

### 3. CONVERSORES CA-CC - RETIFICADORES

Este capítulo se inicia com uma revisão de alguns conceitos básicos dos retificadores. Este assunto já deve ter sido objeto de estudo em cursos de graduação, razão pela qual não se faz uma análise aprofundada dos mesmos. O foco deste tópico é estudar novas estruturas de retificadores e suas aplicações.

O fornecimento de energia elétrica é feito, 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 x não controlados); de acordo com o número de fases da tensão alternada de entrada (monofásico, trifásico, hexafásico, etc.); em função do tipo de conexão dos elementos retificadores (meia ponte x ponte completa).

Os retificadores não-controlados são aqueles que utilizam diodos como elementos de retificação, enquanto os 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.

A figura 3.1 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.

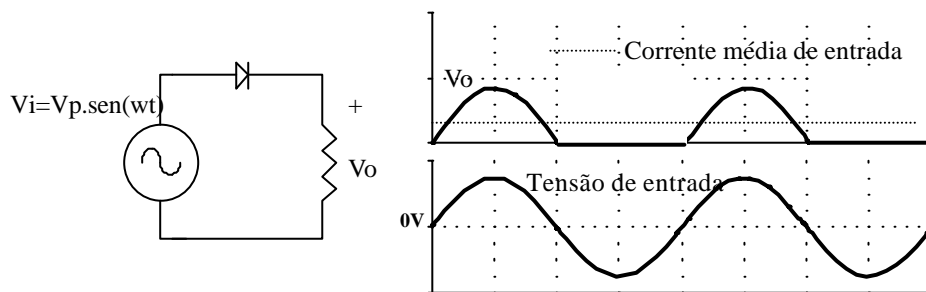


Figura 3.1 Topologia e formas de onda (com carga resistiva) de retificador monofásico não-controlado, meia-onda.

#### 3.1 Retificadores não controlados

A figura 3.2 mostra topologias de retificadores a diodo (não-controlados). Neste caso não há possibilidade de controlar a tensão de saída devido à ausência de interruptores controláveis. Tem-se os 3 tipos básicos de carga: resistiva, capacitiva e indutiva.

Com carga resistiva (fig. 3.2.a) as formas de onda da tensão e da corrente na saída do retificador e na carga são as mesmas, como mostrado na figura 3.3. A corrente de entrada apresenta-se com a mesma forma e fase da tensão.

Um retificador com carga capacitiva (fig. 3.2.B) faz com que a tensão de saída apresente-se alisada, elevando o seu valor médio em relação à carga resistiva. O capacitor carrega-se com a tensão de pico da entrada (desprezando a queda nos diodos). Quando a tensão de entrada se torna menor do que a tensão no capacitor os diodos ficam bloqueados e a corrente de saída é fornecida exclusivamente pelo capacitor, o qual vai se descarregando, até

que, novamente, a tensão de entrada fique maior, recarregando o capacitor. A forma de onda da corrente de entrada é muito diferente de uma senóide, apresentando pulsos de corrente nos momentos em que o capacitor é recarregado, como mostrado na figura 3.4.

Para o retificador com carga indutiva (fig. 3.2.C), a carga se comporta como uma fonte de corrente. Dependendo do valor da indutância, a corrente de entrada pode apresentar-se quase como uma corrente quadrada, como mostrado na figura 3.5. Para valores reduzidos de indutância, a corrente tende a uma forma que depende do tipo de componente à sua jusante. Se for apenas uma resistência, tende a uma senóide. Se for um capacitor, tende à forma de pulso, mas apresentando uma taxa de variação ( $di/dt$ ) reduzida.

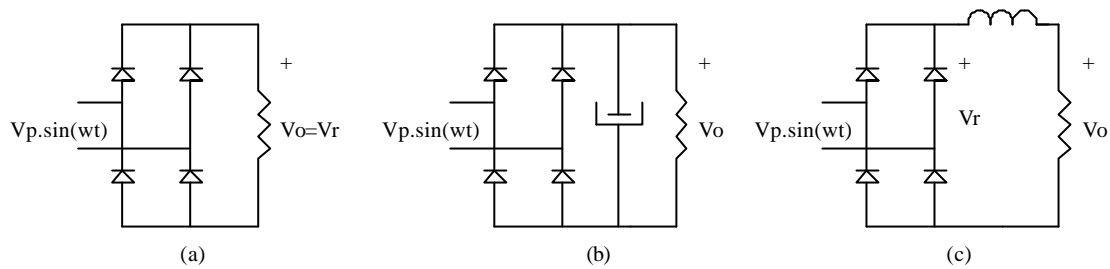


Figura 3.2 Retificadores monofásicos não-controlados, de onda-completa.

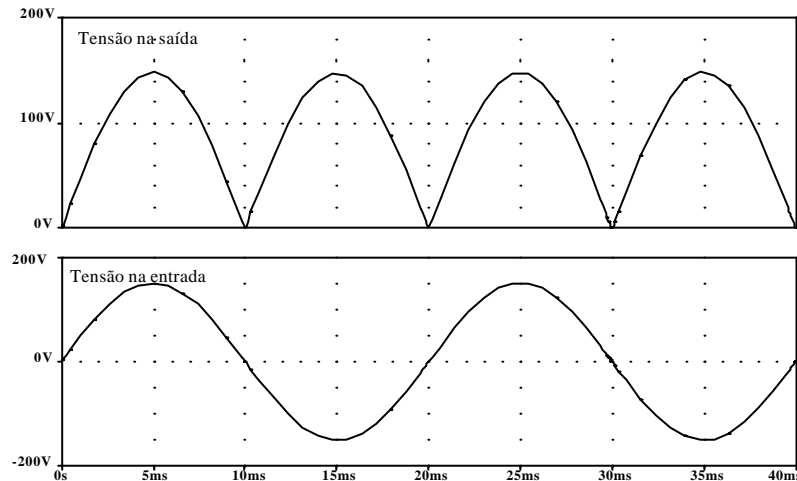


Figura 3.3. Formas de onda para retificador com carga resistiva.

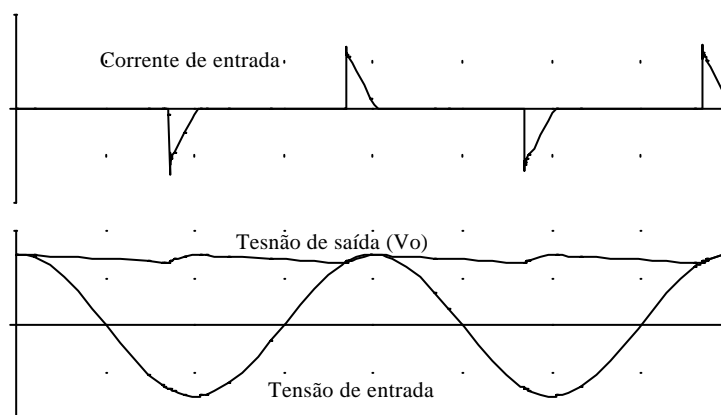


Figura 3.4 Formas de onda para retificador monofásico não-controlado, onda completa, com carga capacitiva.

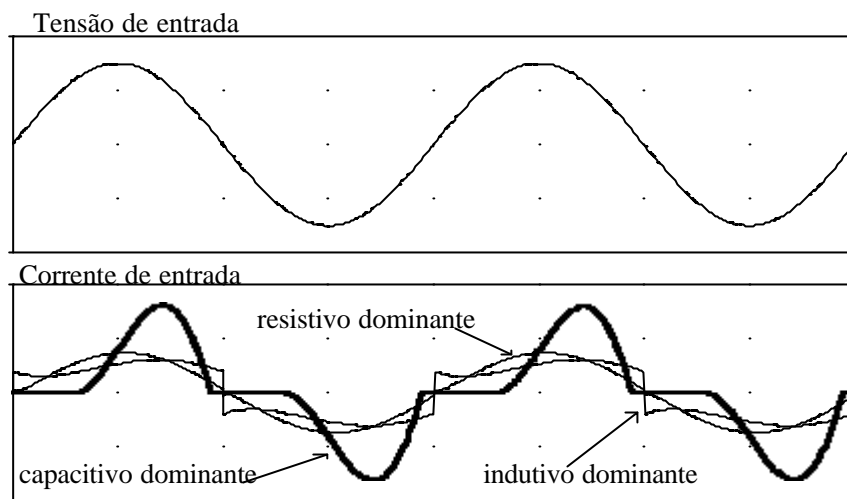


Figura 3.5. Formas de onda no lado CA para retificador monofásico, onda-completa, não-controlado, alimentando carga indutiva.

### 3.1.1 Retificadores não-controlados com entrada trifásica

Quando a potência da carga alimentada se eleva, via de regra são utilizados retificadores trifásicos, como mostra a figura 3.6, a fim de, distribuindo a corrente entre as 3 fases, evitar desequilíbrios que poderiam ocorrer caso a corrente fosse consumida de apenas 1 ou 2 fases.

Neste caso a corrente é fornecida, a cada intervalo de 60 graus, por apenas 2 das 3 fases. Poderão conduzir aquelas fases que tiverem, em módulo, as 2 maiores tensões. Ou seja, a fase que for mais positiva, poderá levar o diodo a ela conectado, na semi-ponte superior, à condução. Na semi-ponte inferior poderá conduzir o diodo conectado às fase com tensão mais negativa. Pela fase com tensão intermediária não haverá corrente.

A figura 3.7 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 6 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.

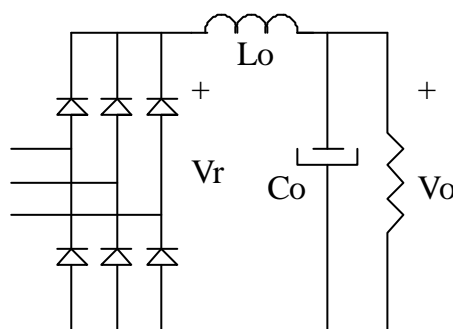


Figura 3.6 Retificador trifásico, onda completa, não controlado.

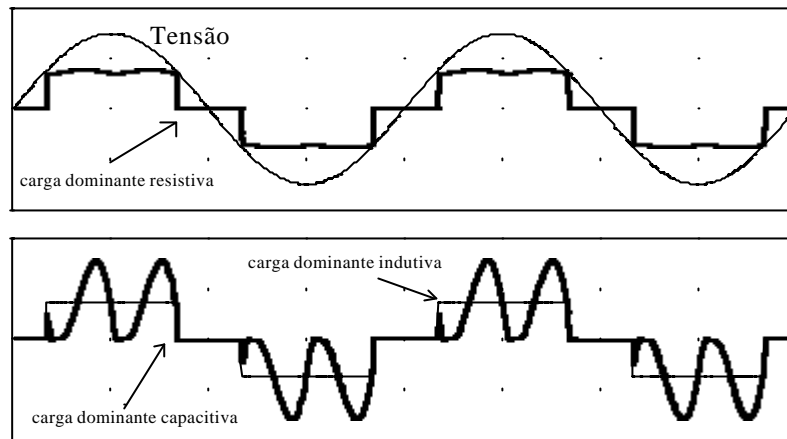


Figura 3.7 Formas de onda no lado CA para retificador trifásico, onda-completa, não-controlado, alimentando diferentes tipos de carga.

### 3.2 Fator de Potência

A atual regulamentação brasileira do fator de potência estabelece que o mínimo fator de potência (FP) das unidades consumidoras é de 0,92, com o cálculo feito por média horária. O consumo de reativos além do permitido (0,425 VARh por cada Wh) é cobrado do consumidor. No intervalo entre 6 e 24 horas isto ocorre se a energia reativa absorvida for indutiva e das 0 às 6 horas, se for capacitiva.

#### 3.2.1 Definição de Fator de Potência

Fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S) consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem, desde que sejam periódicas (período T).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} \quad (3.1)$$

Em um sistema com **formas de onda senoidais**, a equação anterior torna-se igual ao cosseno da defasagem entre as ondas de tensão e de corrente:

$$FP_{seno} = \cos \phi \quad (3.2)$$

Quando apenas a tensão de entrada for senoidal, o FP é expresso por:

$$FP_{V_{seno}} = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cdot \cos \phi_1 \quad (3.3)$$

onde  $I_1$  é o valor eficaz da componente fundamental e  $\phi_1$  é a defasagem entre esta componente da corrente e a onda de tensão.

Neste caso, a potência ativa de entrada é dada pela média do produto da tensão (senoidal) por todas as componentes harmônicas da corrente (não-senoidal). Esta média é nula para todas as harmônicas exceto para a fundamental, devendo-se ponderar tal produto pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. Desta forma, o fator de potência é expresso como a relação entre o valor eficaz da componente fundamental da corrente e a corrente eficaz de entrada, multiplicado pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente.

A relação entre as correntes é chamada de *fator de forma* e o termo em cosseno é chamado de *fator de deslocamento*.

Por sua vez, o valor eficaz da corrente de entrada também pode ser expresso em função das componentes harmônicas:

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \tag{3.4}$$

Define-se a Taxa de Distorção Harmônica – TDH (em inglês, THD - Total Harmonic Distortion) como sendo a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas da corrente e o da fundamental:

$$\text{TDH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \tag{3.5}$$

Assim, o FP pode ser reescrito como:

$$\text{FP} = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + \text{TDH}^2}} \tag{3.6}$$

É evidente a relação entre o FP e a distorção da corrente absorvida da linha. Neste sentido, existem normas internacionais que regulamentam os valores máximos das harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação.

### 3.2.2 Desvantagens do baixo fator de potência (FP) e da alta distorção da corrente

Consideremos aqui aspectos relacionados com o estágio de entrada de fontes de alimentação. As tomadas da rede elétrica doméstica ou industrial possuem uma corrente eficaz máxima que pode ser absorvida (tipicamente 15A nas tomadas domésticas).

A figura 3.8 mostra uma forma de onda típica de um circuito retificador alimentando um filtro capacitivo. Notem-se os picos de corrente e a distorção provocada na tensão de entrada, devido à impedância da linha de alimentação. O espectro da corrente mostra o elevado conteúdo harmônico.

Nota-se que o baixo fator de potência da solução convencional (filtro capacitivo) é o grande responsável pela reduzida potência ativa disponível para a carga alimentada.

Consideremos os dados comparativos da tabela 3.I.

Suponhamos uma tensão de alimentação de 120 V, sendo possível consumir 15 A de uma dada tomada. A potência aparente máxima disponível é de 1800 VA.

Tabela 3.I: COMPARAÇÃO DA POTÊNCIA ATIVA DE SAÍDA

	Convencional	Com correção de FP
Potência disponível	1800 VA	1800 VA
Fator de potência	0,6	1
Eficiência do corretor de fator de potência	100%	95%
Eficiência da fonte	85%	85%
Potência disponível	918 W (51%)	1453 W (81%)

Podem ser citadas como desvantagens de um baixo FP e elevada distorção os seguintes fatos:

- A máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo FP;
- As harmônicas de corrente exigem um sobre-dimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores, além de aumentar as perdas (efeito pelicular);
- A componente de 3ª harmônica da corrente, em sistema trifásico com neutro, pode ser muito maior do que o normal;
- Deformação da onda de tensão, devido ao pico da corrente, além da distorção da forma de onda, pode causar mau-funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede;
- As componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e de corrente, podendo danificar dispositivos conectados à linha.

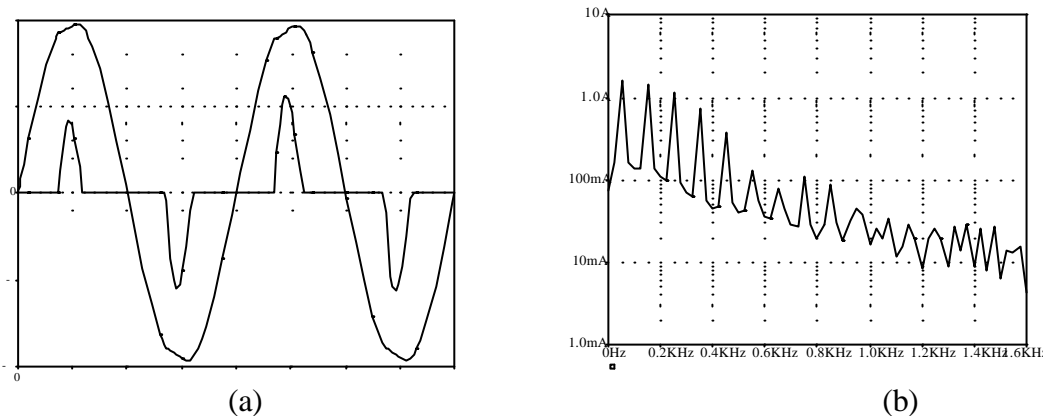


Figura 3.8 (a) Corrente de entrada e tensão de alimentação de retificador alimentando filtro capacitivo. (b) Espectro da corrente.

### 3.3 Normas IEC 1000-3-2: Distúrbios causados por equipamento conectado à rede pública de baixa tensão

Esta norma (cuja versão anterior era designada de IEC555-2) refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação. Aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectado a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V. Para tensões inferiores, os limites não foram ainda estabelecidos (1990).

Os equipamentos são classificados em 4 classes:

*Classe A:* Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.

*Classe B:* Ferramentas portáteis

*Classe C:* Dispositivos de iluminação, incluindo reguladores de intensidade (dimmer)

*Classe D:* Equipamento que possua uma corrente de entrada que se encaixe em um envelope com a forma mostrada na figura 3.9. Um equipamento é incluído nesta classe se a corrente de entrada, em cada semi-período, se encontra dentro do envelope num intervalo de pelo menos 95% da duração do semi-período.

Independentemente da forma da corrente de entrada, se um equipamento for enquadrado nas classes B ou C, ele não será considerado como de classe D.

A Tabela 3.II indica os valores máximos para as harmônicas de corrente

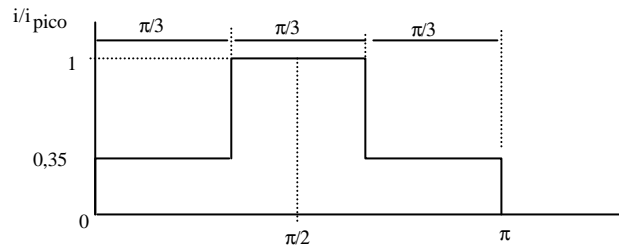


Figura 3.9. Envelope da corrente de entrada que define um equipamento como classe D.

Tabela 3.II: Limites para as Harmônicas de Corrente

Ordem da Harmônica (n)	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima corrente[A]	Classe C (>25W) % da fundamental	Classe D (>50W) [mA/W] Até o limite da Classe A
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
15 ≤ n ≤ 39	2,25/n	3,375/n	3	3,85/n
Harmônicas Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
8 ≤ n ≤ 40	1,83/n	2,76/n		

FP: fator de potência

Para tensões menores, *embora tal procedimento não esteja previsto na norma atual*, costuma-se usar a seguinte expressão para encontrar o novo valor dos limites das harmônicas:

$$I_{n(x)} = I_n \cdot \frac{230}{V_x} \tag{3.7}$$

### 3.4 Retificadores com alto fator de potência

São apresentados a seguir algumas possibilidades de melhoria no fator de potência de retificadores não-controlados. Tais circuitos, no entanto, não serão objeto de estudo mais aprofundado, sendo indicados a título de informação. Este item é estudado detalhadamente no curso de Fontes Chaveadas.

#### 3.4.1 Soluções passivas

Soluções passivas para a correção do FP oferecem características como robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos, operação silenciosa. No entanto, existem diversas desvantagens, tais como:

- São pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas);
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Alguns circuitos não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada (90 a 240V);
- Não possibilitam regulação da tensão de saída;
- A resposta dinâmica é pobre.

A principal vantagem, óbvia, é a não-presença de elementos ativos.

A colocação de um filtro indutivo na saída do retificador (sem capacitor) produz uma melhoria significativa do FP uma vez que, idealmente, é absorvida uma corrente quadrada da rede, o que leva a um FP de 0,90. Como grandes indutâncias são indesejáveis, um filtro LC pode permitir ainda o mesmo FP, mas com elementos significativamente menores. Obviamente a presença do indutor em série com o retificador reduz o valor de pico com que se carrega o capacitor (cerca de 72% num projeto otimizado). A figura 3.10 mostra a estrutura do filtro.

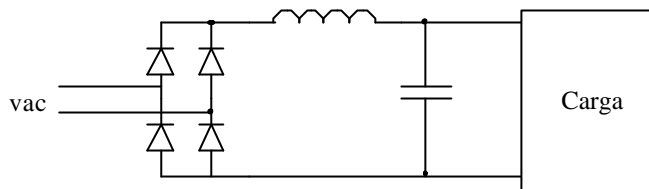


Figura 3.10 Filtro LC de saída

A figura 3.11 mostra as formas de onda relativas às correntes de entrada com filtro capacitivo e com filtro LC. Pelos espectros de tais correntes nota-se a redução significativa no conteúdo harmônico da "onda quadrada" em relação à "onda impulsiva". Note ainda a maior amplitude da componente fundamental obtida no circuito com filtro capacitivo, devido à sua defasagem em relação à tensão da rede.

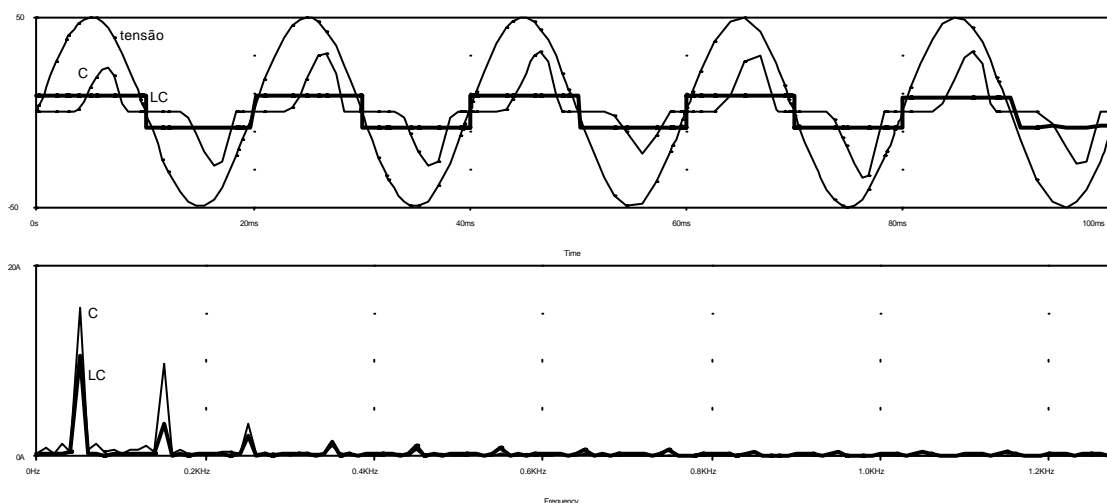


Fig. 3.11 Formas de onda e espectro da corrente de retificador monofásico com filtros capacitivo e LC.

Outra alternativa, e que não reduz significativamente a tensão disponível para o retificador, é o uso de filtros LC paralelo sintonizados (na 3ª harmônica, por exemplo) na entrada do retificador. Com tal circuito, mostrado na figura 3.12, não se permite que as componentes selecionadas circulem pela rede. Obviamente é necessário oferecer um caminho para elas, o que é feito com a adição de um capacitor.

Com este método, supondo ainda uma corrente quadrada na entrada do retificador, chega-se a FP elevado (0,95). As harmônicas não bloqueadas pelo filtro sintonizado poderão ainda circular pela rede, mas encontrarão um caminho alternativo pelo capacitor. A figura 3.13 mostra as formas de onda na entrada do retificador e na rede, bem como seus respectivos espectros.

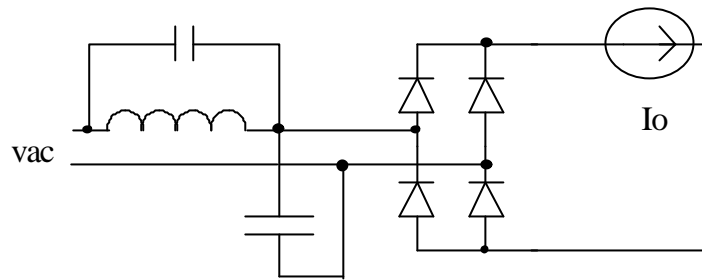


Figura 3.12 Filtro LC sintonizado de entrada.

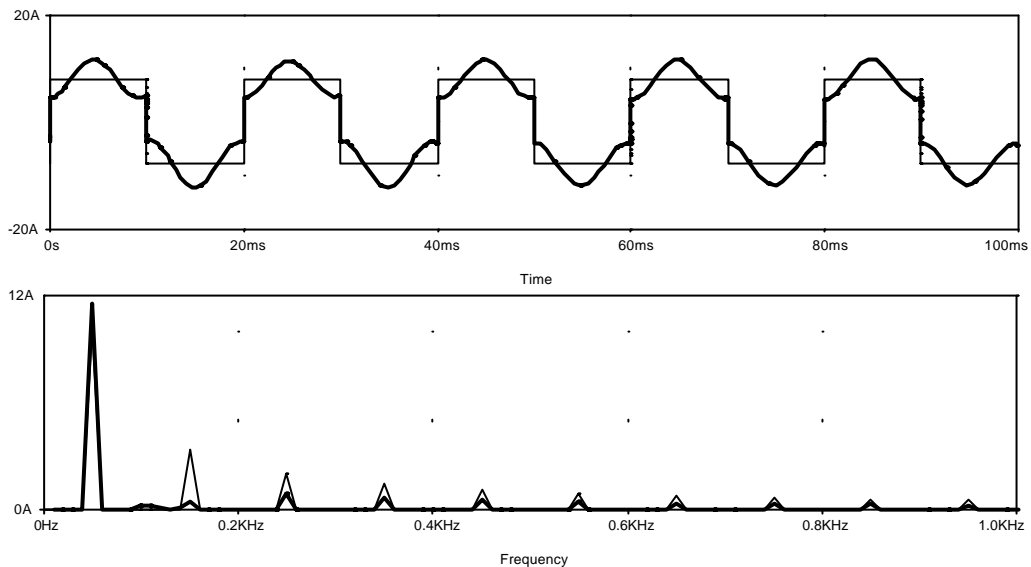


Figura 3.13 Correntes na rede e na entrada do retificador e respectivos espectros.

### 3.4.2 Soluções ativas para retificadores com alto FP

Os pré-reguladores de FP ativos empregam interruptores controlados associados a elementos passivos.

Algumas topologias operam o interruptor na frequência da rede (retificada), o que implica no uso de indutores e capacitores dimensionados para baixa frequência. Outras, por trabalharem em alta frequência, podem permitir redução nos valores dos elementos de filtragem.

#### 3.4.2.1 Conversor Suga

A figura 3.14 mostra as formas de onda referentes a um conversor que comuta o transistor na frequência da rede. O interruptor é acionado de modo a iniciar a corrente de linha antecipadamente (em relação a quando aconteceria a carga do capacitor de saída).

O fator de potência resultante se eleva de cerca de 0,6 para algo próximo a 0,9. A TDH, no entanto, ainda é elevada e os limites da norma IEC1000-3-2, podem não ser atendidos, dependendo do valor da indutância, da potência de saída e do tempo de condução do transistor. Adicionalmente tem-se um pequeno efeito “boost” que pode elevar um pouco a tensão de saída em relação ao valor que haveria caso se tivesse apenas o filtro LC.

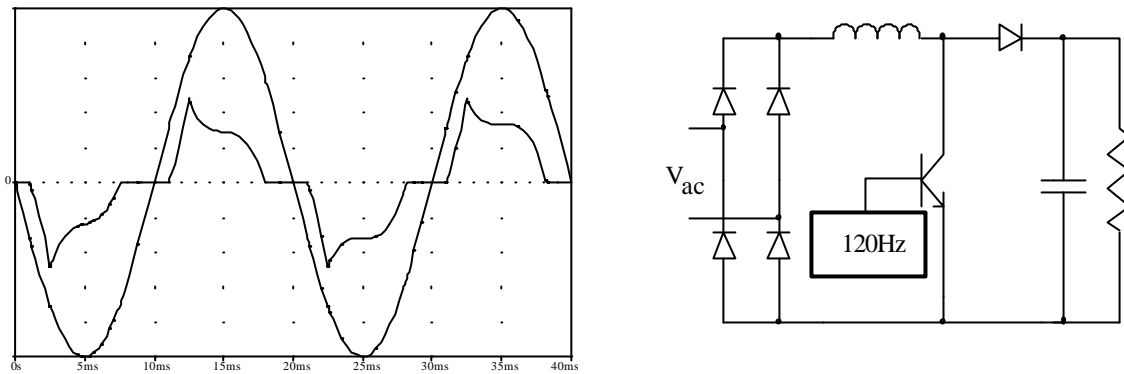


Figura 3.14 Formas de onda e circuito com interruptor controlado na frequência da rede

**3.4.2.2 Conversor elevador de tensão (boost) como PFP**

A figura 3.15 mostra o diagrama geral do circuito e do controle de um conversor elevador de tensão operando como retificador de alto fator de potência, com controle da corrente média instantânea.

Este tipo de conversor tem sido o mais utilizado como PFP em função de suas vantagens estruturais como:

- a presença do indutor na entrada bloqueia a propagação de variações bruscas na tensão de rede (“spikes”), além de facilitar a obtenção da forma desejada da corrente (senoidal);
- energia é armazenada mais eficientemente no capacitor de saída, o qual opera em alta tensão ( $V_o > E$ ), permitindo valores relativamente menores de capacitância;
- controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive o zero;
- como a corrente de entrada não é interrompida (no modo de condução contínua), as exigências de filtros de IEM são minimizadas.

A figura 3.16 mostra, esquematicamente, a ação de um controle MLP de modo a obter uma corrente média (desprezando as componentes na frequência de comutação) com a mesma forma da tensão de entrada.

Comportamentos semelhantes podem ser obtidos com os conversores Cuk e SEPIC. Os conversores abaixador-elevador de tensão e Zeta também permitem implementar retificadores com alto fator de potência, mas quando operando no modo de condução descontínua.

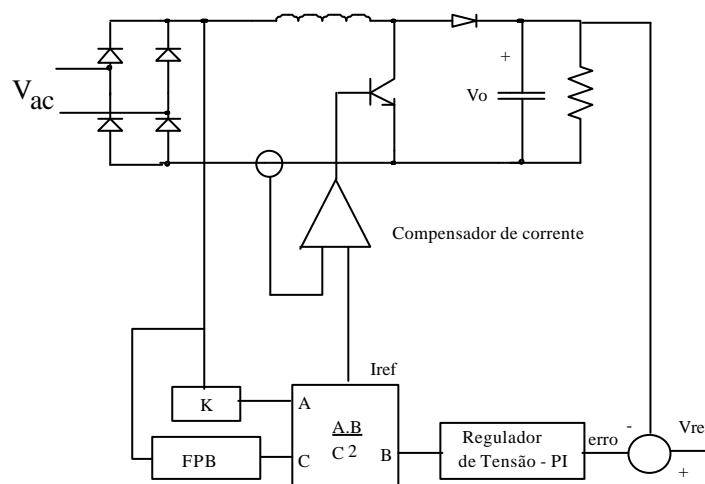


Figura 3.15 Circuito de controle de conversor elevador de tensão operando como retificador de alto fator de potência, com controle da corrente média instantânea.

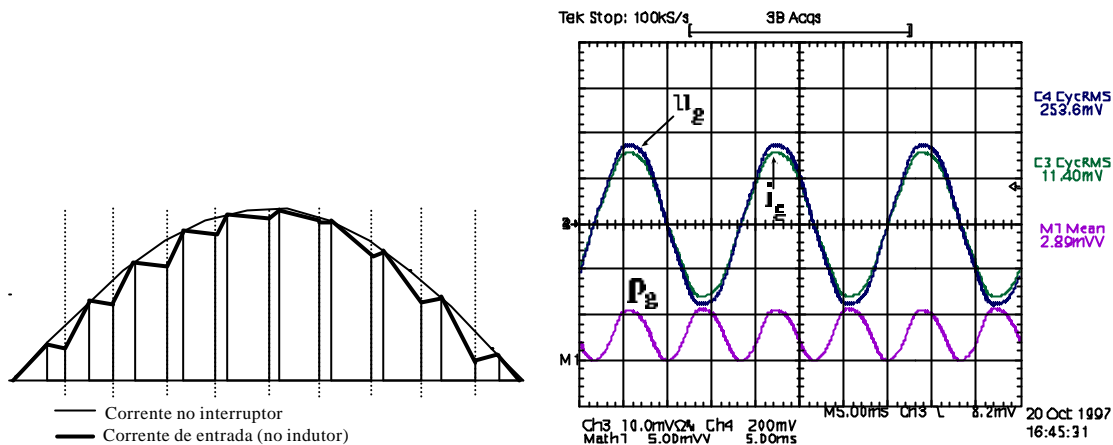


Figura 3.16 Formas de onda típicas da corrente pelo indutor e no interruptor e resultado experimental em conversor elevador de tensão

### 3.5 Comutação

Para qualquer tipo de retificador, nos instantes em que ocorre a transferência de corrente de um par de diodos para outro, caso exista alguma indutância na conexão de entrada, esta transição não pode ser instantânea.

Quando a alimentação é feita por meio de transformadores, devido à indutância de dispersão dos mesmos, este fenômeno se acentua, embora ocorra sempre, uma vez que as linhas de alimentação sempre apresentam alguma característica indutiva. Em tais situações, durante alguns instantes estão em condução simultânea o diodo que está entrando em condução e aquele que está sendo desligado. Isto significa, do ponto de vista da rede, um curto-circuito aplicado após as indutâncias de entrada,  $L_i$ . A tensão efetiva na entrada do retificador será a **média** das tensões presentes nas fases. Tal distorção é mostrada na figura 3.17, num circuito trifásico alimentando carga indutiva. A soma das correntes pelas fases em comutação é igual à corrente drenada pela carga. Quando termina o intervalo de comutação, a tensão retorna à sua forma normal (neste caso em que o  $di/dt$  em regime é nulo).

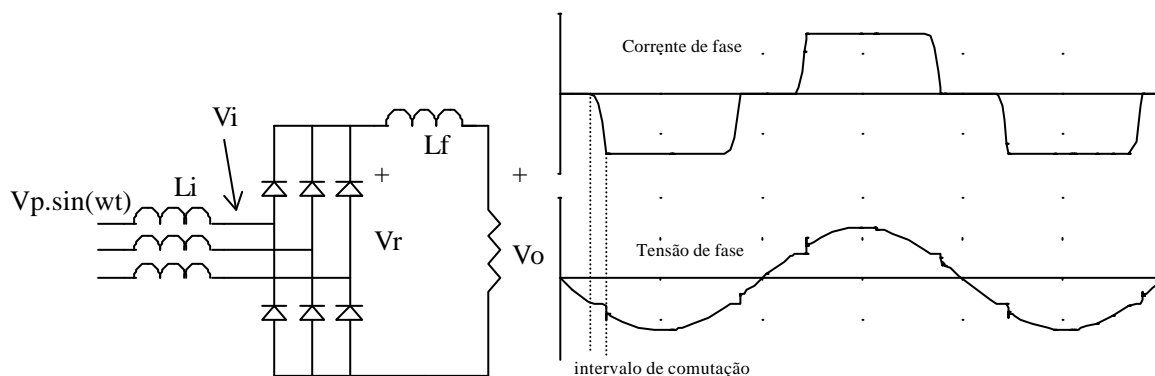


Figura 3.17 Topologia de retificador trifásico, não-controlado, com carga indutiva. Formas de onda típicas, indicando o fenômeno da comutação.

Quando a carga é capacitiva, as indutância de entrada atuam no sentido de reduzir a derivada inicial da corrente, como mostrado na figura 3.18. Neste caso, como a corrente apresenta-se variando, as mesmas indutâncias apresentarão uma queda de tensão, de modo

que a tensão  $V_i$  mostra-se significativamente distorcida. Note que a tensão  $V_i$  de linha é igual à tensão presente no capacitor, fazendo com que tal tensão apresente um topo achatado. Qualquer outro equipamento conectado nestes pontos será, assim, alimentado por uma tensão distorcida.

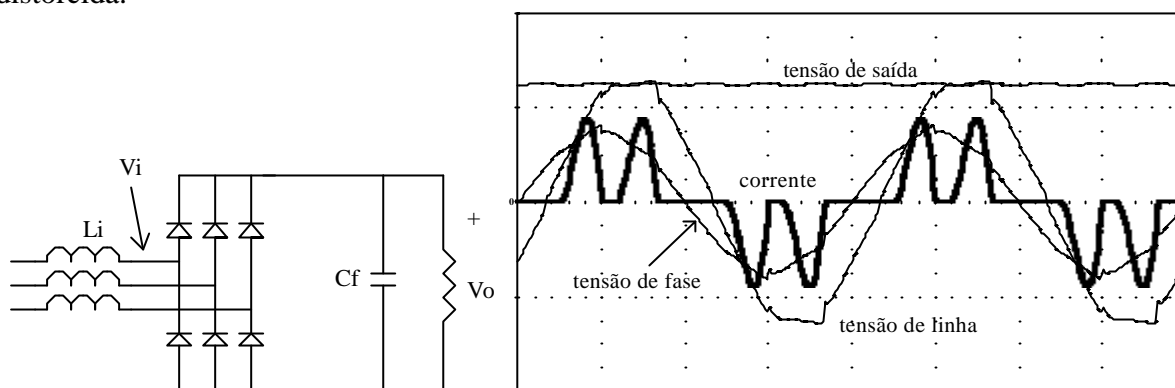


Figura 3.18 Topologia de retificador trifásico, não-controlado, com carga capacitiva e formas de onda típicas, indicando o fenômeno da comutação e da distorção da tensão.

### 3.6 Retificadores 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, etc.

Analisaremos brevemente pontes retificadoras mono-fásicas, embora o estudo das pontes trifásicas não seja substancialmente diferente. Para potência superior a alguns kVA geralmente se usam pontes trifásicas (ou mesmo hexafásicas). A Figura 3.19 mostra 3 estruturas de pontes retificadoras monofásicas.

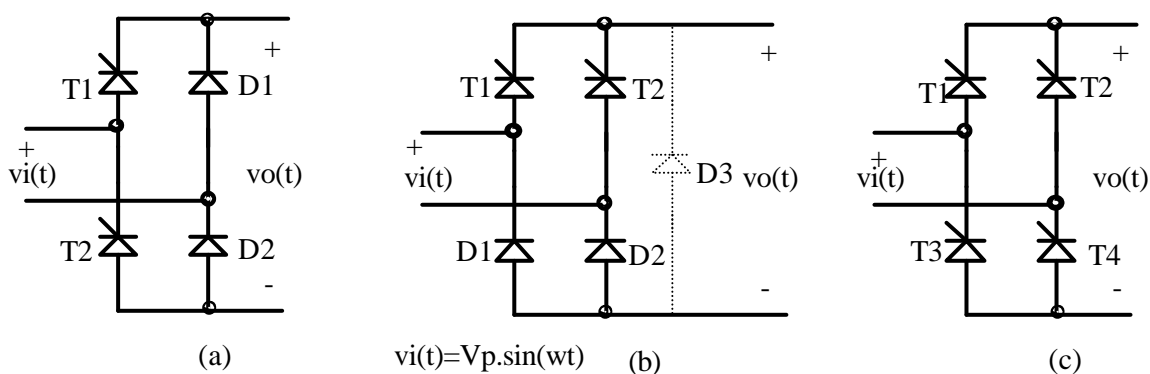


Figura 3.19 - Pontes retificadoras monofásicas:

- a) Semi-controlada assimétrica; b) Semi-controlada simétrica; c) Totalmente controlada.

A principal vantagem das pontes semi-controladas é o uso de apenas 2 tiristores, sendo indicadas quando o fluxo de energia será apenas da fonte para a carga. Neste circuito a tensão de saída,  $v_o(t)$ , pode assumir apenas valores (instantâneos e médios) positivos. Sempre que a tensão de saída tender a se inverter haverá um caminho interno que manterá esta tensão em zero, desconectando a carga da rede.

Quando a carga for resistiva, a forma de onda da corrente de linha será a mesma da tensão sobre a carga (obviamente sem a retificação). Com carga indutiva, a corrente irá se

alisando à medida que aumenta a constante de tempo elétrica da carga, tendo, no limite, uma forma plana. Vista da entrada, a corrente assume uma forma retangular.

*a) Ponte semi-controlada assimétrica*

Na ponte assimétrica, cujas formas de onda estão mostradas na figura 3.20, existe um caminho de livre-circulação formado pelos diodos D1 e D3. Supondo a polaridade da tensão da entrada como indicada em 3.19, o disparo de T1 conecta a entrada à carga (suposta indutiva) através do tiristor e D2. Quando a tensão de entrada se inverte, D1 entrará em condução e T1 cortará. Enquanto, devido ao tempo de desligamento do tiristor, T1, D1 e D2 conduzirem, a fonte estará curto-circuitada, com sua corrente sendo limitada pela impedância da fonte. Quando T2 for disparado, D1 cortará.

O intervalo de condução de cada SCR é de  $(\pi - \alpha)$ . Cada diodo conduz por  $(2\pi - \alpha)$ . A figura 3.14 mostra formas de onda para este conversor.

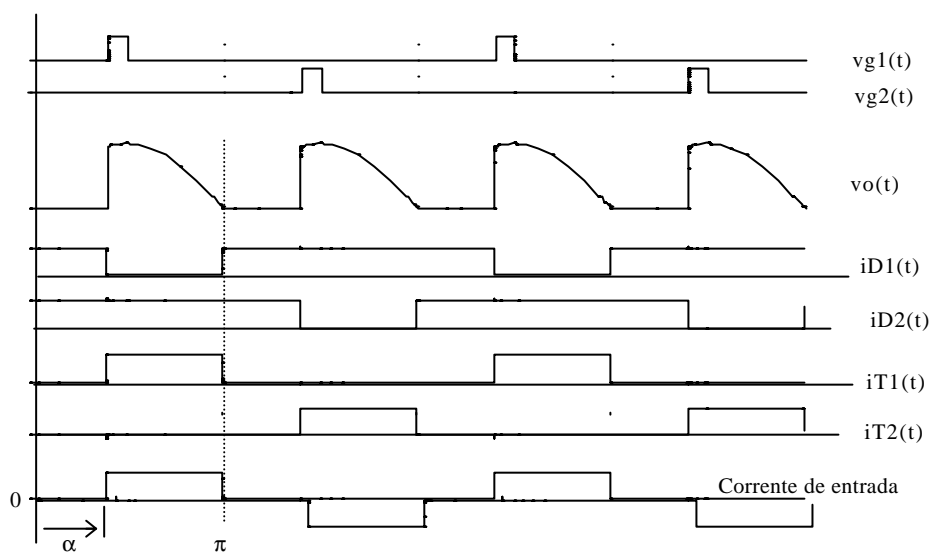


Figura 3.20 - Formas de onda de ponte retificadora semi-controlada assimétrica, com carga altamente indutiva.

*b) Ponte semi-controlada simétrica*

Neste circuito não existe um caminho natural de livre-circulação, a qual deve ocorrer sempre através de um SCR e um diodo.

Supondo  $v_i(t)$  com a polaridade indicada, quando T1 for disparado, a corrente circulará por T1 e D3. Quando a tensão da fonte inverte a polaridade, D1 entrará em condução e D2 bloqueará. A tensão na carga será nula pois T1 e D1 conduzirão, supondo que a corrente não se interrompa (carga indutiva). Quando T2 for disparado, T1 bloqueará. Diodos e tiristores conduzem, cada um por  $180^\circ$ .

Note que se T2 não for disparado, e supondo que T1 continue a conduzir, em função da elevada constante de tempo elétrica da carga, no próximo semiciclo positivo a fonte será novamente acoplada à carga fornecendo-lhe mais corrente. Ou seja, a simples retirada dos pulsos de disparo não garante o desacoplamento entre carga e fonte. Para que isso ocorra é necessário diminuir o ângulo de disparo para que a corrente se torne descontínua e assim T1 corte. Obviamente o mesmo comportamento pode ocorrer com respeito ao outro par de componentes. Este comportamento é ilustrado na figura 3.21.

Isto pode ser evitado pela inclusão do diodo de livre-circulação D3, o qual entrará em condução quando a tensão se inverte, desligando T1 e D1. A vantagem da montagem

assimétrica é que os catodos estão num mesmo potencial, de modo que os sinais de acionamento podem estar num mesmo potencial.

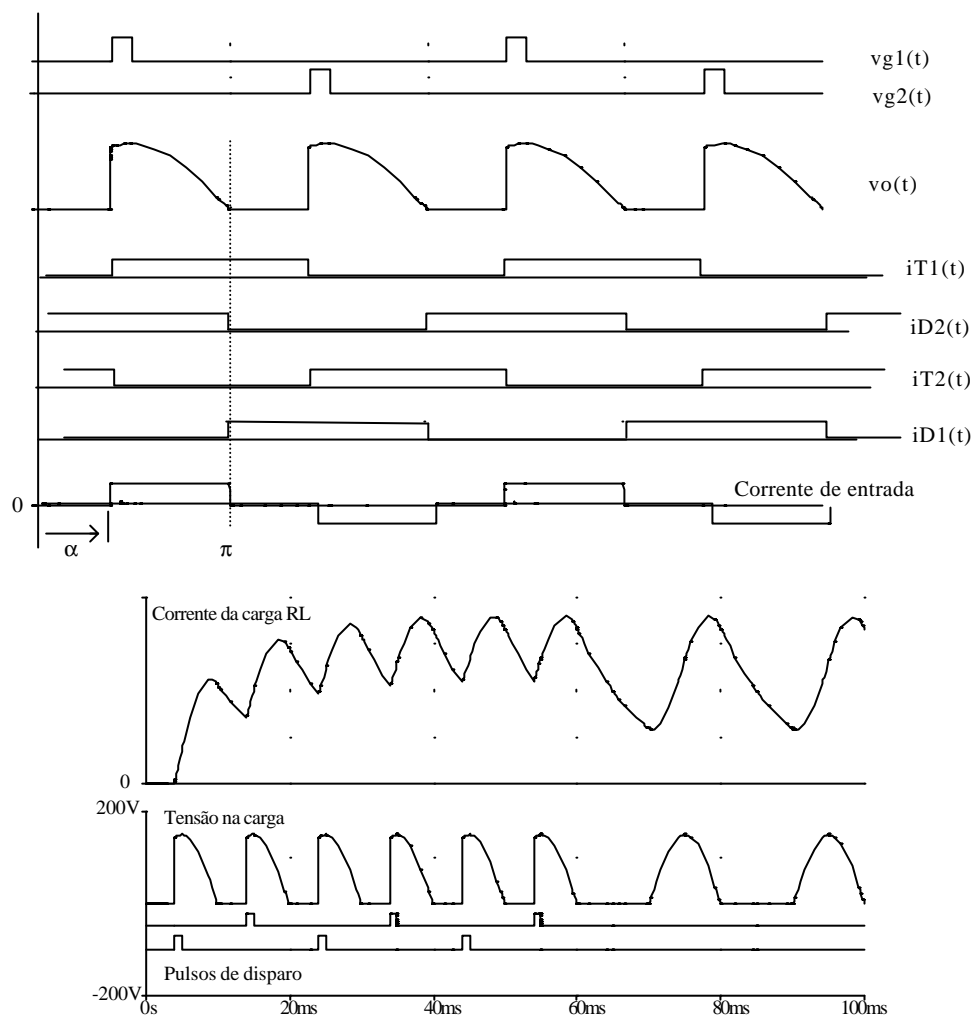


Figura 3.21 Formas de onda de ponte retificadora semi-controlada simétrica, com carga altamente indutiva. Funcionamento normal (superior) e efeito da supressão dos pulsos de comando (inferior)

### c) Ponte totalmente controlada

Seu principal uso é no acionamento de motor de corrente contínua quando é necessária uma operação em dois quadrantes do plano tensão x corrente. Nestes circuitos não pode haver inversão de polaridade na corrente, de modo que, mantida a polaridade da tensão  $E_g$ , não é possível a frenagem da máquina. 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 retornada à fonte nesta situação é aquela acumulada na indutância de armadura. Formas de onda típicas estão mostradas na figura 3.22.

Os pares de componentes T1 e T4, T2 e T3 devem ser disparados simultaneamente, a fim de garantir um caminho para a corrente através da fonte.

No caso de corrente descontínua (corrente da carga vai a zero dentro de cada semi-ciclo da rede), os tiristores desligarão quando a corrente cair abaixo da corrente de manutenção. No caso de condução contínua, o par de tiristores desligará quando a polaridade da fonte se inverter e for disparado outro par de tiristores.

Assim, se houver inversão na polaridade da tensão de entrada mas não for acionado o outro par de SCRs, a tensão nos terminais do retificador será negativa.

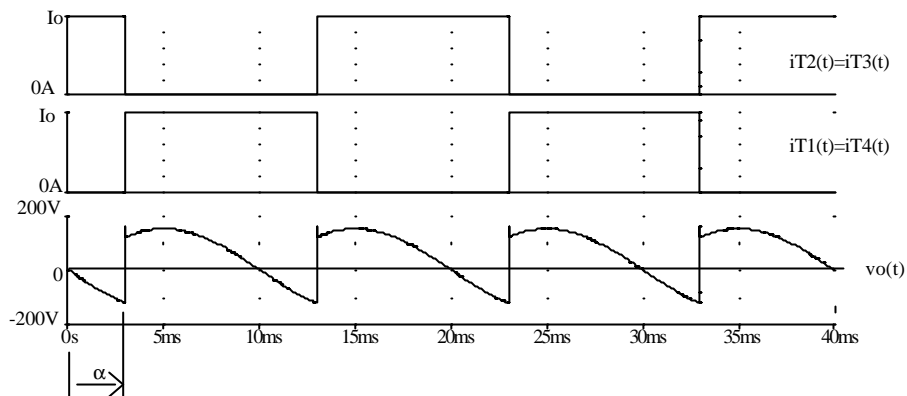


Figura 3.22 Formas de onda para ponte totalmente controlada, monofásica, alimentando carga indutiva.

A corrente de entrada apresenta-se como uma onda quadrada, com sua componente fundamental defasada de um ângulo  $\alpha$  em relação à tensão.

Quando se faz o acionamento de um motor CC, a carga comporta-se como um circuito RL ao qual se adiciona uma fonte de tensão CC, que representa a força contra-eleto-motriz de armadura, como mostrado na figura 3.23. Em situações em que a constante de tempo é pequena, ou então a tensão  $E_g$  é elevada, é possível que a corrente se anule, fazendo com que os tiristores comutem dentro de um semi-ciclo da rede. Em tal situação, como não há corrente, a tensão vista nos terminais da máquina,  $v_o(t)$ , será a própria tensão de armadura. A tensão  $v_o(t)$  será igual à tensão de entrada (retificada) apenas enquanto os tiristores conduzirem.

Numa situação de condução descontínua, para que seja possível acionar os tiristores, é necessário que no ângulo de disparo a tensão de entrada seja superior à tensão  $E_g$ , de modo que os SCRs estejam diretamente polarizados. Isto significa que, à medida que a máquina se acelera, elevando o valor da tensão de armadura, existe um mínimo ângulo de disparo possível. Tal comportamento está ilustrado na figura 3.24. No caso (a), com tensão  $E_g$  nula, o acionamento pode ser feito com um pequeno ângulo de disparo. A corrente é elevada e não se anula dentro de cada semi-período. No caso (b), com tensão mais elevada, a condução se torna descontínua, desligando os tiristores dentro de cada semi-ciclo. Quanto a tensão de armadura se torna maior do que a de entrada, no instante de disparo, “perde-se o pulso”, e os tiristores não são ligados.

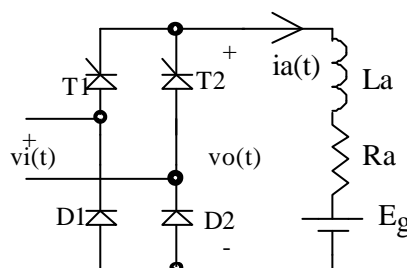


Figura 3.23 Retificador monofásico semi-controlado, acionando motor CC.

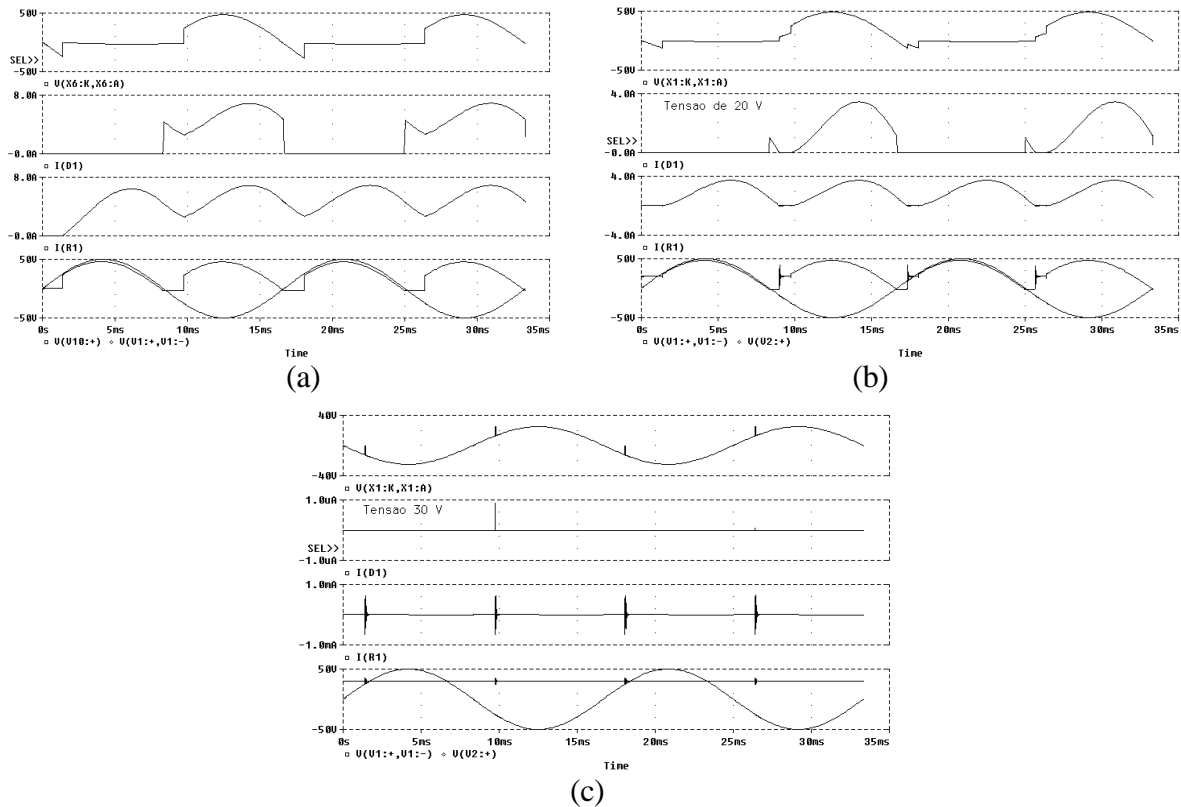


Figura 3.24. Formas de onda de retificador semi-controlado, acionando motor CC, em diferentes valores de  $E_g$  (velocidade). De cima para baixo:  $v_{T1}$ ,  $i_{D1}$ ,  $i_a$ ,  $v_o$  e  $v_i$

### 3.6 Associação de Retificadores

Em determinadas situações pode ser conveniente fazer-se uma associação de circuitos retificadores. Isto se aplica a retificadores controlados ou não. A análise que se segue, embora tome como exemplo retificadores a diodo, pode ser estendida também para circuitos com tiristores e mistos.

São essencialmente 3 as situações em que são feitas associações de retificadores:

- Uma associação série, como mostra a figura 3.25, é normalmente empregada em situações em que se deseja uma tensão CC de saída elevada, que não poderia ser obtida com um retificador único;
- Uma associação em paralelo, como mostra a figura 3.26, é feita quando a carga exige uma corrente que não poderia ser fornecida por um único retificador;
- Em ambos os casos, quando se deseja reduzir o conteúdo harmônica da corrente drenada da rede.

Note-se em ambos circuitos mostrados que as tensões de entrada de cada um dos retificadores não são as mesmas. Isto é feito com o objetivo de melhorar a forma de onda da corrente de entrada, como mostra a figura 3.27.

No exemplo, onde tem-se um retificador de 12 pulsos, cada um dos retificadores é alimentado por tensões de mesmo valor eficaz, mas com defasagem de  $30^\circ$  entre os sistemas trifásicos. Isto faz com que a corrente da rede se apresente de uma forma “multinível”. Neste caso, tem-se 6 níveis e o respectivo espectro (mostrado na figura 3.28) mostra que só existem harmônicos em frequências de ordem  $12k \pm 1$ , ou seja, após a fundamental, teremos as componentes de ordem  $11^a$ ,  $13^a$ ,  $23^a$ ,  $25^a$ , e assim por diante. Obviamente, dada a ordem elevada e a amplitude reduzida, um eventual processo de filtragem exigiria elementos LC de valor reduzido, comparado com retificadores de 6 pulsos.

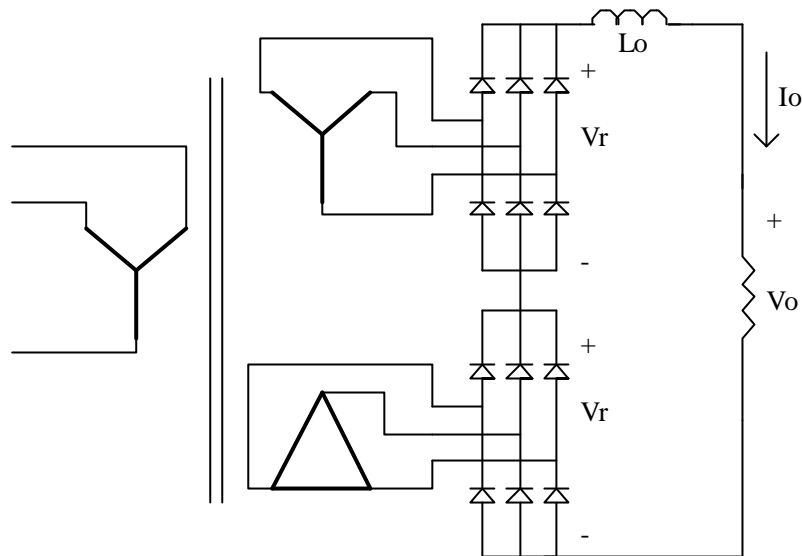


Figura 3.25 Associação em série de retificadores não controlados. Circuito de “12 pulsos”.

No circuito série, a tensão CC total apresenta uma ondulação em 720Hz (daí o nome 12 pulsos) e uma variação pico a pico de apenas 3% do valor CC. Aqui também, uma eventual filtragem seria facilitada pela frequência elevada e pela pequena amplitude das variações.

Um caso típico de aplicação da associação em série de retificadores é na transmissão de energia em corrente contínua, em alta tensão (HVDC), como é o caso da linha CC que conecta Itaipú a São Roque (SP), trazendo a energia comprada do Paraguai (originalmente em 50Hz). O sistema transmite, via dois cabos, que estão alimentados em +/- 600 kV, transmitindo uma potência de 6000MW. Neste caso tem-se retificadores controlados, permitindo um controle do sistema, incluindo a absorção/fornecimento de reativos.

Numa associação em paralelo, é importante que as tensões médias de ambas as pontes retificadoras sejam as mesmas. Mesmo nesta situação, faz-se uso de um indutor (ou transformador) chamado de ‘interfase’, sobre o qual tem-se a diferença instantânea das tensões de cada um dos retificadores. A tensão média aplicada à carga será a média das duas tensões retificadas e a corrente será dividida na razão inversa das reatâncias. Caso elas sejam iguais, cada ponte fornecerá metade da corrente total.

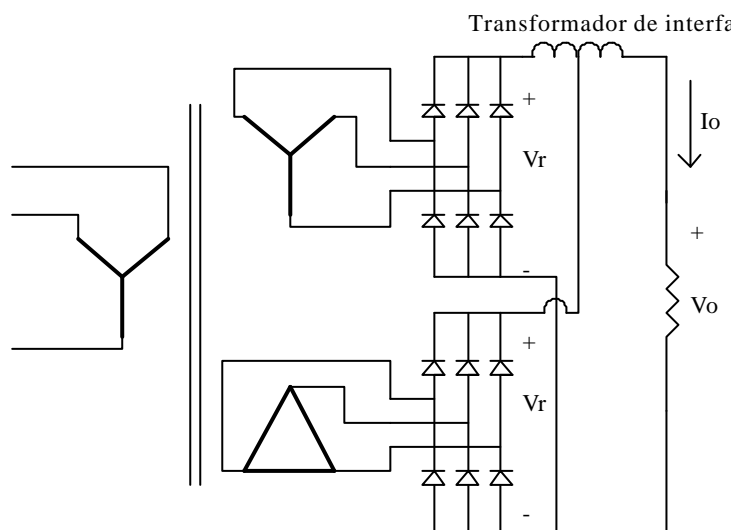


Figura 3.26 Associação em paralelo de retificadores não controlados. Circuito de “12 pulsos”.

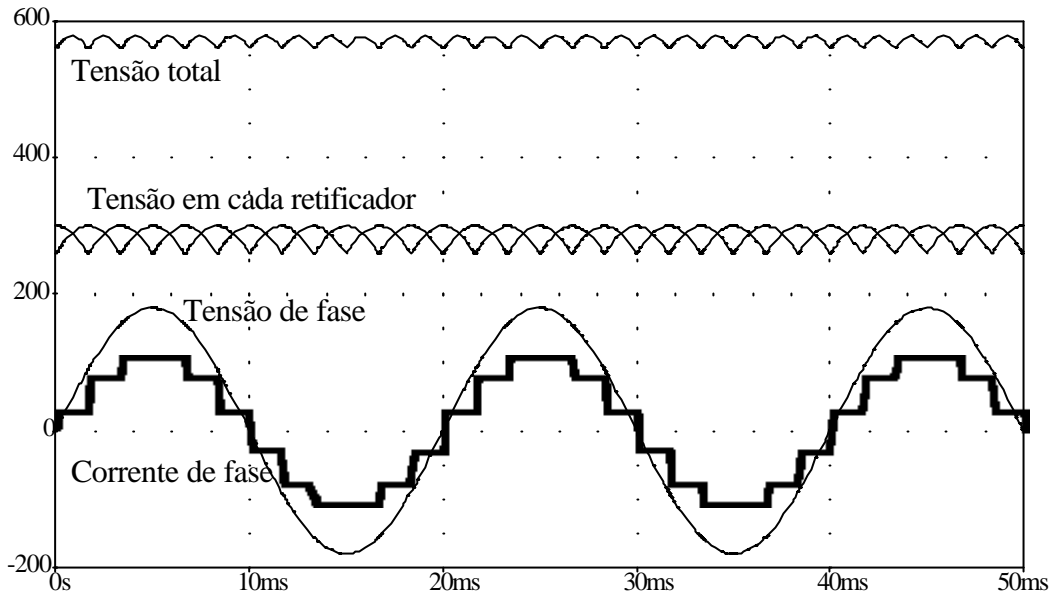


Figura 3.27 Formas de onda de associação em série de retificadores.

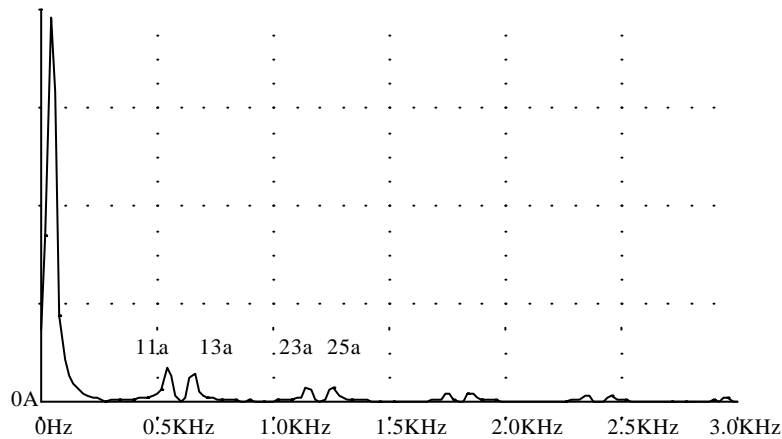


Figura 3.28 Espectro da corrente na rede para retificador de 12 pulsos

### 3.7 Retificador MLP

Quando a ponte retificadora é formada por interruptores controlados na entrada em condução e no desligamento, como transistores ou GTOs, é possível fazer-se um comando adequando de tais componentes de modo a absorver da rede uma corrente senoidal, enquanto se controla a tensão de saída (caso esta seja a variável de interesse).

O lado CC pode se comportar como uma fonte de tensão, quando apresenta um filtro capacitivo. Neste caso a conexão com a rede deve ser feita por meio de indutores no lado CA. Se o barramento CC se comportar como uma fonte de corrente (tendo um indutor na saída do retificador), a interface com o lado CA deve utilizar capacitores, que permitam acomodar valores instantaneamente diferentes entre a corrente CC e a corrente no lado CA. Tal circuito está mostrado na figura 3.29. É possível obter-se uma tensão CC neste circuito com o uso de um filtro capacitivo. Uma vez que a tensão média sobre a indutância é nula, o valor médio da tensão  $v_o(t)$  é a própria tensão de saída.

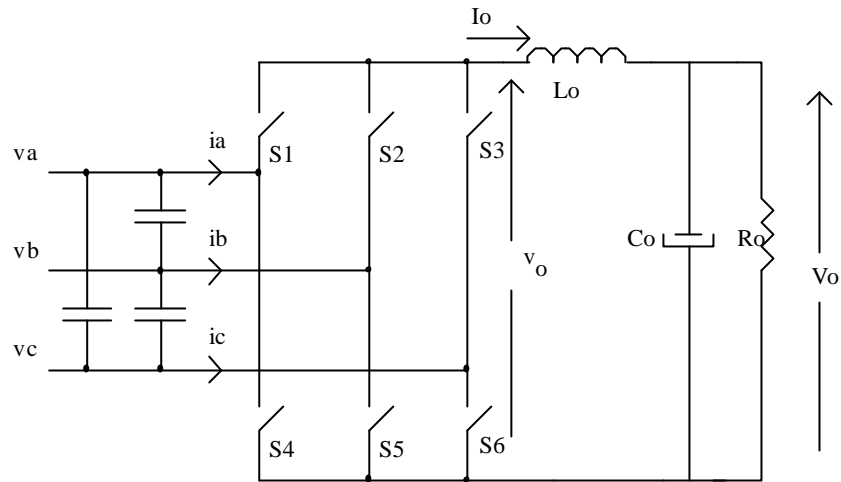


Figura 3.29 Topologia do conversor CA-CC trifásico, operando em MLP, com saída de corrente.

A idéia básica é comandar adequadamente os interruptores de modo que a corrente média instantânea no lado CA tenha a mesma forma da tensão da respectiva fase e esteja em fase com ela.

Na entrada do retificador, supondo desprezível a ondulação da corrente pelo indutor, as correntes instantâneas pelas fases tem forma retangular, com amplitude dada pela corrente CC e largura determinada pela lei de modulação dos interruptores, como ilustra a figura 3.30. Simultaneamente haverá corrente apenas por 2 das 3 fases, uma vez que se 2 interruptores de uma mesma semi-ponte conduzirem se colocaria em curto 2 das fases, como se pode concluir da figura 3.29. No entanto, após uma adequada filtragem das componentes de alta frequência, a corrente de saída, apresentará apenas o valor médio que terá uma forma senoidal, se esta tiver sido a forma do sinal de referência usado para produzir os sinais de comando dos intrerruptores.

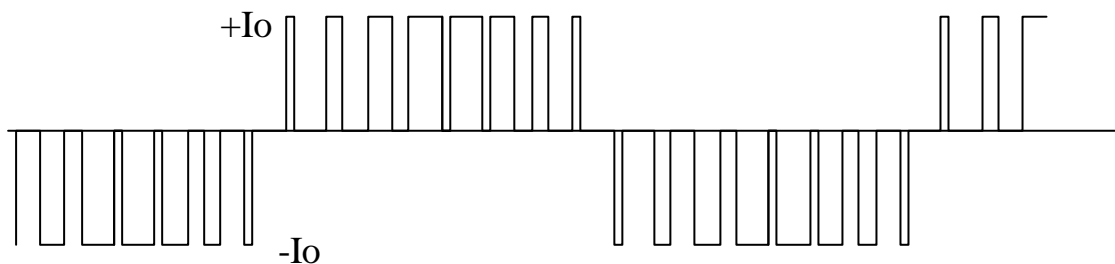


Figura 3.29 Forma de onda instantânea das correntes no lado CA.

A figura 3.31 mostra as tensões de entrada e referências de corrente a serem seguidas. Consideremos, sem perda de validade para uma análise geral, que as referências de corrente estão em fase com as tensões da rede. Em cada período da rede existem 6 intervalos, que se iniciam nos cruzamentos das referências de corrente. Cada intervalo corresponde a um modo de funcionamento distinto.

Consideremos o intervalo  $(t_1 - t_2)$ . A referência  $i_{ra}$  é a maior positiva e  $i_{rb}$  é a maior negativa. Considerando que a corrente de saída  $I_o$  é perfeitamente contínua, o interruptor S1 pode ser acionado de acordo com uma lei de modulação senoidal,  $m_1$ , de modo que a corrente  $i_a$  siga a referência  $i_{ra}$  em termos dos componentes de baixa frequência do espectro.

Da mesma forma, uma lei de modulação  $m_5$  pode ser adotada para S5, fazendo com que  $i_b$  siga a referência  $i_{rb}$ .

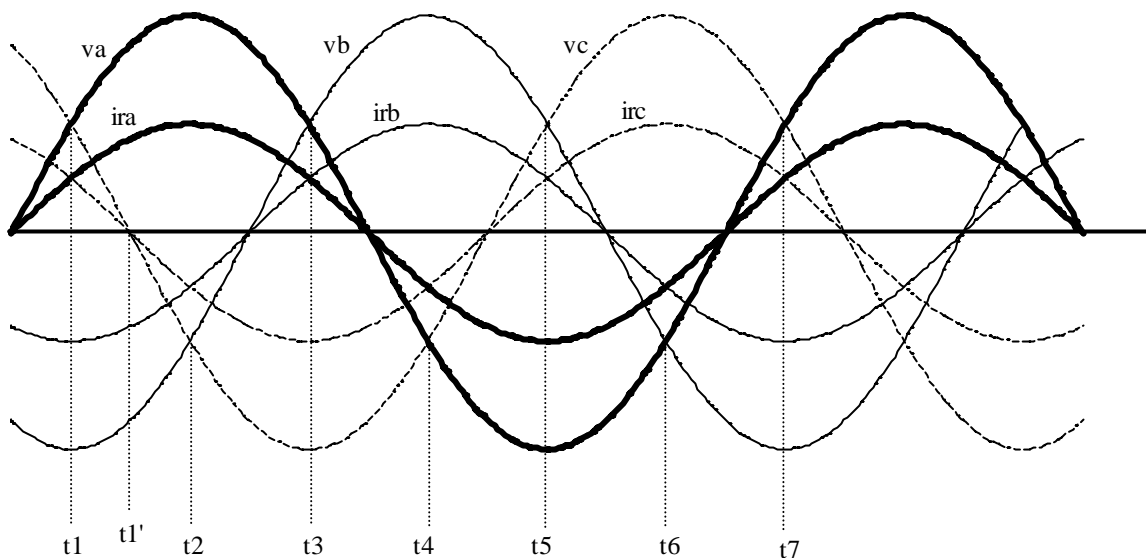


Figura 3.31 Tensões de entrada e referência de corrente.

Quando a chave S1 é aberta, uma outra chave da semi-ponte superior deve ser fechada para permitir a continuidade da corrente. Quando S5 é aberta, outro interruptor da semi-ponte negativa deve entrar em condução. Para estas funções, S3 e S6 são usadas, uma vez que elas não alteram as correntes pelas fases a e b. A forma senoidal desejada para a fase c é resultado do fato que a soma das correntes nas 3 fases é nula. Quando S3 e S6 conduzirem simultaneamente, cria-se um caminho de livre-circulação para a corrente CC. A figura 3.32 mostra os sinais de comando para os interruptores e a forma de onda da tensão instantânea sobre o indutor CC, a qual apresenta um comportamento de 3 níveis. Uma vez que a frequência de chaveamento deve ser muito maior do que a frequência da rede, pode-se considerar que, dentro de cada ciclo de chaveamento as tensões da rede são constantes.

As formas de onda mostradas correspondem ao intervalo  $t_1' \leq t \leq t_2$ , no qual  $v_a > v_b$ , em módulo e, conseqüentemente,  $\delta_a > \delta_b$ .

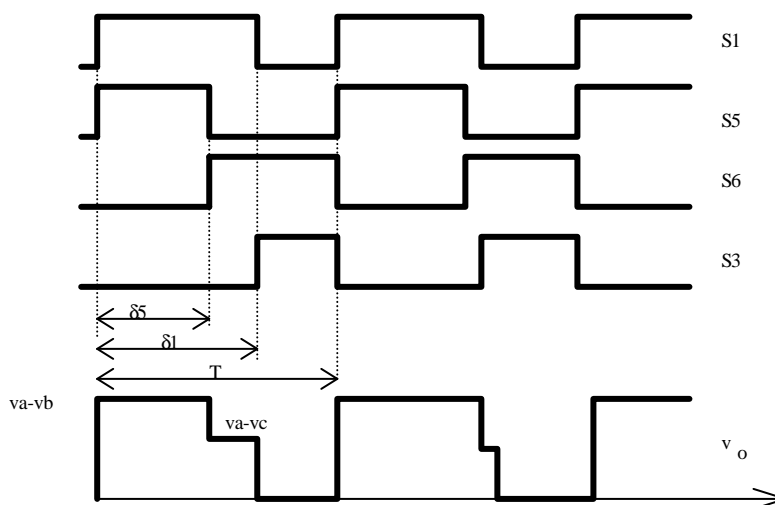


Figura 3.32 Sinais de comando para os interruptores e tensão instantânea no lado CC.

### 3.7.1 Equações básicas

Seja  $x(t)$  uma função lógica que descreve o estado de uma chave genérica S. Correspondentemente, a lei de modulação  $m(t)$  pode ser definida como uma função contínua dada pelo conteúdo de baixa frequência de  $x(t)$ . Como  $x(t)$  assume apenas valores 0 e 1,  $m(t)$  é limitada entre 0 e 1.

O fato de apenas um interruptor estar fechado em cada semi-ponte ao mesmo tempo, faz com que apenas um  $x(t)$ , relacionado a cada semi-ponte, a cada instante, possa ser 1:

$$\begin{aligned} i_a &= (x_1 - x_4) \cdot I_o \\ i_b &= (x_2 - x_5) \cdot I_o \\ i_c &= (x_3 - x_6) \cdot I_o \end{aligned} \quad (3.8)$$

A tensão instantânea no lado CC é:

$$v_o = (x_1 - x_4) \cdot v_a + (x_2 - x_5) \cdot v_b + (x_3 - x_6) \cdot v_c \quad (3.9)$$

Desprezando as componentes de alta frequência no espectro de  $x(t)$ , as equações (3.8) e (3.9) podem ser rescritas como:

$$\begin{aligned} i_a &= (m_1 - m_4) \cdot I_o \\ i_b &= (m_2 - m_5) \cdot I_o \\ i_c &= (m_3 - m_6) \cdot I_o \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$v_o = (m_1 - m_4) \cdot v_a + (m_2 - m_5) \cdot v_b + (m_3 - m_6) \cdot v_c \quad (3.11)$$

No intervalo  $t_1 - t_2$ , dadas as amplitudes das tensões da rede, as seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$\begin{aligned} x_4 &= 0 \\ x_2 &= 0 \\ x_3 &= \bar{x}_1 \\ x_6 &= \bar{x}_5 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Para obter as correntes senoidais de entrada tem-se (note que estamos supondo corrente em fase com a tensão, mas esta análise vale para qualquer tipo de corrente):

$$\begin{aligned} m_1 &= M \cdot \sin(\omega t) \\ m_3 &= 1 - m_1 = 1 - M \cdot \sin(\omega t) \\ m_5 &= -M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ m_6 &= 1 - m_5 = 1 + M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ m_4 &= m_2 = 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

onde  $M$  é o índice de modulação que determina a amplitude das correntes.

De (3.10) e (3.13) tem-se:

$$\begin{aligned}i_a &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t) \\i_b &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\i_c &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)\end{aligned}\tag{3.14}$$

Assim, desde que a corrente do lado CC seja perfeitamente contínua, as correntes desejadas serão obtidas no lado ca.

Procedendo analogamente para a expressão da tensão média do lado CC, e considerando as tensões senoidais, simétricas e em fase com as referências de corrente, a tensão média do lado CC apresenta-se constante, sendo dada por:

$$v_o = M \cdot [v_a \cdot \sin(\omega t) + v_b \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)] = \frac{3 \cdot V_p \cdot M}{2}\tag{3.15}$$

onde  $V_p$  é a valor de pico das tensões ca (fase - neutro).

Ou seja, a tensão CC não é afetada por componentes de baixa frequência.

O índice de modulação,  $M$ , determina tanto a amplitude da tensão média do lado CC quanto a amplitude das correntes alternadas do lado ca.

*Observe-se ainda que a síntese da corrente desejada pode ser feita em malha aberta, ou seja, não é preciso realimentar a corrente, é preciso apenas que se disponha da referência adequada.*

### 3.7.2 Absorção de reativos

Esta técnica de controle pode ser estendida variando-se a fase entre a tensão ca e as respectivas correntes, permitindo assim a circulação de uma quantidade controlável de potência reativa.

Para este objetivo, as referências de corrente,  $i$ , devem estar defasadas das tensões de uma fase adequada,  $\phi$ . As equações das correntes não sofrem alterações, enquanto a tensão CC passa a ser expressa por:

$$v_o = \frac{3 \cdot V_p \cdot M}{2} \cdot \cos\phi\tag{3.16}$$

Note que se o inversor fornece apenas energia reativa a tensão média no lado CC é nula, como é de se esperar, já que se trata de um elemento puramente indutivo.

Generalizando um pouco mais, qualquer forma de corrente pode ser sintetizada, desde que uma referência adequada seja utilizada, o que torna esta topologia bastante própria para a implementação de filtros ativos de potência.

A figura 3.33 mostra um resultado experimental de um conversor operando baseado neste princípio. A corrente alternada sintetizada apresenta uma ondulação superposta, relativa à ressonância do filtro de alta frequência.

### 3.7.3 Controle da corrente CC

Numa situação de regime, para que não haja mudança na corrente CC, a tensão média sobre o indutor deve ser nula. Como o indutor possui perdas, ou ainda, porque transitoriamente houve uma absorção (ou entrega) de potência ativa, é possível que ocorra uma variação no nível da corrente CC. O controle do conversor deve prever um modo de

manter, em regime, a corrente no valor  $I_o$  desejado. Isto pode ser feito alterando a fase das referências de corrente. Se a defasagem entre tensão e corrente for  $90^\circ$ , o inversor só trabalha com energia reativa. Se a fase for menor do que  $90^\circ$ , isto significa que o inversor está entregando ao resto do sistema um pouco de potência ativa, o que faz com que a corrente  $I_o$  tenda a diminuir (aparece uma tensão média positiva no lado CC). Fazendo com que a defasagem seja maior do que  $90^\circ$  o inversor absorve potência ativa do sistema, levando ao crescimento da corrente  $I_o$ . Uma vez atingido o valor  $I_o$  desejado, o controle deve retornar referência de regime. O mesmo efeito pode ser obtido controlando-se a amplitude do sinal de referência em função do erro da corrente CC.

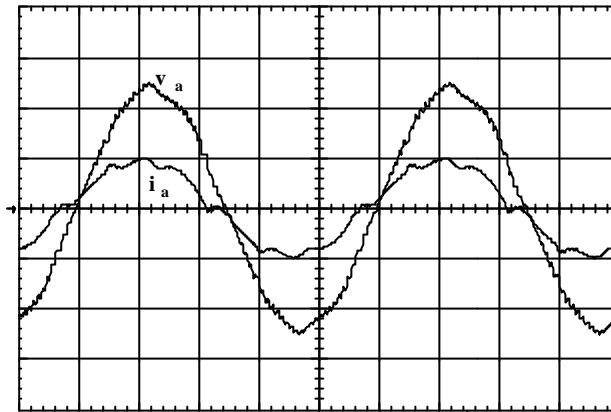


Figura 3.33 Tensão (40V/div) e corrente (10A/div) de entrada. Horiz.: 4ms/div.

### 3.8 Referências bibliográficas

Crestani, M. “Com uma terceira portaria, o novo fator de potência já vale em abril”. *Eletricidade Moderna*, ano 22, nº 239, fevereiro de 1994.

International Electrotechnical Commission: IEC 1000-3-2: ‘Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current < 16 A per phase)’. First edition 1995.

S. B. Dewan: “Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply”. *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. IA-17, no. 3, May/June 1981

A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manlas: “A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier”. *Proc. Of IECON '90*, pp. 1041-1050

R. Gohr Jr. and A. J. Perin: “Three-Phase Rectifier Filters Analysis”. *Proc. Of Brazilian Power Electronics Conference, COBEP '91, Florianópolis - SC*, pp. 281-283.

I. Suga, M. Kimata, Y. Ohnishi and R. Uchida: “New Switching Method for Single-phase AC to DC converter”. *IEEE PCC '93, Yokohama, Japan*, 1993.

C. de Sá e Silva, “Power factor correction with the UC3854,” *Unitrode Application Note U-125*, Unitrode Corporation, USA, 1986.

3. CONVERSORES CA-CC - RETIFICADORES .....	3-1
3.1 Retificadores não controlados .....	3-1
3.1.1 Retificadores não-controlados com entrada trifásica .....	3-3
3.2 Fator de Potência .....	3-4
3.2.1 Definição de Fator de Potência .....	3-4
3.2.2 Desvantagens do baixo fator de potência (FP) e da alta distorção da corrente ..	3-5
3.3 Normas IEC 1000-3-2: Distúrbios causados por equipamento conectado à rede pública de baixa tensão .....	3-6
3.4 Retificadores com alto fator de potência .....	3-7
3.4.1 Soluções passivas .....	3-7
3.4.2 Soluções ativas para retificadores com alto FP .....	3-9
3.5 Comutação .....	3-11
3.6 Retificadores Controlados .....	3-12
3.6 Associação de Retificadores .....	3-16
3.7 Retificador MLP .....	3-18
3.7.1 Equações básicas .....	3-21
3.7.2 Absorção de reativos .....	3-22
3.7.3 Controle da corrente CC .....	3-22
3.8 Referências bibliográficas .....	3-23