

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.

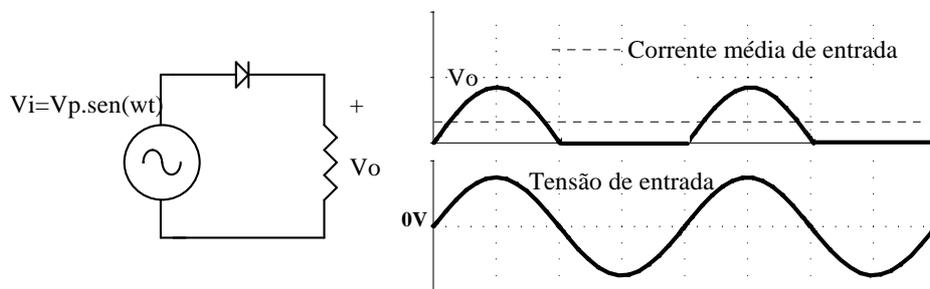


Figura 3.1 Topologia e formas de onda (com carga resistiva) de retificador monofásico não-controlado, meia-onda.

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. Têm-se os três 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.

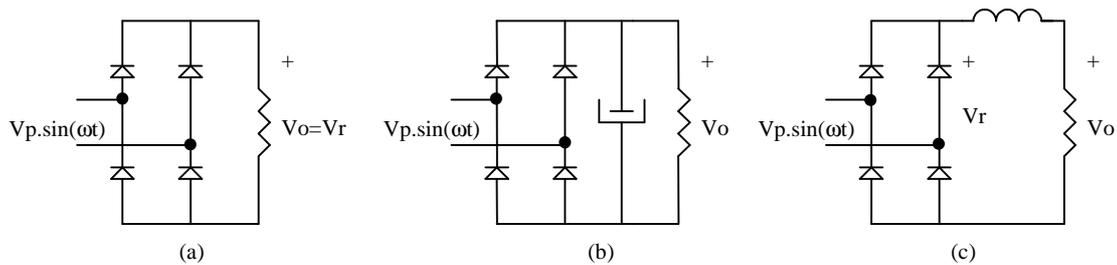


Figura 3.2 Retificadores monofásicos não-controlados, de onda-completa.

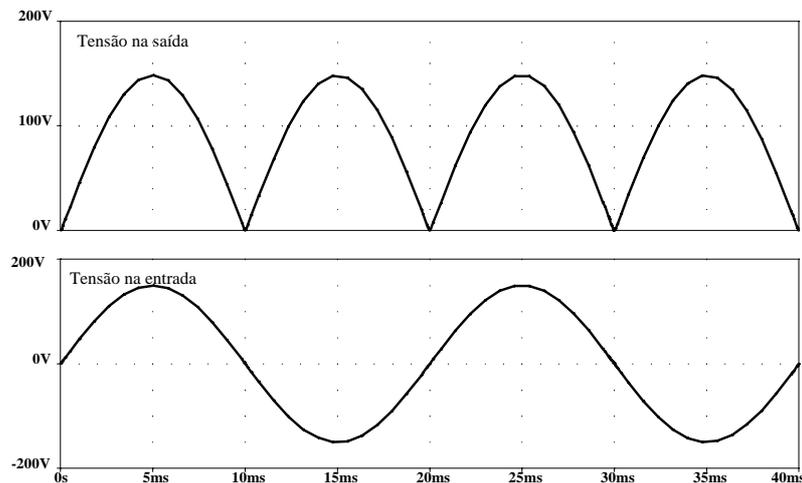


Figura 3.3. Formas de onda para retificador com carga resistiva.

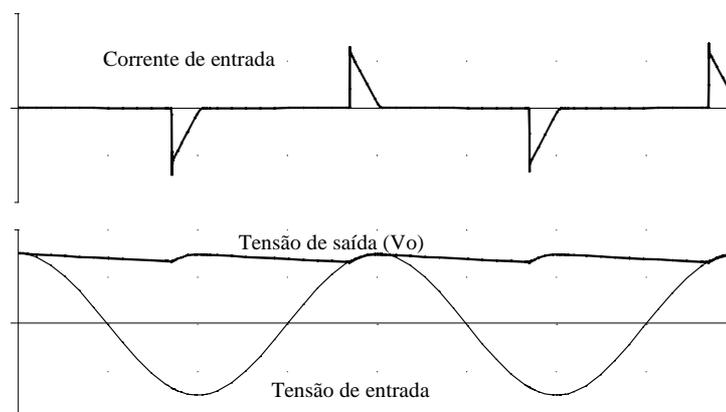


Figura 3.4 Formas de onda para retificador monofásico não-controlado, onda completa, com carga capacitiva.

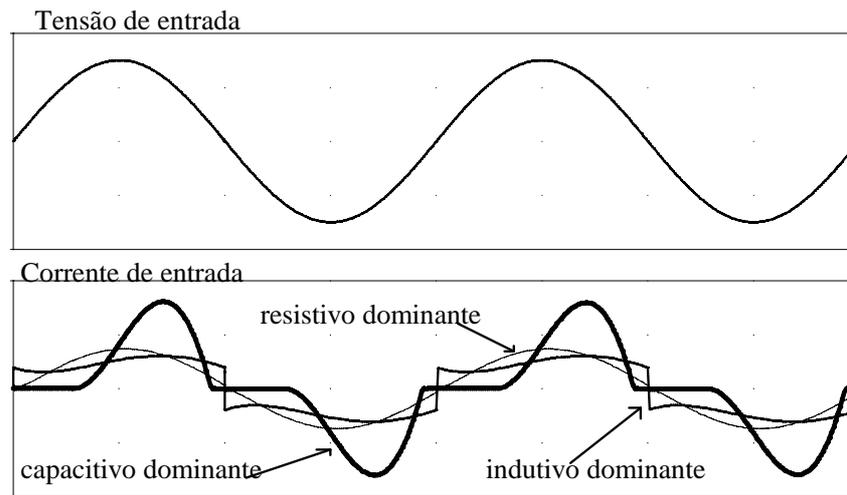


Figura 3.5. Formas de onda no lado CA para retificador monofásico, onda-completa, não-controlado, alimentando carga indutiva.

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.

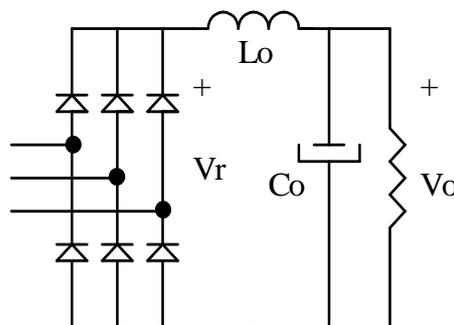


Figura 3.6 Retificador trifásico, onda completa, não controlado.

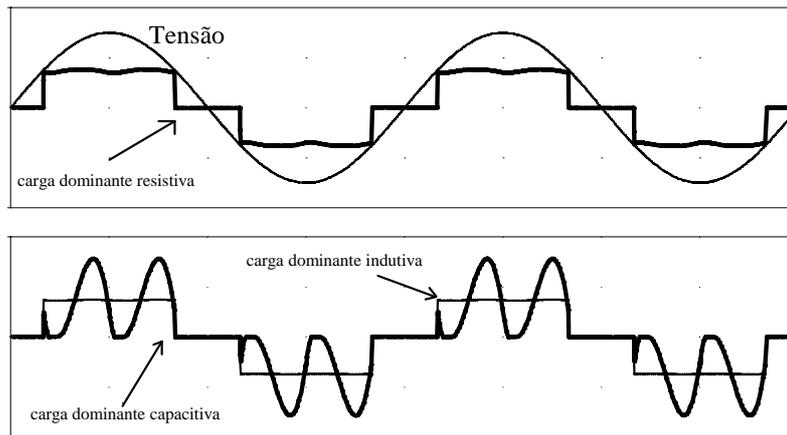


Figura 3.7 Formas de onda no lado CA para retificador trifásico, onda-completa, não-controlado, alimentando diferentes tipos de carga.

3.4 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.

3.4.1 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 ϕ_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, multiplicada 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:

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

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:

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

Assim, o FP pode ser rescrito como:

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

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.

3.4.2 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 (figura 3.9) 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 3^a 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.

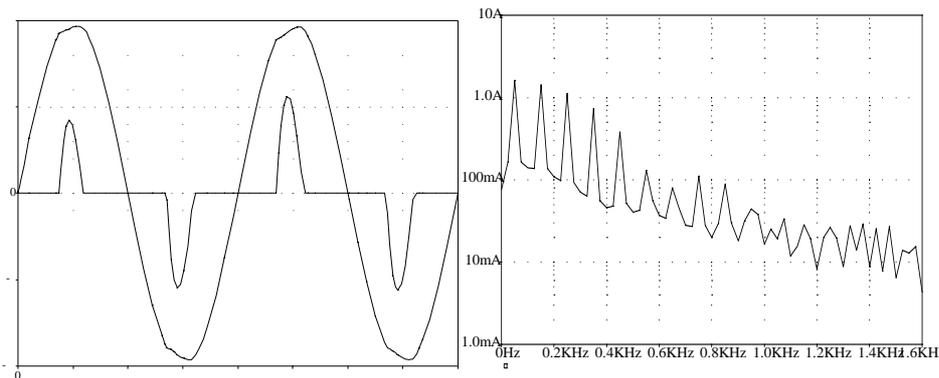


Figura 3.8 Corrente de entrada e tensão de alimentação de retificador alimentando filtro capacitivo e respectivo

3.5 Normas IEC 61000-3-2: 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). A Emenda 14, de janeiro de 2001 inseriu algumas alterações nas definições das classes e nos métodos de medidas, devendo vigorar a partir de 2004. Em 2006 tem-se uma nova edição e, em 2009, novas emendas foram adicionadas. As emendas normalmente se referem à inclusão de procedimentos classificatórios de equipamentos ou à definição de novos procedimentos de testes.

Em todas essas versões os equipamentos são classificados em quatro classes:

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

Classe B: Ferramentas portáteis e equipamentos de soldagem não profissionais.

Classe C: Dispositivos de iluminação com potência acima de 25 W.

- Para potência igual ou inferior a 25W e exclusivamente para lâmpadas de descarga, aplicam-se os limites da classe A ou ainda: a terceira harmônica da corrente, expressa como uma porcentagem da corrente fundamental, não pode exceder 86% e a quinta harmônica não deve exceder a 61%. Além disso, a forma de onda da corrente de entrada

deve estar em conformidade com a figura 3.9. Isto é, deve superar os 5% de limiar de corrente antes ou em 60°, ter seu pico, antes ou em 65° e não cair abaixo do limiar de 5% de corrente antes de 90°, com referência a qualquer cruzamento por zero da fundamental da tensão de alimentação.

- Reguladores de intensidade para lâmpadas incandescentes (*dimmer*), aplicam os limites da classe A.

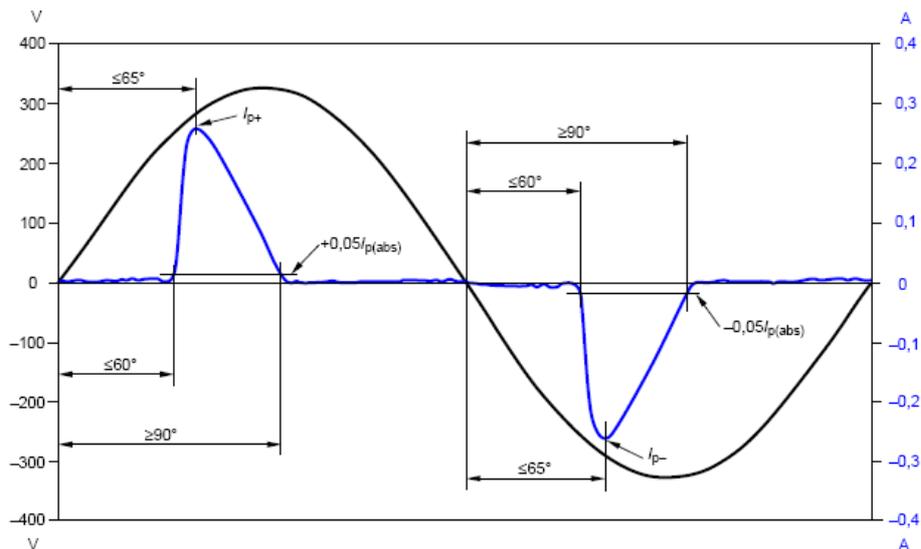


Figura 3.9 Forma de onda referência de corrente para dispositivo de iluminação com lâmpada de descarga e potência menor ou igual a 25W.

Classe D: Equipamentos de TV, computadores pessoais e monitores de vídeo. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

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

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 (≤ 600 W) [mA/W]	Classe D máximo
Harmônicas Ímpares					
3	2,30	3,45	30.FP	3,4	2,30
5	1,14	1,71	10	1,9	1,14
7	0,77	1,155	7	1,0	0,77
9	0,40	0,60	5	0,5	0,40
11	0,33	0,495	3	0,35	0,33
13	0,21	0,315	3	0,296	0,21
15 ≤ n ≤ 39	2,25/n	3,375/n	3	3,85/n	2,25/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

3.6 Norma IEEE Std. 519

Essa Norma estadunidense é bastante abrangente, tratando basicamente dos seguintes assuntos:

- Definições e notação simbólica;
- Normas relacionadas e referências bibliográficas;
- Geração de harmônicas;
- Características de resposta do sistema;
- Efeitos das harmônicas;
- Compensação reativa e controle de harmônicas;
- Métodos de análise; medições
- Práticas recomendadas para consumidores individuais e para concessionárias;
- Metodologias recomendadas para avaliação de novas fontes harmônicas;
- Exemplos de aplicação.

Devido à extensão desses assuntos, destacam-se apenas alguns pontos principais, como limites de correntes harmônicas para o consumidor e limites de tensões harmônicas globais para o sistema (concessionárias), limites para *notching* e interferência telefônica.

a) Distorção Harmônica

Para consumidores, a Norma 519 estabelece limites de correntes harmônicas em função do tamanho da carga em relação ao nível de curto-circuito local.

Tabela 3.III - Limites de distorção da corrente para consumidores

Icc/Icarga	h<11	11<h<17	17<h<23	23<h<35	35<h	DDT
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Para essa tabela valem as seguintes definições:

Valores em % da corrente nominal.
Icc = corrente de curto-circuito.

h = ordem da harmônica.
DDT = distorção de demanda total= DHT/Imax.

DHT (Distorção Harmônica Total) é definida como sendo a relação de valores eficazes (de tensões ou correntes) :

$$DHT = \sqrt{\sum_{h=2}^{50} \left(\frac{V_h}{V_1} \right)^2} \tag{3.7}$$

onde V_h = valor eficaz da tensão de ordem harmônica h;
 V_1 = tensão eficaz da fundamental.

A Norma 519 recomenda para as concessionárias os seguintes limites harmônicos por níveis de tensão:

Tabela 3.IV Limites de distorção de tensão para o sistema

Nível de tensão	Máximo individual	Máxima DHT
< 69kV	3%	5%
69kV - 138kV	1.5%	2.5%
> 138kV	1%	1.5%

b) Recortes (Notching)

A norma dá especial atenção às descontinuidades causadas pela comutação de chaves eletrônicas ("notching"), que é uma distorção muito frequente provocada pelos conversores eletrônicos usados para o acionamento de motores.

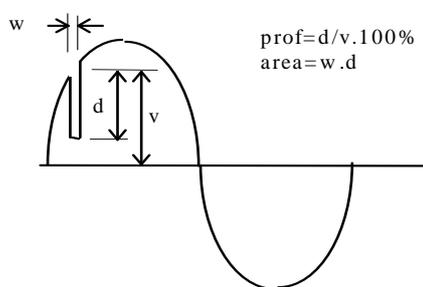


Figura 3.10. Notching de comutação.

Tabela 3.V Limites para recortes de tensão

Notch	Aplic. especiais	Sistemas gerais	Sistemas dedicados
Profundidade (d/v)	10%	20%	50%
Área (wxd) *	16400 V.us	22800 V.us	36500 V.us
DHT	3%	5%	10%

* em condições nominais de tensão e corrente

3.7 Retificadores com alto fator de potência

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

3.7.1 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 3.11 mostra a estrutura do filtro.

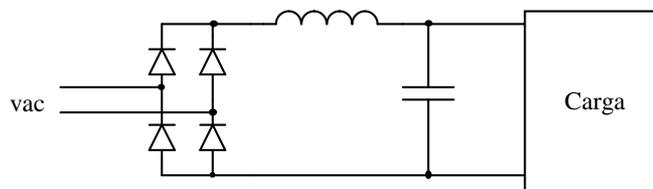


Figura 3.10 Filtro LC de saída

A figura 3.12 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.

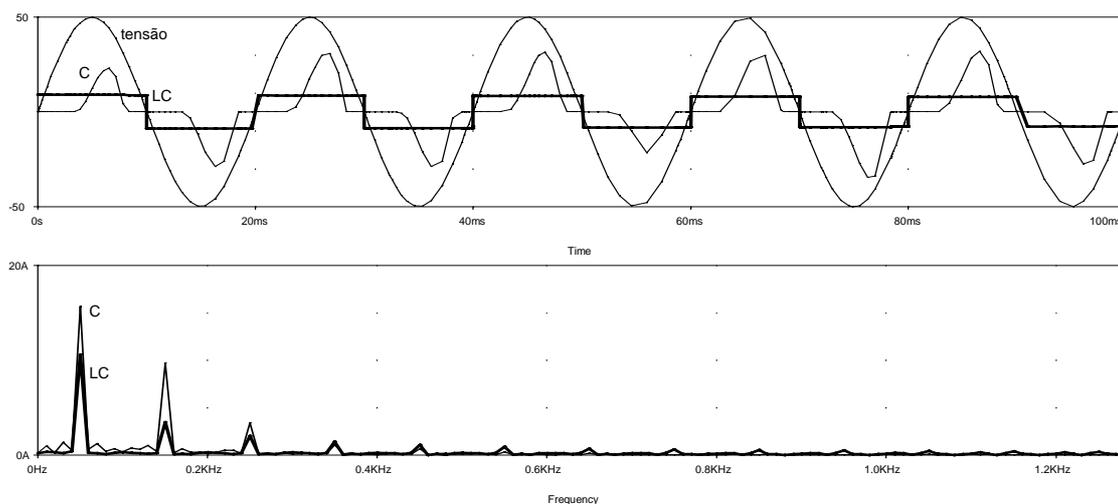


Fig. 3.12 Formas de onda e espectro da corrente de retificador monofásico com filtros capacitivo e LC.

Uma 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 3.13, 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 3.14 mostra as formas de onda na entrada do retificador e na rede, bem como seus respectivos espectros.

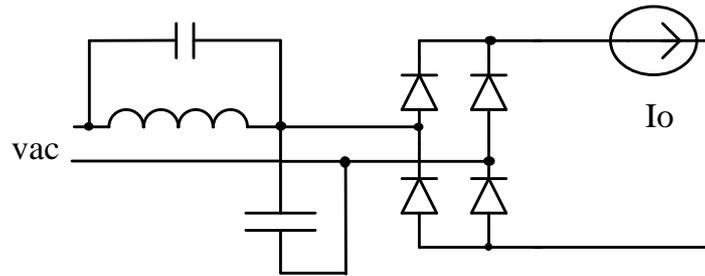


Figura 3.13 Filtro LC sintonizado de entrada.

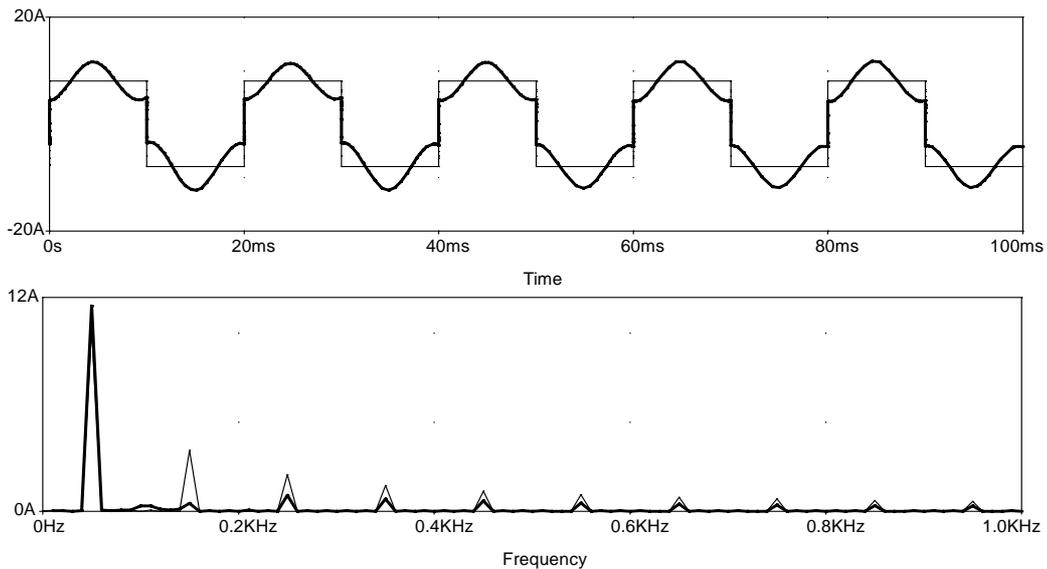


Figura 3.14 Correntes na rede e na entrada do retificador e respectivos espectros.

3.7.2 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.

3.7.2.1 Conversor Suga

A figura 3.15 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 IEC61000-3-2, 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.

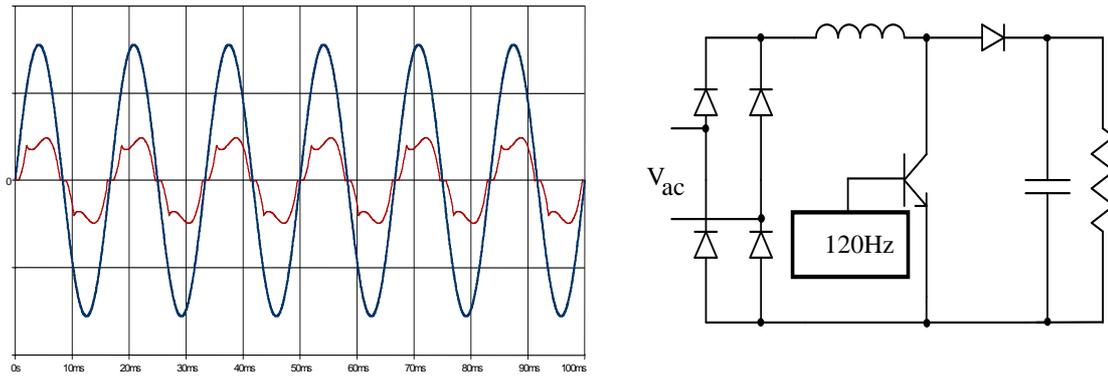


Figura 3.15 Formas de onda e circuito com interruptor controlado na frequência da rede

3.7.2.2 Conversor elevador de tensão (boost) como PFP (Pré-regulador de Fator de Potência)

A figura 3.16 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 3.17 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. O conversor abaixador-elevador de tensão e o conversor Zeta também permitem implementar retificadores com alto fator de potência, mas quando operando no modo de condução descontinua.

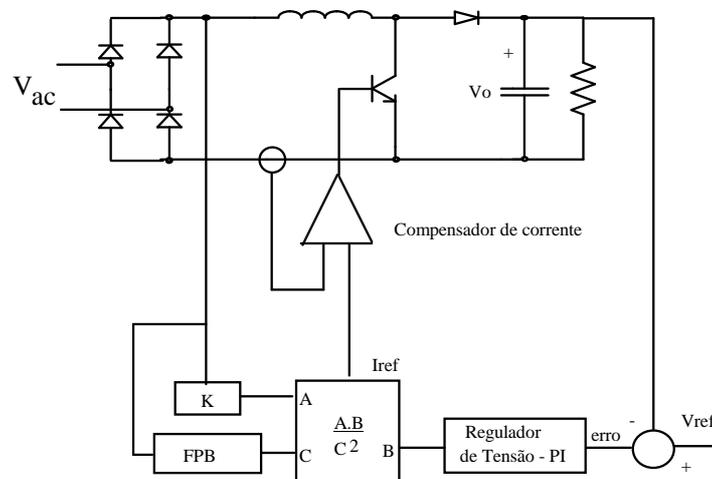


Figura 3.16 Circuito de controle de conversor elevador de tensão operando como retificador de alto fator de potência, com controle da corrente média instantânea.

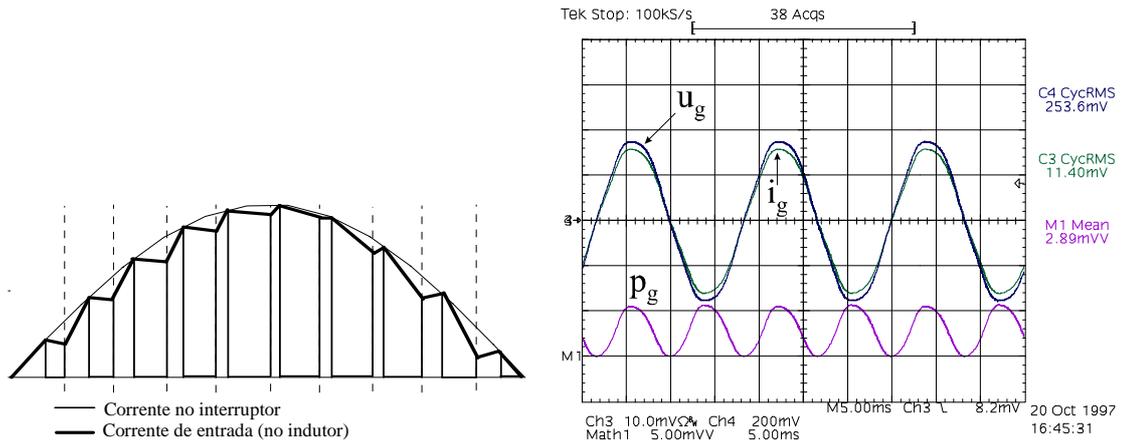


Figura 3.17 Formas de onda típicas da corrente pelo indutor e no interruptor e resultado experimental em conversor elevador de tensão

3.5 Comutação

Para qualquer tipo de retificador, nos instantes em que ocorre a transferência de corrente de um diodo para outro de uma mesma semiponte (lado superior ou inferior do retificador) 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 3.18, 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).

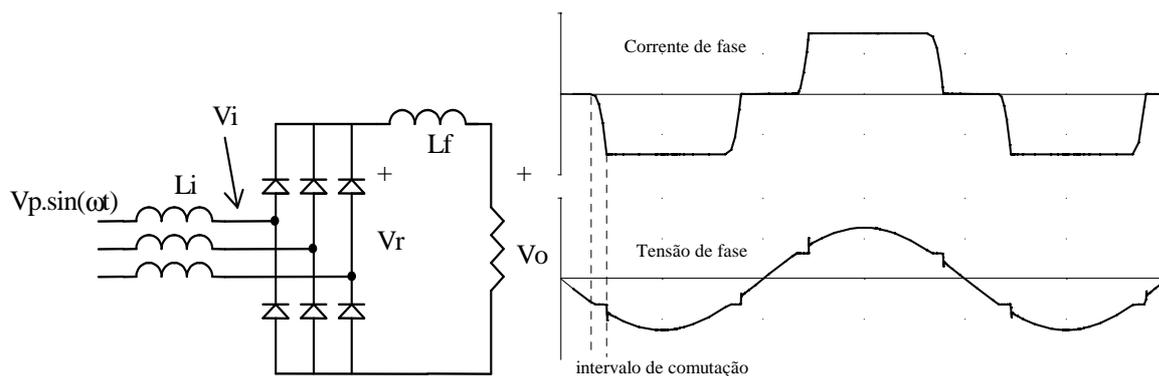


Figura 3.18 Topologia de retificador trifásico, não-controlado, com carga indutiva. Formas de onda típicas, indicando o fenômeno da comutação.

Quando a carga é capacitiva, as indutâncias de entrada atuam no sentido de reduzir a derivada inicial da corrente, como mostrado na figura 3.19. 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. NO exemplo ilustrado a distorção, no entanto, não é devida ao fenômeno de comutação, pois quando há mudança nos componentes que conduzem, a corrente inicial é nula.

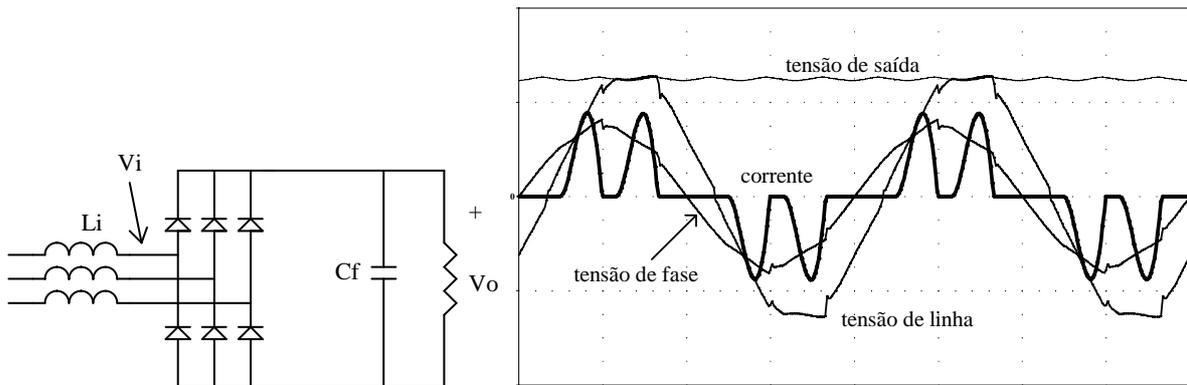


Figura 3.19 Topologia de retificador trifásico, não-controlado, com carga capacitiva e formas de onda típicas, indicando distorção da tensão (não devida à comutação).

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 monofásicas, 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 3.20 mostra 3 estruturas de pontes retificadoras monofásicas.

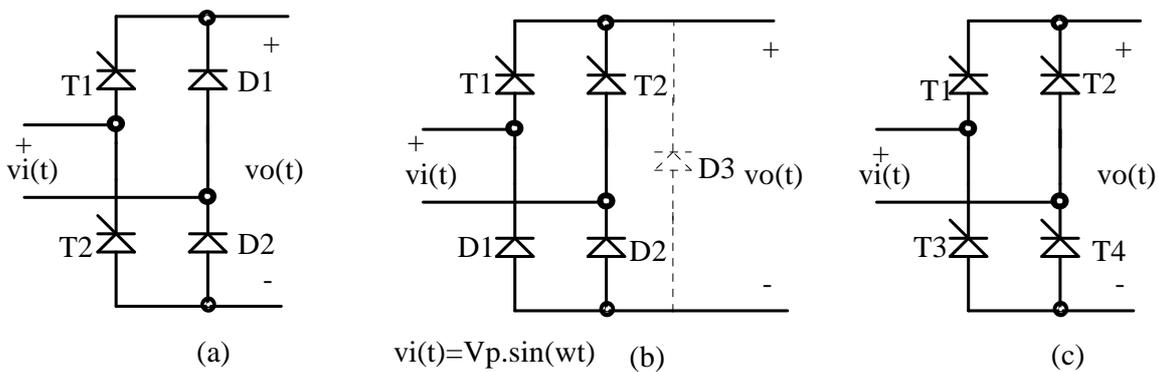


Figura 3.20 - Pontes retificadoras monofásicas:

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

A principal vantagem das pontes semicontroladas 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, como mostram as figuras a seguir.

a) *Ponte semicontrolada assimétrica*

Na ponte assimétrica, cujas formas de onda estão mostradas na figura 3.21, existe um caminho de livre-circulação formado pelos diodos D1 e D3. Supondo a polaridade da tensão da entrada como indicada em 3.20, 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 $(\pi+\alpha)$. A figura 3.14 mostra formas de onda para este conversor.

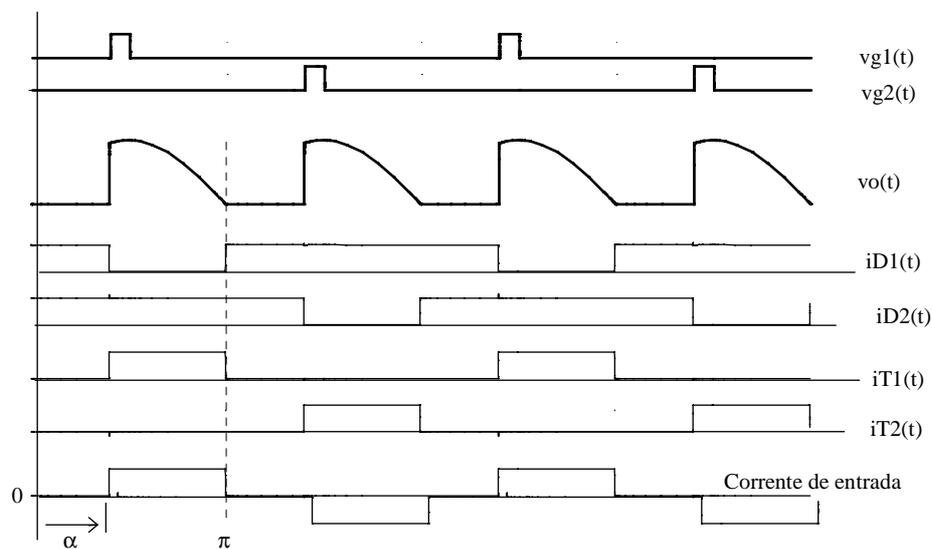


Figura 3.21 - Formas de onda de ponte retificadora semicontrolada assimétrica, com carga altamente indutiva.

A tensão média de saída, calculada a cada semiciclo é dada por:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_p \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \frac{V_p}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha) \tag{3.8}$$

A tensão eficaz de saída é:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_p \cdot \sin\theta)^2 \cdot d\theta} = V_p \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}} \tag{3.9}$$

Para uma corrente de carga constante, de valor I_o , a corrente eficaz na entrada é:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_o^2 \cdot d\theta} = I_o \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} \tag{3.10}$$

Com tais valores, é possível explicitar o fator de potência desta carga visto pela rede:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi^2 - \alpha\pi}} \tag{3.11}$$

Por inspeção da forma de onda, o fator de deslocamento da componente fundamental da corrente é:

$$FD_1 = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \tag{3.12}$$

b) Ponte semicontrolada simétrica

Neste circuito não existe um caminho natural de livre-circulação, a qual deve ocorrer sempre através de um SCR e um diodo. As mesmas equações da ponte assimétrica são válidas para este conversor.

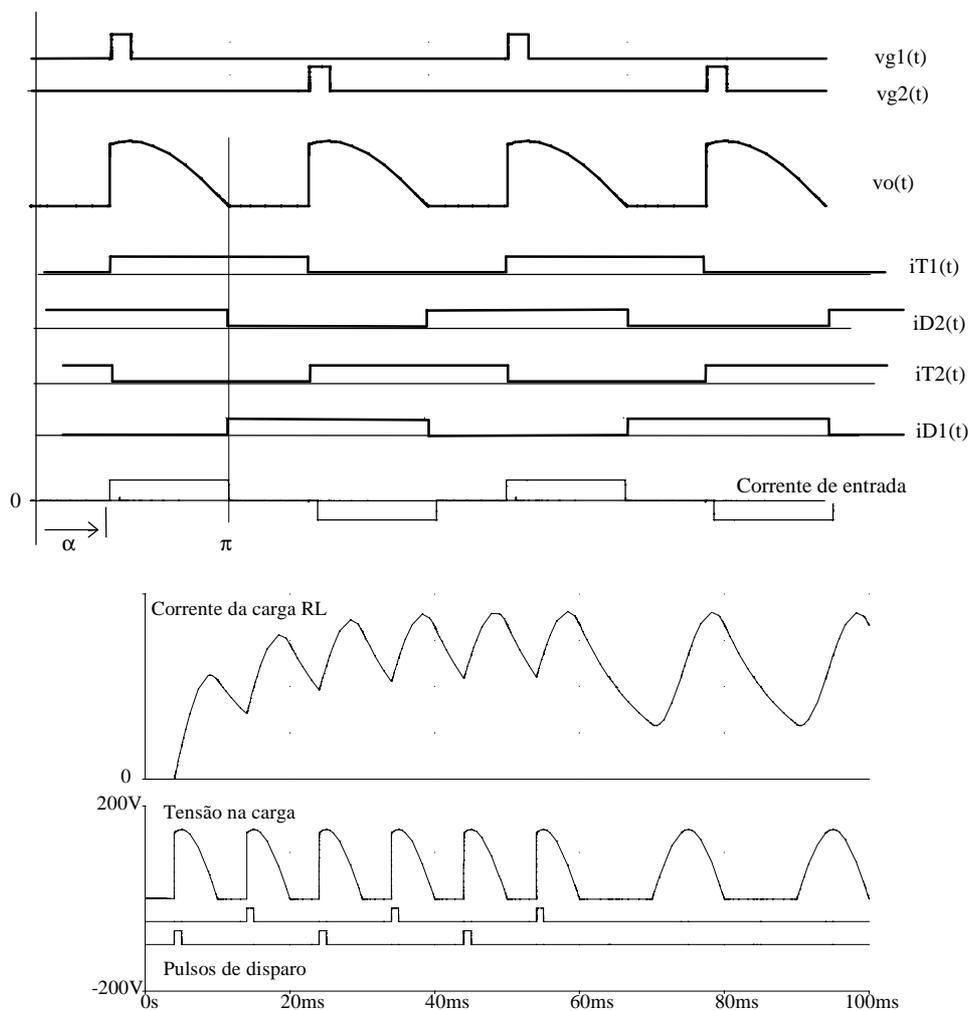


Figura 3.22 Formas de onda de ponte retificadora semi-controlada simétrica, com carga altamente indutiva. Funcionamento normal (superior) e efeito da supressão dos pulsos de comando (inferior).

Supondo $v_i(t)$ com a polaridade indicada, quando T1 for disparado, a corrente circulará por T1 e D2. Quando a tensão da fonte inverter 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° .

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 3.22.

Isto pode ser evitado pela inclusão do diodo de livre-circulação D3, o qual entrará em condução quando a tensão se inverter, 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.

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 3.23.

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 semiciclo 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.

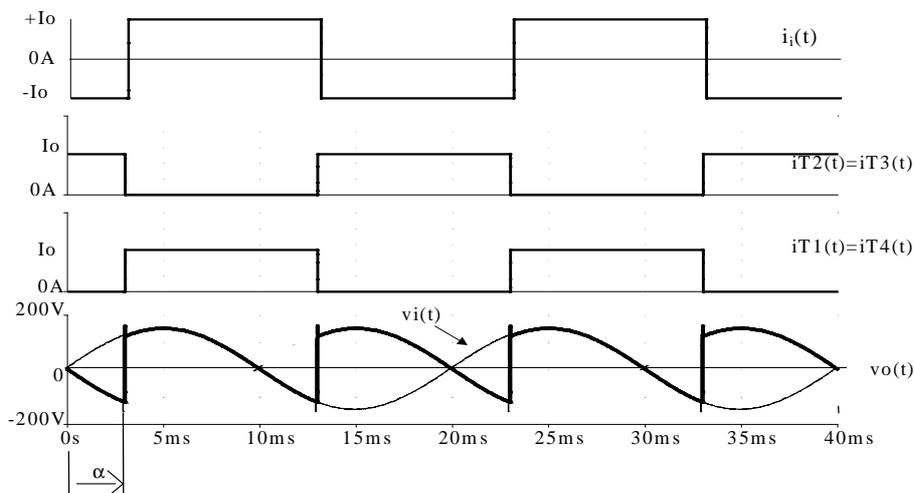


Figura 3.23 Formas de onda para ponte totalmente controlada, monofásica, alimentando carga indutiva.

A tensão média de saída, calculada a cada semiciclo é dada por:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_p \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2V_p}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (3.13)$$

A tensão eficaz de saída é igual ao valor eficaz da tensão de entrada (supondo condução contínua do conversor, ou seja, a ponte retificadora sempre está em funcionamento). A corrente eficaz na entrada vale I_o .

Com tais valores, é possível explicitar o fator de potência desta carga visto pela rede:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\pi} \quad (3.14)$$

A corrente de entrada apresenta-se como uma onda quadrada, com sua componente fundamental defasada de um ângulo α em relação à tensão. Durante os intervalos em que a corrente e tensão na entrada apresentam sinais opostos, há um fluxo de energia da carga para a fonte. Em *regime permanente e com carga passiva*, no entanto, o fluxo de potência é sempre da fonte para a carga, ou seja, o ângulo de disparo deve ser inferior a 90° .

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 3.24. 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 semiciclo 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 3.25. 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 semiperíodo. No caso (b), com tensão mais elevada, a condução se torna descontínua, desligando os tiristores dentro de cada semiciclo. 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.

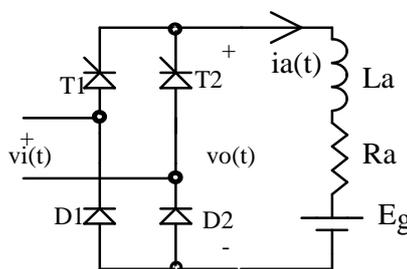


Figura 3.24 Retificador monofásico semicontrolado, acionando motor CC.

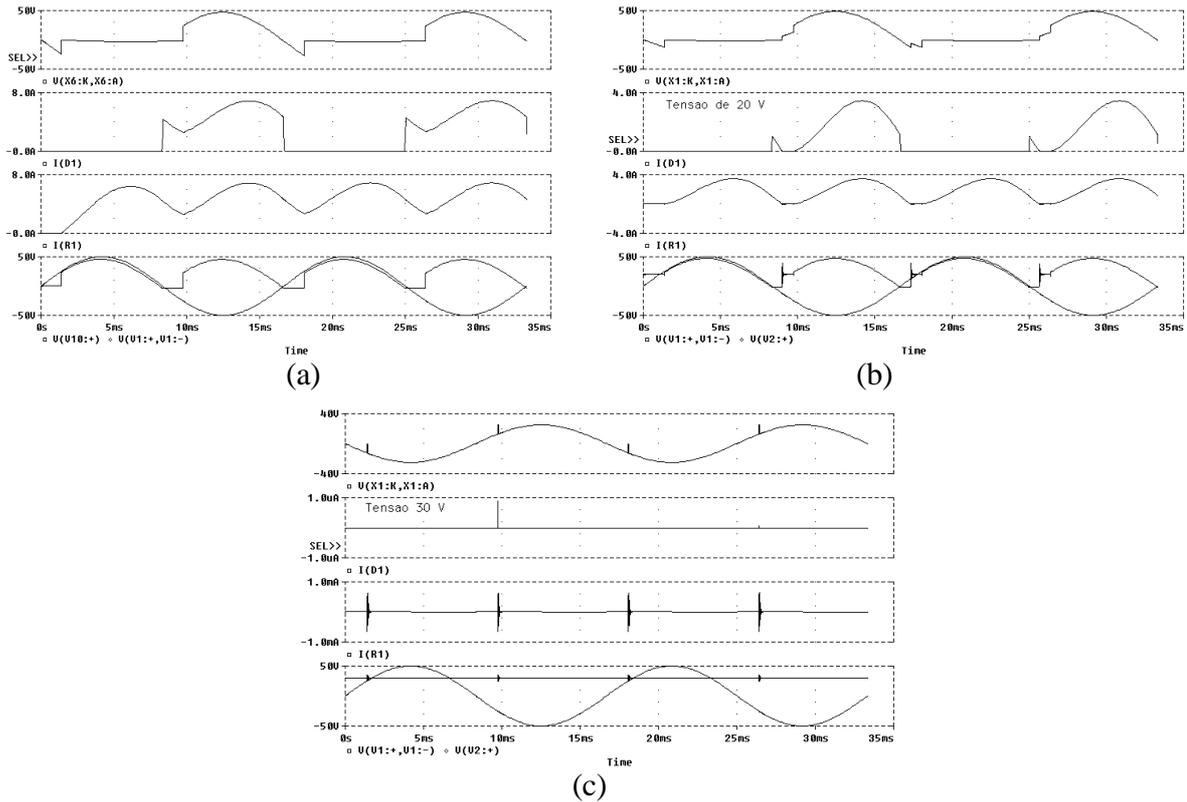


Figura 3.25. Formas de onda de retificador semicontrolado, acionando motor CC, em diferentes valores de E_g (velocidade). De cima para baixo: v_{T1} , i_{D1} , i_a , v_o e v_i .

3.7.1 Retificadores trifásicos

A figura 3.26 mostra circuitos de retificadores trifásicos. No caso a) tem-se um retificador semicontrolado, enquanto em b) tem-se um retificador totalmente controlado. Diferentemente do caso monofásico, no circuito trifásico não há o circuito simétrico.

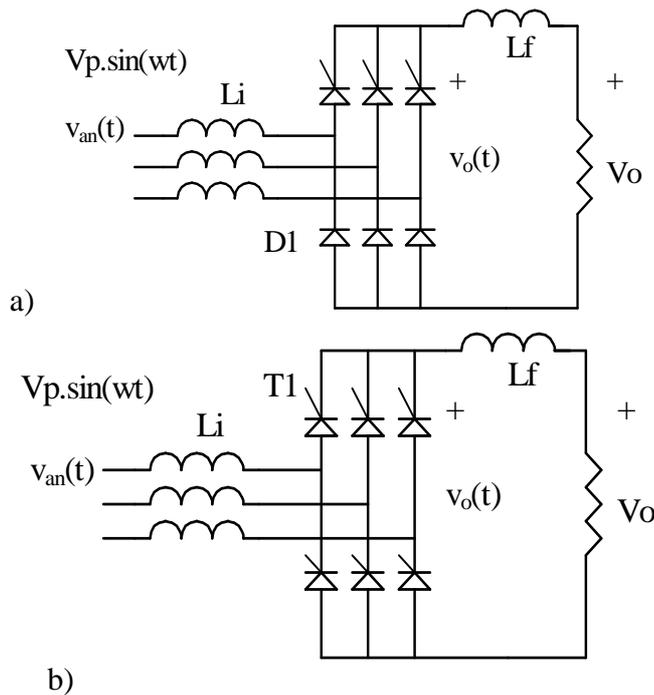


Figura 3.26 Retificador trifásico semicontrolado (a) e controlado (b).

Também para estes retificadores, a versão semicontrolada não permite a inversão da tensão instantânea no barramento CC. É possível a colocação de um diodo de roda livre que entra em operação quando tal tensão se anula. Na ausência do diodo, a condução se dá pelo último tiristor acionado e pelo diodo do mesmo ramo.

A figura 3.27 mostra formas de onda para diferentes ângulos de disparo, sendo desprezada a indutância de entrada. Este ângulo é definido a partir do ponto em que a tensão da respectiva fase se torna a maior em valor absoluto ou, o que é equivalente, quando a tensão de linha se torna positiva. Nestas simulações a carga é uma fonte de corrente constante, razão pela qual não há alteração na corrente com o ângulo de disparo. Para um ângulo nulo, as formas de onda são idênticas às do retificador a diodo. A faixa de controle vai de 0 a 60 graus. Note-se que a condução do diodo independe do ângulo de disparo (na ausência do diodo de livre-circulação). A forma de onda da corrente na rede é assimétrica, dando origem a componentes espectrais de ordem par, o que não é desejável.

A figura 3.28 mostra resultados análogos, também sem indutâncias de entrada, para um retificador totalmente controlado. A carga é um circuito RL (4 Ω , 16 mH), de modo que a corrente se altera à medida que muda o ângulo de disparo e, conseqüentemente, a tensão média aplicada à carga. Para um ângulo de 0 grau a forma de onda é idêntica a do retificador a diodos. Na ausência de um diodo de roda-livre a tensão instantânea aplicada no barramento CC pode ser negativa, o que ocorre para um ângulo de disparo superior a 60 graus. Como não há possibilidade de inversão no sentido da corrente, uma tensão negativa leva à diminuição da corrente até sua extinção (em uma carga passiva).

A corrente da rede é simétrica, apresentando apenas componentes espectrais de ordem ímpar, exceto os múltiplos da terceira, que não existem.

A tensão média no barramento CC é dada por:

$$V_o = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{\text{linha}_{\text{RMS}}} \cdot \cos \alpha \quad (3.15)$$

Uma corrente no lado CC de baixa ondulação reflete para o lado CA uma onda quase quadrada, com condução de 120° a cada 180°, deslocada de um ângulo α em relação à tensão. Neste caso pode-se determinar o espectro da corrente em relação à corrente da carga, I_o . A corrente eficaz no lado CA é 81,6% da corrente no lado CC.

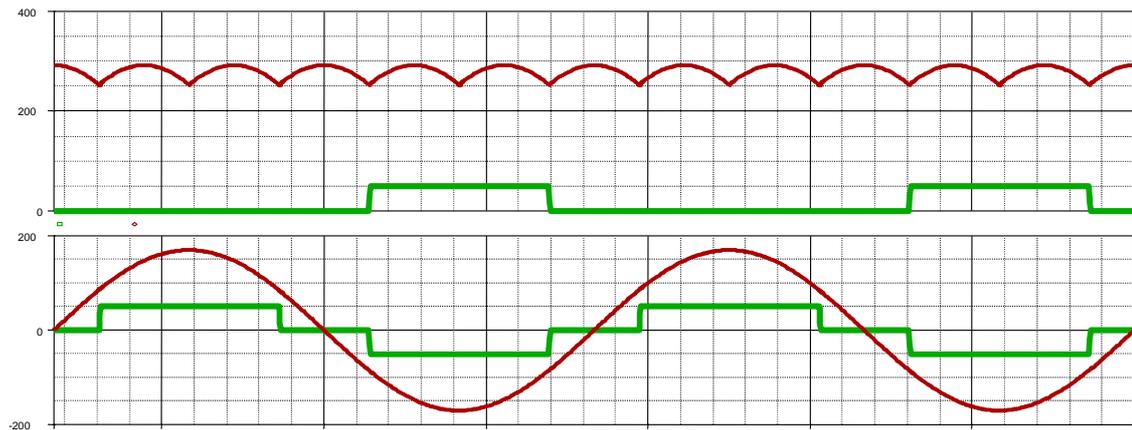
A componente fundamental é $I_{i1} = 0,78 \cdot I_o$, enquanto as harmônicas são dadas por:

$$I_{ih} = \frac{I_{i1}}{n}, \text{ onde } n=6k \pm 1, \text{ para } k=1,2,\dots \quad (3.16)$$

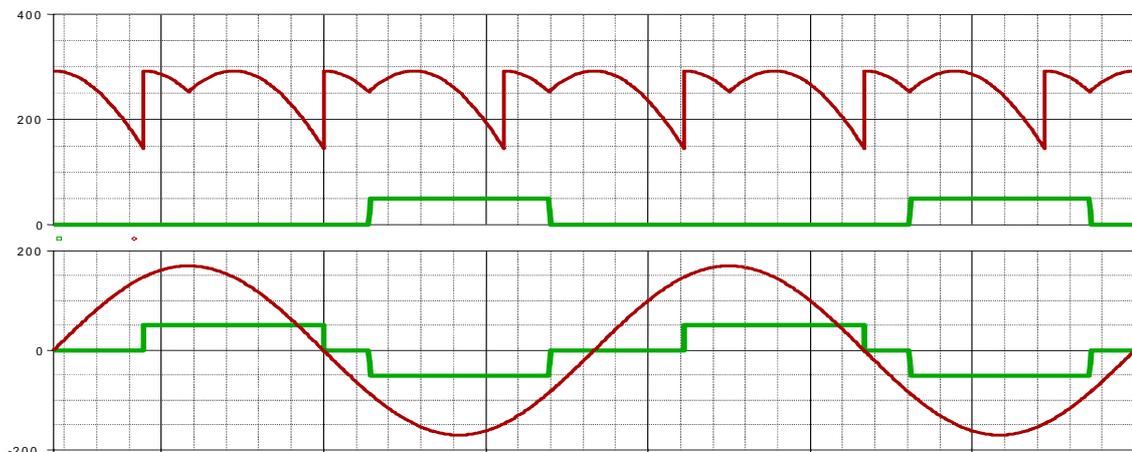
Isto permite determinar que a distorção harmônica total da corrente é de 31,08%.

O fator de deslocamento (ângulo entre a tensão e a componente fundamental da corrente) é igual a $(\cos \alpha)$. O fator de potência é:

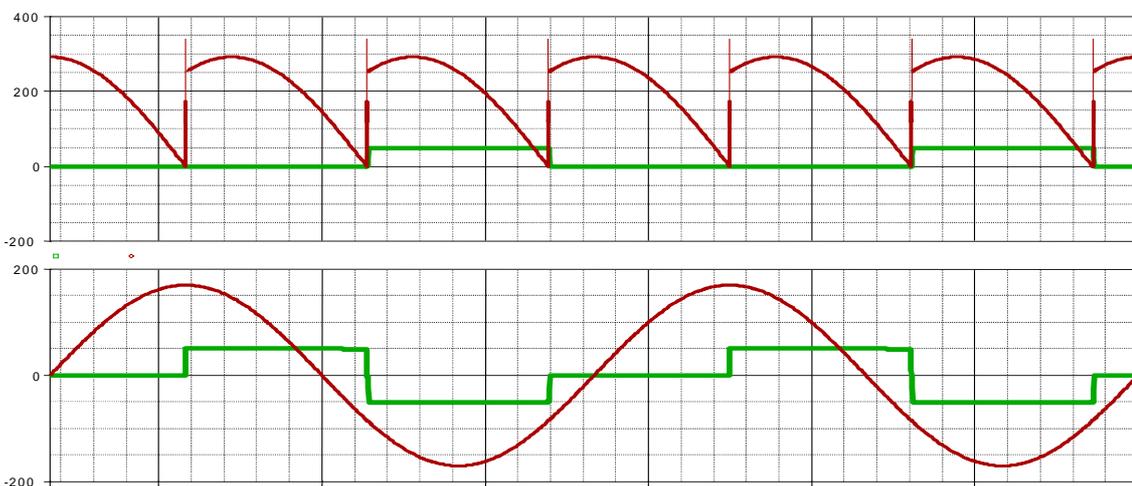
$$FP = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (3.17)$$



a) Ângulo de disparo: 0 graus



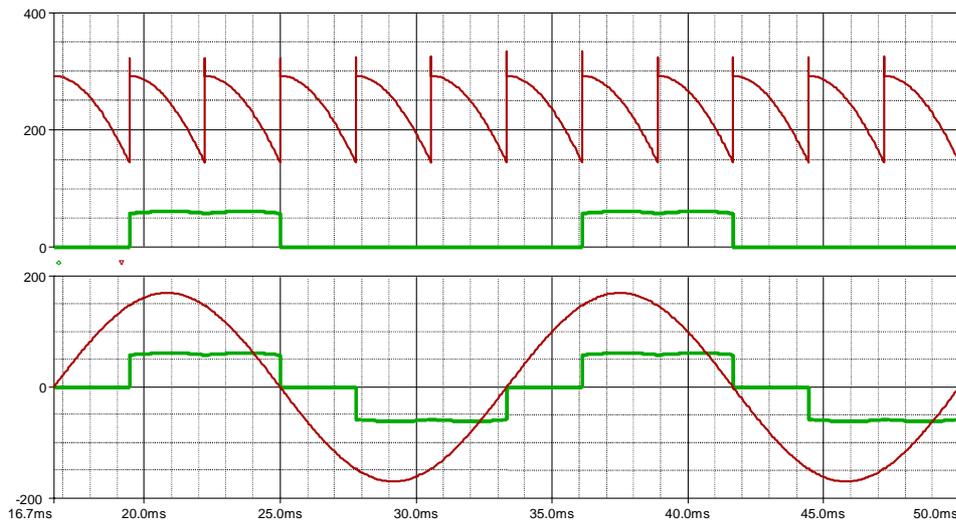
b) Ângulo de disparo: 30 graus



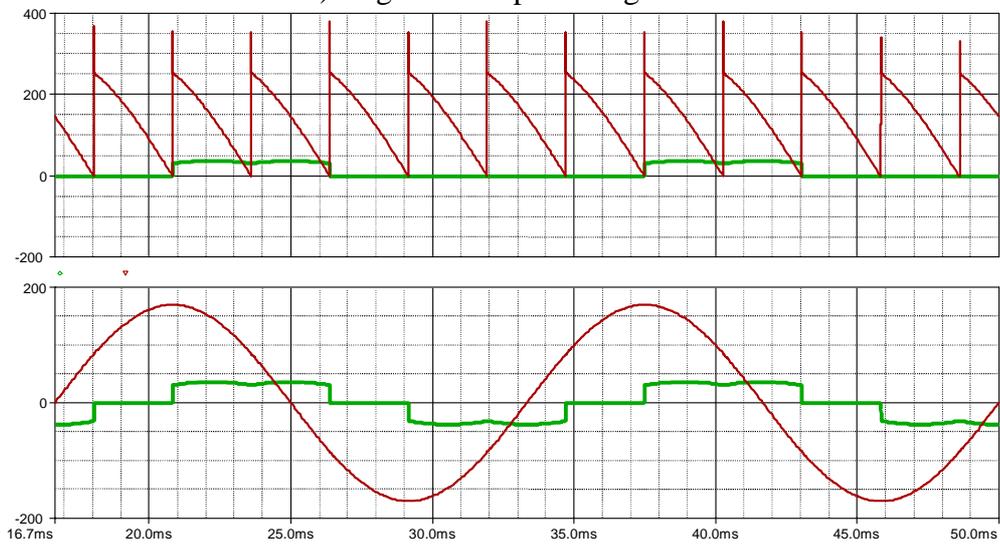
c) Ângulo de disparo: 60 graus

Figura 3.27 Formas de onda de retificador trifásico semi-controlado.

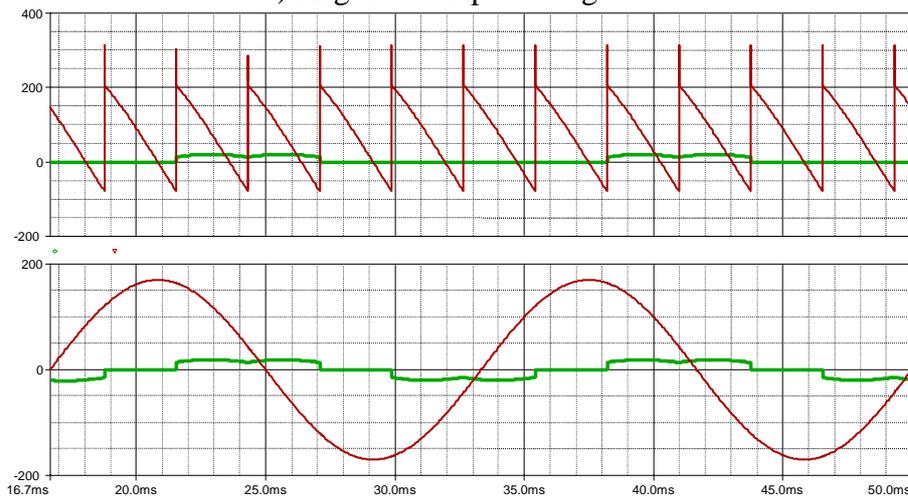
De cima para baixo: tensão instantânea no barramento CC ($v_o(t)$); Corrente no diodo D1; Tensão da fase A ($v_{an}(t)$); Corrente na fase A.



a) Ângulo de disparo: 30 graus



b) Ângulo de disparo: 60 graus



c) Ângulo de disparo: 75 graus

Figura 3.28 Formas de onda de retificador trifásico controlado.

De cima para baixo: tensão instantânea no barramento CC ($v_o(t)$); Corrente no tiristor T1; Tensão da fase A ($v_{an}(t)$); Corrente na fase A.

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 3.29, 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 3.30, 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 harmônico da corrente drenada da rede.

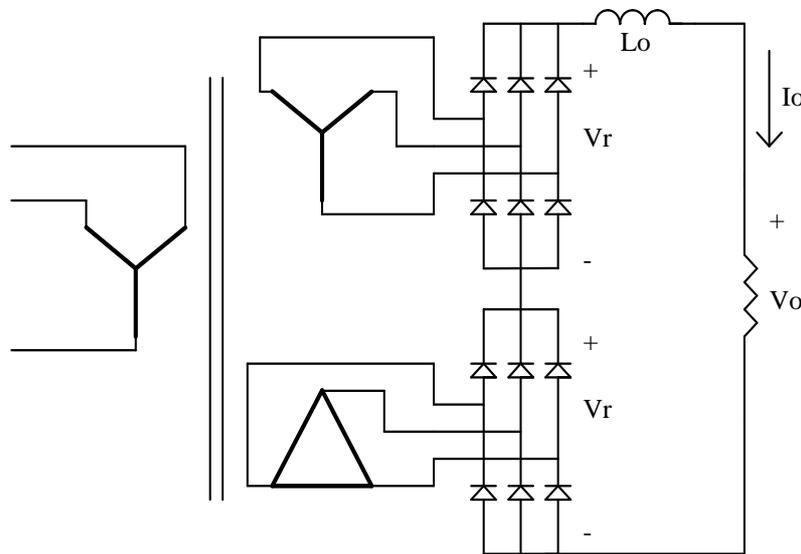


Figura 3.29 Associação em série de retificadores não controlados. Circuito de “12 pulsos”.

Notem-se em ambos os 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 3.30.

No exemplo, no qual se têm um retificador de 12 pulsos, cada um dos retificadores é alimentado por tensões de mesmo valor eficaz, mas com defasagem de 30° entre os sistemas trifásicos. Isto faz com que a corrente da rede se apresente de uma forma “multinível”. Neste caso, têm-se 6 níveis e o respectivo espectro (mostrado na figura 3.31) 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.

No circuito série, a tensão CC total apresenta uma ondulação em 720 Hz (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.

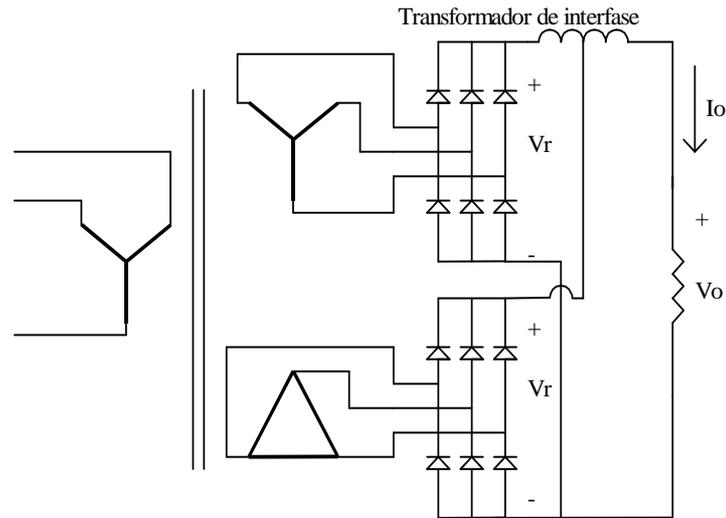


Figura 3.30 Associação em paralelo de retificadores não controlados. Circuito de “12 pulsos”.

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 se tem 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.

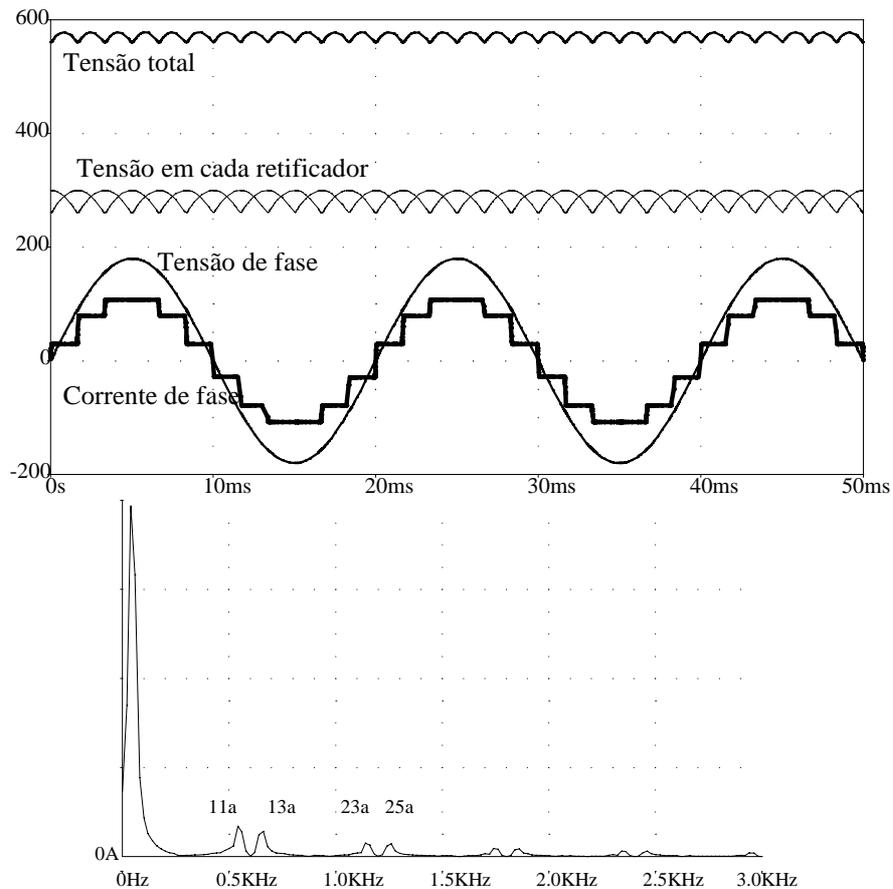


Figura 3.31 Formas de onda e espectro da corrente na rede para retificador de 12 pulsos.

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 Itaipu a São Roque (SP), trazendo a energia comprada do Paraguai (originalmente em 50 Hz). O sistema opera, via dois cabos, que estão alimentados em +/- 600 kV, transmitindo uma potência de 6000 MW. Neste caso têm-se retificadores controlados, permitindo um controle do sistema, incluindo a absorção/fornecimento de reativos.

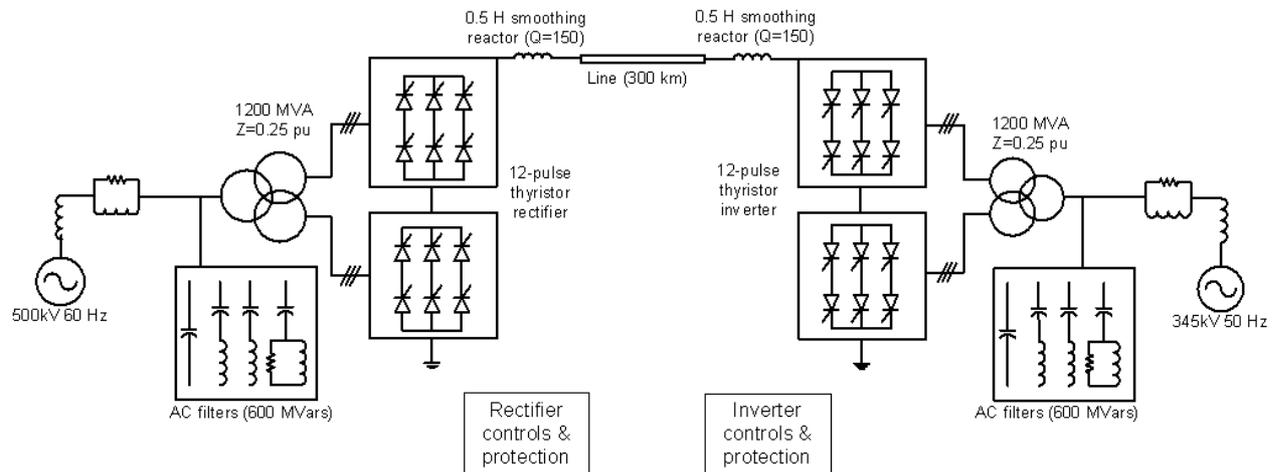


Figura 3.32 Esquema de sistema de transmissão HVDC

<http://www.emrwebsite.org/uploads/images/EMR06/images/img-lec-belanger-1.gif>

O uso de conexões HVDC tem crescido em aplicações que necessitam de transposições marítimas. Nas condições submarinhas, uso de CA, em função de efeitos capacitivos dos cabos trifásicos, limita a capacidade de transmissão de energia. Para conexões com mais de 100 km o uso de HVDC tem se mostrado economicamente vantajoso, mesmo com o acréscimo do custo dos conversores. A figura 3.34 ilustra as conexões CC na Europa. Em tais aplicações a tensão CC é menor do que a empregada em longas conexões, sendo da ordem de 200 a 300 kV. Também a interconexão de parques eólicos *off-shore* tem se utilizado, crescentemente, de conexões CC.

Os sistemas *off-shore* têm sido denominados de “HVDC-light” devido à menor tensão de operação e menor potência transmitida. Por conta de tal redução, torna-se possível o emprego de IGBTs ao invés de tiristores, nos circuitos retificadores/inversores.



Figura 3.33 Válvula de tiristores em sistema HVDC

http://cigre.org.au/events/Web/images/HVDC_Pole_2_Valve_Hall.jpg

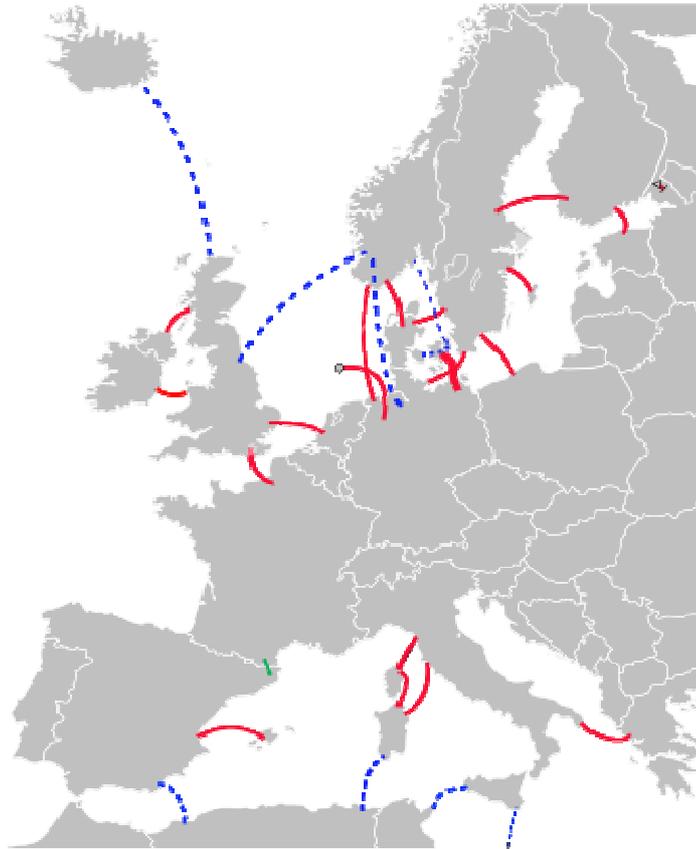


Figura 3.34 Linhas HVDC na Europa: existentes (vermelho), em construção (verde), planejadas (azul). http://en.wikipedia.org/wiki/High-voltage_direct_current

3.7 Retificador MLP

Quando a ponte retificadora é formada por interruptores controlados na entrada em condução e no desligamento, como transistores ou GTOs (Gate Turn-off thyristors), é possível se fazer um comando adequado 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. Tais circuitos estão mostrados na figura 3.35.

A ideia 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.

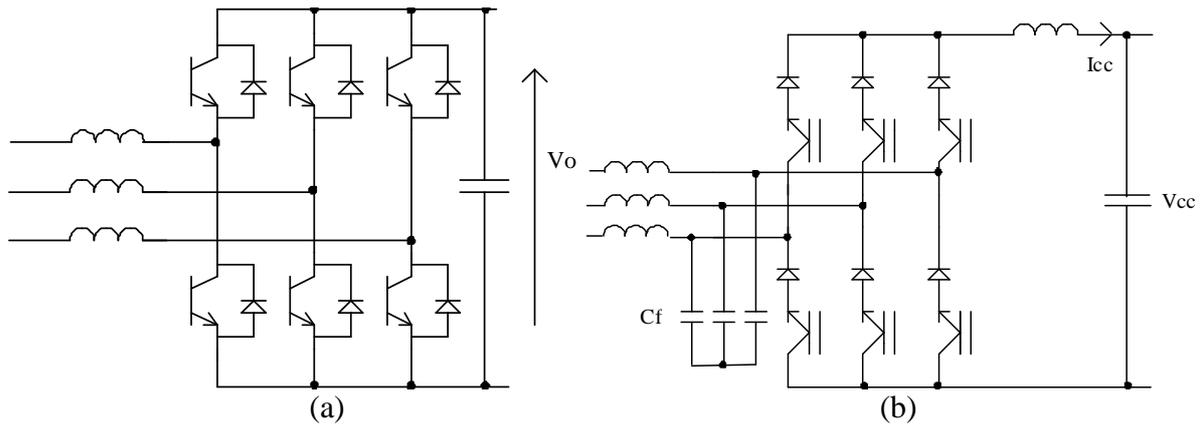


Figura 3.35 Topologias de conversores CA-CC trifásicos, operando em MLP, com saída em tensão (a) e em corrente (b).

A obtenção de uma saída que recupere a onda de referência é facilitada pela forma do espectro, como visto no capítulo anterior. Um filtro passa baixas com frequência de corte acima e 50/60 Hz é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa dos kHz.

3.8.1 Retificador tipo fonte de tensão

A figura 3.36 mostra formas de onda para um retificador monofásico, PWM, tipo fonte de tensão. O objetivo é manter regulada a tensão CC e, ao mesmo tempo, absorver uma corrente senoidal e em fase com a tensão (resultando fator de potência unitário). Essa é a mesma estratégia usada nos retificadores a diodo com correção de fator de potência, apresentados no início do presente capítulo.

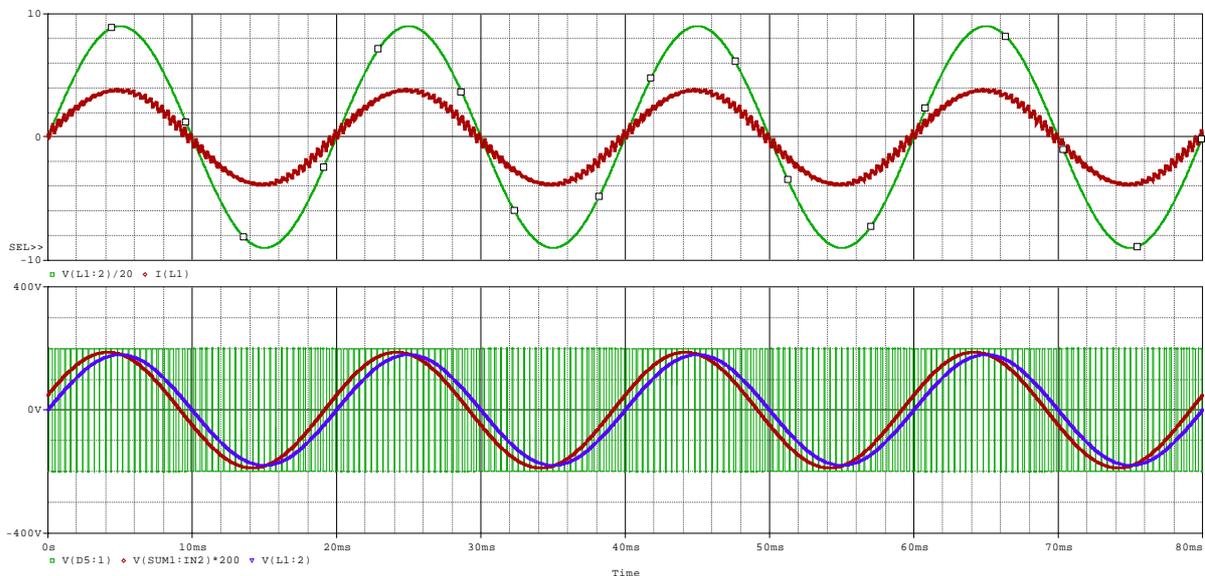
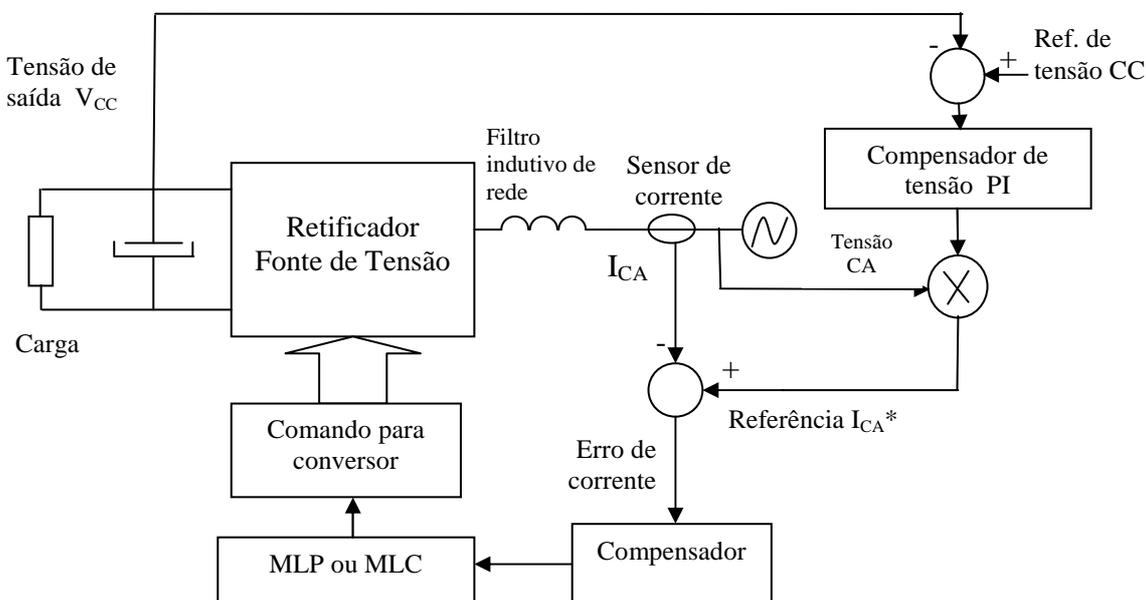


Figura 3.36 Formas de onda de retificador PWM monofásico tipo fonte de tensão. Acima: Tensão e corrente na fonte. Abaixo: referência (vermelho), fonte (azul) e PWM (verde).

A figura 3.37 mostra uma possível implementação para o controle de um retificador tipo fonte de tensão, ou seja, com um capacitor no lado CC e indutores no lado CA.

Essa é uma possível estratégia de controle, denominada, síntese de carga resistiva, na qual a forma de onda da corrente copia a forma de onda da tensão, tendo sua amplitude ajustada pelo regulador de tensão da saída.



Indutância de acoplamento: 40 mH
 $V_{cc} = 200\text{ V}$
 $V_{\text{rede}} = 180\text{ V (pico)}$
 $V_{\text{ref.}} = 188\text{ V (pico)}$
 $\delta = +15^\circ$

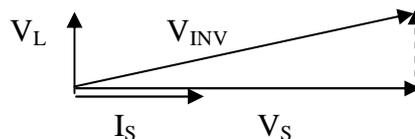


Figura 3.37 Possível estrutura de controle de retificador PWM e diagrama fasorial para resultar I_s em fase com V_s , conhecida a reatância de acoplamento, a corrente necessária e a tensão da rede.

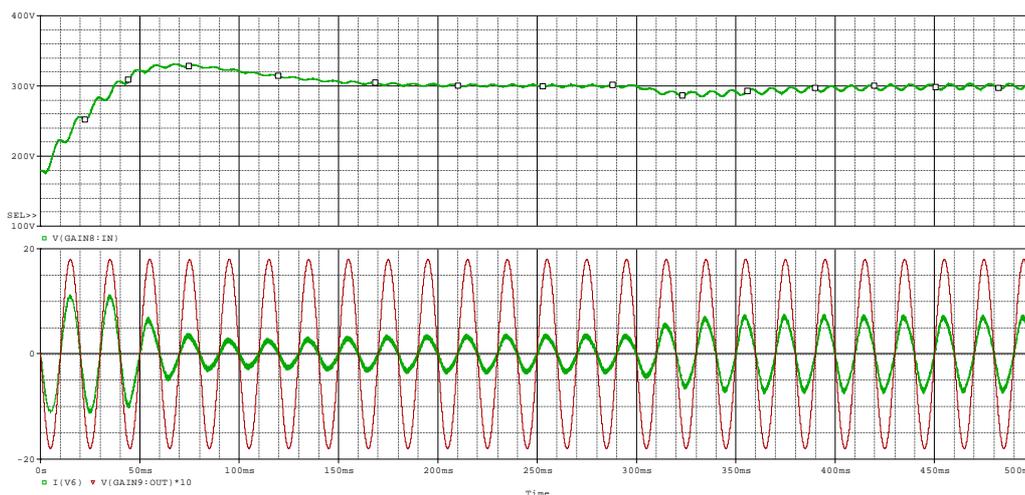


Figura 3.38 Resposta dinâmica do controlador à variação de carga. Tensão CC inicial: 180V. Ref. de tensão: 300V. Aumento de carga (100%) em 300 ms. Regulador PI de tensão e controle por histerese.

3.8.2 Retificador tipo fonte de corrente

A figura 3.39 mostra um retificador PWM trifásico no qual a saída apresenta uma corrente CC, a qual deve ser regulada, de modo a manter a tensão V_o no valor desejado.

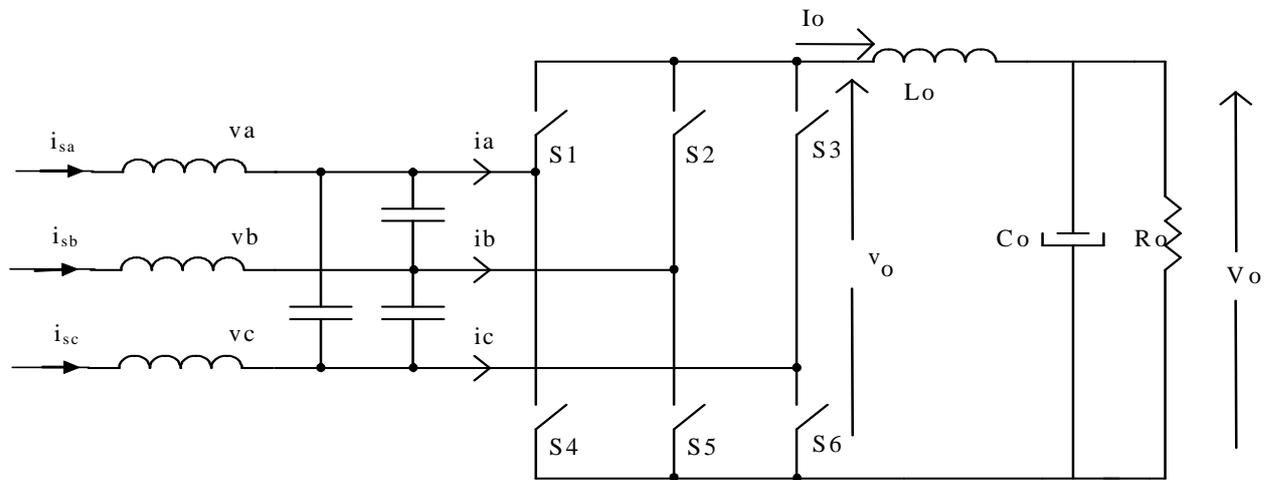


Figura 3.39 Topologia do conversor CA-CC trifásico, operando em MLP, com saída de corrente.

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 têm forma retangular, com amplitude dada pela corrente CC e largura determinada pela lei de modulação dos interruptores, como ilustra a figura 3.40. Simultaneamente haverá corrente apenas por 2 das 3 fases, uma vez que se 2 interruptores de uma mesma semiponte conduzirem se colocaria em curto 2 das fases, como se pode concluir da figura 3.39. 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 interruptores.

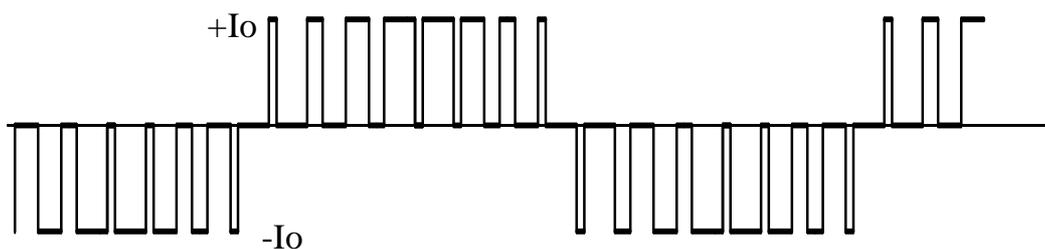


Figura 3.40 Forma de onda instantânea das correntes no lado CA.

A figura 3.41 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} .

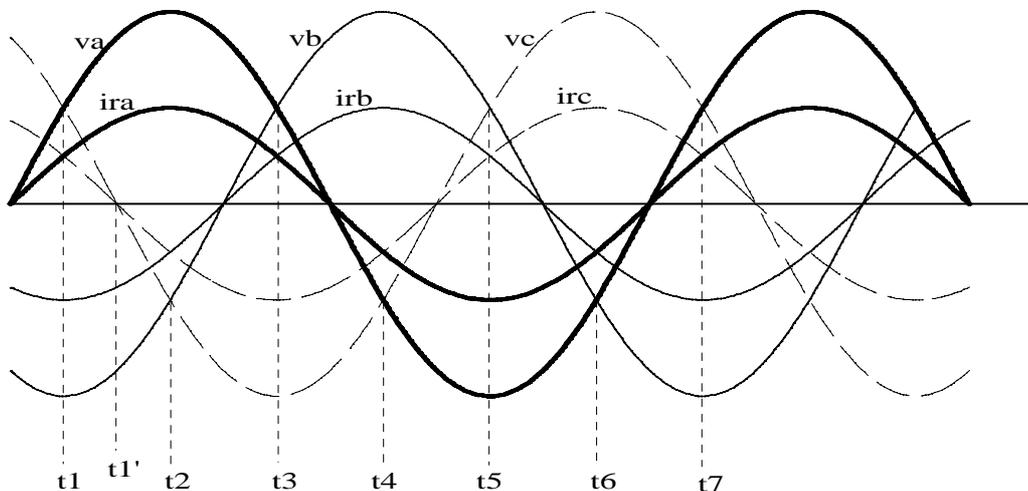


Figura 3.41 Tensões de entrada e referência de corrente.

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 3.42 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, $\delta_a > \delta_b$.

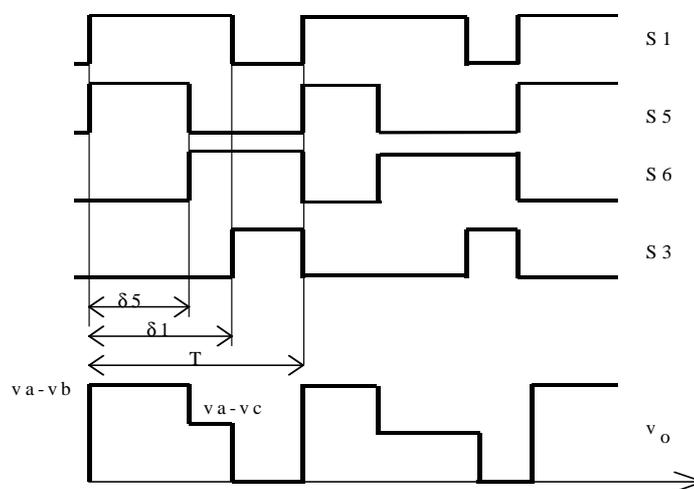


Figura 3.42 Sinais de comando para os interruptores e tensão instantânea no lado CC.

3.8.2.1 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:

$$\begin{aligned} i_a &= (x_1 - x_4) \cdot I_o \\ i_b &= (x_2 - x_5) \cdot I_o \\ i_c &= (x_3 - x_6) \cdot I_o \end{aligned} \quad (3.18)$$

A tensão instantânea no lado CC é:

$$v_o = (x_1 - x_4) \cdot v_a + (x_2 - x_5) \cdot v_b + (x_3 - x_6) \cdot v_c \quad (3.19)$$

Desprezando as componentes de alta frequência no espectro de $x(t)$, as equações (3.18) e (3.19) podem ser rescritas como:

$$\begin{aligned} i_a &= (m_1 - m_4) \cdot I_o \\ i_b &= (m_2 - m_5) \cdot I_o \\ i_c &= (m_3 - m_6) \cdot I_o \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$v_o = (m_1 - m_4) \cdot v_a + (m_2 - m_5) \cdot v_b + (m_3 - m_6) \cdot v_c \quad (3.21)$$

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

$$\begin{aligned} x_4 &= 0 \\ x_2 &= 0 \\ x_3 &= \bar{x}_1 \\ x_6 &= \bar{x}_5 \end{aligned} \quad (3.22)$$

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):

$$\begin{aligned} m_1 &= M \cdot \sin(\omega t) \\ m_3 &= 1 - m_1 = 1 - M \cdot \sin(\omega t) \\ m_5 &= -M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ m_6 &= 1 - m_5 = 1 + M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ m_4 &= m_2 = 0 \end{aligned} \quad (3.23)$$

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

De (3.20) e (3.23) tem-se:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t) \\
 i_b &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\
 i_c &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

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:

$$v_o = M \cdot [v_a \cdot \sin(\omega t) + v_b \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)] = \frac{3 \cdot V_p \cdot M}{2}
 \tag{3.25}$$

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.

3.8.2.2 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_r , devem estar defasadas das tensões de uma fase adequada, ϕ . As equações das correntes não sofrem alterações, enquanto a tensão CC passa a ser expressa por:

$$v_o = \frac{3 \cdot V_p \cdot M}{2} \cdot \cos\phi
 \tag{3.26}$$

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 3.43 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.

3.8.2.3 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° , o inversor só trabalha com energia reativa. Se a fase for menor do que 90° , 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° 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.

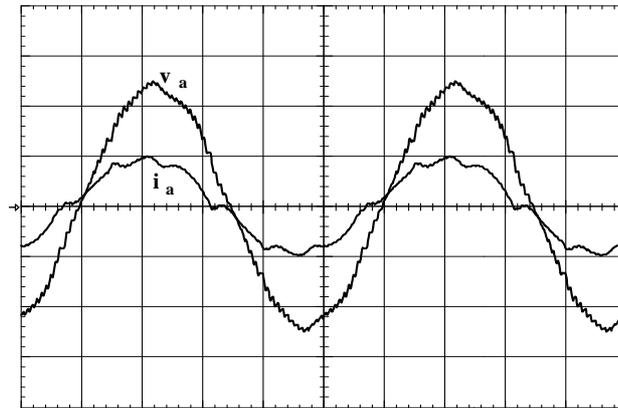


Figura 3.43 Tensão (40V/div) e corrente (10A/div) de entrada. Horiz.: 4ms/div.

3.8 Referências bibliográficas

Crestani, M. “Com uma terceira portaria, o novo fator de potência já vale em abril”. *Eletricidade Moderna*, ano 22, n^o 239, fevereiro de 1994.

International Electrotechnical Commission: IEC 61000-3-2: “Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current < 16 A per phase)”. 1999.

EN 61000-3-2:2006+A2:2009. It is identical to IEC 61000-3-2:2005, incorporating amendments 1:2008 and 2:2009. It supersedes, BS EN 61000-3-2:2006 which was withdrawn on 1 July 2012.

IEEE Std. 519 "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems". Edition Oct. 1991.

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.

Mohan, Undeland & Robbins, “Power Electronics”, IEEE Press, 2nd Edition, 1995.