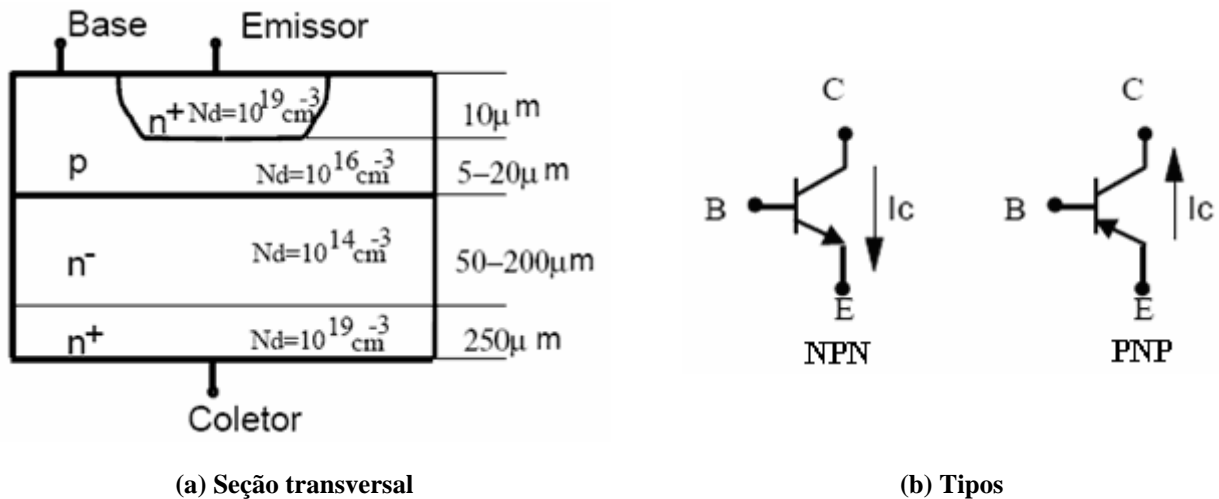


Fig. 10 – Transistor de potência.

O nível de dopagem, bem como a espessura de cada camada, tem uma significativa influência nas características do dispositivo. A dopagem da camada do emissor é alta, enquanto que a base é moderadamente dopada. A camada N- do coletor é usualmente chamada de região de arrasto e possui uma dopagem leve. A camada N+ do coletor tem uma alta dopagem, no nível da encontrada no emissor. A espessura da camada de arrasto determina o valor da tensão de ruptura do transistor. A espessura da base deve ser a menor possível para garantir uma boa amplificação de corrente. Entretanto, uma base com espessura muito pequena reduz o valor da tensão de ruptura máxima.

A principal diferença entre a característica de um transistor de potência e um dispositivo de sinal está na região chamada quase-saturada, e é uma consequência da região N- do coletor, inexistente nos transistores de sinal.

2.3.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$

A característica $I \times V$ de um transistor de potência NPN típico é mostrada na Fig. 11. Algumas observações podem ser obtidas a partir destas curvas. Primeiro, há uma tensão máxima emissor-coletor V_{SUS} aplicável ao transistor quando este está conduzindo um substancial valor de corrente. Para uma corrente de base nula, esta tensão aumenta de valor e é chamada V_{BCE0} . A região chamada ruptura primária deve-se à avalanche convencional da junção coletor-base. Esta região deve ser evitada, porque uma destrutiva dissipação de potência acompanha a avalanche. A região de ruptura secundária deve também ser evitada porque alta dissipação de potência também acontece, mas em pontos localizados no semiconductor.

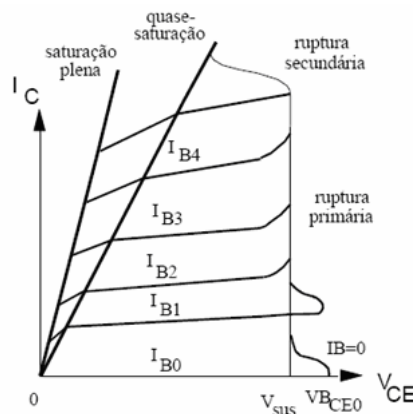


Fig. 11 – Característica $I \times V$ de um transistor de potência.

2.3.2) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO

As características do transistor e do circuito no qual está operando interagem para determinar a velocidade de chaveamento do transistor. O estudo é baseado na Fig. 12.

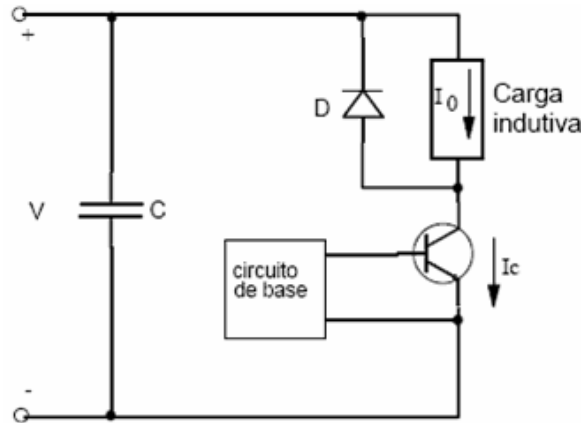


Fig. 12 – Circuito para análise das características de chaveamento do transistor bipolar.

2.3.2.1) CONDUÇÃO

O circuito externo determina a corrente de coletor do transistor. Este valor de corrente e as recombinações no transistor, particularmente na região de arrasto, determinam a mínima carga que deve ser armazenada no transistor para que este permaneça em condução. O ganho de corrente do transistor estabelece a mínima corrente de base para manter a distribuição de carga no dispositivo. Valores de corrente superiores a este mínimo carregará mais rapidamente o transistor, conseqüentemente reduzindo o tempo de transição do estado desligado para ligado.

A tensão aplicada ao circuito de base, a corrente de coletor e outras tensões e correntes de interesse no transistor em função do tempo são mostradas na Fig. 13. Durante o período inicial de tempo, chamado tempo de retardo $t_{d(on)}$, não há armazenamento de carga devido à carga espacial negativa na junção base-emissor, que deve ser removida para que a junção fique polarizada positivamente e a injeção de portadores possa se iniciar. Durante este intervalo, apenas a corrente de base circula e a tensão base-emissor cresce.

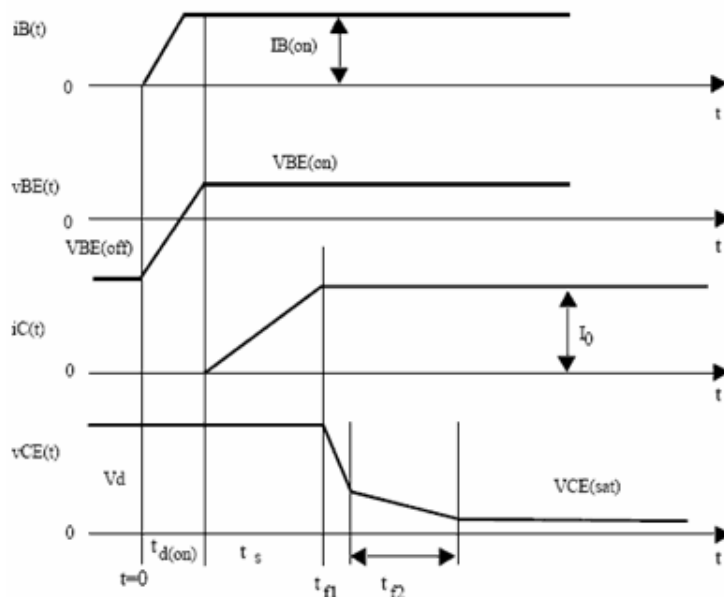


Fig. 13 – Formas de onda no transistor durante a condução.

Após $t_{d(on)}$, a corrente de coletor aumenta rapidamente alcançando seu valor final no instante t_s . A tensão de coletor V_{CE} não altera neste intervalo, porque o diodo em paralelo com a carga ainda está conduzindo. O transistor está na região ativa. Depois de t_s , a tensão de coletor cai rapidamente durante t_{f1} , pois o diodo pára de conduzir. Após t_{f1} , o transistor entra na região de quase saturação (saturação da região de arrasto), início de t_{f2} , de modo que a redução de tensão de coletor é mais lenta. A saturação completa inicia-se quando os portadores majoritários estão em quantidade suficiente na região de arrasto.

2.3.2.2) BLOQUEIO

Bloquear um transistor envolve remover toda a carga armazenada nas junções. Isto pode ser obtido reduzindo a corrente de base a zero, ou torná-la negativa para acelerar o processo. O processo é iniciado em $t=0$ na Fig. 14, onde tensões e correntes de interesse são mostradas. Durante o intervalo de tempo t_s , a corrente de coletor permanece em seu valor de condução até que toda a carga em excesso ao mínimo requerido seja retirada. Após t_s , o transistor deixa a região de saturação e passa à quase-saturada, quando a tensão de coletor começa aumentar vagarosamente. Após a redução a zero dos portadores em excesso na região de arrasto, fim da região quase-saturada, fim de t_{f2} , o transistor entra na região ativa t_{f1} , e a tensão de coletor (coletor emissor) cresce rapidamente, já que a corrente de coletor, ainda em seu valor máximo, ajuda a formação da capacitância na junção base-coletor. Então, a corrente no coletor reduz-se devido ao bloqueio da junção. Neste caso, a corrente de carga passa a circular pelo diodo D .

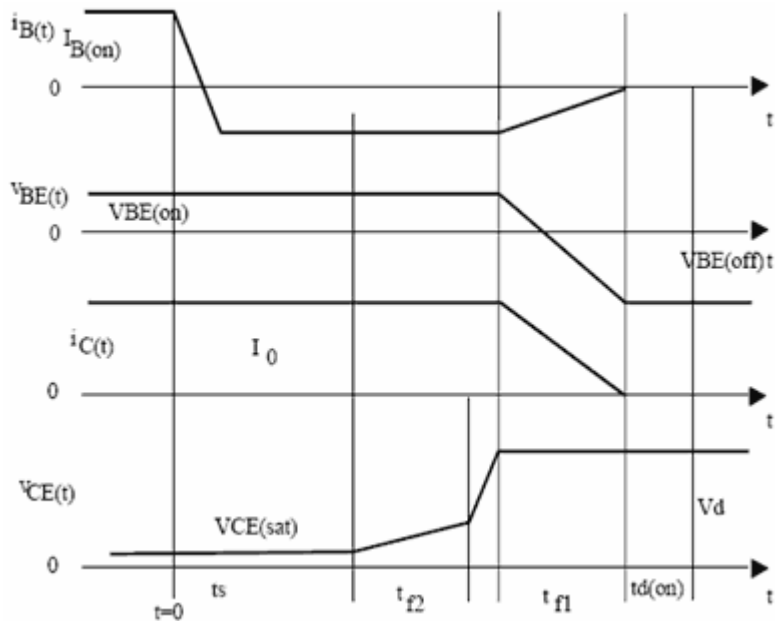


Fig. 14 – Formas de onda no transistor durante o bloqueio.

2.4) TIRISTOR

De todos os semicondutores de potência, o retificador controlado a silício (SCR) apresenta o menor custo por kVA, e é capaz de controlar alto valor de potência. São bastante empregados nos sistemas elétricos como chaves para inversores e retificadores.

O tiristor é um dispositivo de quatro camadas, como mostra o corte vertical da Fig. 15. Seu símbolo é praticamente o símbolo de um diodo com um terceiro terminal de controle, chamado gatilho. Os cristais que formam um tiristor podem ser associados, para explicar seu funcionamento, como a ligação de dois transistores: um NPN e um PNP, como mostrado na Fig. 16.

A camada N-, como no transistor de potência, absorve a camada de depleção da junção, que determina a máxima tensão aplicável ao tiristor. A camada P, que forma o anodo do tiristor, é a característica do tiristor não encontrada no transistor de potência. Esta camada concede ao tiristor características bem diferentes daquelas do transistor.

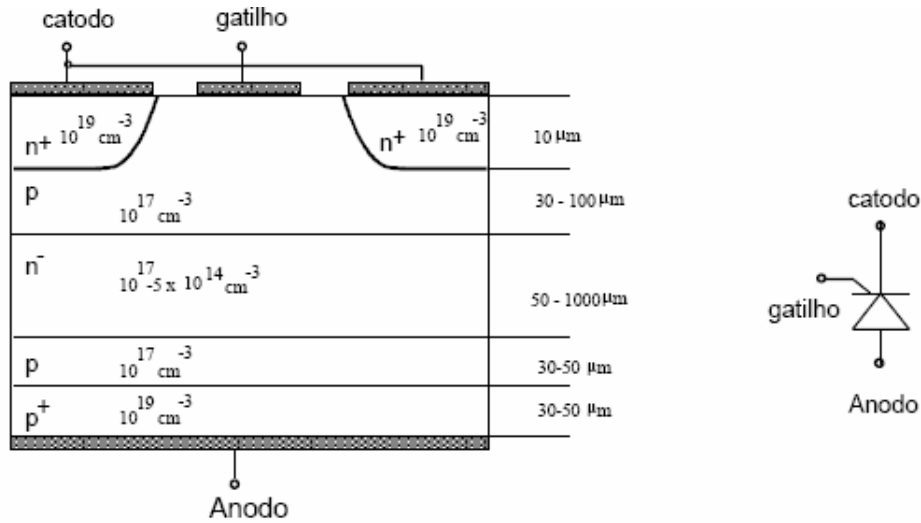


Fig. 15 – Seção transversal de um tiristor genérico.

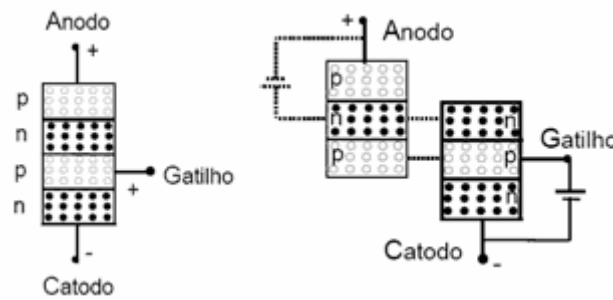


Fig. 16 – Junção PNPN.

2.4.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$

A unicidade do tiristor está em sua característica $I \times V$ (corrente de anodo em função da tensão anodo-catodo), vista na Fig. 17. Sob tensão inversa, o tiristor comporta-se similarmente a um diodo polarizado inversamente, que conduz pouca corrente até que a avalanche ocorra. Para o tiristor, a máxima tensão reversa é denominada V_{RM} . Em polarização direta, o tiristor tem dois estados estáveis, conectados por um estado instável que se comporta como uma resistência negativa na característica $I \times V$. A região de alta tensão e baixa corrente é a região de bloqueio em polarização direta ou estado desligado, e a região de baixa tensão e alta corrente é o estado ligado. Ambos os estados podem ser vistos na Fig. 17.

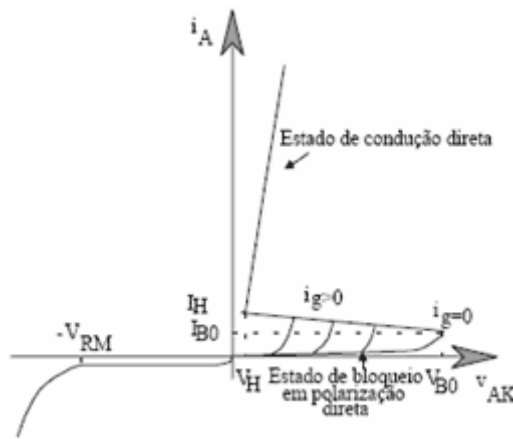


Fig. 17 – Característica $I \times V$ de um tiristor.

Específicos valores de tensão e corrente para operação do tiristor em polarização direta são de interesse do usuário e aparecem em folhas de especificação do dispositivo. A corrente I_H representa a mínima corrente que o tiristor pode conduzir e ainda manter o estado de condução. Esta corrente é acompanhada por uma tensão no dispositivo chamada V_H , e representa a menor tensão durante o estado de condução. Para o estado de bloqueio em polarização direta, os valores de interesse são a tensão máxima de ruptura V_{B0} (acima deste valor de tensão, mesmo para corrente de gatilho zero, o tiristor entra na região de condução da curva), e a corrente durante a ruptura é chamada I_{B0} .

A tensão de ruptura é definida para corrente de gatilho nula. Se uma corrente positiva é aplicada ao gatilho do tiristor, então a transição do estado de bloqueio para condução ocorrerá em menores valores de tensão anodo-catodo. O tiristor comutará para o estado de condução se a corrente no gatilho é razoavelmente grande. Embora não indicado na característica $I \times V$, a corrente de gatilho não necessita ser contínua, mas pode ser um pulso com duração mínima especificada. Esta habilidade de entrar em condução por meio de um pulso de corrente no gatilho é a razão básica do uso generalizado do tiristor. Entretanto, uma vez em condução o gatilho não pode ser usado para desligar o tiristor. A única maneira de desligar um tiristor é por meio de um circuito externo que force a corrente do dispositivo ser menor que I_H por um período de tempo específico.

2.4.2) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO

O tiristor inicia sua condução depois que um pulso de certa duração é aplicado ao gatilho. As formas de onda da tensão anodo-catodo e corrente de anodo são mostradas na Fig. 18. Durante o tempo de retardo $t_{d(on)}$, o tiristor permanece no estado de bloqueio enquanto a corrente de gatilho injeta portadores na camada P2. O excesso de portadores faz com que a corrente de anodo comece a crescer na região em torno do gatilho. Durante o tempo de subida da corrente de anodo, a alta densidade de portadores na região do gatilho causa o rápido crescimento da corrente até seu valor final, enquanto se espalha pela região transversal do tiristor. Durante o tempo de subida, a tensão cai rapidamente porque o excesso de portadores na região do gatilho reduz sensivelmente a capacidade de bloqueio do tiristor. Após o tempo de subida, o plasma ainda continua a se espalhar como mostra a Fig. 18.

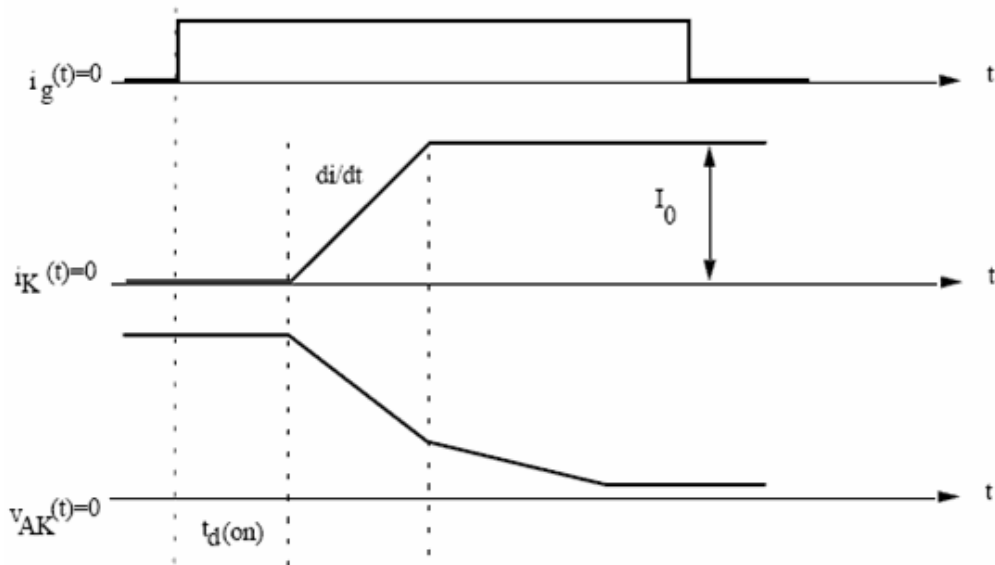


Fig. 18 – Formas de onda para o tiristor em condução.

2.5) TRANSISTOR MOSFET

Os MOSFET's são dispositivos de três terminais, acionados por tensão (ao contrário do transistor bipolar e do tiristor que são acionados por corrente), e possuem habilidade de operar em altas frequências. A seção transversal de um MOSFET é mostrada na Fig. 19. Para uma tensão positiva entre o gatilho (*G*) e a fonte (*S*), haverá uma indução de cargas negativas (*N*) no canal que permitirá condução de corrente entre o dreno (*D*) e a fonte (*S*), para uma tensão positiva V_{DS} .

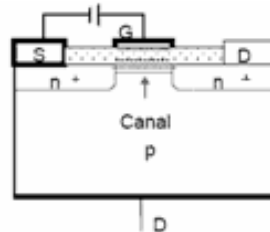
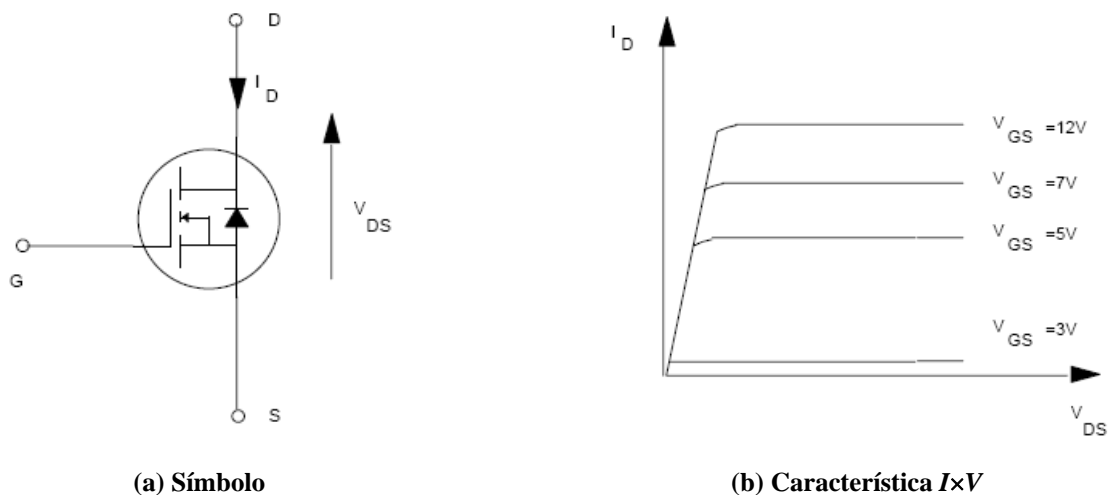


Fig. 19 – Seção transversal de um MOSFET tipo N.

A representação do MOSFET tipo N, bem como sua característica de condução, é mostrada na Fig. 20.



(a) Símbolo

(b) Característica $I \times V$

Fig. 20 – Representação do MOSFET tipo N.

O MOSFET, quando em condução, é essencialmente um dispositivo resistivo. Por apresentar uma resistência de condução relativamente alta, é usualmente utilizado como um dispositivo de chaveamento.

2.5.1) CARACTERÍSTICA DE CHAVEAMENTO

O MOSFET apresenta capacitâncias parasitas, e sua característica de chaveamento dependerá das constantes de tempo relativas a estes elementos capacitivos. A Fig. 21 mostra as capacitâncias parasitas do dispositivo, bem como o circuito empregado para analisar a característica de chaveamento.

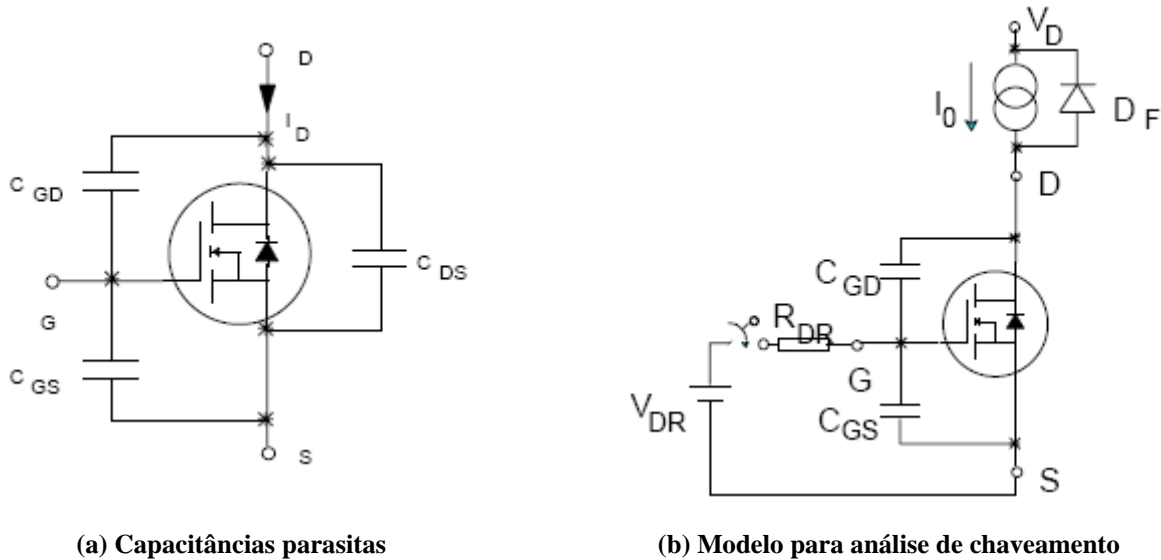


Fig. 21 – Representação do MOSFET.

2.5.2) FORMAS DE ONDA

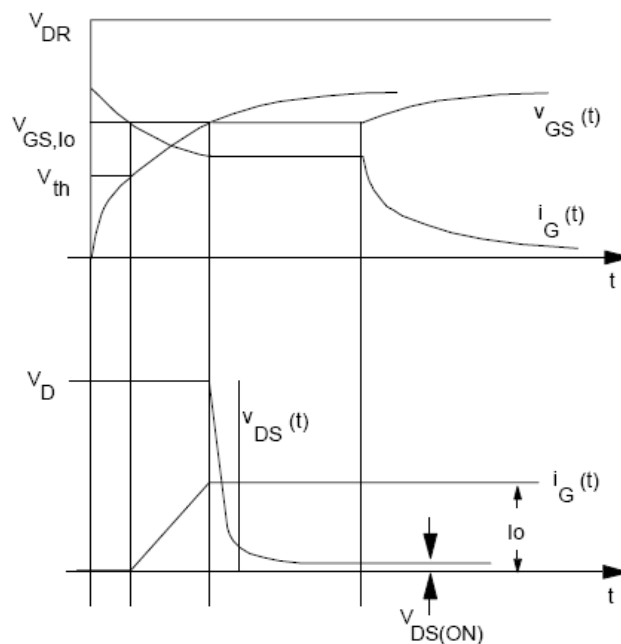


Fig. 22 – Formas de onda durante a condução.

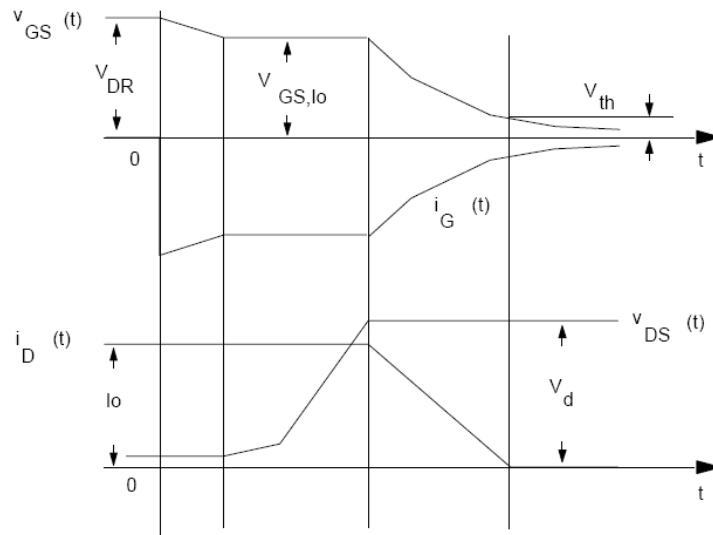


Fig. 23 – Formas de onda durante o bloqueio.

2.6 TRANSISTOR IGBT

O transistor bipolar de gatilho isolado (IGBT – *insulated gate bipolar transistor*) é um dispositivo que combina as características de atuação rápida e de alta capacidade de potência do transistor bipolar com a característica de controle de tensão pelo gatilho do MOSFET. Em termos mais simples, as características coletor-emissor são similares àquelas dos transistores bipolares, mas as formas de controle são as mesmas do MOSFET.

Em termos simplificados, pode-se analisar o IGBT como um MOSFET, no qual a região N-tem sua condutividade modulada pela injeção de portadores minoritários (lacunas), a partir da região P+, uma vez que J1 está diretamente polarizada. Esta maior condutividade produz uma menor queda de tensão em comparação a um MOSFET similar.

O controle de componente é análogo ao do MOSFET, ou seja, pela aplicação de uma polarização entre gatilho e emissor. Para o IGBT, o acionamento também ocorre por tensão. A máxima tensão suportável é determinada pela junção J2 (polarização direta) e por J1 (polarização reversa). Como J1 divide duas regiões muito dopadas, conclui-se que um IGBT não suporta tensões elevadas quando polarizado reversamente.

Os IGBT's apresentam um tiristor parasita. A construção do dispositivo deve ser tal que evite o acionamento deste tiristor, especialmente devido às capacitâncias associadas à região P, a qual se relaciona à região do gatilho do tiristor parasita. Componentes modernos não apresentam problemas relativos a este elemento indesejado.

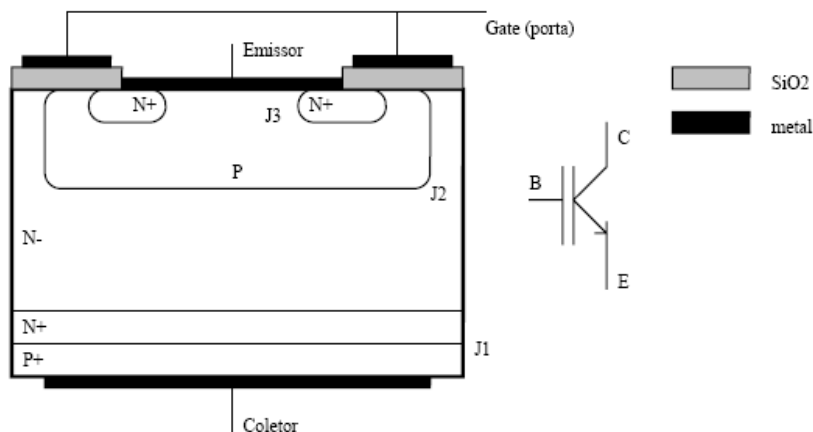


Fig. 24 – Estrutura básica do IGBT.

2.6.1) CARACTERÍSTICA $I \times V$

As características $I \times V$ de um IGBT canal N são mostradas na Fig. 25. Na polarização direta, são qualitativamente idênticas às de junção bipolar, exceto que o parâmetro de controle é uma tensão de entrada, isto é, a tensão gatilho-fonte, no lugar de uma corrente de entrada. As características de um IGBT canal P são as mesmas, embora com polaridades invertidas.

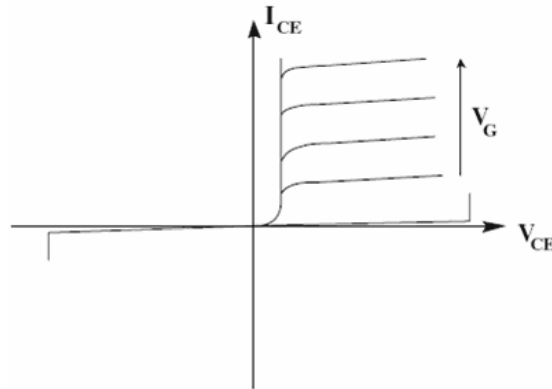


Fig. 25 – Característica $I \times V$ do IGBT.

2.6.2) CARACTERÍSTICAS DE CHAVEAMENTO

A entrada em condução é similar ao MOSFET, sendo um pouco mais lenta a queda da tensão V_{CE} , uma vez que isto depende da chegada dos portadores vindos da região P+.

Para o desligamento, no entanto, tais portadores devem ser retirados. Nos transistores bipolares, isto se dá pela drenagem dos portadores via base, o que não é possível nos IGBT's devido ao acionamento isolado. A solução encontrada é a inclusão de uma camada N+, na qual a taxa de recombinação é bastante mais elevada do que na região N-. Desta forma, as lacunas presentes em N+ recombinam-se com muita rapidez, fazendo com que, por difusão, as lacunas existentes na região N- refluem, apressando a extinção da carga acumulada na região N-, possibilitando o restabelecimento da barreira de potencial e o bloqueio do componente.

2.7) OUTROS DISPOSITIVOS

O tiristor controlado por MOS (MCT) é um dispositivo que combina a capacidade de processar potência do tiristor e a eficiência e flexibilidade de controle do chaveamento através de um gatilho controlado a MOSFET.

Os dois tipos existentes são P e N, sendo o primeiro já comercialmente disponível e o segundo estando em desenvolvimento. Ambos oferecem a possibilidade de operação com baixa perda de condução, e com chaveamento rápido. Os MCT tipo N podem chavear duas vezes mais rápido que o bipolar convencional, e apresentam uma área segura de operação mais ampla devido à tensão de bloqueio na junção ser mais uniforme. Outra característica vantajosa do MCT é a capacidade de operar a altas temperaturas e altas taxas de variação de corrente e tensão.

Em aplicações acima de 2 kV, o MCT tem sido apontado como um substituto do GTO. Atualmente, o MCT é o dispositivo semiconductor de potência mais avançado disponível no mercado.

2.8) FUTURO DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Os dispositivos semicondutores à base de carboneto de silício, que suportam gradientes de tensão cerca de 20 vezes superior aos dispositivos semicondutores a silício, são vistos como as chaves do futuro. Além disto, apresentam uma queda de tensão em condução bem inferior ao equivalente à base de silício. Possuem, ainda, excelentes características de chaveamento e grande capacidade de bloqueio mesmo a altas temperaturas. Apresentam características ideais para uso em alta potência, porém seu preço torna-o proibitivo quanto ao uso em escala comercial. O diagrama representado na Fig. 26 mostra a evolução dos dispositivos semicondutores de potência, bem como uma projeção para o futuro.

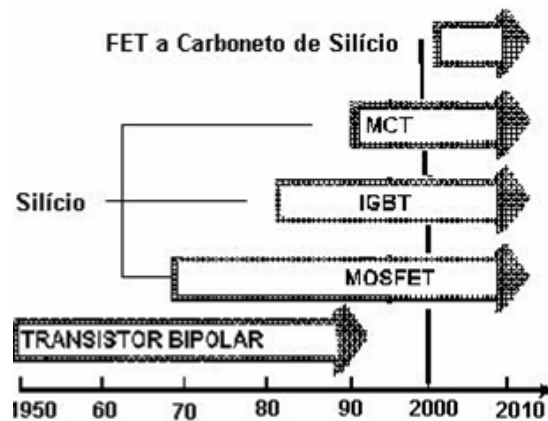


Fig. 26 – Evolução dos semicondutores de potência.

Análises teóricas indicam que, quando os dispositivos à base de carboneto de silício estiverem amplamente difundidos comercialmente, haverá uma tendência de que tais dispositivos substituam os IGBT's à base de silício, e os MCT's estarão bem estabelecidos como chaves de média e alta potência.

Os dispositivos semicondutores estão mudando de estrutura bipolar para dispositivos com gatilhamento a óxido de metal (MOS). Projeta-se uma redução de peso e tamanho nos dispositivos semicondutores, bem como um aumento na eficiência dos sistemas à base de eletrônica de potência. Os transistores bipolares, embora extremamente populares nos anos 50, foram substituídos pelos MOSFET's de potência e IGBT's. Espera-se que as chaves à base de silício sejam substituídas por equivalentes à base de carboneto de silício neste século.

3) CONVERSORES DE POTÊNCIA

Um conversor de potência incorpora uma matriz de chaves semicondutoras e ajuda a converter e controlar a energia elétrica sob o comando de um controle eletrônico. As estruturas de potência podem ser classificadas numa base funcional em:

Normalmente, os sistemas de eletrônica de potência podem combinar mais de uma estrutura no processo de conversão de energia. A seguir, tem-se uma breve descrição destes tipos de conversores estáticos.

Conversores CC-CC: convertem uma tensão contínua (variável ou não) em uma tensão regulada ou programada a diferentes níveis, e são comumente usados em acionamentos em corrente contínua e fontes chaveadas. O conversor convencional com chaveamento PWM, comumente conhecido como *chopper*, pode ser classificado com abaixador (*buck*), elevador (*boost*) e abaixador-elevador (*buck-boost*). O advento do transistor de potência permitiu a operação destes conversores em altas frequências e, posteriormente, o MOSFET de potência permitiu a operação em frequências maiores ainda. As fontes chaveadas têm vantagens em relação às fontes lineares principalmente devido ao alto rendimento;

Conversores CA-CC: retificadores não controlados usam diodos como chaves semicondutoras. Tradicionalmente, os conversores controlados têm usado tiristores com controle de fase e comutação natural para converter potência CA em CC para alocações em acionamentos em corrente contínua e processos eletroquímicos. Estes conversores são os mais usados industrialmente, sendo um tanto lentos, mas de simples controle e alto rendimento. Provavelmente, os maiores destes conversores são encontrados na transmissão em corrente contínua. A desvantagem reside no fato de produzirem harmônicas de baixa frequência e apresentam baixo fator de potência para a linha em CA. A ploriferação deste tipo de carga não linear tem criado problemas no que tange à qualidade da energia oferecida pela concessionária. Atualmente, têm surgido conversores com chaveamento PWM com o propósito de eliminar harmônicas e amenizar problemas com compensação de reativos;

Conversores CC-CA: também chamados inversores, estes dispositivos são classificados como inversores de tensão e de corrente, usados principalmente em acionamentos em corrente alternada, fontes ininterruptas, correção ativa de fator de potência e aquecimento indutivo;

Conversores CA-CA: controladores de tensão CA a tiristor ou a *triac* (mesma frequência de saída) usam o princípio de controle de fase, e têm uso comum em controle de luminosidade, aquecimento resistivo e eletrodomésticos monofásicos. Os problemas inerentes ao controle de fase, tais como harmônicas e baixo fator de potência, também estão presentes aqui.

A seguir, apresenta-se uma breve descrição dos conversores estáticos supracitados.

3.1) CONVERSORES CC-CC

3.1.1) CONVERSORES NÃO ISOLADOS

A função de um conversor CC-CC é fornecer uma tensão contínua de saída regulada frente a variações de carga a partir de uma fonte de alimentação CC. Em muitos casos, esta tensão de entrada é obtida a partir da retificação da tensão CA da concessionária. Aplicações típicas são computadores, equipamentos médicos, dispositivos de telecomunicações e carregadores de baterias. Além disso, conversores CC-CC podem fornecer uma tensão de saída CC regulada e variável para a utilização em controle de velocidade de motores CC.

A tensão de saída de um conversor CC-CC é controlada por meio de uma chave semicondutora, sendo este princípio básico ilustrado na Fig. 27. Inicialmente, estes conversores eram denominados *choppers*, utilizando tiristores como chaves controladas. Entretanto, conversores modernos, comumente denominados fontes chaveadas, utilizam MOSFET's e IGBT's.

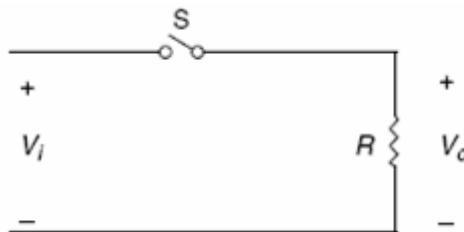


Fig. 27 – Conversor CC-CC básico.

A regulação da tensão média de saída de um conversor CC-CC é função do tempo, da largura de pulso e da frequência de chaveamento, como ilustra a Fig. 28. A modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM) é a técnica de controle mais utilizada para esta finalidade, sendo este conceito demonstrado na Fig. 29.

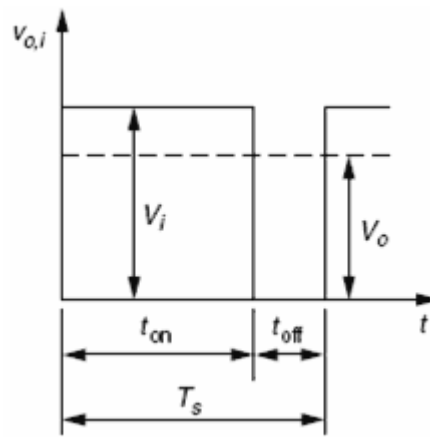


Fig. 28 – Tensões de entrada e de saída.

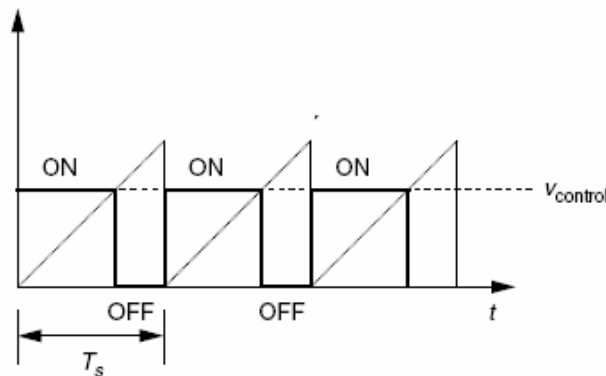


Fig. 29 – Modulação por largura de pulso.

O controle da tensão de saída depende da razão cíclica, definida como:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (1)$$

3.1.1.1) CONVERSOR BUCK

O conversor abaixador ou *buck* regula a tensão média de saída CC em um nível inferior ao da tensão de entrada, utilizando uma chave controlada que é ligada ou desligada adequadamente.

A tensão de entrada é recortada pela chave. Considera-se a tensão de saída constante. Assim, a corrente na carga tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo. A Fig. 30 mostra esta topologia.

Com o transistor conduzindo (diodo cortado), transfere-se energia da fonte para o indutor (a corrente i_L cresce) e para o capacitor (quando $i_L > V_o/R$). Quando T é desligado, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga, uma vez que a tensão V_o é suposta constante.

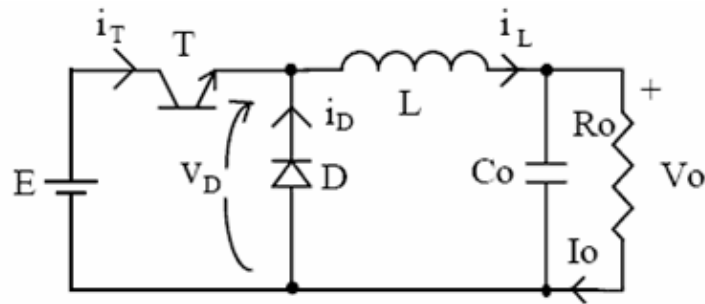


Fig. 30 – Conversor *buck*.

Se a corrente pelo indutor não se anular durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo de condução contínua. Caso contrário, tem-se o modo descontinuo. Via de regra, prefere-se operar no modo de condução contínua devido a haver neste caso uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. Na Fig. 31, tem-se as formas de onda típicas de ambos os modos de operação.

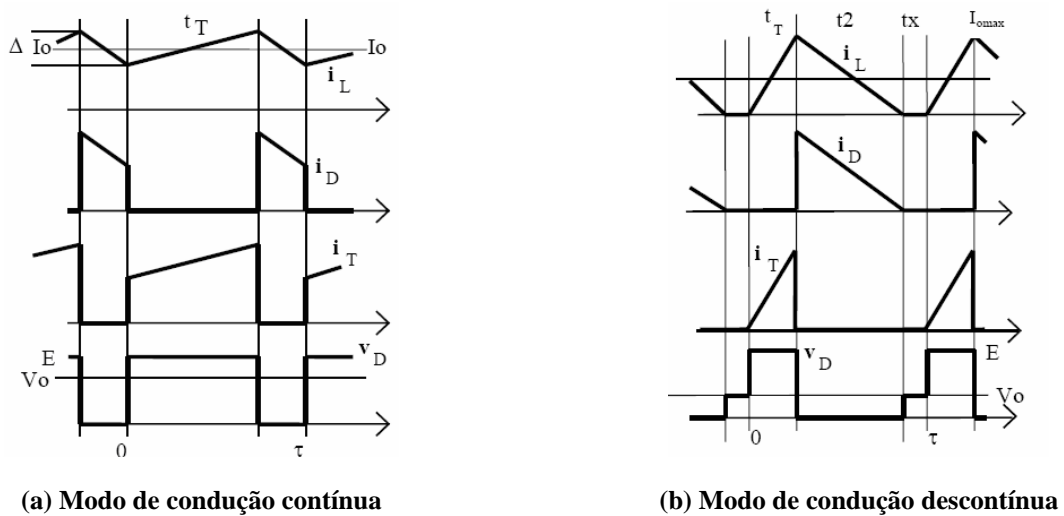


Fig. 31 – Formas de onda típicas.

3.1.1.2) CONVERSOR *BOOST*

O conversor elevador ou *boost* é uma topologia onde a tensão de saída deverá ser sempre maior do que a de entrada, sendo mostrado na Fig. 32.

Quando *T* é ligado, a tensão *E* é aplicada ao indutor. O diodo fica reversamente polarizado, pois $V_o > E$. Acumula-se energia em *L*, a qual será enviada ao capacitor e à carga quando *T* desligar.

A corrente de saída i_D é sempre descontinua, enquanto a corrente de entrada i_L pode ser contínua ou descontinua. Também neste caso tem-se a operação no modo de condução contínua ou descontinua. As formas de onda são mostradas na Fig. 33.

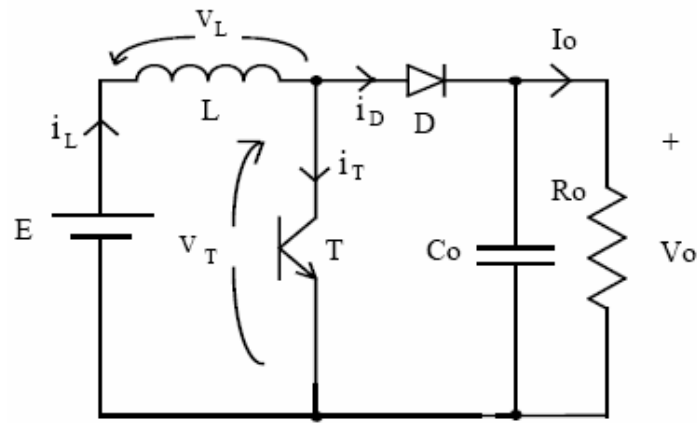
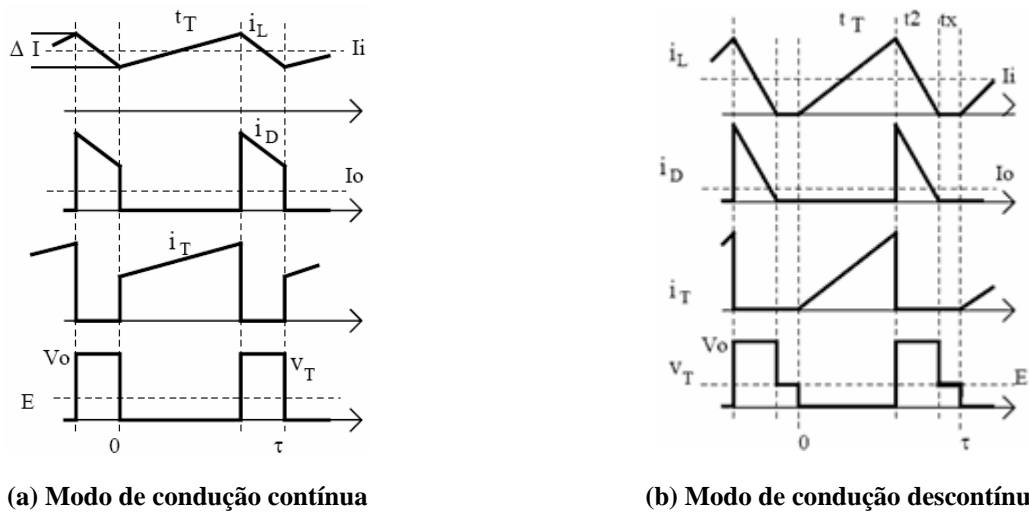


Fig. 32 – Conversor *boost*.



(a) Modo de condução contínua

(b) Modo de condução descontínua

Fig. 33 – Formas de onda típicas.

3.1.1.3) CONVERSOR BUCK-BOOST

Neste conversor, a tensão de saída tem polaridade oposta à da tensão de entrada. A Fig. 34 mostra o respectivo circuito.

Quando T é ligado, transfere-se energia da fonte para o indutor. O diodo não conduz e o capacitor alimenta a carga. Quando T desliga, a continuidade da corrente do indutor ocorre através da condução do diodo. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Tanto a corrente de entrada quanto a de saída são descontínuas. A Fig. 35 mostra as formas de onda nos modos de condução contínua e descontínua (no indutor).

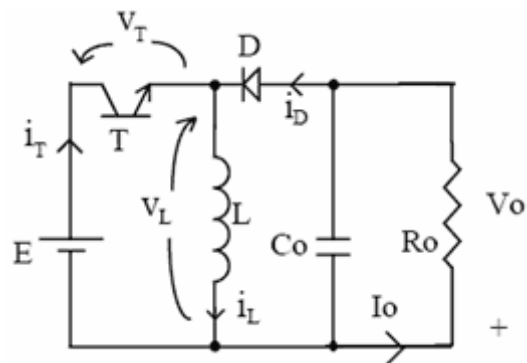


Fig. 34 – Conversor *buck-boost*.

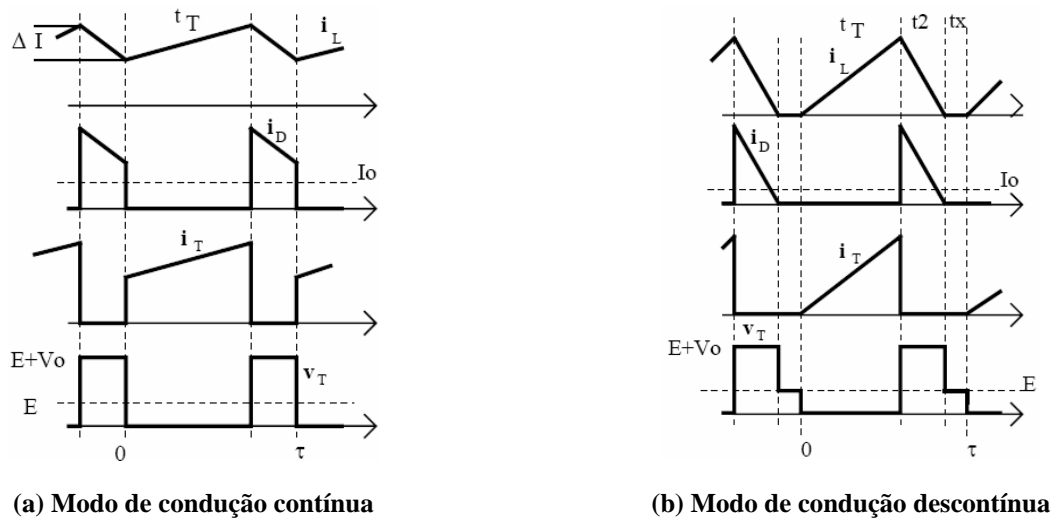


Fig. 35 – Formas de onda típicas.

3.1.1.4) CONVERSOR CÚK

Diferentemente dos conversores anteriores, no conversor *Cúk*, cuja topologia é mostrada na Fig. 36, a transferência de energia da fonte para a carga ocorre por meio de um capacitor. Como vantagem, existe o fato de que tanto a corrente de entrada quanto a de saída podem ser contínuas, devido à presença dos indutores. Além disso, ambos indutores estão sujeitos ao mesmo valor instantâneo de tensão, de modo que é possível construí-los em um mesmo núcleo. Este eventual acoplamento magnético permite, com projeto adequado, eliminar a ondulação de corrente em um dos enrolamentos. Os interruptores devem suportar a soma das tensões de entrada e saída.

A tensão de saída apresenta-se com polaridade invertida em relação à tensão de entrada.

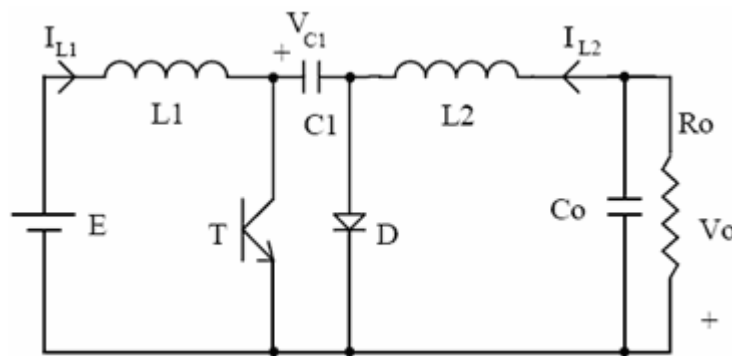
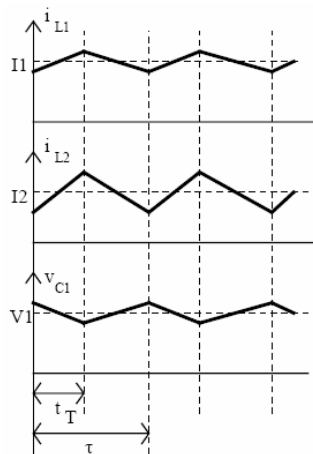


Fig. 36 – Conversor *Cúk*.

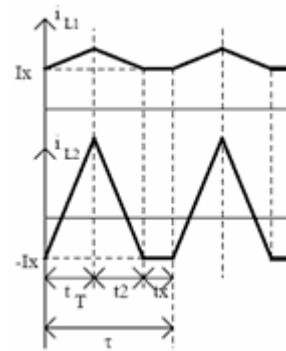
Em regime permanente, como as tensões médias sobre os indutores são nulas, tem-se $V_{C1} = E + V_o$. Com o transistor desligado, a soma das correntes i_{L1} e i_{L2} flui pelo diodo. O capacitor C_1 se carrega, recebendo energia de L_1 . A energia armazenada em L_2 é enviada à saída.

Quando o transistor é ligado, o diodo D é desligado, e i_{L1} e i_{L2} fluem por T . Como $V_{C1} > V_o$, o capacitor C_1 se descarrega, transferindo energia para L_2 e para a saída. O indutor L_1 acumula energia retirada da fonte.

A Fig. 37 mostra as formas de onda de corrente nos modos de condução contínua e descontínua. Note-se que no modo descontínuo a corrente pelos indutores não se anula, mas sim ocorre uma inversão em uma das correntes, que irá se igualar à outra. Na verdade, a descontinuidade é caracterizada pela anulação da corrente pelo diodo, fato que ocorre também nas outras topologias já estudadas.



(a) Modo de condução contínua



(b) Modo de condução descontínua

Fig. 37 – Formas de onda típicas.

3.1.1.5) CONVERSOR SEPIC

O conversor SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) é mostrado na Fig. 38. Possui uma característica de transferência do tipo abaixadora-elevadora de tensão. Diferentemente do conversor *Cúk*, a corrente de saída é pulsada e não existe inversão na polaridade da tensão de saída. Como na topologia *Cúk*, os interruptores ficam sujeitos a uma tensão que é a soma das tensões de entrada e de saída e a transferência de energia da entrada para a saída ocorre via capacitor. Sua principal vantagem é o circuito isolado, onde a indutância L_2 pode ser a própria indutância de magnetização do transformador.

O funcionamento no modo descontínuo também é igual ao do conversor *Cúk*, ou seja, a corrente pelo diodo de saída se anula, de modo que as correntes pelas indutâncias tornam-se iguais.

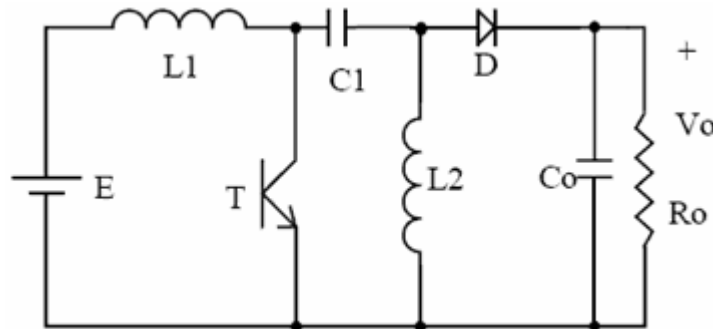


Fig. 38 – Conversor SEPIC.

3.1.1.6) CONVERSOR ZETA

O conversor *Zeta*, cuja topologia está mostrada na Fig. 39, também possui uma característica abaixadora-elevadora de tensão. Na verdade, a diferença entre este conversor, o *Cúk* e o SEPIC é apenas a posição relativa dos componentes.

Aqui a corrente de entrada é descontínua e a de saída é contínua. A transferência de energia ocorre via capacitor. A indutância L_1 pode ser a própria indutância de magnetização na versão isolada. A operação no modo descontínuo também se caracteriza pela inversão do sentido da corrente por uma das indutâncias. A posição do interruptor permite uma natural proteção contra sobrecorrentes.

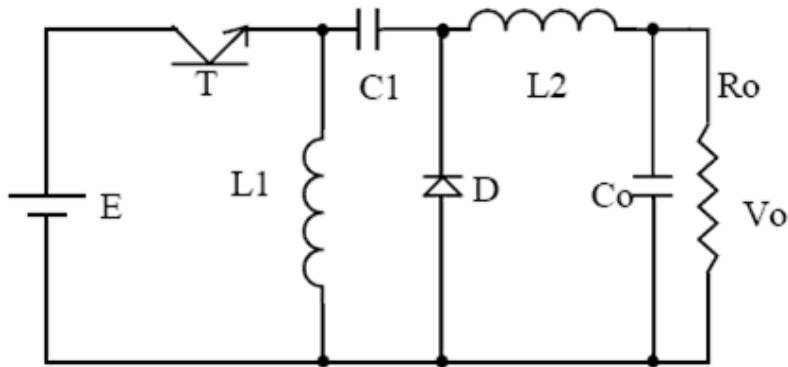


Fig. 39 – Conversor Zeta.

3.1.2) CONVERSORES ISOLADOS

Em determinadas aplicações, é necessário que os conversores possuam isolamento galvânico entre a fonte de entrada e a carga, o que pode ser decorrente de um dos seguintes fatores:

- Necessidade de obter um ganho tão elevado que o conversor não isolado é capaz de atingir;
- Proteção humana, porque existem normas de segurança que exigem isolação galvânica entre entrada e saída dependendo apenas do nível da tensão de entrada.

Diante de qualquer destas hipóteses, os conversores apresentados até o momento não podem satisfazê-las. Muitos destes são facilmente isolados sem necessidade de modificação topológica e sem variação nas etapas de funcionamento em relação às versões não isoladas, embora outros apresentem algumas variações. Existem muitos tipos de conversores isolados, mas apenas serão abordados os mais usuais.

3.1.2.1) CONVERSOR FORWARD A UMA CHAVE

Esta topologia é derivada do conversor *buck*, e é mostrada na Fig. 40. Esta derivação ocorre através da adição de um transformador de isolação no conversor *buck*, além de diodos de retificação e enrolamentos adicionais, quando necessários.

Quando T conduz, aplica-se a tensão E em $N1$. O diodo $D1$ fica diretamente polarizado e cresce a corrente em L . Quando T desliga, a corrente do indutor de saída tem continuidade via $D3$. Quanto ao transformador, é necessário um caminho que permita a circulação de uma corrente que dê continuidade ao fluxo magnético, de modo a absorver a energia acumulada no campo, relativa à indutância de magnetização. Isto ocorre pela condução de $D2$. Durante este intervalo, aplica-se uma tensão negativa em $N2$, que se reflete em $N3$, e ocorre um retorno de energia para a fonte.

Para garantir a desmagnetização do núcleo a cada ciclo, o conversor opera sempre no modo descontínuo. Existe um máximo ciclo de trabalho que garante a desmagnetização do transformador (tensão média nula), o qual depende da relação de espiras existente.

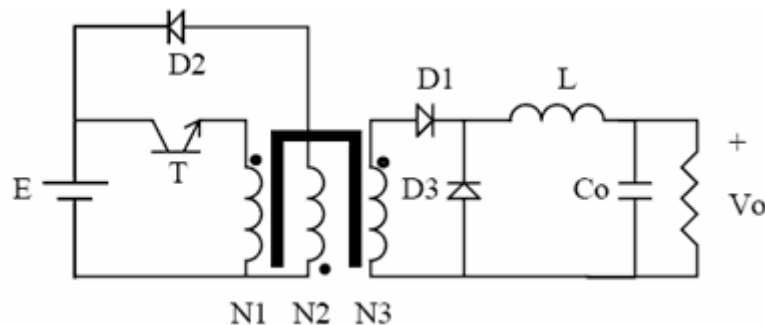


Fig. 40 – Conversor forward.

3.1.2.2) CONVERSOR FLYBACK

Estes conversores são derivados da topologia *buck-boost*, embora substituindo o indutor de acumulação por um transformador. A estrutura genérica deste conversor isolado é apresentada na Fig. 41.

O elemento magnético comporta-se como um indutor bifilar, e não como um transformador. Quando T conduz, armazena-se energia na indutância do primário (no campo magnético) e o diodo permanece reversamente polarizado. Quando T desliga para manter a continuidade do fluxo, o diodo entra em condução, e a energia acumulada no campo magnético é enviada à saída.

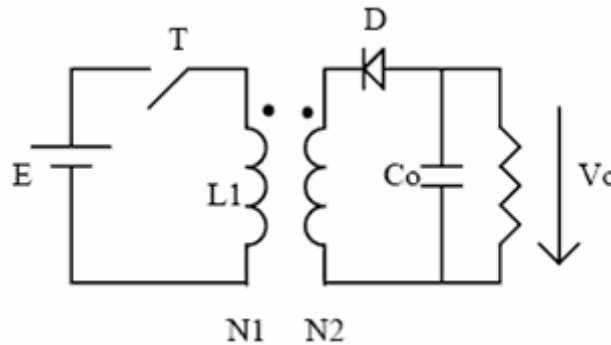


Fig. 41 – Conversor *flyback*.

3.1.2.3) CONVERSOR PUSH-PULL

O conversor *push-pull* é, na verdade, um arranjo de dois conversores *forward* operando em contra-fase, conforme mostrado na Fig. 42.

Quando T_1 conduz (considerando as polaridades dos enrolamentos), aparecem tensões nos enrolamentos secundários como indicadas na Fig. 43. Neste intervalo, D_1 não conduz e D_2 conduz, mantendo nulo o fluxo no transformador (desconsiderando a magnetização). Nota-se que no intervalo entre as conduções dos transistores, os diodos D_1 e D_2 conduzem simultaneamente (no instante em que T_1 é desligado, o fluxo nulo é garantido pela condução de ambos os diodos, cada um conduzindo metade da corrente), atuando como diodos de livre-circulação e curto-circuitando o secundário do transformador.

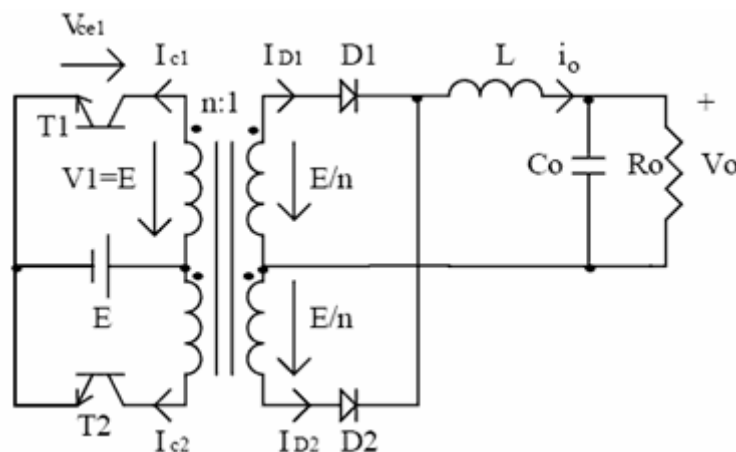


Fig. 42 – Conversor *push-pull*.

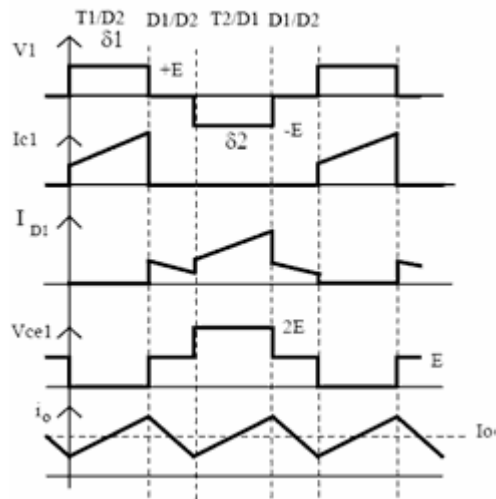


Fig. 43 – Formas de onda típicas.

3.1.2.4) CONVERSOR EM MEIA PONTE

Uma alteração no circuito que permite contornar ambos inconvenientes do conversor *push-pull* leva ao conversor com topologia em meia ponte, mostrado na Fig. 44. Neste caso, cria-se um ponto médio na alimentação, por meio de um divisor capacitivo, de modo que os transistores tenham que suportar 50% da tensão do caso anterior, embora a corrente seja o dobro. O uso de um capacitor de desacoplamento garante uma tensão média nula no primário do transformador. Este capacitor deve ser escolhido de modo a evitar ressonância com o indutor de saída e, ainda, para que não recaia sobre o mesmo uma tensão maior que um pequeno percentual da tensão de alimentação (durante a condução de cada transistor).

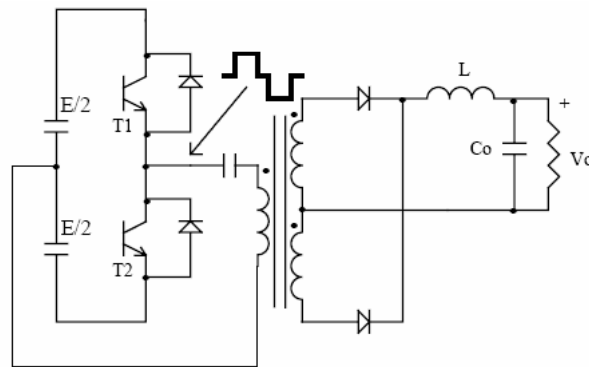


Fig. 44 – Conversor em meia ponte.

3.1.2.5) CONVERSOR EM PONTE COMPLETA

Pode-se obter o mesmo desempenho do conversor em meia ponte, sem o problema da maior corrente pelo transistor, com o conversor em ponte completa. Entretanto, deve-se utilizar quatro chaves, como mostra a Fig. 45.

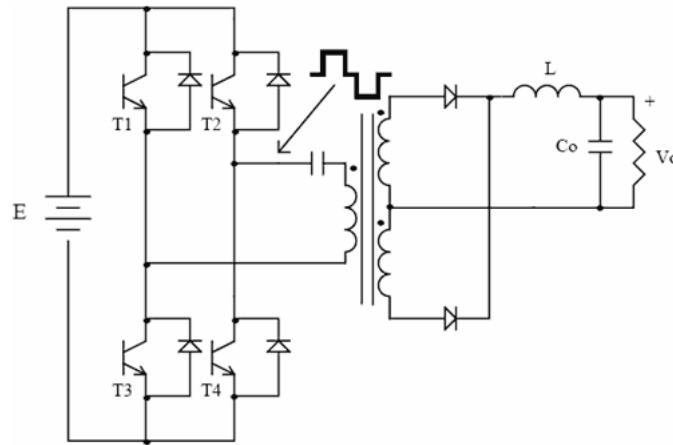


Fig. 45 – Conversor em ponte completa.

3.2) CONVERSORES CA-CC

O fornecimento de energia elétrica ocorre, essencialmente, a partir de uma rede de distribuição em corrente alternada, devido, principalmente, à facilidade de adaptação do nível de tensão por meio de transformadores.

Em muitas aplicações, no entanto, a carga alimentada exige uma tensão contínua. A conversão CA-CC é realizada por conversores chamados retificadores. Os retificadores podem ser classificados segundo a sua capacidade de ajustar o valor da tensão de saída (controlados ou não controlados), de acordo com o número de fases da tensão alternada de entrada (monofásico, trifásico, hexafásico, entre outros), ou em função do tipo de conexão dos elementos retificadores (meia ponte ou ponte completa).

Os retificadores não controlados são aqueles que utilizam diodos como elementos de retificação, enquanto os conversores controlados utilizam tiristores ou transistores.

Usualmente, topologias em meia ponte não são aplicadas. A principal razão é que, nesta conexão, a corrente média da entrada apresenta um nível médio diferente de zero. Tal nível contínuo pode levar elementos magnéticos presentes no sistema (indutores e transformadores) à saturação, o que é prejudicial ao sistema. Topologias em ponte completa absorvem uma corrente média nula da rede, não afetando, assim, tais elementos magnéticos.

3.2.1) RETIFICADOR MONOFÁSICO DE MEIA ONDA NÃO CONTROLADO

A Fig. 46 mostra o circuito e as formas de onda com carga resistiva para um retificador monofásico com topologia de meia ponte, também chamado de meia onda.

Observa-se que a ondulação da tensão de saída é muito grande. Além disso, a corrente de entrada, além de apresentar um conteúdo harmônico muito grande, possui uma componente CC. Isto limita o uso deste tipo de retificador que fica restrito a algumas aplicações de baixíssima potência.

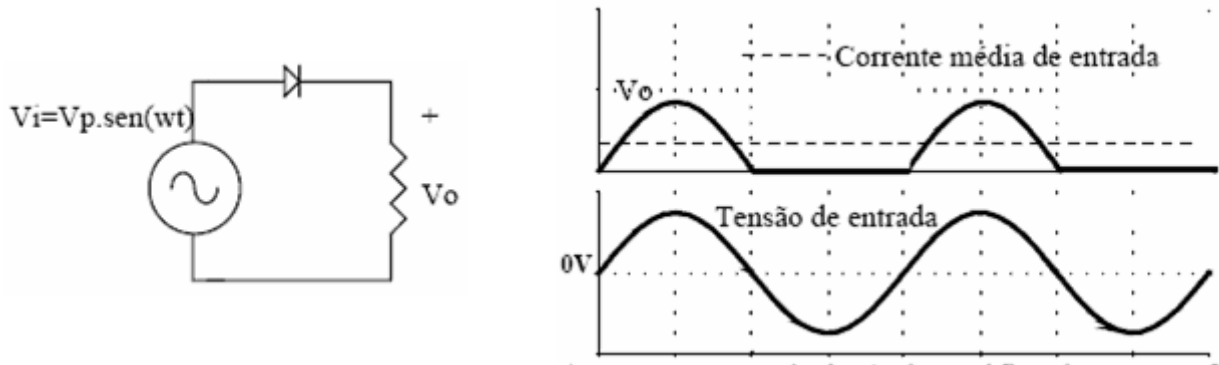


Fig. 46 – Topologia e formas de onda com carga resistiva de retificador monofásico não controlado de meia onda.

3.2.2) RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA NÃO CONTROLADO

A Fig. 47 mostra topologias de retificadores não controlados a diodo, alimentando três tipos distintos de carga, isto é, resistiva, capacitiva e indutiva. Neste caso, não há possibilidade de se controlar a tensão de saída, devido à ausência de interruptores controláveis.

Com carga resistiva, as formas de onda da tensão e da corrente na saída do retificador e na carga são semelhantes, sendo que a corrente de entrada mantém a mesma forma e fase da tensão, o que pode ser confirmado na Fig. 48 (a).

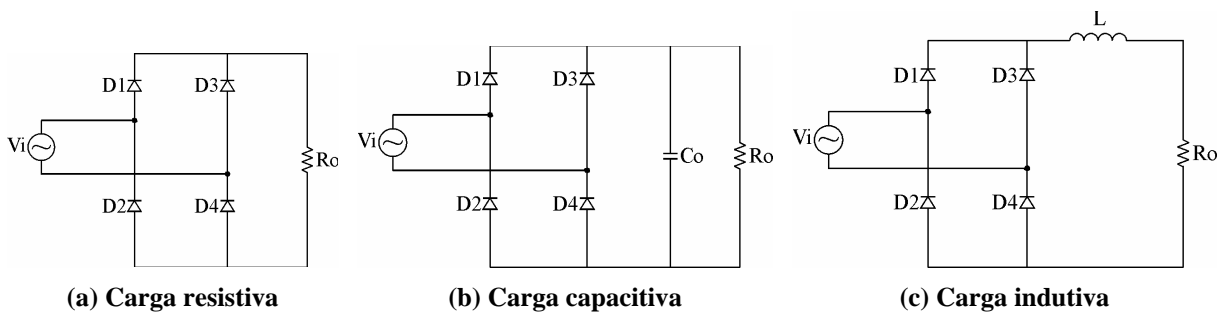


Fig. 47 – Retificador monofásico não controlado de onda completa.

Em um retificador com carga capacitiva, a tensão de saída torna-se alisada, elevando seu valor médio em relação à carga resistiva. O capacitor carrega-se com a tensão de pico da entrada, o que ocorre caso os diodos sejam considerados ideais e seja desprezada a queda de tensão nos mesmos. Quando a tensão de entrada torna-se menor que a tensão no capacitor, os diodos são bloqueados e a corrente de saída é fornecida exclusivamente pelo capacitor, o qual vai se descarregando, até que, novamente, a tensão de entrada torne-se maior, recarregando o capacitor. A forma de onda da corrente de entrada é diferente de uma senóide, apresentando pulsos de corrente nos instantes em que o capacitor é recarregado. As grandezas de entrada e saída para o retificador alimentando este tipo de carga são mostradas na Fig. 48 (b).

Para o retificador com carga indutiva, a carga comporta-se como uma fonte de corrente. Dependendo do valor da indutância, a forma da corrente de entrada torna-se aproximadamente quadrada. Para valores reduzidos de indutância, a corrente tende a uma forma que depende do tipo de componente que estiver à sua jusante. Se for apenas uma resistência, tende a uma senóide. Se for um capacitor, tende à forma de pulso, mas com uma taxa de variação da corrente reduzida. Na Fig. 48 (c), tem-se as formas de onda na entrada e na saída do retificador para estas situações.

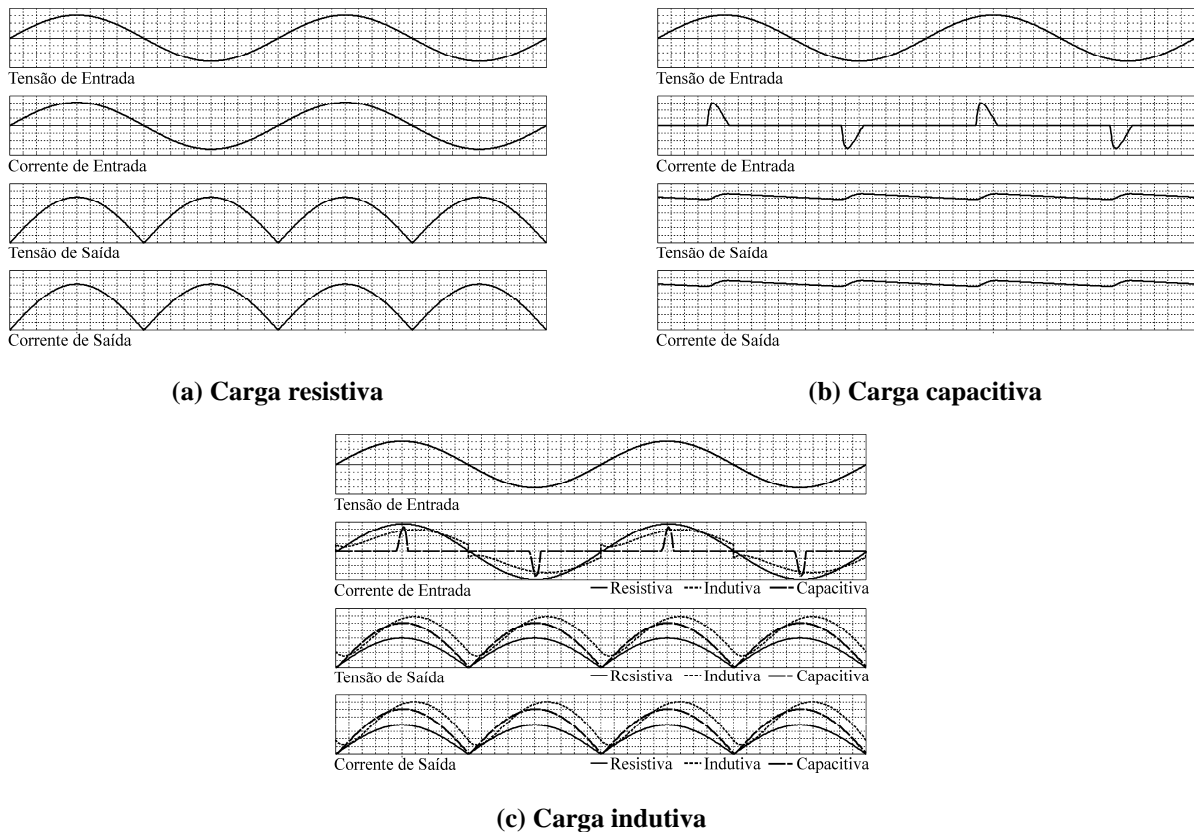


Fig. 48 – Formas de onda típicas de retificadores monofásicos não controlados alimentando diversos tipos de cargas.

3.2.3) RETIFICADORES TRIFÁSICOS NÃO CONTROLADOS

Para aplicações em altas potências, utiliza-se normalmente retificadores trifásicos, a exemplo da Fig. 49, distribuindo-se a corrente entre as três fases, a fim de evitar desequilíbrios que poderiam ocorrer caso a corrente circulasse em apenas uma ou duas fases.

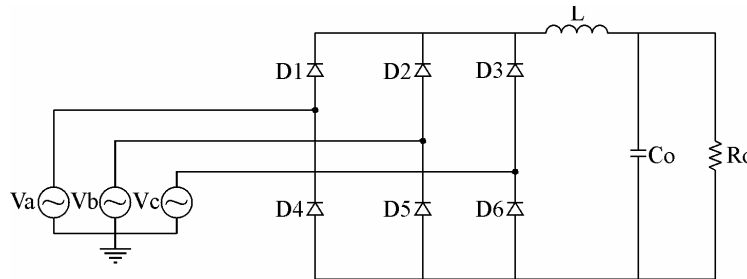


Fig. 49 – Retificador trifásico não controlado de onda completa.

Neste caso, a corrente é fornecida, a cada intervalo de 60° , por apenas duas das três fases. As fases que estarão em condução simultânea são aquelas que apresentarem o maior valor de tensão em módulo. Logo, a fase que for mais positiva poderá levar o diodo conectado à mesma na semi-ponte superior à condução. Na semi-ponte inferior, o diodo conectado à fase com tensão mais negativa irá conduzir. Na fase com tensão intermediária, não haverá circulação de corrente.

A Fig. 50 mostra formas de onda típicas, considerando que o lado CC é composto, predominantemente, por uma carga resistiva, indutiva ou capacitiva. No primeiro caso, a corrente segue a mesma forma da tensão sobre a carga, ou seja, uma retificação de seis pulsos. Quando um filtro indutivo é utilizado, tem-se um alisamento da corrente, de modo que a onda apresenta-se praticamente retangular. Já com um filtro capacitivo (mantendo ainda uma pequena indutância

série), tem-se os picos de corrente. Com o aumento da indutância tem-se uma redução dos picos e, eventualmente, a corrente não chega a se anular.

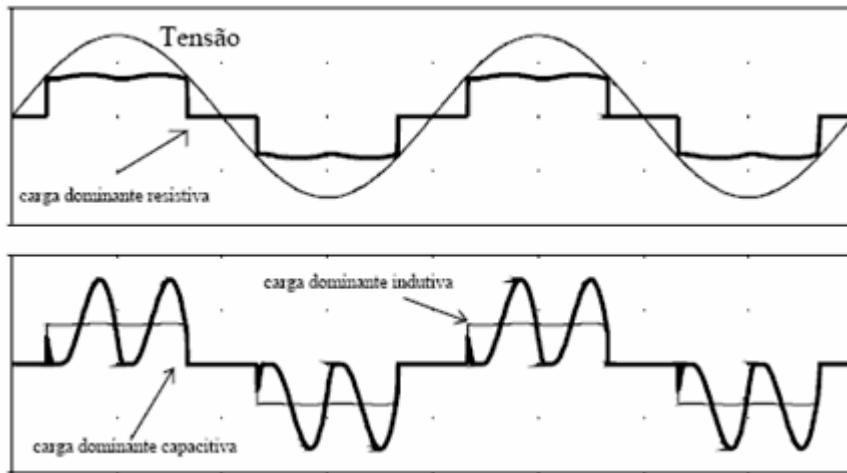


Fig. 50 – Formas de onda da corrente no lado CA para o retificador trifásico de onda completa não controlado alimentando diferentes tipos de carga.

3.2.4) RETIFICADORES CONTROLADOS E SEMI-CONTROLADOS

Os circuitos retificadores controlados constituem a principal aplicação dos tiristores em conversores estáticos. Possuem vasta aplicação industrial, no acionamento de motores de corrente contínua, em estações retificadoras para alimentação de redes de transmissão CC, no acionamento de locomotivas, entre outros exemplos. Serão analisadas brevemente pontes retificadoras monofásicas, embora o estudo das pontes trifásicas não seja substancialmente diferente. Para potências superiores a alguns kVA, geralmente utiliza-se pontes trifásicas (ou mesmo hexafásicas). A Fig. 51 mostra três estruturas de pontes retificadoras monofásicas.

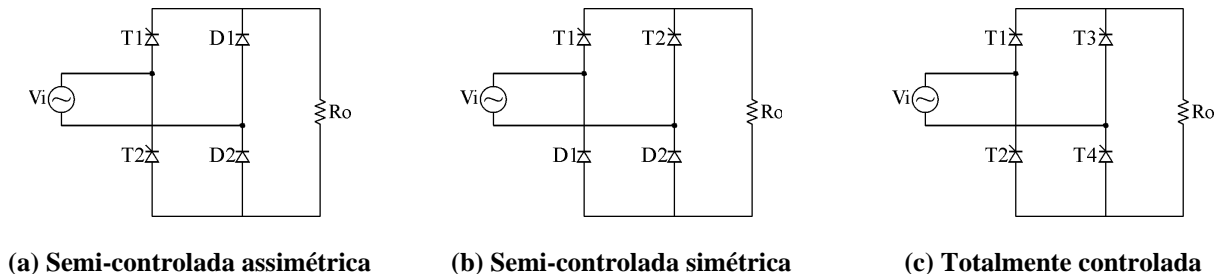


Fig. 51 – Pontes retificadoras monofásicas.

A principal vantagem das pontes semi-controladas é a utilização de apenas dois tiristores, sendo indicadas quando o fluxo de energia ocorre apenas unidirecionalmente da fonte para a carga. Neste tipo de circuito, a tensão de saída pode assumir apenas valores instantâneos e médios positivos. Sempre que a tensão de saída tender a se inverter, haverá um caminho interno que manterá a mesma nula, desconectando a carga da rede.

Quando a carga for resistiva, o tipo de forma de onda da corrente de carga será o mesmo da tensão. Com carga indutiva, a corrente será alisada à medida que aumenta a constante de tempo elétrica da carga, possuindo, no limite, uma forma plana. Do ponto de vista da entrada, a corrente assume uma forma retangular.

A principal aplicação de pontes totalmente controladas consiste no acionamento de motores de corrente contínua, quando é necessária uma operação em dois quadrantes do plano tensão e corrente. Nestes circuitos, não pode haver inversão de polaridade na corrente, de modo que, mantida a polaridade da tensão, a frenagem da máquina não é possível. A tensão sobre a carga pode se tornar negativa, desde que exista um elemento indutivo que mantenha a circulação de corrente

pelos tiristores, mesmo quando reversamente polarizados. A energia que retorna à fonte nesta situação é a mesma acumulada na indutância de armadura.

Deste modo, os pares de componentes T_1-T_4 e T_2-T_3 devem ser disparados simultaneamente, a fim de garantir um caminho para a corrente através da fonte. No caso de corrente descontínua, onde a corrente da carga se anula a cada semiciclo da rede, os tiristores serão desligados quando a corrente decrescer a um valor inferior à corrente de manutenção. Em condução contínua, o par de tiristores deixará de conduzir quando a polaridade da fonte se inverter e for disparado outro par. Logo, se houver inversão na polaridade da tensão de entrada, mas o outro par de dispositivos não for acionado, a tensão nos terminais do retificador será negativa.

3.2.5) CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

A correção do fator de potência torna-se fundamental devido ao aumento incessante de utilização de cargas não lineares. Isto se deve à substituição das cargas convencionais (iluminação incandescente, aquecimento, motores, iluminação fluorescente com reatores convencionais, entre outras) por cargas ditas econômicas (lâmpadas fluorescentes compactas, iluminação fluorescente com reatores eletrônicos, entre outras) e também com o crescimento de utilização das cargas eletrônicas (televisores, vídeos, fornos de microondas, fotocopiadoras, aparelhos de fax, microcomputadores, impressoras, videogames, entre outras).

Todas estas cargas possuem em comum o fato de possuírem circuitos eletrônicos que necessitam ser alimentados em corrente contínua. Como a geração e a distribuição de energia elétrica ocorrem em corrente alternada, em todas estas cargas existe um estágio de conversão CA-CC (retificador). Tradicionalmente, esta conversão é realizada por um retificador não controlado com um capacitor colocado em sua saída (Fig. 47 (b)). Como pode ser visto, a corrente gerada é extremamente distante de uma senóide, com forte presença das harmônicas de terceira ordem e múltiplas. Isto pode causar sobreaquecimento nos transformadores, geradores e aumento de ruído na faixa audível da frequência.

Neste sentido, existem padrões internacionais que regulamentam os valores máximos das componentes harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação, como as normas IEC 61000-3-2 e IEEE Std 519-1992.

A redução do conteúdo harmônico e a conseqüente elevação do fator de potência em conversores estáticos podem ser obtidas através das técnicas de correção passiva e ativa do fator de potência.

As técnicas de correção passiva utilizam apenas elementos passivos, isto é, indutores e capacitores, que são associados como filtros que eliminam ou atenuam componentes harmônicas específicas, geralmente de baixa ordem. Entretanto, tais elementos devem ser aplicados ao sistema observando-se o risco da ocorrência da ressonância. Pode-se recorrer também a transformadores com conexões especiais para a eliminação de componentes harmônicas. Geralmente, as técnicas passivas são simples e possuem alta robustez, embora sua utilização resulte em conversores com peso e volume elevados. A corrente drenada da fonte de alimentação possui componentes harmônicas de baixa ordem e/ou a componente fundamental defasada em relação à tensão de alimentação.

As técnicas de correção ativa impõem à corrente drenada, através de um circuito de controle apropriado, formato senoidal e defasagem nula (ou aproximadamente nula) em relação à tensão da fonte de alimentação. Isto resulta na melhor qualidade da forma de onda da corrente, melhor resposta dinâmica, peso e volume reduzidos, em comparação às técnicas passivas, embora implique elevados índices de interferência eletromagnética e maior complexidade dos circuitos.

Os conversores de alto fator de potência são baseados no conversor *boost* operando em modo contínuo. O controle deste conversor é composto por duas malhas de realimentação. Uma malha mais externa controla a tensão de saída, enquanto outra malha mais interna é responsável pelo controle da corrente no indutor. A topologia mostrada na Fig. 52 é amplamente utilizada na

correção ativa de fator de potência, aplicando a técnica de imposição da corrente de entrada e regulação da tensão de saída denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada, em virtude das seguintes características desejáveis:

- Níveis de interferência eletromagnética reduzidos, em comparação a outras técnicas e conversores, visto que a corrente de entrada é contínua;
- Simplificação do circuito de acionamento do interruptor, em função do posicionamento do mesmo em relação à referência.

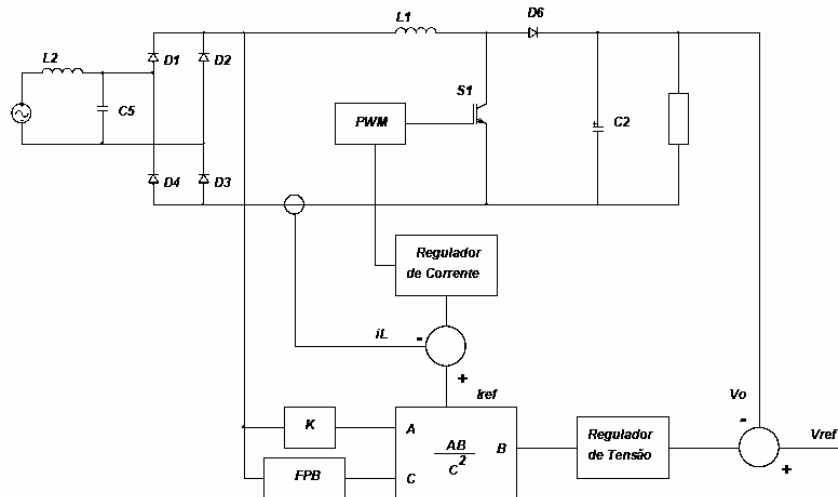


Fig. 52 – Retificador monofásico associado ao conversor Boost empregando a técnica de controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

A malha de controle da tensão garante a regulação da tensão de saída e gera a referência da amplitude da corrente no indutor, representada pela entrada B . Este sinal é então multiplicado por uma amostra da tensão de entrada do retificador (entrada A), e o sinal resultante é a referência para a malha de controle da corrente no indutor. Esta malha garante que a forma de onda da corrente no indutor será igual a $|\text{sen}(\omega t)|$. A banda passante da malha de tensão é limitada a um valor bem inferior à frequência da rede, de modo a não introduzir harmônicas sobre a referência da amplitude da corrente no indutor, mais particularmente da 2ª harmônica, presente na amostragem da tensão de saída. A maioria das implementações por controle da corrente média inclui uma realimentação *feedforward* da amplitude da tensão de entrada, representada pelo sinal C . Esta realimentação permite que perturbações na amplitude da tensão de entrada sejam canceladas pelo controlador e não afetem a tensão de saída.

A Fig. 53 mostra as formas de onda obtidas para o conversor da Fig. 52. Na parte superior, são mostradas a tensão e corrente de entrada, e na parte inferior tem-se a tensão de saída e a corrente no indutor. A corrente do indutor apresenta uma ondulação devido ao chaveamento do transistor. Esta ondulação não aparece na entrada em função da presença do filtro composto por L_2 e C_5 . A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada é muito baixa, e conseqüentemente o fator de potência é praticamente unitário.

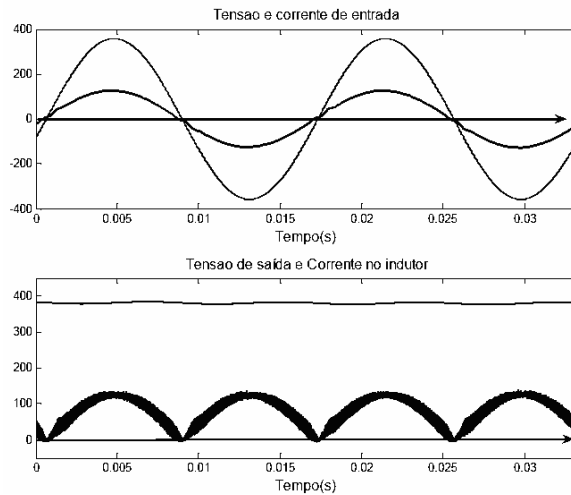


Fig. 53 – Formas de onda típicas de um retificador com alto fator de potência.

3.3) CONVERSORES CC-CA

Os conversores CC-CA são comumente chamados de inversores, e podem ser classificados fundamentalmente em inversores autônomos e não autônomos. Os inversores autônomos também são chamados de inversores de frequência e, dependendo de suas constituições básicas, são capazes de fornecer tensões alternadas de diversas formas com ajuste independente de frequência e amplitude. Devido a tais características, estes inversores são adequados para aplicações tais como acionamento de motores de indução, filtros ativos e sistemas de alimentação ininterrupta de energia elétrica.

A tensão de saída dos inversores não autônomos depende da carga, como no caso dos inversores destinados a aquecimento de indução, ou segue uma tensão alternada já existente no local de implementação do mesmo, como no caso de inversores de saída de uma linha de transmissão em corrente contínua.

3.3.1) INVERSORES MONOFÁSICOS

3.3.1.1) INVERSORES ALIMENTADOS EM TENSÃO

A Fig. 54 mostra as configurações básicas de inversores monofásicos alimentados em tensão, onde as chaves S_1 a S_4 são genéricas. Na Fig. 54 (a), tem-se uma configuração em ponte completa, e na Fig. 54 (b) uma estrutura em meia ponte.

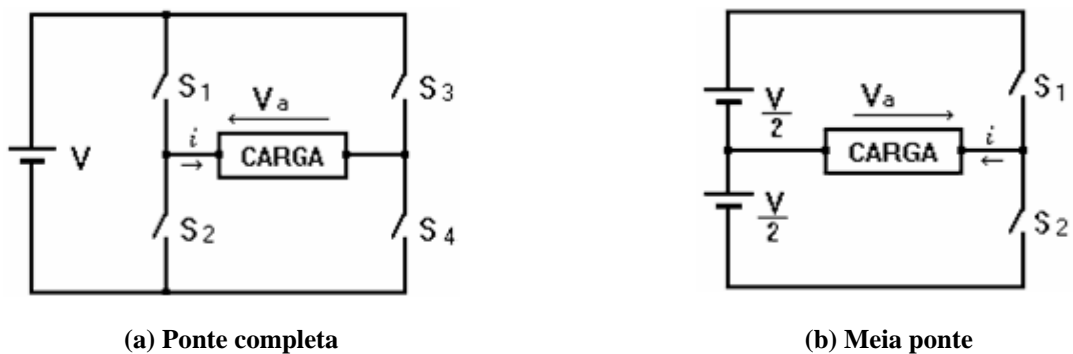


Fig. 54 – Inversores monofásicos.

Considerando inversão a plena tensão para carga resistiva, tem-se a forma de onda mostrada na Fig. 55. Para a obtenção da mesma, as chaves S_1 - S_4 ou S_1 são fechadas durante o semiciclo positivo, e as chaves S_2 - S_3 ou S_2 são fechadas durante o semiciclo negativo. Para evitar componente contínua na carga, é necessário que as durações dos dois semiciclos sejam iguais.

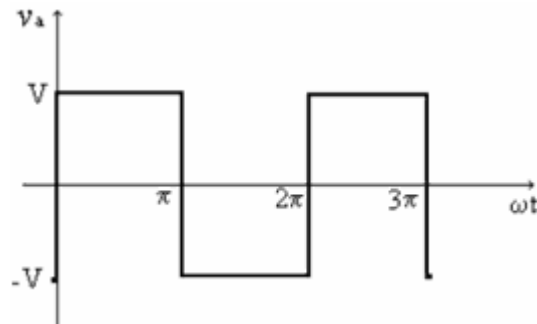


Fig. 55 – Tensão de saída para inversão à plena tensão.

Neste caso, o valor eficaz da tensão da saída é igual à tensão de entrada, independentemente da frequência, a qual pode ser teoricamente qualquer valor de acordo com os pulsos de comando das chaves. Para se obter uma tensão de saída controlada também em amplitude, a forma de onda mostrada na Fig. 56 pode ser usada.

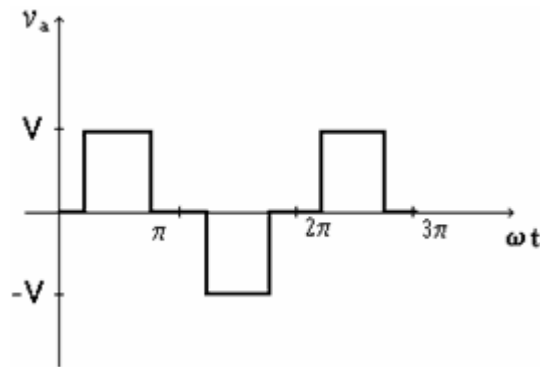


Fig. 56 – Tensão de saída para inversão à plena tensão.

Observando a Fig. 54, percebe-se que as chaves S_1 e S_4 não necessitam de ter capacidade de bloqueio reverso, podendo ser unidirecionais em tensão tanto para carga resistiva quanto para carga indutiva. Em relação à corrente, não se pode dizer o mesmo quando a carga for indutiva. Neste caso, nos intervalos em que tensão e corrente têm sinais opostos, as chaves devem conduzir corrente em sentido contrário, devendo ser bidirecionais em corrente.

3.3.1.2) INVERSORES ALIMENTADOS EM CORRENTE

A Fig. 57 mostra um inversor monofásico alimentado em corrente.

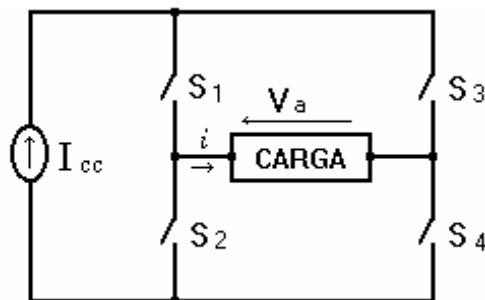


Fig. 57 – Inversor monofásico em ponte completa alimentado em corrente.

Considerando uma carga indutiva, e tomando a componente fundamental da tensão como referência, pode-se obter as formas de onda indicadas na Fig. 58 quando se deseja corrente controlada na carga. Ao contrário do inversor alimentado em tensão, o inversor alimentado em corrente necessita de chaves bidirecionais em tensão para o caso de carga indutiva.

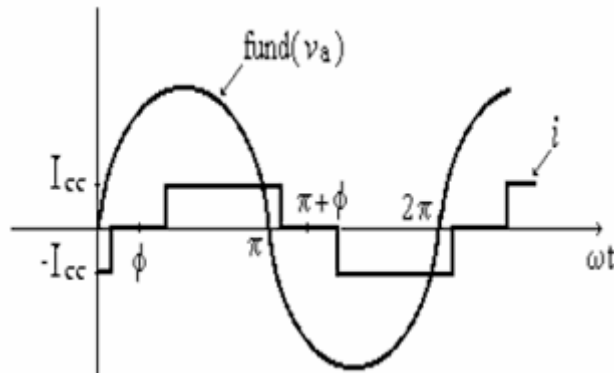


Fig. 58 – Formas de onda para um inversor alimentado em corrente.

3.3.2) INVERSORES PWM

Para ilustrar o princípio de funcionamento da modulação por largura de pulso, o inversor mostrado na Fig. 59 será usado. Neste circuito, os diodos foram ligados em antiparalelo com os transistores para satisfazer a necessidade de chaves bidirecionais em corrente neste tipo de inversor.

Um exemplo de forma de onda da tensão de saída v_a em dois níveis é ilustrado na Fig. 60.

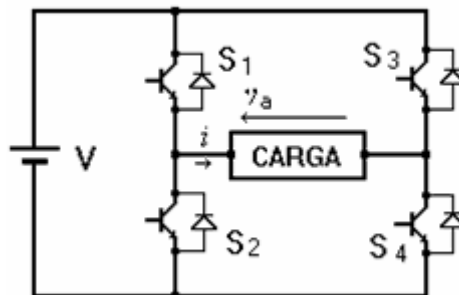


Fig. 59 – Inversor a transistor alimentado em tensão.

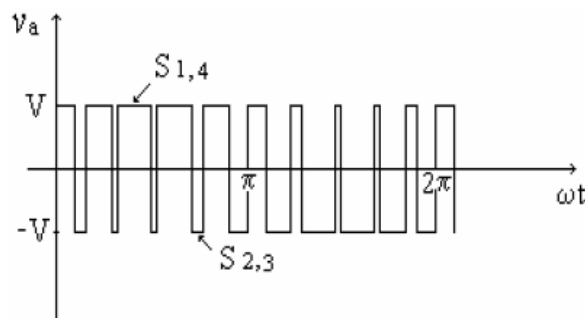


Fig. 60 – Exemplo de forma de onda PWM a dois níveis.

Para se obter a parte positiva desta forma de onda, as chaves S_1 e S_4 devem ser fechadas, enquanto a parte negativa é obtida com o fechamento das chaves S_2 e S_3 como indicado na Fig. 60. Durante o semiciclo positivo de v_a , as chaves S_1 e S_4 são fechadas durante intervalos de tempos maiores que aqueles das chaves S_2 e S_3 , e durante o semiciclo negativo acontece o contrário. Observa-se que neste caso de inversão a dois níveis, as quatro chaves operam em alta frequência, constituindo uma desvantagem deste tipo de inversão.

Um outro exemplo de forma de onda de tensão v_a para o circuito da Fig. 59 é mostrado na Fig. 61. Diferentemente daquela mostrada na Fig. 60, esta forma de onda possui três níveis. Para obtê-la, a chave S_4 deve conduzir durante todo o semiciclo positivo, enquanto as chaves S_1 e S_2 são moduladas, ou seja, S_1 - S_4 conduzem fornecendo um nível positivo para v_a , e S_2 - S_4 conduzem anulando o valor de v_a . Durante o semiciclo negativo, a chave S_3 deve permanecer fechada, enquanto as chaves S_1 e S_2 são moduladas. Neste semiciclo, S_2 - S_3 conduzem, tornando v_a negativa, enquanto S_1 - S_3 conduzem para anular a tensão na carga.

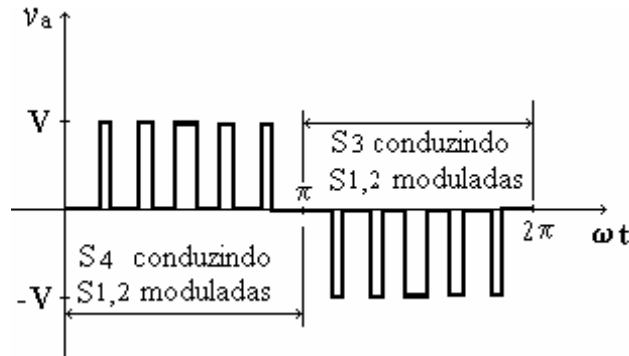


Fig. 61 – Exemplo de forma de onda PWM a três níveis.

Observa-se que na inversão a três níveis apenas as chaves S_1 e S_2 operam em alta frequência, o que resulta em um maior rendimento para a estrutura inversora se comparado com a inversão a dois níveis.

Um dos processos de modulação mais indicados para os sistemas estáticos de conversão de corrente contínua em corrente alternada é o PWM senoidal. Este processo consiste fundamentalmente da comparação de uma onda triangular de amplitude A_t e de alta frequência com uma onda senoidal de amplitude A_s e de baixa frequência. A onda triangular é chamada portadora, e determina a frequência de chaveamento, e a senoidal é chamada de moduladora, e determina a frequência da tensão na carga.

O princípio ilustrado na Fig. 62 pode ser usado no processo de inversão a dois níveis. O sinal S_c , que é o sinal de saída de um comparador tendo a portadora em sua entrada inversora e a moduladora na entrada não inversora, após a retificação, amplificação e isolamento, pode ser usado diretamente para comandar as chaves S_1 e S_4 do circuito da Fig. 57. De forma análoga, o sinal resultante da comparação da portadora com o sinal inverso da moduladora pode ser usado como origem do sinal de comando das chaves S_2 e S_3 .

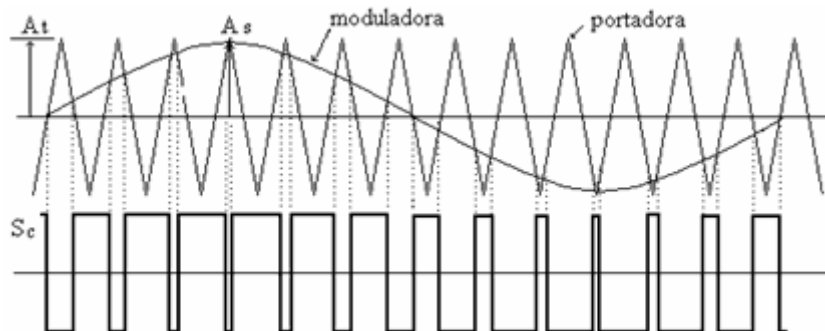


Fig. 62 – Geração de pulsos para inversão a dois níveis.

Para o processo de inversão a três níveis, o princípio de geração de PWM ilustrado na Fig. 63 pode ser utilizado. O sinal S_c é resultante da comparação da portadora com a moduladora retificada, e o sinal S_q é o resultado da comparação da moduladora com o nível zero. Estes dois sinais, processados adequadamente, podem dar origem aos pulsos de disparo das chaves S_1 a S_4 do circuito mostrado na Fig. 57.

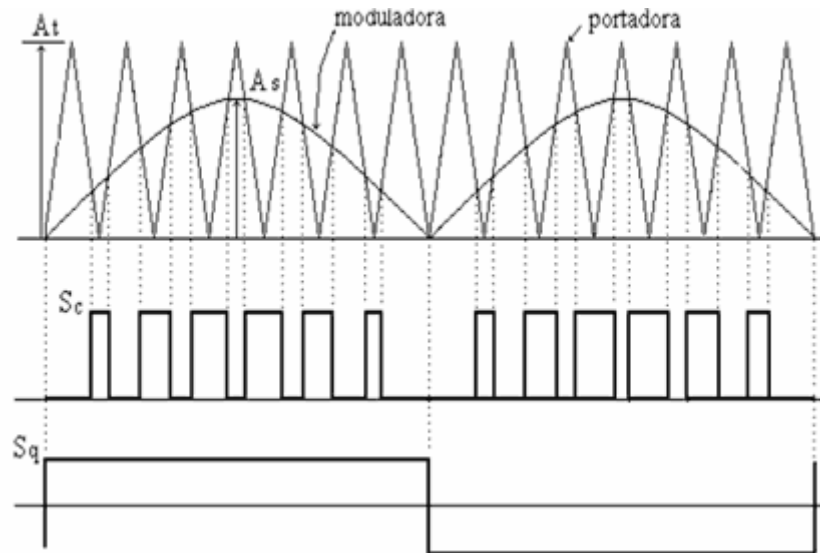


Fig. 63 – Geração de pulsos para inversão a três níveis.

3.3.3) INVERSORES TRIFÁSICOS

A Fig. 64 mostra um circuito inversor trifásico em ponte completa com chaves e carga genéricas.

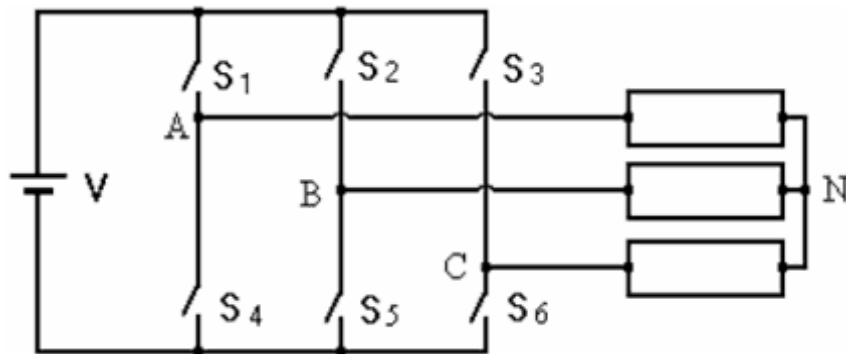


Fig. 64 – Inversor trifásico genérico.

O processo de obtenção das formas de onda na carga de um inversor trifásico consiste basicamente na composição de ondas para inversores monofásicos. Para ilustrar este processo de composição de ondas monofásicas e obtenção de ondas trifásicas, será considerada a inversão a plena tensão independente para cada uma das três fases A, B e C. O terminal negativo da fonte de alimentação será adotado como referência para as tensões nos pontos A, B e C.

Considerando que cada chave do inversor da Fig. 64 conduz por um tempo correspondente a um ângulo de 180° , como indicado na Fig. 65 para uma carga resistiva em estrela, o processo de inversão a plena tensão é chamado de inversão com modulação do tipo 180° .

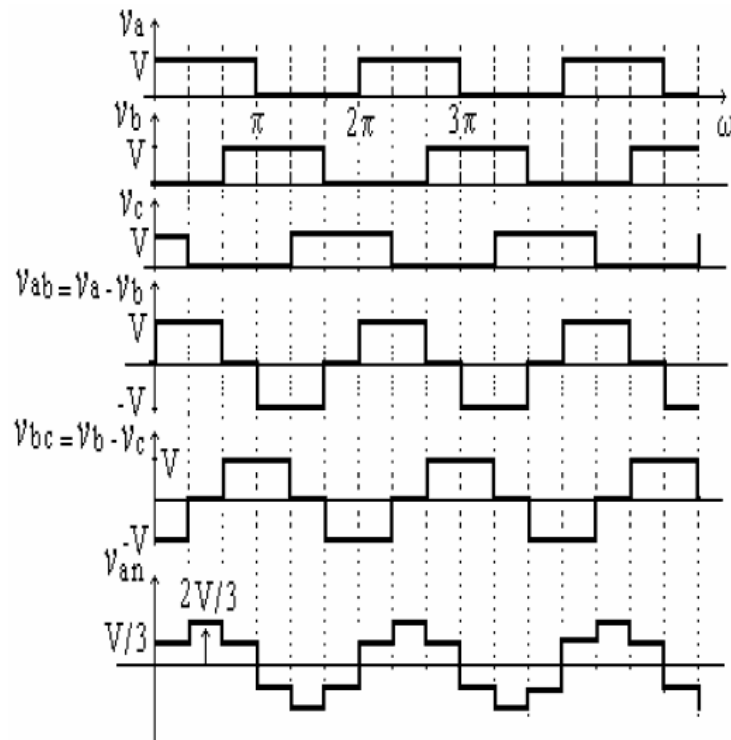


Fig. 65 – Inversão a plena tensão do tipo 180°.

Fechando a chave S_1 , o ponto A adquire um potencial V , e fechando a chave S_4 , o potencial do ponto A passa a ser zero. Considerando sistema trifásico equilibrado, a tensão v_{bo} está atrasada em 120° de v_{ao} e adiantada de 120° de v_{co} . As tensões fase-fase (linha) são obtidas através de somas das tensões de fase em relação ao ponto “O”.

Observe-se que neste tipo de inversão três chaves sempre conduzem ao mesmo tempo durante um intervalo correspondente a 60° . Nos primeiros 60° , por exemplo, estão conduzindo as chaves S_1 , S_3 e S_5 , de modo que as correntes que entram pelas fases A e C retornam pela fase B . Neste caso, considerando carga equilibrada, é fácil perceber que a queda de tensão da fase A (tensão v_{an}) é um terço da tensão de alimentação ($V/3$).

Nos próximos 60° , a tensão v_{an} é $2V/3$, e assim por diante, como pode ser visto na Fig. 65. As tensões v_{bn} e v_{cn} têm a mesma forma de v_{an} e estão atrasadas desta em 120° e 240° , respectivamente. Devido ao fato de as ondas de tensão fase-neutro serem formadas de seis patamares diferentes, este tipo de conversor é denominado inversor de seis pulsos.

Formas de onda próximas àquelas mostradas na Fig. 65 são obtidas também quando as chaves conduzem por intervalos correspondentes a um ângulo de 120° em cada ciclo de funcionamento. Nesta situação, tem-se o inversor funcionando com modulação em 120° e as tensões fase-fase têm a mesma forma das tensões fase-neutro do tipo 180° , mas com patamares $V/2$ e V ao invés de $V/3$ e $2V/3$, respectivamente.

O processo de obtenção de formas de onda em um inversor trifásico, como mostrado na Fig. 65 para inversão a plena tensão, pode ser usado também quando se trabalha com inversão PWM.

3.4) CONVERSORES CA-CA

Os conversores CA-CA são denominados conversores de frequência, e geram uma tensão CA na qual a frequência e a amplitude podem ser variadas diretamente a partir da tensão de entrada em 50 Hz ou 60 Hz. Estes conversores podem ser classificados como:

- Cicloconversores, que são constituídos por tiristores com comutação natural. A tensão de comutação é fornecida pela tensão de entrada;

- Conversores matriciais, onde são utilizados dispositivos estáticos completamente controlados, como transistores e GTO's.

3.4.1) CICLOCONVERSORES

Na Fig. 66 e na Fig. 67, são mostrados os dois tipos de cicloconversores mais comuns, ambos utilizados na conversão trifásica. No primeiro caso, há dois retificadores trifásicos em meia ponte conectados. O segundo caso mostra dois retificadores trifásicos controlados em ponte completa conectados. Na Fig. 68, são apresentadas as forma de onda da tensão de saída para uma fase. A tensão de saída v_a e a corrente i_a possuem as respectivas componentes fundamentais v_{a1} e i_{a1} com defasamento ϕ_l e diversas harmônicas, sendo que o conteúdo harmônico da corrente será menor que aquele da tensão devido à indutância de carga. Os ângulos de disparo são α_n e α_p para os conversores p e n , respectivamente. De forma geral, os sistemas de controle são projetados de modo que apenas os tiristores de um dos conversores sejam disparados, e assim a corrente circulará em uma dada direção desejada. Durante este período, o outro conversor encontra-se inoperante. Quando a corrente muda o sentido de circulação, ambos os conversores devem permanecer bloqueados por um curto intervalo, embora a operação seja possível sem que este intervalo exista. Neste caso, a tensão média dos conversores deve ser a mesma e, portanto, a relação $\alpha_p = 180^\circ - \alpha_n$ é válida. Entretanto, indutâncias adicionais são necessárias para limitar as correntes circulando entre os conversores, uma vez que as tensões instantâneas nos mesmos são diferentes.

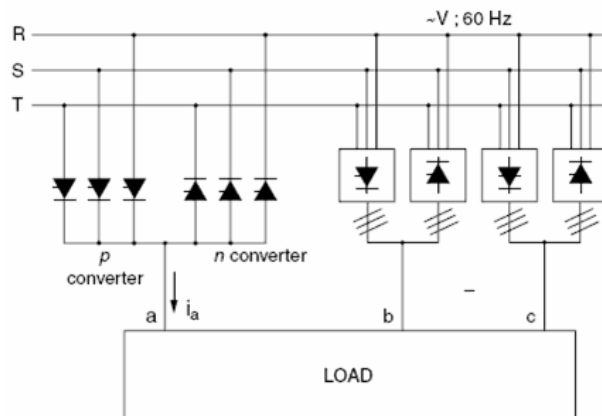


Fig. 66 – Cicloconversor com retificador trifásico controlado em meia ponte.

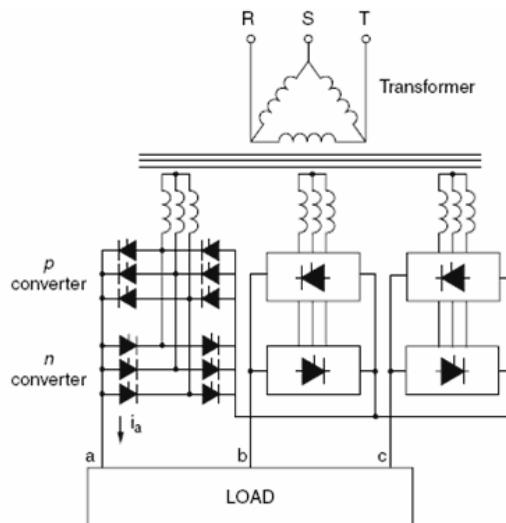


Fig. 67 – Cicloconversor com retificador trifásico controlado em ponte completa.

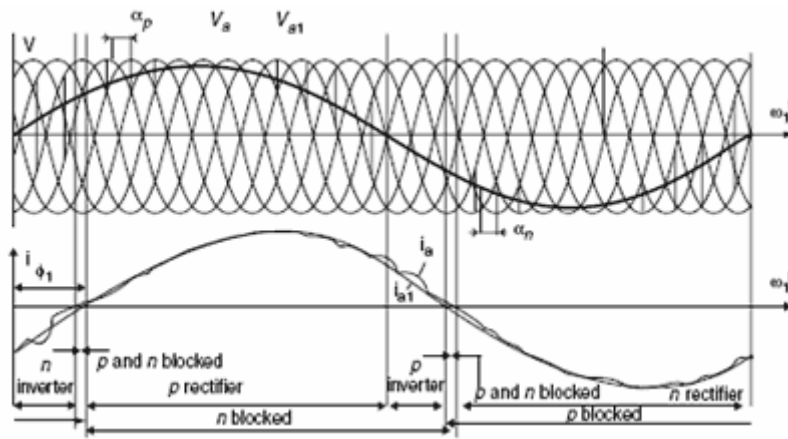


Fig. 68 – Formas de onda da tensão e corrente de saída.

O controle de fase dos conversores p e n é modulado por uma onda senoidal ou trapezoidal. O conteúdo harmônico obtido com a onda senoidal é menor, embora o valor máximo da tensão de saída obtido seja menor. Durante cada ciclo da tensão de saída, ambos os conversores devem operar como retificadores e inversores.

A qualidade da forma de onda de saída é deteriorada significativamente com o aumento da tensão e da frequência de saída. Se a frequência atinge o valor limite, o conteúdo harmônico da corrente aumenta drasticamente. Este valor limite normalmente é igual a 33% e 50% da frequência de entrada para os retificadores trifásicos em meia ponte e ponte completa, respectivamente.

Dentre aplicações típicas de cicloconversores, pode-se citar acionamentos de motores síncronos trifásicos de alta potência e baixa velocidade, sendo raramente utilizados em acionamento de motores de indução.

3.4.2) CONVERSORES MATRICIAIS

O conversor matricial trifásico-trifásico é mostrado na Fig. 69. Utilizando-se chaves bidirecionais, a exemplo daquela representada na Fig. 70, pode-se conectar qualquer fase da carga a qualquer fase de entrada. Isto é, o valor nulo das tensões de fase da carga é mantido através da conexão de todas as fases da carga a uma mesma fase de entrada. Empregando-se técnicas de modulação por largura de pulso, a tensão na carga e a respectiva frequência podem ser variadas de zero a um valor máximo. A máxima tensão geralmente é aproximadamente igual à tensão de entrada, embora a máxima frequência possa ser várias vezes superior à da entrada, sendo limitada em função de considerações práticas.

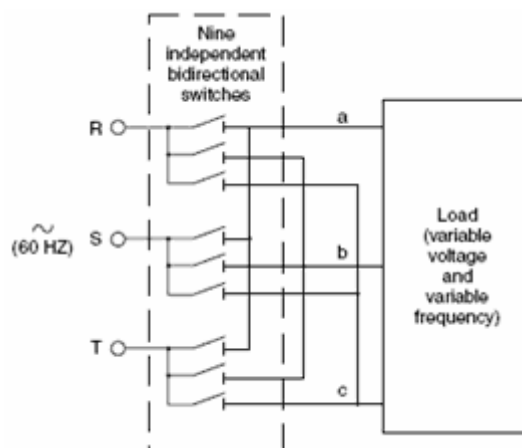


Fig. 69 – Conversor matricial trifásico-trifásico.

Chaves bidirecionais conferem às estruturas fluxo de corrente em qualquer sentido. Diversas chaves são necessárias para este propósito, utilizando-se técnicas de controle bem definidas. Há ainda a necessidade de elementos adicionais para a comutação segura das chaves. Estas desvantagens limitam a aplicação de conversores matriciais em âmbito industrial.

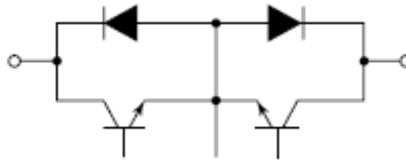


Fig. 70 – Exemplo de chave bidirecional em tensão e corrente.

4) APLICAÇÕES DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

A eletrônica de potência tem assumido importância crescente e se difundido porque encontra muitas aplicações em cotidianas, dentre as quais é possível citar:

- Fontes chaveadas (CC) e sistemas de alimentação ininterrupta de energia (Uninterruptable Power Supply – UPS). Os avanços que aconteceram na tecnologia de fabricação dos componentes da microeletrônica levaram ao desenvolvimento de computadores, equipamentos de telecomunicações e eletrônicos de consumo, todos necessitando de fontes CC reguladas e de tamanho reduzido, além de normalmente alimentação ininterrupta de energia;
- Conservação de energia. O aumento nos custos da energia elétrica combinado com a preservação do meio ambiente tornou a conservação de energia uma prioridade. Uma aplicação típica de eletrônica de potência é a operação de lâmpadas fluorescentes em alta frequência (acima de 20 kHz), aumentando assim sua eficiência luminosa. Pode-se ainda citar o acionamento de motores em bombeamento e sistemas de ar condicionado, onde há também economia de energia;
- Controle de processos e automação industrial. Há uma demanda crescente por eficiência nos sistemas automáticos, a qual é oferecida pelos acionamentos de bombas e compressores à velocidade variável. Robôs são acionados por servomecanismos;
- Transportes. Em muitos países, a utilização de trens elétricos é uma realidade há muitos anos. Atualmente, cresce a necessidade de utilização de veículos elétricos em grandes áreas metropolitanas, para redução da emissão de gases e poluição sonora. Veículos elétricos necessitam de carregadores de bateria, que são utilizam recursos de eletrônica de potência, assim como os acionadores dos motores dos próprios veículos elétricos;
- Aplicações eletrotécnicas. Aqui estão incluídos equipamentos para soldagem, eletrodeposição e aquecimento indutivo;
- Aplicações diversas. Transmissão em alta tensão (HVDC). Ligação de sistemas fotovoltaicos e eólicos.

Dentre as aplicações supracitadas, serão analisados a seguir os sistemas de alimentação ininterrupta (UPS) e os sistemas fotovoltaicos.

4.1) SISTEMAS UPS

As primeiras fontes ininterruptas de energia CA, que surgiram antes da década de 1950, eram do tipo rotativas, ou seja, utilizavam um grupo gerador diesel, composto por um motor diesel e uma máquina síncrona. Na época, sua aplicação era restrita a equipamentos de defesa (radar e comunicações).

O advento de semicondutores de potência no início da década de 1960, particularmente os tiristores, deu origem a fontes de energia ininterrupta estáticas. Estas fontes caracterizavam-se pela utilização de inversores tiristorizados, alimentados por um sistema composto de um retificador e um conjunto de baterias.

O surgimento de transistores IGBT's e MOSFET's capazes de operar em frequências mais elevadas reduziu significativamente o custo, peso e volume das fontes UPS. Somado a isto, o advento de redes de computadores, mais notadamente da internet e a automação bancária, permitiram a utilização destes equipamentos em larga escala.

Uma das vantagens das UPS's baseadas em conversores estáticos é a diminuição da manutenção devido à ausência de componentes mecânicos e o conseqüente aumento da confiabilidade. A desvantagem das fontes de energia estáticas é a menor autonomia comparada com as fontes de energia rotativas. A autonomia das fontes estáticas está diretamente relacionada com a capacidade do banco de baterias, enquanto que a autonomia de uma fonte rotativa é função do reservatório de óleo diesel.

Atualmente, as fontes de energia rotativas são utilizadas em sistemas requerendo grande capacidade de autonomia e estão associadas a fontes de energia estáticas. Nestes sistemas, o motor diesel está desligado, e quando ocorre a falha da rede elétrica são os conversores estáticos que suprem a carga. O motor diesel é ligado imediatamente e em poucos segundos o gerador CA assume a carga, evitando assim a descarga do banco de baterias. Sob condições adversas do sistema elétrico de energia, uma UPS, independente do tipo de carga a ser atendida, linear ou não, deverá possuir as seguintes características principais:

- Correntes de entrada senoidais, equilibradas e com baixa taxa de distorção harmônica;
- Fator de potência próximo da unidade;
- Tensões de saída senoidais, equilibradas, reguladas e com baixa taxa de distorção harmônica;
- Tempo de transição nulo entre o modo de operação *standby* (rede presente) e o modo *backup* (rede ausente) e vice-versa.

Na literatura, algumas soluções têm sido propostas para melhorar as características de entrada e/ou saída de uma UPS e algumas serão apresentadas a seguir.

4.1.1) CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS UPS

Pode-se distinguir dois tipos básicos de UPS, que são as UPS rotativas e estáticas.

- UPS's rotativas: nestes sistemas um motor diesel é acoplado a uma máquina síncrona. Esta máquina converte a energia mecânica fornecida pelo motor diesel em energia elétrica. Sua utilização é comum em hospitais, grandes centrais telefônicas e outros locais que necessitam uma autonomia de funcionamento muito grande. Podem estar associados a UPS's estáticas ou não;
- UPS's estáticas: a característica destes sistemas está na utilização de conversores estáticos para realizar as funções de conversão de energia elétrica alternada para contínua e vice-versa. As UPS estáticas possuem características atraentes, podendo-se citar melhor resposta dinâmica, baixo ruído acústico, melhor regulação de tensão e frequência na carga, instalações mais simples principalmente quando baterias seladas são utilizadas, interação simultânea com a rede elétrica para efetuar a compensação harmônica da corrente de entrada. Além disto, estes sistemas desenvolvem menor custo, peso e volume quando comparados às UPS's rotativas. O suprimento de energia para a carga na falta da rede ocorre na maioria das vezes através de um banco de baterias.

Pela norma IEEE Std 446-1995, as UPS's estáticas podem ser classificadas em duas categorias:

- Dupla conversão de energia;
- Simples conversão de energia.

4.1.1.1) UPS DE DUPLA CONVERSÃO DE ENERGIA

Estes sistemas são também conhecidos como UPS *online* e se caracterizam por enviar energia à carga através de uma dupla conversão de energia. Primeiramente, a tensão CA de entrada é transformada em CC através de um retificador, e em seguida a tensão CC é transformada em CA

através de um inversor. A Fig. 71 mostra o diagrama em blocos desta topologia de UPS, a qual apresenta as seguintes vantagens:

- A carga está continuamente alimentada pelo inversor e, portanto, não existe tempo de transferência tanto na falta quanto no retorno da rede elétrica;
- A carga sendo alimentada continuamente pelo inversor permite que a tensão aplicada na mesma seja senoidal e com baixa taxa de distorção harmônica;
- Um elevado grau de rejeição a distúrbios da rede elétrica, tais como harmônicas de tensão, sobretensões, subtensões e outros.

As desvantagens desta topologia são:

- Baixo rendimento em função dos dois estágios de conversão de energia;
- Retificador dimensionado para uma potência superior à potência nominal da carga, tipicamente 1,5 vezes maior;
- Baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico da corrente de entrada se não forem usadas técnicas de compensação.

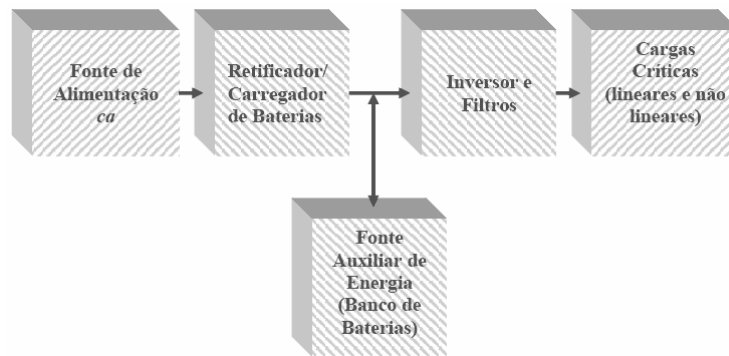


Fig. 71 – UPS de dupla conversão de energia *online*.

Como foi mencionado anteriormente, as UPS's *online* utilizam dois conversores, um retificador e um inversor. O diagrama típico de uma UPS *online* é muito dependente da potência do equipamento. O retificador pode ser um conversor de alto fator de potência ou um retificador a 6 ou a 12 pulsos. O inversor na saída pode ser monofásico ou trifásico. Sempre que possível deve-se tentar a utilização de um inversor em ponte completa com modulação PWM a três níveis, o que permite reduzir os filtros que eliminam as harmônicas resultantes do chaveamento dos transistores sobre a tensão de saída.

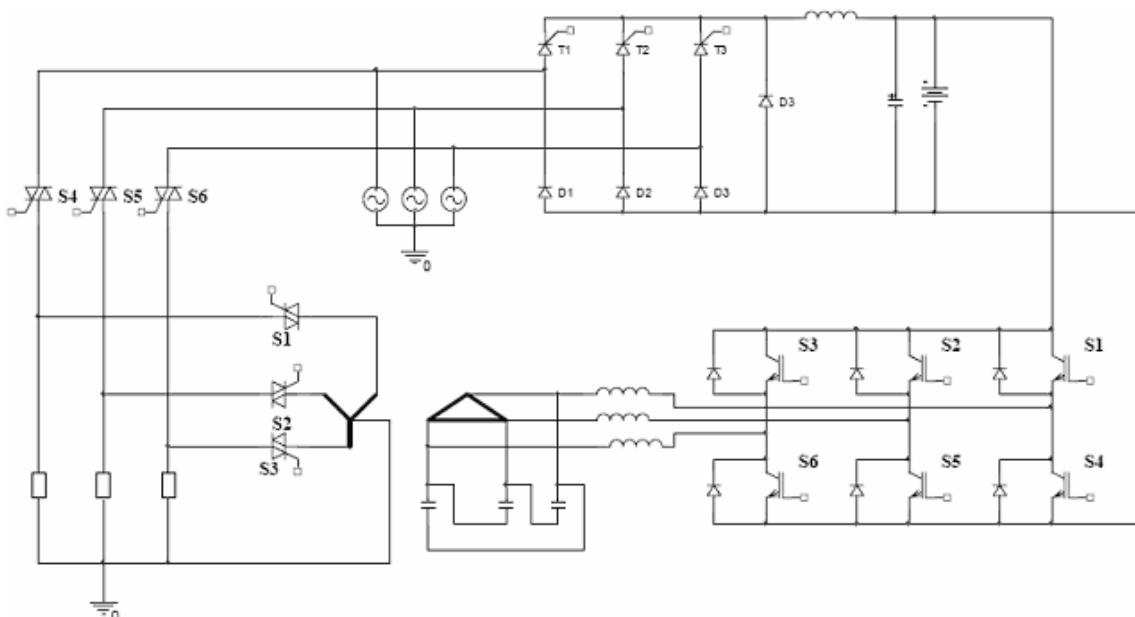


Fig. 72 – Circuito de uma UPS *online*.

A Fig. 72 apresenta o diagrama de uma UPS onde foram acrescentadas chaves estáticas que garantem o fornecimento de energia à carga durante uma manutenção do equipamento. Na eventualidade de uma sobrecarga, a UPS pode comutar para a rede elétrica que supre a energia solicitada pela carga nesse momento. Ao término da sobrecarga, a UPS reassume a carga, garantindo a continuidade de fornecimento de energia.

4.1.1.2) UPS DE SIMPLES CONVERSÃO DE ENERGIA

Atualmente, há duas topologias bem documentadas que se enquadram nesta categoria, que são as UPS's *line-interactive* e *offline* ou *standby*. Apresenta-se a seguir as características de cada uma destas topologias.

- UPS *Offline* (*Standby*):

A topologia de UPS *offline* é mostrada no diagrama de blocos da Fig. 73. Esta UPS é constituída basicamente por dois conversores de energia, um retificador/carregador e um inversor de tensão, além de um banco de baterias e uma chave estática de transferência. Alguns fabricantes utilizam apenas um conversor, neste caso o inversor de saída desempenha também o papel de carregador do banco de baterias.

Sob condições normais, a carga é alimentada diretamente através da rede elétrica sem qualquer tipo de condicionamento de energia. Durante este tempo, a bateria é carregada através do carregador de baterias cuja potência é, geralmente, muito inferior à potência nominal da carga. Na falta ou falha da rede elétrica, a chave estática transfere a carga da rede para o inversor cuja tensão CA de saída deve estar, preferencialmente, sincronizada com a tensão da rede, de forma que a dinâmica da carga seja pouco afetada tanto na falta quanto no retorno da rede elétrica.

Esta topologia de UPS destina-se a cargas que podem tolerar curtas interrupções de energia durante o tempo de transferência da chave estática, normalmente na faixa de 2 a 8 ms. Pode-se encontrar no mercado equipamentos onde a tensão de saída do inversor além de não ser sincronizada com a rede possui forma de onda quadrada.

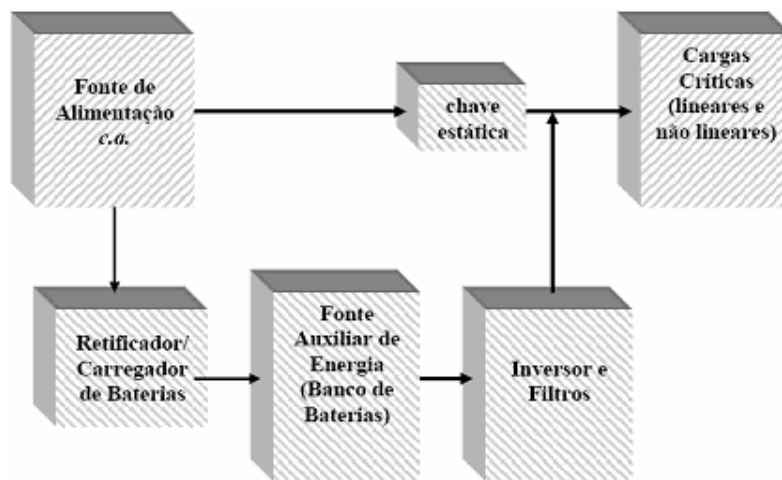


Fig. 73 – Sistema de energia ininterrupta *offline*.

As vantagens deste tipo de UPS são:

- Elevado rendimento em função de o inversor operar a vazio ou mesmo desligado;
- Baixo custo e volume, em função do carregador de baterias poder ser dimensionado para uma potência inferior à potência nominal da carga;
- Possibilidade de sincronismo tanto na falta da rede elétrica quanto no seu retorno.

Algumas desvantagens que podem ser citadas são:

- Falta de condicionamento da tensão de saída na presença da rede elétrica;
- Falta de condicionamento da corrente de entrada o que implica a injeção de harmônicas na rede elétrica quando cargas não lineares são alimentadas;

- Existência de um tempo de transferência na falta e no retorno da rede elétrica, o qual pode não ser tolerado por alguns tipos de cargas críticas mais sensíveis.

- UPS Line Interactive

O termo *line interactive* é empregado pelo fato de haver uma interação entre o inversor e a rede. A interação entre a rede e a UPS pode ocorrer de dois modos distintos. No primeiro modo, o conversor mantém a tensão na carga estabilizada, enquanto no segundo modo o conversor funciona como filtro ativo de modo a garantir que a corrente na rede seja senoidal e o fator de potência seja unitário, mesmo quando a carga alimentada é não linear.

Nesta topologia, não existe um retificador destinado especificamente a carregar as baterias. Esta tarefa é realizada pelo inversor de tensão, já que o fluxo de potência no mesmo é bidirecional. Na falta da rede elétrica, o inversor garante a energia necessária à alimentação da carga. O diagrama representativo de uma UPS *line interactive* é mostrado na Fig. 74, onde a rede elétrica é conectada à carga através de um indutor de acoplamento. A conexão pode também ocorrer através de transformadores. Neste caso, o inversor controla a tensão de saída, mantendo-a regulada.

As principais vantagens desta UPS são:

- Menor custo e maior rendimento, pois possui apenas um estágio de potência;
- Regulação da tensão de carga;
- Condicionamento da corrente de entrada simultaneamente com a carga das baterias;
- Fator de potência aproximadamente unitário.

As desvantagens são:

- Não é possível o controle independente da corrente de entrada e da tensão de saída;
- No caso da utilização de uma chave estática *bypass*, esta estrutura não permite que haja transferência sem transientes pelo fato da tensão de saída nunca estar em fase com a tensão de entrada, devido à presença do indutor de acoplamento.

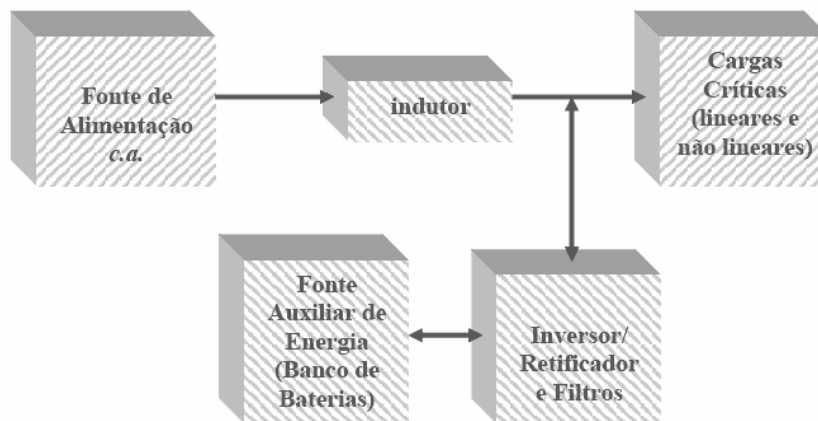


Fig. 74 – Sistema de energia ininterrupta *line interactive*.

As UPS's do tipo *line interactive* possuem apenas um conversor. Este conversor funciona como inversor, quando da ausência da tensão da rede, e como retificador, quando a rede está presente e é preciso recarregar a bateria. A Fig. 75 apresenta uma topologia básica deste tipo de UPS.

Na ausência da rede elétrica, o conversor funciona como inversor alimentando a carga e drenando energia da bateria. Quando a rede retorna, não há sincronismo entre a tensão gerada pelo inversor e a rede. Assim, um circuito *Phase Locked Loop* (PLL) atua no sentido de sincronizar a tensão gerada pelo inversor com a tensão da rede. Quando o sincronismo for estabelecido, a chave estática composta por um *triac*, é acionada e a rede passa a alimentar a carga e o conversor inicia o processo de recarga da bateria.

A corrente típica das cargas alimentadas por uma UPS apresenta uma taxa de distorção harmônica muito elevada. O conversor pode desempenhar uma função adicional, que consiste na filtragem das harmônicas da corrente de carga. A corrente da rede passa então a ser senoidal e em

fase com a tensão de entrada. A desvantagem desta topologia é que regulação da tensão de carga não é garantida, já que a mesma é alimentada diretamente pela rede.

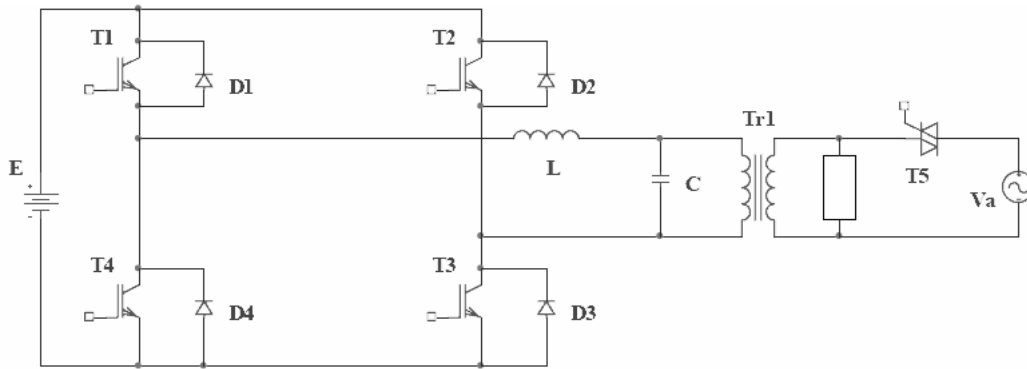


Fig. 75 – Circuito típico de uma UPS *line interactive*.

Outra topologia de UPS *line interactive* trifásica é apresentada na Fig. 76. Esta consiste de um conversor composto pelas chaves S_7 a S_{12} , que garante a regulação da tensão de saída. Este conversor também é responsável pela alimentação da carga, quando há a ausência da tensão da rede. O conversor, composto pelas chaves S_1 a S_6 , garante a carga do banco de baterias e apresenta uma impedância de valor elevado para as harmônicas da corrente de carga de modo que a corrente na rede é senoidal. Esta topologia também é conhecida como conversor delta.

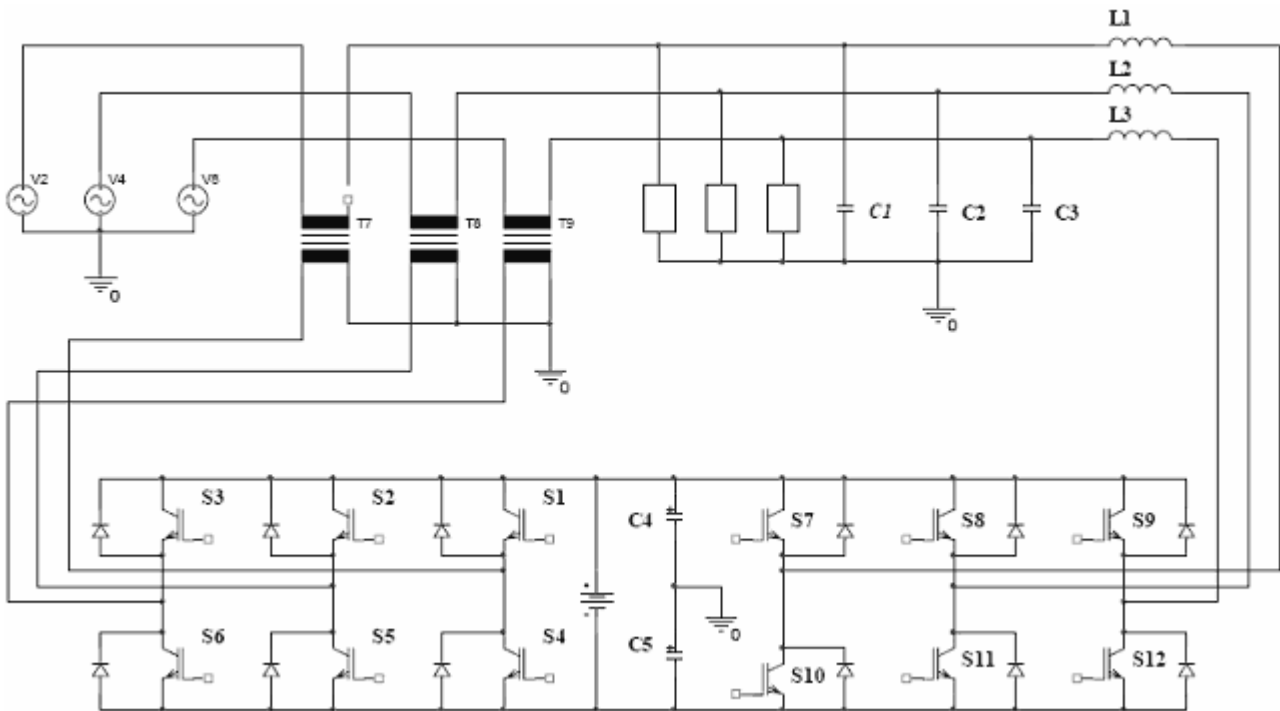


Fig. 76 – Diagrama de uma UPS *line interactive* do tipo topologia delta.

4.2) SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Painéis fotovoltaicos geram energia elétrica em corrente contínua (CC), que dependendo da aplicação pode ser totalmente inadequada. Além disso, a energia disponível na saída do painel é bastante irregular, devido as constantes variações da intensidade luminosa do sol durante o dia. Por essas razões, é necessária a utilização de um conversor de energia, capaz de tratar e processar adequadamente a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos, a fim de que a mesma possa ser eficientemente utilizada nas diversas aplicações a que se destina. Uma vez tratada e processada, é

necessário o emprego de dispositivos e métodos que permitam o controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos distintos.

Dentro dessa ótica, a eletrônica de potência fornece um vasto conhecimento acumulado na concepção e desenvolvimento de conversores estáticos. Apesar de resultarem em um impacto percentualmente reduzido nos custos do sistema, estes equipamentos determinam a eficiência do aproveitamento da energia disponibilizada pelos painéis solares e a qualidade da energia entregue para consumo. Assim sendo, um dos objetivos deste estudo é introduzir algumas topologias de conversores estáticos, utilizados no processamento da energia solar fotovoltaica, de modo a melhorar a qualidade da energia elétrica fornecida pelos painéis.

Sistemas solares fotovoltaicos podem ser basicamente divididos em duas categorias: autônomos ou interligados à rede elétrica local. Dentre as diferenças fundamentais entre os dois tipos de configuração, destacam-se a orientação dos painéis solares e a existência ou não de um sistema acumulador de energia (baterias).

4.2.1) SISTEMAS AUTÔNOMOS

Caracterizam-se pela necessidade de um sistema acumulador de energia, normalmente um banco de baterias, onde a energia gerada pelos painéis solares é armazenada e distribuída aos pontos de consumo. Devido à característica intermitente da geração fotovoltaica, o sistema acumulador é parte imprescindível da quase totalidade dos sistemas autônomos, constituindo-se também em um de seus componentes de custo mais elevado e no principal ponto fraco do sistema. Em contraste com painéis fotovoltaicos, baterias necessitam de manutenção e têm uma vida útil normalmente de quatro e seis vezes menor que a dos painéis. No entanto, este é o tipo de sistema atualmente economicamente competitivo com formas mais convencionais de geração, pois os elevados custos envolvidos por estes sistemas se comparam favoravelmente à extensão da rede elétrica comercial para atender a pequenas demandas. Sistemas autônomos são normalmente utilizados quando o custo de estender a rede elétrica pública for proibitivo, ou quando o local for de difícil acesso. Estima-se que no Brasil, 25 milhões de pessoas estão isoladas da rede elétrica comercial, e dados divulgados pelo Ministério da Educação mostram que mais de 80 mil escolas de primeiro grau não têm energia elétrica, e que a maioria destas estão situadas em áreas rurais, distantes dos centros distribuidores de energia elétrica. Para essas comunidades, a utilização da energia solar fotovoltaica constitui-se, em geral, em uma opção economicamente viável quando comparada aos projetos de expansão do sistema convencional de distribuição de energia elétrica.

Em uma instalação fotovoltaica, os painéis solares podem ser montados com uma orientação fixa, ou podem estar acoplados a uma estrutura que permita, em um ou dois eixos, o acompanhamento do deslocamento relativo do sol (*tracking systems*). Em sistemas fotovoltaicos autônomos de orientação fixa, quase sempre o arranjo de painéis é orientado de formas a maximizar a captação solar nos meses de inverno, quando a oferta solar é menor e o consumo muitas vezes é maior que o dos meses de verão (perfil de consumo sazonal). Nestes casos, os painéis fotovoltaicos são normalmente orientados para o norte (no hemisfério sul), com inclinação equivalente à latitude local acrescida de 10° a 15°. Nos *tracking systems*, deve-se proceder a uma análise cuidadosa para verificar se os custos envolvidos em “seguir o sol” compensam a energia adicional coletada. Neste caso, também se está introduzindo peças móveis no sistema, o que acarreta maior necessidade de manutenção.

4.2.2) SISTEMAS INTERLIGADOS À REDE ELÉTRICA COMERCIAL

Os sistemas interligados à rede elétrica dispensam o uso de acumuladores, pois atuam como usinas geradoras de energia elétrica em paralelo com as grandes centrais geradoras. Podem ser do tipo central fotovoltaica, ou integrados a prédio urbano. No primeiro tipo, a planta fotovoltaica está

normalmente situada em áreas relativamente afastadas dos centros urbanos como ocorre com usinas geradoras de eletricidade convencionais, pois as relativamente grandes superfícies envolvidas requerem áreas de baixo custo para que a instalação seja economicamente viável. Áreas desertas são muitas vezes utilizadas neste tipo de instalação. Os sistemas integrados a prédios urbanos, por outro lado, são incorporados à fachada ou ao telhado do prédio, de modo que virtualmente não ocupam espaço algum, sendo o único pré-requisito uma orientação solar favorável.

Este recente espaço aberto para a utilização da energia solar fotovoltaica nos centros urbanos, dentro da filosofia de sistemas de geração distribuída de energia, é apontado, hoje, como essencial para a consolidação definitiva da utilização da energia solar fotovoltaica. Esses sistemas mostram-se especialmente vantajosos quando se considera a ausência de baterias como elementos armazenadores da energia excedente, utilizando-se a própria rede de energia elétrica para essa finalidade. Observa-se, como consequência, uma redução considerável nos custos do sistema, e um aumento da confiabilidade do mesmo (tempo de permanência em operação), ressaltando que este último índice exerce grande influência na determinação do custo do ciclo de vida dos sistemas de geração de energia solar fotovoltaica.

Deve-se ressaltar que, nos sistemas fotovoltaicos residenciais interligados à rede elétrica comercial, sempre que os painéis gerarem energia em excesso em relação ao consumo da residência, esse excesso é injetado diretamente na rede. Quando os painéis gerarem menos energia do que a necessária para atender a demanda da residência (períodos de elevado consumo, ou baixa incidência solar, ou à noite), então a energia complementar necessária é extraída da rede. Desse modo, o sistema como um todo não necessita ser superdimensionado para atender aos picos de consumo da residência, em função de sempre dispor da rede elétrica como suporte.

Em centros urbanos, o uso intensivo de aparelhos de ar condicionado para refrigeração de ambientes coincide com a maior oferta solar e, portanto, com máximos na geração fotovoltaica. A geração fotovoltaica pode neste caso apresentar vantagens à concessionária elétrica local, no sentido de aliviar picos de consumo na rede, aumentando assim a vida útil do sistema de transmissão e distribuição, e adiando grandes investimentos e longos prazos de instalação envolvidos na construção de centrais elétricas convencionais.

4.3) TOPOLOGIAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA O PROCESSAMENTO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

É importante salientar que a energia disponível na saída dos painéis solares, além de ser fortemente irregular, devido às variações da intensidade luminosa do sol durante o dia, é totalmente inadequada para aplicações direta, devido exatamente a essa irregularidade. Desse modo, verifica-se claramente que o tratamento e o processamento dessa energia, com o objetivo de tê-la disponível para os diferentes tipos de aplicações, são fundamentais. Uma vez tratada e processada, é necessário o emprego de dispositivos e métodos que permitam o controle com segurança do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos distintos. Essa tarefa é destinada aos conversores estáticos, que compõem a estrutura de conexão entre os painéis solares e a carga (ou rede de energia elétrica).

Do ponto de vista das estruturas e das tecnologias, existe uma grande variedade de conversores estáticos. Contudo, restringindo-se ao nível da conversão efetuada, é possível classificá-los em quatro grandes grupos, como foi estudado anteriormente:

- Conversores CA-CC (retificadores);
- Conversores CC-CC (*choppers*);
- Conversores CA-CA (cicloconversores);
- Conversores CC-CA (inversores).

Dentre estes grandes grupos, os mais utilizados para aplicações em fotovoltaica são os conversores CC-CC e CC-CA. Apesar de resultarem em um impacto percentualmente reduzido nos custos do sistema, os conversores estáticos determinam a eficiência do aproveitamento da energia

disponibilizada pelos painéis solares e a qualidade da energia injetada na rede elétrica e/ou entregue à carga. Estes são apontados como os elementos de menor confiabilidade nos sistemas de geração de energia solar fotovoltaica. Um grande esforço vem sendo realizado pelos institutos de pesquisa e indústrias fotovoltaicas no sentido de melhor adequar as tecnologias dos conversores estáticos de potência às características dos sistemas de geração de energia solar fotovoltaica.

A seguir serão apresentadas algumas das topologias monofásicas mais consagradas na literatura para processamento da energia solar fotovoltaica.

4.3.1) CONVERSORES CC-CC

4.3.1.1) CONVERSOR *BUCK*

O conversor *buck* é uma das topologias mais conhecidas na eletrônica de potência, e apesar de sua simplicidade, é uma estrutura que apresenta um excelente desempenho para várias aplicações dentro da engenharia elétrica. Em geração fotovoltaica, pode ser bem aproveitado como carregador de baterias, que consiste em uma das principais atividades da área fotovoltaica. A Fig. 77 mostra a estrutura do conversor *buck* com a respectiva estratégia de controle, operando no carregamento de baterias a partir da energia obtida dos painéis fotovoltaicos. Devido às características da configuração, o sistema somente entra em funcionamento se a tensão dos painéis for maior que a tensão da bateria (ou baterias).

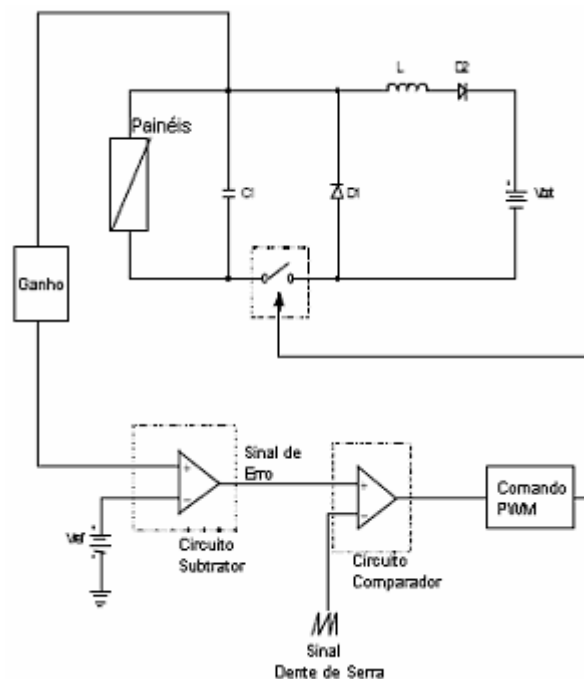


Fig. 77 – Circuito de potência, controle e comando de um conversor *buck* aplicado a um sistema fotovoltaico.

4.3.1.2) CONVERSOR *BOOST*

Devido a aspectos construtivos, os painéis fotovoltaicos normalmente geram energia em baixa tensão. Dependendo da potência que se deseja processar, esta característica pode se apresentar como um grande inconveniente, particularmente nas situações em que se espera altos rendimentos.

Nesses casos, a utilização de um conversor *boost* no estágio de entrada representa uma solução bastante interessante, tendo em vista o alto rendimento desse conversor e o seu baixo

número de componentes. A Fig. 78 apresenta um conversor *boost* alimentado por uma rede de painéis fotovoltaicos, com seu diagrama de blocos completo para operar no ponto de máxima potência (MPP – *Maximum Power Point*). Em operação no MPP, os painéis fornecem potência máxima durante todo o período de seu funcionamento.

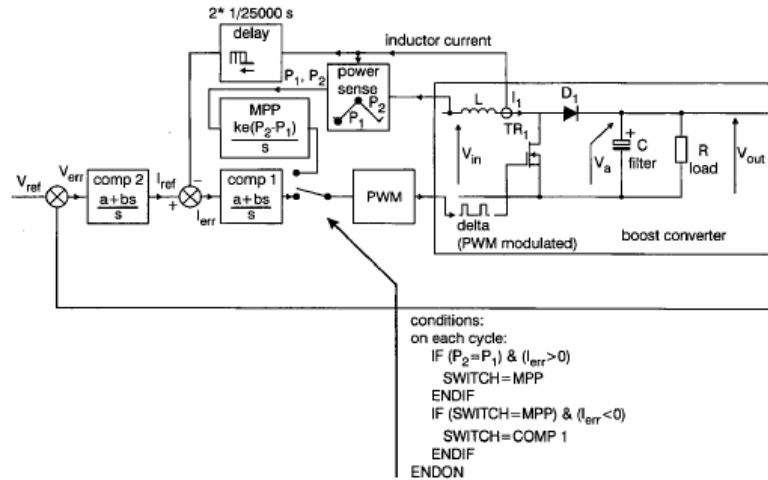


Fig. 78 – Conversor *boost* alimentado por uma rede de painéis fotovoltaicos operando no MPP.

A estratégia apresentada propõe um sistema MPP estável integrado a um laço de controle por corrente e tensão, obtendo-se melhores resultados do que os controladores PI, empregados quando se deseja tensão de saída estável.

4.3.1.3) CONVERSOR *FLYBACK*

A Fig. 79 apresenta o diagrama simplificado de um sistema de iluminação pública alimentado por um painel fotovoltaico. Durante o dia, a energia captada pelo painel é armazenada em uma bateria chumbo-ácido, utilizando-se um conversor *flyback* para o carregamento, o qual também tem a função de propiciar a implementação de um algoritmo MPP.

À noite, a lâmpada fluorescente é alimentada pela bateria através de um conversor *push-pull* ressonante alimentado em corrente. Todo o sistema é gerenciado por um microcontrolador RISC PIC16C74 de baixo custo, no qual é implementado um algoritmo que busca o MPP. Uma das saídas do microcontrolador aciona o MOSFET do conversor *flyback*, variando adequadamente a razão cíclica de forma a operar no MPP. Além dessa função, o microcontrolador tem um relógio interno que liga a lâmpada em horário predeterminado. A tensão da bateria também é monitorada, evitando-se que esta sofra descarga exagerada. Através de uma porta serial, é possível estabelecer a comunicação com um computador portátil para verificação da bateria e ajustes do relógio interno. A Fig. 80 mostra, na forma de diagrama de blocos, como é realizado o gerenciamento do sistema pelo microcontrolador.

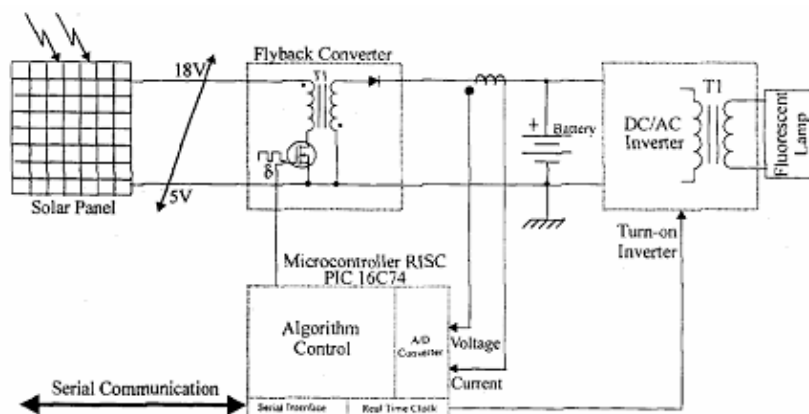


Fig. 79 – Diagrama simplificado do sistema fotovoltaico utilizando um conversor *flyback*.

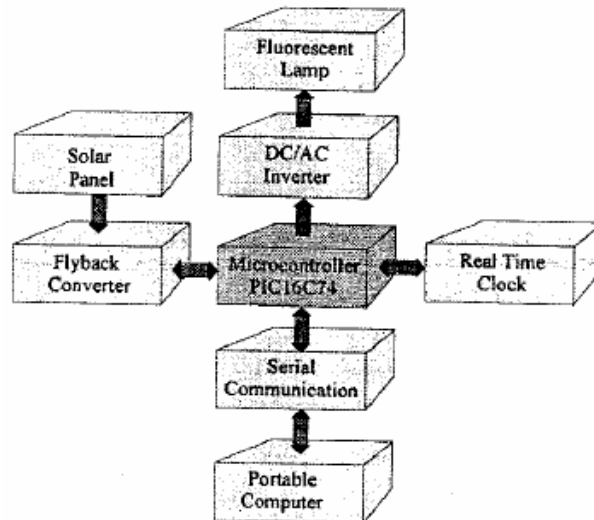


Fig. 80 – Gerenciamento do sistema via microcomputador.

O algoritmo de busca do MPP é uma rotina em tempo real que monitora a tensão e a corrente da bateria, calcula a média das últimas 32 leituras, calcula a variação de potência comparando-a com a última variação, e decide se a razão cíclica deve aumentar, diminuir ou permanecer inalterada. O rendimento médio do sistema gira em torno de 96%. Outras características positivas são a robustez e a possibilidade de conexões em paralelo para situações onde maior potência é exigida.

4.3.2) CONVERSORES CC-CA

Em geral, as configurações de sistemas fotovoltaicos que empregam conversores CC-CA apresentam como estágio de entrada um conversor CC-CC isolado. Algumas topologias são discutidas a seguir.

4.3.2.1) INVERSOR EM PONTE COMPLETA

A Fig. 81 apresenta um sistema de conversão CC-CA, composto por um conversor *push-pull* que eleva a tensão dos painéis para o estágio seguinte. Em seguida, esta tensão, após ser retificada e filtrada, é invertida através de um inversor de tensão em ponte completa, resultando em uma onda retangular com três níveis de tensão. Esse sistema pode alimentar tanto cargas lineares como não lineares e tem um tempo médio entre falhas estimado em aproximadamente cinco anos. Dentre as aplicações mais usuais desta estrutura, pode-se citar a alimentação de computadores portáteis, televisores, lâmpadas fluorescentes e videocassetes.

Em algumas aplicações, principalmente quando se deseja maior rendimento e menor custo, é comum a retirada do transformador de isolamento. Nestas situações, para se conseguir tensões mais elevadas, costuma-se associar os painéis em série, com o objetivo de reduzir a corrente do primeiro estágio. Para o circuito eletrônico de processamento de energia, uma das soluções adotadas é também a conexão série. Na Fig. 82, é mostrada a configuração de dois inversores em ponte completa em cascata, sem a utilização de transformador. A não utilização do transformador permite a redução das perdas, custos, peso e volume da estrutura. Entretanto, deve-se ressaltar que dessa maneira não existe mais isolamento galvânico entre painéis e rede, diminuindo a segurança com relação a choques elétricos.

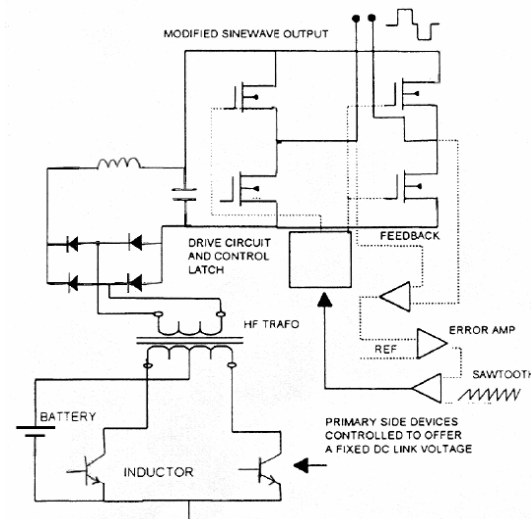


Fig. 81 – Sistema de conversão CC-CA para aplicações em energia fotovoltaica.

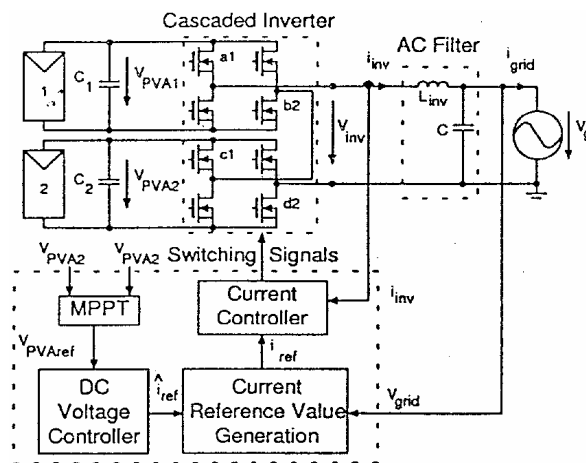
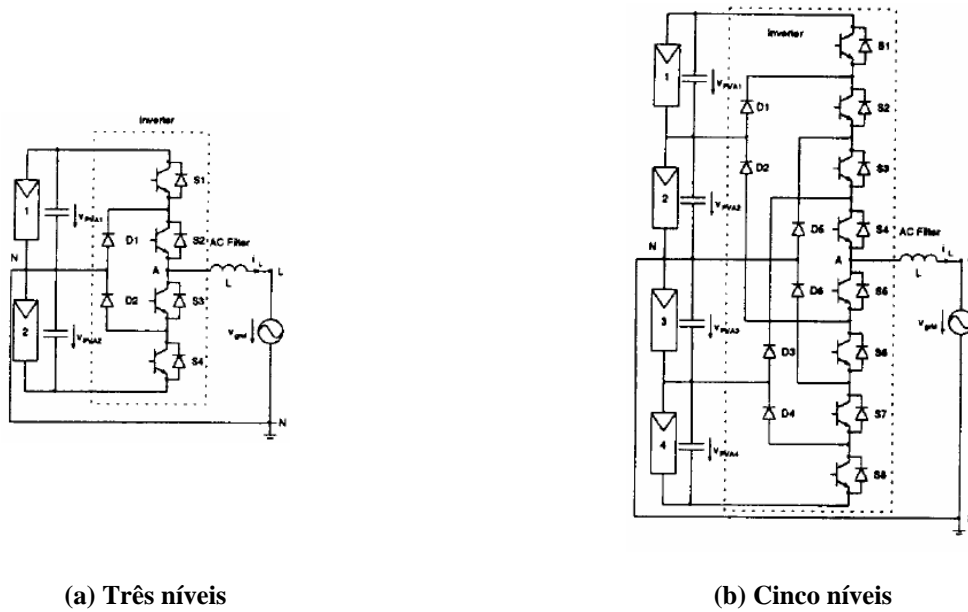


Fig. 82 – Configuração em cascata de dois inversores em ponte completa.

4.3.2.2) INVERSOR MULTINÍVEIS

Uma outra solução apontada para a operação sem transformador, com painéis em série (alta tensão), é a utilização de inversores multiníveis, onde a tensão total obtida pelos painéis é dividida entre as chaves que compõem os diversos níveis do conversor. Na Fig. 83, é apresentada a estrutura de potência de um conversor meia ponte com diodo de grampeamento a três níveis e a cinco níveis. Em sistemas monofásicos, com potência abaixo de 5 kW, para aplicações em energia fotovoltaica, a estrutura a três níveis é particularmente interessante para otimização de um inversor sem transformador e com filtro de saída.

A otimização é obtida nos interruptores e no filtro de saída. A idéia central baseia-se no fato de que quando a frequência de chaveamento é aumentada, há um aumento também nas perdas de chaveamento (perdas de comutação), e diminuem as dimensões dos elementos que compõem os filtros. As perdas nos dois casos são calculadas obtendo-se um ponto de equilíbrio entre as perdas e o tamanho dos filtros.



(a) Três níveis

(b) Cinco níveis

Fig. 83 – Conversor em meia ponte com diodo de grampeamento.

4.3.2.3) INVERSOR *PUSH-PULL*

A estrutura apresentada na Fig. 84 foi proposta para um sistema de bombeamento de água que utiliza uma bomba vibratória submersa. Trata-se de um conversor *push-pull* paralelo ressonante autooscilante alimentado em corrente através de painéis fotovoltaicos. A bomba não apresenta partes móveis girantes, sendo de fácil aquisição e custo reduzido. O sistema, para aplicações residenciais para áreas rurais, foi projetado para operar em locais distantes dos centros urbanos, onde não existe energia elétrica disponível. A energia excedente dos painéis fotovoltaicos é utilizada para carregar duas baterias de 100 A·h, que acionarão a bomba à noite, ou nos dias de baixa irradiação solar. A bomba tem tensão nominal 220 V e frequência 60 Hz, apresentando característica indutiva, estando a corrente atrasada aproximadamente 75° da tensão.

A estrutura apresenta um único estágio de processamento de energia e apenas dois interruptores. O circuito de comando é autooscilante e extremamente simples. O capacitor C_r , além de formar o circuito ressonante, também possui a função de evitar que a energia reativa circule pelo transformador *push-pull*, reduzindo seu volume e custo.

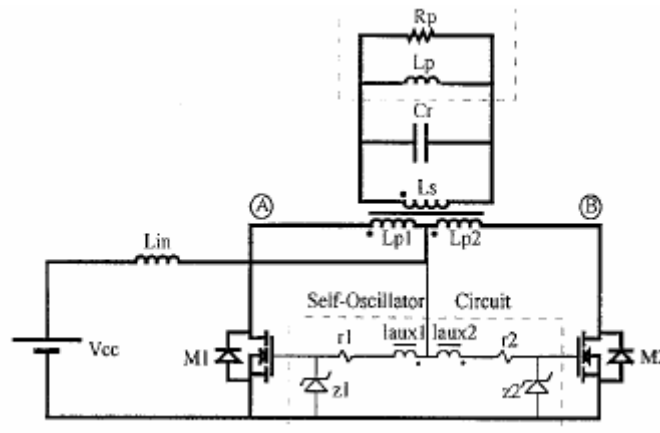


Fig. 84 – Conversor *push-pull* paralelo ressonante autooscilante alimentado em corrente.

4.3.2.4) INVERSOR EM PONTE COMPLETA ASSOCIADO A UM CONVERSOR FLYBACK

Na Fig. 85, tem-se um sistema fotovoltaico constituído por dois estágios de processamento de energia. O primeiro estágio é formado por um conversor CC-CC do tipo *flyback*, responsável pela elevação da tensão proveniente dos painéis e pelo isolamento galvânico entre os painéis e a rede, propiciando maior segurança ao sistema no caso de descargas atmosféricas e contato de pessoas com os painéis, além de evitar corrente de fuga e ruídos eletromagnéticos.

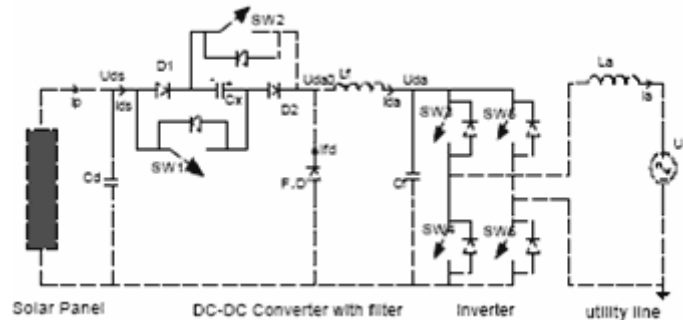


Fig. 85 – Circuito de potência.

O segundo estágio constitui-se de um inversor em ponte completa que realiza duas funções básicas: a inversão da tensão contínua proveniente do conversor *flyback*, e a modulação senoidal da corrente. A saída do inversor, cuja modulação é realizada em dois níveis, é conectada diretamente à rede elétrica da concessionária. A forma da corrente de saída é senoidal com baixa distorção harmônica, tomando como referência a própria rede comercial, evitando o efeito de ilha (*islanding effect*).

5) REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. N. Mohan, T. Undeland, W. Hobbins, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, Second Edition, New York, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [2]. D. A. Paice, “Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power”, IEEE Press, 1995.
- [3]. L. F. P. Mello, “Análise e Projeto de Fontes Chaveadas”, 9^a edição, Editora Érica, São Paulo, 2000.
- [4]. R. W. Erickson, “Fundamentals of Power Electronics”, 1^a edição, Editora Chapman & Hall, 1997.
- [5]. R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, H. W. Beaty, “Electrical Power Systems Quality”. Editora Mc Graw-Hill, EUA, 1995.
- [6]. IEC 61000-3-2, “Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16A$ per Phase)”, 1995.
- [7]. IEEE Std 519-1992, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, New York, NY, 1993.
- [8]. P. C. Todd, “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”, UNITRODE Application Note U-134. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/slua144/slua144.pdf>>. Acesso em 05/01/2004.
- [9]. J. A. Gow, C. D. Manning, “Controller Arrangement for Boost Converter Systems Sourced from Solar Photovoltaic Arrays or Other Maximum Power Sources”, IEE Proc. – Electric Power Applications, vol. 147, no. 1, Jan. 2000, pp.15-20.
- [10]. A. Emadi, A. Nasiri, S. B. Bekiarov, “Uninterruptible Power Supplies and Active Filters”, CRC Press, 1^a Edição, 2005.
- [11]. IEEE Std 446 “IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications”, 1995.
- [12]. IEEE Std 1184 “IEEE Guide for the Selection and Sizing of Batteries for Uninterruptible Power Systems”, 1994.
- [13]. M. Calais, V. G. Agelidis, “Multilevel Converter for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An Overview,” Proc. of the International Symposium on Industrial Electronics, IEEE-ISIE, vol. 1, July 1998, pp. 224-229.
- [14]. H. Hinz, “How to Choose Switching Frequency and Filter-Elements For a Maximum Efficiency Photovoltaic Inverter,” Proc. PCIM’97, June 1997, vol. 2, pp. 429-438.
- [15]. D. C. Martins, R. Demonti, I. Barbi, “Usage of the Solar Energy from the Photovoltaic Panels for the Generation of Electrical Energy,” INTELEC’99, page 17-2.