

## Capítulo 1: Histórico, Motivações e Revisão Bibliográfica

*“Não existe argumento científico ou comercial que possa justificar o uso de alta-tensão e de correntes alternadas. Elas são empregadas apenas para reduzir investimentos em fios de cobre e imóveis. Eu tenho sempre me oposto ao uso da alta-tensão e da corrente alternada na iluminação elétrica, não somente por causa do perigo, mas também devido à sua inconfiabilidade e inconveniência para qualquer sistema de distribuição”.*

Thomas Alva Edison (1847, 1931)

### 1.1. Apresentação

Este capítulo inicial tem como objetivo definir e situar historicamente a questão do Fator de Potência de equipamentos eletrônicos. Como o conceito de “Fator de Potência” remonta ao início da implantação de sistemas elétricos em corrente alternada, é apresentada uma rápida revisão histórica da utilização comercial da eletricidade, mostrando a implantação inicial desses sistemas. Em seguida, define-se matematicamente o Fator de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica no contexto dos circuitos elétricos, juntamente com uma análise da importância desses parâmetros na qualidade do sistema elétrico.

Voltando-se então para os equipamentos eletrônicos alimentados pela rede elétrica de corrente alternada, são citadas as principais normas técnicas referentes Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica no tocante a tais equipamentos.

Na seqüência, apresentam-se as principais alternativas para elevação do Fator de Potência em retificadores trifásicos, através de uma revisão da bibliografia recente sobre o assunto.

### 1.2 Fundamentos Históricos [1,2]

O progresso da civilização no presente século está intimamente ligado ao processo

de geração, transmissão e utilização da energia elétrica. As primeiras instalações elétricas que se tornaram comercialmente viáveis foram feitas em 1882 por Thomas Alva Edison na cidade de Nova York, e eram primariamente destinadas à iluminação pública e doméstica, em substituição ao gás. O sucesso do empreendimento demonstrou a possibilidade da exploração comercial da energia elétrica, anunciada na ocasião como elemento de conforto pessoal e maior segurança que os lampiões à gás. Não obstante o impacto causado pela sua instalação, este sistema, tendo sido implantado com dínamos que geravam corrente contínua, fazia com que as quedas de tensão nos fios transmissores obrigasse a se instalarem tais dínamos a uma distância relativamente próximas dos consumidores, fato que limitava a expansão da rede de atendimento. No caso do sistema que Edison instalou em Nova York, os primeiros dínamos ficavam em uma instalação às margens do Rio Hudson. Os dínamos eram acionados por máquinas à vapor, sendo que a instalação às margens do Rio Hudson justificava-se unicamente pela facilidade de transporte do carvão que alimentava as caldeiras. Em contrapartida, Werner von Siemens, em uma exposição industrial realizada em Frankfurt, na Alemanha, em 1891, mostrou a conveniência da associação da geração hidráulica de energia elétrica com sistemas funcionando com corrente alternada. A partir de alternadores instalados no Rio Neckar, foi demonstrada na ocasião a possibilidade de transmissão da energia elétrica a grandes distâncias, já que até o local da exibição eram 176 km de distância. A linha de alta-tensão implementada tinha tensão da ordem de 15 kV, com frequência de 25 Hz, sendo que um transformador reduzia a tensão para 110 V no pavilhão de exposições, onde foram realizadas demonstrações do funcionamento de lâmpadas e motores com a energia proveniente do “distante” rio.

Nos Estados Unidos a proposta de sistemas elétricos em corrente alternada demorou algum tempo para ser adotada, principalmente pela obstinada resistência de Edison ao novo sistema. As objeções de Edison ficaram evidentes na polêmica criada quando da implantação do sistema de metrô em Nova York, onde a empresa de George Westinghouse propunha a instalar trens subterrâneos dotados de motores em corrente alternada. Por trás dessa proposta havia a figura do cientista de origem croata Nikola Tesla, que ao emigrar para os Estados Unidos havia trabalhado inicialmente com Edison e, posteriormente, foi contratado por Westinghouse. Graças à simplicidade e alta eficiência demonstrada pelo motor de indução à corrente alternada, patenteado por Tesla, a corrente alternada surgia como uma alternativa muito interessante para a tração elétrica e futura substituição de máquinas a vapor em atividades industriais. De posse de um documento que lhe dava exclusividade na cidade de Nova York no fornecimento de

iluminação elétrica, Edison conseguiu restringir as instalações de Westinghouse apenas ao acionamento elétrico do metrô. Desse modo, durante alguns anos, dois sistemas elétricos conviveram em Nova York: um, em corrente contínua e operado por Edison, alimentava as lâmpadas nas ruas, lojas e residências; o outro sistema, em corrente alternada e de propriedade de Westinghouse, alimentava os trens do metrô — mas não as lâmpadas das estações. Em 1910, no entanto, o sistema elétrico em corrente alternada trifásico acabou sendo adotado como padrão na América do Norte [1] sendo depois estendido a outros países, principalmente devido às vantagens da transmissão de energia a grandes distâncias em alta tensão.

A análise matemática dos sistemas de corrente alternada, no entanto, era praticamente impossível até os trabalhos de Karl August Rudolf Steinmetz (ou Charles Proteus Steinmetz, nome que adotou após ter emigrado para os Estados Unidos). Ironicamente Steinmetz, assim como Tesla, começou a trabalhar nos Estados Unidos como consultor da empresa General Electric, fundada por Edison. A partir de 1893 [2] e ao longo de 25 anos, Steinmetz propôs e desenvolveu um método de descrição de circuitos em corrente alternada utilizando números complexos, exposto em uma série de artigos e livros. Graças a este método simbólico, foi possível um melhor entendimento dos fenômenos físicos da corrente alternada e, conseqüentemente, sua expansão em todo o mundo

### 1.3. Fator de Potência em Cargas Lineares

Considera-se inicialmente uma fonte de tensão que obedece, em regime permanente, uma função senoidal conforme a Equação 1-1:

$$v(t) = V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 1-1}$$

Se a tal fonte de tensão for conectado um elemento genérico de características lineares, uma corrente alternada fluirá por este elemento obedecendo a Equação 1-2:

$$i(t) = I \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad \text{Eq. 1-2}$$

Tem-se, frente ao exposto, a representação das funções apresentadas nas Equações 1-1 e 1-2 na Figura 1-1.

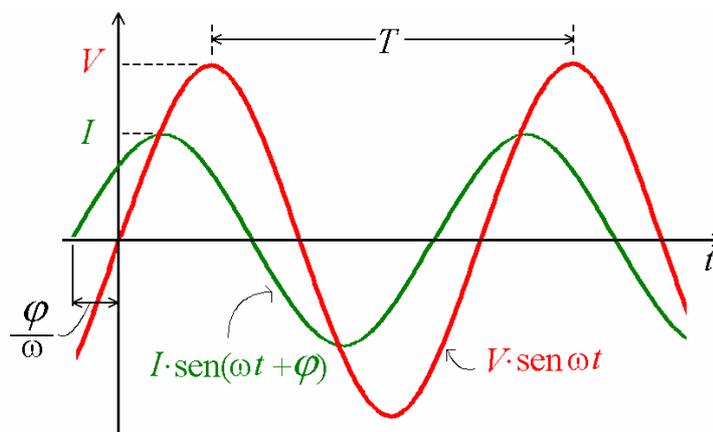


Figura 1-1: Tensão e corrente através de um elemento linear genérico de circuito.

É comum dizer, examinando-se a Figura 1-1, que a corrente está **adiantada** de um ângulo  $\varphi$  em relação à tensão, pois a amplitude máxima  $I$  da corrente é atingida em um instante **anterior** àquele no qual a tensão atinge a sua amplitude máxima  $V$ . De forma análoga, a corrente estaria **atrasada** de um ângulo  $\varphi$  em relação à tensão na situação em que a amplitude máxima  $I$  da corrente fosse verificada em um instante **posterior** àquele no qual a tensão atinge a sua amplitude máxima  $V$ . A corrente **adiantada** indica que a impedância do circuito é **capacitiva**, enquanto que a corrente **atrasada** é característica de uma impedância de natureza **indutiva** [1].

Por outro lado, através de uma comparação entre a potência dissipada em um resistor ligado a uma fonte de tensão contínua e a potência dissipada no mesmo resistor quando conectado a uma fonte de tensão alternada senoidal, surge a definição de **valor eficaz** ou **valor rms** (*root mean square*, ou raiz média quadrática) de uma corrente alternada por meio da Equação 1-3:

$$I_{rms} = \frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt \quad \text{Eq. 1-3}$$

Supondo ser a corrente uma função senoidal pura como mostrada na Equação 1-2, ao se aplicar a Equação 1-3 tem-se como resultado o **valor eficaz da corrente senoidal** mostrado na

Equação 1-4:

$$I_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad \text{Eq. 1-4}$$

De modo análogo, o **valor eficaz da tensão alternada senoidal** é dada pela Equação 1-5:

$$V_{rms} = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad \text{Eq. 1-5}$$

A **potência média**, expressa em *watt* (W) e dissipada em um elemento genérico que se acha conectado a uma fonte de tensão alternada, é definida na Equação 1-6:

$$P = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) \cdot v(t)] dt} \quad \text{Eq. 1-6}$$

Substituindo as Equações 1-1 e 1-2 na Equação 1-6 e levando em conta as definições de valores eficazes das Equações 1-4 e 1-5, chega-se à Equação 1-7, que exprime a **potência ativa** dissipada num elemento linear de circuito ligado à uma fonte de tensão alternada senoidal:

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\varphi) \quad \text{Eq. 1-7}$$

É comum se representar graficamente a **potência ativa** e o ângulo  $\varphi$  por meio de um triângulo retângulo, conforme visto na Figura 1-2. Nesta figura, a **potência ativa**, já definida pela Equação 1-7, é o cateto adjacente ao ângulo  $\varphi$ , sendo a hipotenusa  $S$  definida como a **potência aparente** do circuito, conforme a Equação 1-8:

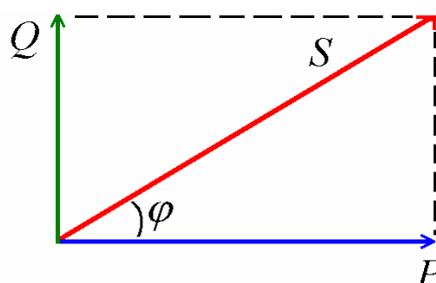


Figura 1-2: Triângulo de Potências.

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad \text{Eq. 1-8}$$

O outro cateto da Figura 1-2, representado por  $Q$ , é a **potência reativa**, dada pela Equação 1-9:

$$Q = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \text{sen}(\varphi) \quad \text{Eq. 1-9}$$

Chega-se então à definição clássica de **Fator de Potência** (FP), como a relação entre a potência ativa e a potência aparente de um circuito. Ou seja:

$$FP = \frac{P}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \cos \varphi \quad \text{Eq. 1-10}$$

O ângulo  $\varphi$  é chamado de **ângulo de deslocamento** e seu co-seno de **Fator de Deslocamento**. Neste caso particular, o **Fator de Deslocamento** é numericamente igual ao **Fator de Potência**.

### 1.4. Fator de Potência de Equipamentos Eletrônicos

Supõe-se agora que conecta-se ao sistema trifásico de tensões alternadas senoidais um circuito não linear, de forma que a corrente que é drenada à rede não mais acompanha uma função senoidal. O típico exemplo de um circuito não linear é um equipamento eletrônico, que usualmente conterà uma fonte de alimentação destinada a converter a energia disponível em corrente alternada para corrente contínua (**circuito retificador** ou **conversor AC-DC**). Considere-se, por exemplo, o circuito representado na Figura 1-3, constituindo-se em um retificador trifásico de onda completa básico com seis diodos conectados em “ponte de Graetz” e filtro de saída capacitivo.

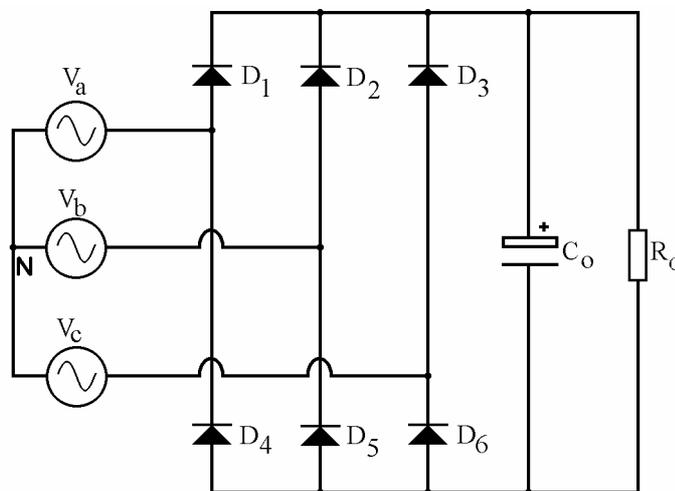


Figura 1-3: Circuito Retificador Trifásico Básico.

Devido a sua simplicidade e baixo custo, este conversor AC-DC é a opção mais utilizada como estágio de entrada de equipamentos eletrônicos de alta potência. Na Figura 1-3,  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  representam a rede trifásica, com o ponto neutro  $N$ . A retificação da corrente é feita pelos diodos  $D_1...D_6$ . Para reduzir a ondulação da tensão de saída, um conjunto de capacitores eletrolíticos de valor elevado, representado na Figura 1-3 como  $C_o$ , é normalmente conectado à saída retificada, em paralelo com a carga  $R_o$ . O circuito comporta-se, sob o ponto de vista da rede elétrica, como uma carga não linear, sendo a corrente drenada à rede tipicamente da forma mostrada na Figura 1-4, onde é evidente a forma não—senoidal da corrente.

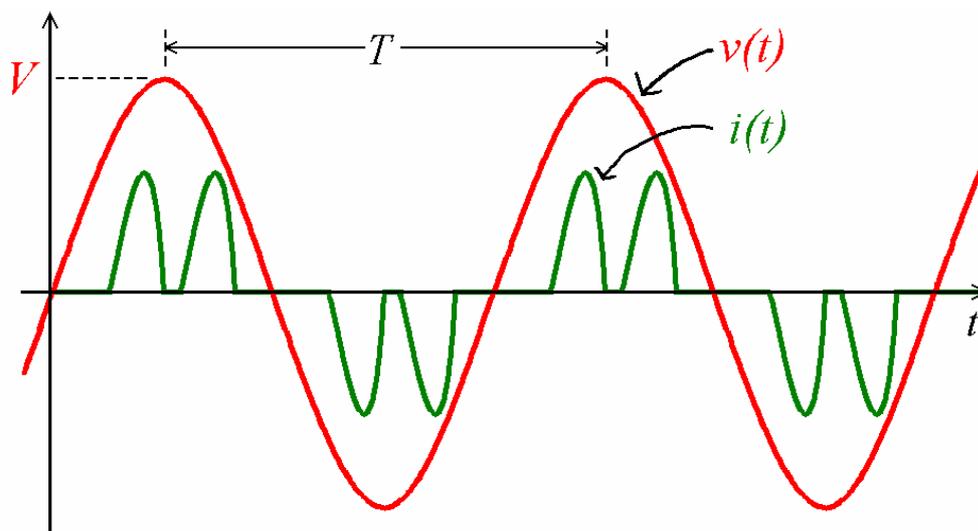


Figura 1-4: Formas de Onda de Tensão e Corrente típicas para o Retificador Trifásico Básico.

Pode-se, no entanto, exprimir qualquer sinal periódico como uma soma de sinais senoidais, através de uma Série de Fourier. Seja, então, a corrente drenada de uma das fases pelo retificador da Figura 1-3 descrita pela somatória de termos harmônicos da Equação 1-11, onde  $I_n$  refere-se a  $n$ -ésima componente harmônica e  $\varphi_n$  ao ângulo de defasamento dessa  $n$ -ésima componente em relação à tensão senoidal.

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(\omega_n t + \varphi_n) \quad \text{Eq. 1-11}$$

Para o cálculo da **potência ativa** suprida pela fonte de tensão, apenas a primeira componente da série harmônica descrita pela Equação 1-11 é levada em conta, pois é a única que tem frequência igual à frequência da fonte de tensão senoidal. Ou seja, a Equação 1-7 da potência ativa, anteriormente mostrada para uma carga linear, no caso de cargas não—lineares deve ser adaptada na forma da Equação 1-12:

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms(1)} \cdot \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-12}$$

Neste caso, o ângulo de defasamento  $\varphi_1$  refere-se ao defasamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente (chamada de **componente fundamental**). Aplicando-se agora a definição de Fator de Potência introduzida pela Equação 1-10, tem-se:

$$FP = \frac{V_{rms} \cdot I_{rms(1)} \cdot \cos(\varphi_1)}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad \text{Eq. 1-12}$$

ou, simplificando:

$$FP = \frac{I_{rms(1)} \cdot \cos(\varphi_1)}{I_{rms}} \quad \text{Eq. 1-13}$$

É importante ressaltar que na Equação 1-13, assim como nas demais equações que se seguem, supõe-se que a tensão é descrita por uma função senoidal pura.

Por outro lado, usando-se a definição de **corrente eficaz** aplicada à série harmônica mostrada na Equação 1-11, chega-se a Equação 1-14:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(\omega_n t + \varphi_n) \right]^2 dt} \quad \text{Eq. 1-14}$$

Como os símbolos de integração e somatória podem ser permutados, tem-se:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T [I_n \cdot \text{sen}(\omega_n t + \varphi_n)]^2 dt \right\}} \quad \text{Eq. 1-15}$$

ou, de modo simplificado:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{rms(n)}^2} \quad \text{Eq. 1-16}$$

Destacando-se na somatória da Equação 1-16 o valor eficaz da primeira componente harmônica das demais componentes e colocando-se o resultado na Equação 1-13, resulta em:

$$FP = \frac{I_{rms(1)}}{\sqrt{I_{rms(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-17}$$

Invertendo-se o numerador e transferindo-o para o denominador, tem-se:

$$FP = \frac{1}{\frac{1}{I_{rms(1)}} \sqrt{I_{rms(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-18}$$

No denominador, passando a fração para o interior do radical, obtém-se:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{\frac{I_{rms(1)}^2}{I_{rms(1)}^2} + \frac{1}{I_{rms(1)}^2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-19}$$

Ou ainda, simplificando:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}{I_{rms(1)}^2}}} \quad \text{Eq. 1-20}$$

A **Taxa de Distorção Harmônica** (TDH) da corrente é definida pela Equação 1-21:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}}{I_{rms(1)}} \quad \text{Eq. 1-21}$$

Usando a definição de Taxa de Distorção Harmônica da Equação 1-21 na Equação 1-20, tem-se então uma nova expressão para o Fator de Potência através da Equação 1-22:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad \text{Eq. 1-22}$$

É conveniente uma comparação entre as duas expressões obtidas (Equações 1-10 e 1-22) para o Fator de Potência. A Equação 1-10 é válida para calcular o Fator de Potência quando se tem elementos lineares alimentados pela rede elétrica de corrente alternada, tais como resistores, indutores e capacitores, assim como para equipamentos que possam ser representados como associações de elementos lineares, tais como os motores elétricos. Já a Equação 1-22 é genérica, sendo aplicável tanto a elementos lineares como para elementos não lineares, tais como um conversor AC-DC. Isto posto, pode-se enumerar algumas considerações:

- Se uma carga com característica linear é conectada a uma fonte de tensão senoidal, o Fator de Potência é dado simplesmente pelo co-seno do ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente ( $\cos\varphi$ ), visto que tanto a corrente como a tensão são sinais senoidais. Na prática, o  $\cos\varphi$  de uma carga linear é uma grandeza facilmente medida, existindo instrumentos eletromecânicos apropriados para este fim. Tais instrumentos eletromecânicos são erroneamente conhecidos como “medidores de Fator de Potência”, pois na verdade o  $\cos\varphi$  só é numericamente igual ao Fator de Potência se a corrente for absolutamente senoidal ou, em outras palavras, se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente for nula.
- Quando uma carga de característica não—linear é ligada a uma fonte de tensão senoidal, o Fator de Potência passa a ser diretamente influenciado pela Taxa de Distorção Harmônica (TDH), pois a corrente resultante não será senoidal. É necessário, via de regra, efetuar uma análise harmônica da corrente, de modo a determinar o ângulo de defasamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente, juntamente com a medição da magnitude da TDH. Existem equipamentos eletrônicos especialmente projetados para esse tipo de medição. No entanto, uma vez que a série harmônica é infinita, há sempre um erro intrínseco na medida, visto que na prática os equipamentos limitam a análise a um certo espectro de frequências

conveniente.

- Se um medidor eletromecânico de  $\cos \varphi$  for usado para medição do Fator de Potência de um equipamento eletrônico com corrente não—senoidal, o resultado é imprevisível, pois não se pode antever com certeza qual será o comportamento do mecanismo para a faixa de frequências que compõe o sinal de corrente.

### 1.5. Fator de Potência e a Qualidade do Sistema Elétrico

A tarifação inicialmente proposta por Edison levava em conta unicamente o número de “velas” das lâmpadas instaladas em cada usuário, visto ter sido concebido primariamente para substituir o gás encanado na iluminação. Posteriormente, com o uso do mesmo sistema para alimentação de motores elétricos, tornou-se mais interessante medir o consumo de energia em *quilowatt-hora* (kW.h). Nos sistemas de corrente alternada logo observou-se que, dependendo da natureza da carga conectada, obtinha-se valores diferentes quando se media a potência através de um voltímetro e um amperímetro ou utilizando-se um wattímetro de bobinas duplas. Na verdade, supondo que as leituras do voltímetro e do amperímetro sejam os valores eficazes da tensão ( $V_{rms}$ ) e da corrente ( $I_{rms}$ ), a potência obtida a partir do produto dessas leituras é a **potência aparente** ( $S$ ), conforme a Equação 1-8. O resultado da leitura de um wattímetro, por outro lado, é a **potência ativa** ( $P$ ) do circuito, dada pela Equação 1-7.

Assim, se há um defasamento entre tensão e corrente, a potência ativa será menor que a potência aparente. Do mesmo modo, os medidores de energia convencionais farão a integração da **potência ativa** ao longo do período de faturamento. A empresa que gerencia o sistema elétrico, no entanto, é obrigada a transmitir pelos seus cabos a corrente eficaz ( $I_{rms}$ ) — e sofrer as perdas decorrentes dessa transmissão — independentemente do fato da carga produzir defasamento ou não. Ou seja, a cobrança do consumo de energia seria baseada apenas na potência ativa, mas os investimentos em geração e transmissão teriam que levar em conta a potência aparente. É obvio que tal situação é comercialmente inconveniente, de modo que logo se determinou a necessidade de se aproximar tanto quanto possível os valores de potência aparente e potência ativa dos consumidores. Ou seja, é conveniente ter-se o Fator de Potência tão próximo da unidade quanto possível. A maioria das empresas de energia elétrica realiza medições do Fator de Deslocamento ( $\cos \varphi$ ) dos consumidores, estabelecendo limites mínimos a partir dos quais é cobrado um adicional ou multa. Muitas vezes tais medições são restritas a consumidores de grande porte, como indústrias ou edifícios comerciais, já que as instalações

residenciais normalmente representam pequena parcela na demanda total do sistema elétrico.

Durante muito tempo as cargas conectadas aos sistemas elétricos constituíam-se basicamente de lâmpadas de filamento, resistores de aquecimento, motores e reatores. Tais elementos tem características praticamente lineares, sendo a corrente resultante na maioria dos casos atrasada em relação à tensão, devido à predominância de elementos de natureza indutiva, como motores, transformadores e reatores no sistema elétrico. Como consequência, o Fator de Potência pode ser conduzido a um valor próximo à unidade através da conexão de capacitores em paralelo com as cargas, que adiantam a corrente em relação à tensão. Em sistemas de transmissão em tensão elevada, as próprias linhas de transmissão de longa distância tem natureza capacitiva, podendo ser utilizadas como meio de correção do Fator de Potência. Isto posto, pode-se de modo genérico afirmar que, se as cargas tiverem natureza linear, a correção do Fator de Potência resume-se a conectar de modo conveniente elementos reativos — capacitores ou reatores, conforme o caso — de modo a compensar o ângulo de deslocamento. Com o mesmo objetivo, motores síncronos podem ter sua corrente de excitação ajustada de modo a que se apresentem ao sistema elétrico como cargas capacitivas ou indutivas, servindo como elementos de compensação do Fator de Potência.

Esta situação, no entanto, tem mudado nos últimos anos. A partir do desenvolvimento de equipamentos eletrônicos, o número de cargas com características não—lineares nos sistemas elétricos tem sido crescente. Conforme já citado, uma vez que os circuitos eletrônicos são alimentados por tensões contínuas, sua conexão ao sistema elétrico se dá por meio de conversores AC-DC com diversas configurações. No caso mais simples, usualmente utilizado em equipamentos de entretenimento, o conversor AC-DC é um simples retificador a diodos; equipamentos industriais de grande porte utilizam retificadores trifásicos, com diodos ou tiristores. Devido a crescente preocupação com a eficiência e com a disponibilidade de dispositivos semicondutores de alta velocidade e potência, as fontes chaveadas estão sendo cada vez mais empregadas. Todos estes dispositivos possuem em comum a característica de drenarem da rede elétrica correntes não—senoidais, sendo consideradas cargas não—lineares. Conforme estabelecido na Equação 1-22, nestes casos a medição do Fator de Potência deve levar em conta, além do co-seno do ângulo de defasamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente, o valor da Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente não—senoidal presente na entrada do equipamento.

As correntes com elevado conteúdo harmônico que caracterizam as cargas não—

lineares provocam uma série de problemas na rede elétrica e em seus usuários. Entre eles, cita-se:

- Elevação dos investimentos em geração e transmissão.
- Discordância das demandas ativa e aparente do sistema elétrico, dificultando seu gerenciamento.
- Erros introduzidos em equipamentos de medição e proteção.
- Distorção da tensão de alimentação, podendo ocasionar problemas em outros equipamentos conectados ao mesmo sistema, no próprio usuário ou em usuários vizinhos.
- Elevação do potencial do “neutro” dos sistemas trifásicos, causando problemas de proteção.
- Interferências em sistemas de comunicação e de processamento de dados.

Devido aos vários problemas citados, tem havido ultimamente bastante atenção à limitação do conteúdo harmônico na corrente solicitada à rede por equipamentos eletrônicos. Por parte das empresas de energia elétrica, a medição do Fator de Potência é um instrumento valioso, já que um valor elevado da Taxa de Distorção Harmônica da corrente elétrica será denunciado por um baixo valor do FP. Também organismos internacionais de normalização tem lançado normas que especificam diretamente o valor do Fator de Potência, ou limitam os valores das principais componentes harmônicas que podem estar presentes na corrente de entrada dos equipamentos eletrônicos. O resultado é uma tendência, a nível mundial, de substituir os conversores AC-DC tradicionais por novos circuitos, que apresentem menor Taxa de Distorção Harmônica da corrente e, conseqüentemente, Fator de Potência mais próximo da unidade.

### **1.6. Normas Técnicas**

As primeiras tentativas de normas técnicas no sentido de se limitar os níveis de distorção harmônica na corrente de entrada dos equipamentos conectados à rede elétrica foram feitas na Europa. A CENELEC (*Commission Européen pour la Normalisation Eléctrique*) apresentou em 1975 a norma EN50006, que foi adotada por 14 países europeus. A partir de 1982, esta norma foi substituída pela norma da IEC (*International Electrotechnical Commission*) de número 555. Em 1991, a revisão IEC 555-2 foi adotada como norma européia pela CENELEC [3]. Esta norma tem importância mundial, já que nem nos Estados Unidos há norma equivalente acerca do assunto. O Brasil é signatário da IEC, mas até o momento a norma IEC 555-2 não se encontra oficialmente adotada no país. No entanto o crescente empenho dos

principais fabricantes de equipamentos em tentar exportar seus produtos para os países da Comunidade Européia tem despertado o interesse em buscar atender a norma IEC 555-2, como já fazem os fabricantes de outros países.

Encontra-se na parte 2 da norma IEC 555-2 limites máximos das componentes harmônicas da corrente de entrada de equipamentos eletrônicos alimentados pela rede AC de 50 Hz e 60 Hz, com tensão de entrada de 220 V até 415 V, para corrente eficaz até 16 A. Supondo-se alimentação em 220 V, tal norma se aplica portanto para equipamentos até 3520 V.A. Na Tabela 1-1 tem-se os limites máximos das componentes harmônicas, conforme citado na norma IEC 555-2, parte 2 [4].

*Tabela 1-1: Valores Máximos das Componentes Harmônicas da Corrente de Entrada, conforme definidos na norma IEC 555-2 de 1990 [4], para tensão de alimentação de 230 V. Os valores relativos são válidos para potência superior a 200 W e inferior a 300 W. Os valores limites são correntes eficazes.*

Ordem da Harmônica ( $n$ )	Valor Limite da Corrente Relativa [mA/W]	Valor Limite da Corrente Absoluta [A]
2	1,0	0,30
3	3,6	1,08
4	0,5	0,15
5	2,0	0,60
7	1,5	0,45
9	1,0	0,30
$11 \leq n \leq 39$	$0,6 \cdot \frac{11}{n}$	$0,18 \cdot \frac{11}{n}$

No caso em que o equipamento é alimentado por uma tensão diferente de 230 V, o valor máximo de cada harmônica deve ser recalculado através da Equação 1-23:

$$I_{\max(n)V_x} = I_{\max(n)} \cdot \frac{230}{V_x} \quad \text{Eq. 1-23}$$

Na Equação 1-23 tem-se:

$V_x$  : Tensão de alimentação do equipamento;

$I_{\max(n)}$  : Valor limite da  $n$ -ésima componente harmônica, obtido da Tabela 1-1;

$I_{\max(n)V_x}$  : Novo valor limite da  $n$ -ésima componente harmônica para a tensão  $V_x$ .

A norma IEC 555-2 tem sido objeto de várias revisões. Na revisão de setembro de 1992 foram propostos novos limites para as componentes harmônicas, aplicáveis para equipamentos que possuem potência de entrada superior a 50 W, conforme mostrado na

Tabela 1-2. Esta revisão entrou em vigor em 1995, sob a denominação IEC 555-4 [5].

*Tabela 1-2: Valores Máximos das Componentes Harmônicas ímpares da Corrente de Entrada, conforme definidos na revisão de setembro de 1992 da nova recomendação IEC 555-4. Os valores relativos são válidos para potência de entrada superior a 50 W e inferiores a 600 W. Os valores limites são correntes eficazes.*

Ordem da Harmônica ( $n$ )	Valor Limite da Corrente Relativa [mA/W]	Valor Limite da Corrente Absoluta [A]
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
13 e superior	extrapolar linearmente: $\frac{3,85}{n}$	$0,15 \cdot \frac{13}{n}$

Nos Estados Unidos, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) possui uma hierarquia de regulação crescente de documentos, iniciando em *Guide*, seguindo *Recommended Practice* e finalizando em *Standard*. Em 1981 foi lançada o documento IEEE 519, na forma de *Guide*, contendo limites de níveis das componentes harmônicas presentes na corrente de entrada de consumidores, bem como da distorção da tensão entregue pela empresa de energia. Tal documento sofreu revisão e foi elevada à categoria de *Recommended Practice* em 1986, aumentando sua abrangência [6]. Tais recomendações, no entanto, não se aplicam a equipamentos individuais, pois leva em conta apenas o nível global de distorção de uma instalação, medida no ponto de conexão do consumidor à rede de distribuição. A Tabela 1-3 resume os valores limites para a distorção da corrente, em porcentagem da fundamental, de acordo com a recomendação IEEE 519, para alimentação abaixo de 69 kV.

Ainda segundo a recomendação IEEE 519, as componentes harmônicas de ordem par são limitadas a 25 % dos valores citados na Tabela 1-3. Observe-se ainda que a relação  $I_{sc}/I_L$  refere-se à corrente de curto-circuito disponível no ponto de entrada do consumidor, dividida pela média das correntes de demanda máxima da instalação, média esta obtida ao longo de pelo menos doze meses de medição. O parâmetro TDD é a taxa de distorção harmônica, em porcentagem da máxima corrente de demanda da instalação.

*Tabela 1-3: Valores Máximos das Componentes Harmônicas ímpares da Corrente presente na entrada de Consumidor, conforme a recomendação IEEE 519 [6].*

$I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 a 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 a 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Comparando-se a recomendação IEEE 519 com a norma IEC 555-2, observa-se uma divergência de enfoque bastante importante. A norma IEC 555-2 trata especificamente de equipamentos, com especial ênfase aos de pequeno porte. Desta forma, está protegendo o usuário e ao mesmo tempo a rede elétrica. No entanto, nada é feito no sentido de restringir os efeitos de grandes cargas não—lineares, devido à limitação da corrente de entrada dos equipamentos em 16 A. Isso implica em uma faixa de potência até 3,6 kVA nos equipamentos europeus, alimentados em 230 V. Em contraste, a recomendação IEEE 519 preocupa-se primordialmente com o efeito do conjunto das cargas não—lineares de um determinado consumidor sobre os consumidores vizinhos ligados à mesma rede de distribuição, citando inclusive os níveis máximos de distorção admissível na tensão. Como os valores da Tabela 1-3 levam em conta a potência de curto-circuito da rede de alimentação, a aplicação da recomendação IEEE 519 é mais complexa que a da norma IEC 555-2. É porém manifesta a maior responsabilidade na recomendação do IEEE sobre os consumidores de grande porte. A nova norma IEC 555-4, por outro lado, não possui mais o limite de 16 A da IEC 555-2, aumentando portanto sua abrangência e aproximando-a da filosofia da recomendação IEEE 519 no sentido de proteger o sistema elétrico dos problemas causados por cargas não—lineares de potência elevada.

## 1.7. Algumas Soluções para Elevação do Fator de Potência em Retificadores

### Trifásicos

#### 1.7.1. Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado AC

O circuito retificador trifásico básico com seis diodos em “ponte de Graetz” e filtro de saída capacitivo foi apresentado na Figura 1-3. A corrente de entrada desse tipo de retificador, mostrada na Figura 1-4, apresenta Taxa de Distorção Harmônica superior a 76 %, resultando em um Fator de Potência do circuito de aproximadamente 0,7 [7], dependendo da indutância da linha de alimentação elétrica.

Uma solução para Elevação do Fator de Potência em Retificadores Trifásicos na qual

utiliza-se apenas elementos passivos é representada na Figura 1-5, através da introdução de três indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , cada qual em série com uma das fases de alimentação do circuito. Além de significativo aumento no Fator de Potência e diminuição da Taxa de Distorção Harmônica da corrente, os indutores atuam também no sentido de limitar a corrente no caso de eventuais curto—circuitos, protegendo os semicondutores e incrementando a confiabilidade do retificador. A ação dos indutores consiste basicamente em fazer com que a corrente de cada fase se apresente, diferentemente do que se viu na Figura 1-4, na forma de um pulso único a cada semi—período.

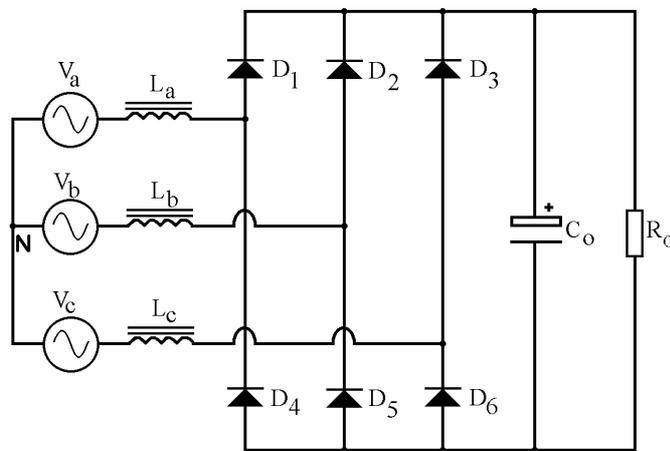


Figura 1-5: Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado AC.

Com o intuito de verificar a ação do filtro indutivo, foram realizadas algumas medições práticas em laboratório. A Figura 1-6 mostra as formas de onda da corrente de entrada e tensão fase—neutro de uma das fases de um retificador trifásico com potência de saída de 9,6 kW, usando filtro indutivo no lado AC. No caso, foram usados para  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  indutores com indutância de 1,9 mH, sendo o retificador alimentado pela rede trifásica com tensão de linha (tensão “fase—fase”) de 220 V. O capacitor de saída  $C_o$  tinha capacitância de 1000  $\mu$ F.

A análise harmônica da corrente mostrada na Figura 1-6 revela que a Taxa de Distorção harmônica é igual a 20,75 %, sendo que a primeira componente harmônica apresenta um ângulo de defasamento ( $\varphi_1$ ) de 22,62° em atraso em relação à tensão. Com estes dados experimentais, pode-se calcular o Fator de Potência do circuito através da Equação 1-22:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} = \frac{\cos(22,62^\circ)}{\sqrt{1 + (0,2075)^2}} = 0,9038 \quad \text{Cf. Eq. 1-22}$$

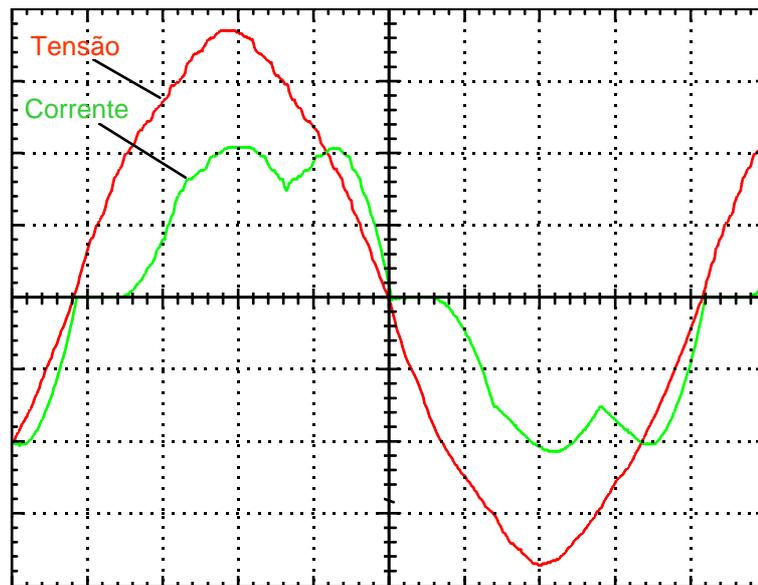


Figura 1-6: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação de um retificador trifásico com filtro indutivo no lado AC e potência de saída de 9,6 kW, alimentado pela rede trifásica de 220 V, 60 Hz.  
Escala: Tensão = 50 V/div.; Corrente = 20 A/div.; Tempo = 2 ms/div.

Com relação ao resultado obtido, deve-se ressaltar alguns pontos importantes:

- Não houve preocupação em se otimizar o valor da indutância adotada para os indutores conectados à entrada do circuito, visto ser o objetivo dessa medição simplesmente ter-se em mãos dados experimentais ausentes da literatura consultada. Algumas simulações realizadas em microcomputador mostraram que valores maiores de indutância reduzem ainda mais a Taxa de Distorção Harmônica da corrente.
- Nos casos em que se efetua somente a medição de modo errôneo do “Fator de Potência”, usando-se instrumentos de medição eletromecânicos, a solução citada provavelmente dará bons resultados. Por exemplo, no caso do circuito montado no laboratório, efetuou-se a medição da potência ativa, da corrente e da tensão na entrada do circuito, com o uso de instrumentos analógicos. Usando-se os dados obtidos na Equação 1-10, para potência de saída de 9,6 kW obtém-se um “falso Fator de Potência” igual a 0,915. O mesmo circuito, para potências de saída menores que 8 kW, apresenta o “falso Fator de Potência” superior a 0,92.
- Apesar da notável melhoria obtida em relação ao retificador trifásico básico, o valor da distorção harmônica é ainda elevado frente as normas técnicas citadas no item 1.6.

### 1.7.2. Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado DC

Uma solução muito adotada em acionamento elétrico consiste em um único indutor  $L_f$ , conectado na saída do retificador conforme a Figura 1-7. Em laboratório montou-se um retificador como o da Figura 1-7, usando-se um indutor de 1,9 mH para  $L_f$ . Para uma potência de saída de 8,4 kW, obteve-se Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada igual a 31,54 %, valor considerado elevado. No entanto, a primeira componente harmônica apresenta um ângulo de defasamento ( $\varphi_1$ ) de apenas  $2,37^\circ$  em atraso em relação à tensão que, com a Equação 1-22, permite calcular o Fator de Potência do circuito igual a 0,95. Também neste caso a medição do “*falso Fator de Potência*” com instrumentos analógicos conduz a um valor elevado, da ordem de 0,96. Apesar desses resultados favoráveis, há de se considerar dois aspectos que limitam o uso dessa solução:

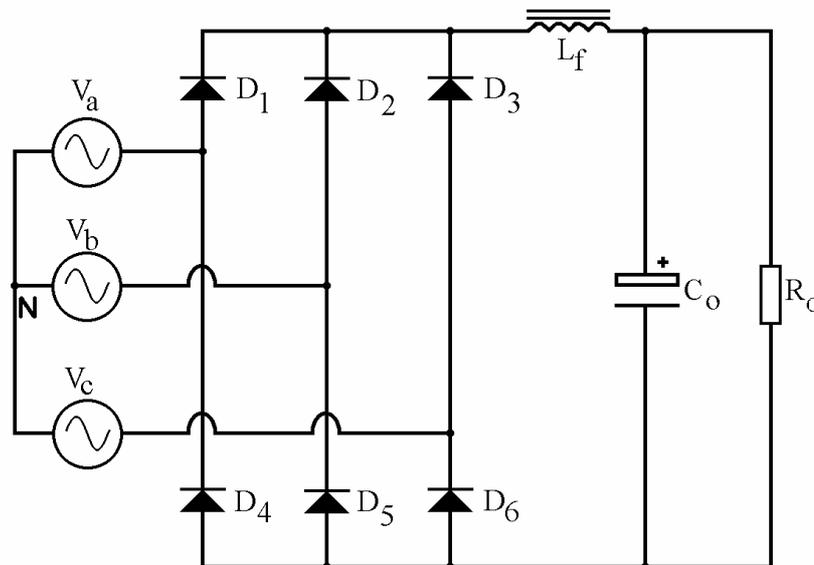


Figura 1-7: Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado DC.

- A Taxa de Distorção Harmônica da corrente, superior a 30 %, é incompatível com as restrições das normas citadas no item 1.6.
- Os enrolamentos do indutor  $L_f$ , devem ser dimensionados de modo que suportem a corrente máxima da carga e que o núcleo não se sature nesta situação. Tais requisitos produzem como resultado indutores de elevado peso e volume, o que pode se constituir em um problema quando se tem limitações do espaço físico a ser ocupado pela unidade retificadora.

Outras soluções semelhantes, apenas com elementos passivos, envolvem a colocação de circuitos formados por diferentes arranjos de indutores e capacitores na entrada do retificador trifásico, formando filtros sintonizados nas harmônicas a serem minimizadas. Na prática, estas

soluções são de difícil execução devido ao peso e volume de tais filtros e à influência da indutância do transformador, normalmente existente na entrada trifásica, nas impedâncias dos filtros.

### 1.7.3. Retificador Trifásico com Transformador Trifásico Auxiliar

Em [8] encontra-se uma interessante proposta para correção do Fator de Potência de retificadores trifásicos, empregando apenas elementos passivos. Conforme verifica-se na Figura 1-8, na saída do retificador tem-se dois capacitores idênticos  $C_a$  e  $C_b$  que produzem um ponto médio entre os dois terminais DC do conversor. Na entrada do retificador há três indutores de filtro  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e um transformador trifásico  $TR_1$  com o primário ligado em “Y” e que se conecta, via um outro indutor  $L_n$ , com o ponto médio entre os capacitores. O secundário do transformador trifásico  $TR_1$  é ligado em “ $\Delta$ ” e permanece “a vazio”.

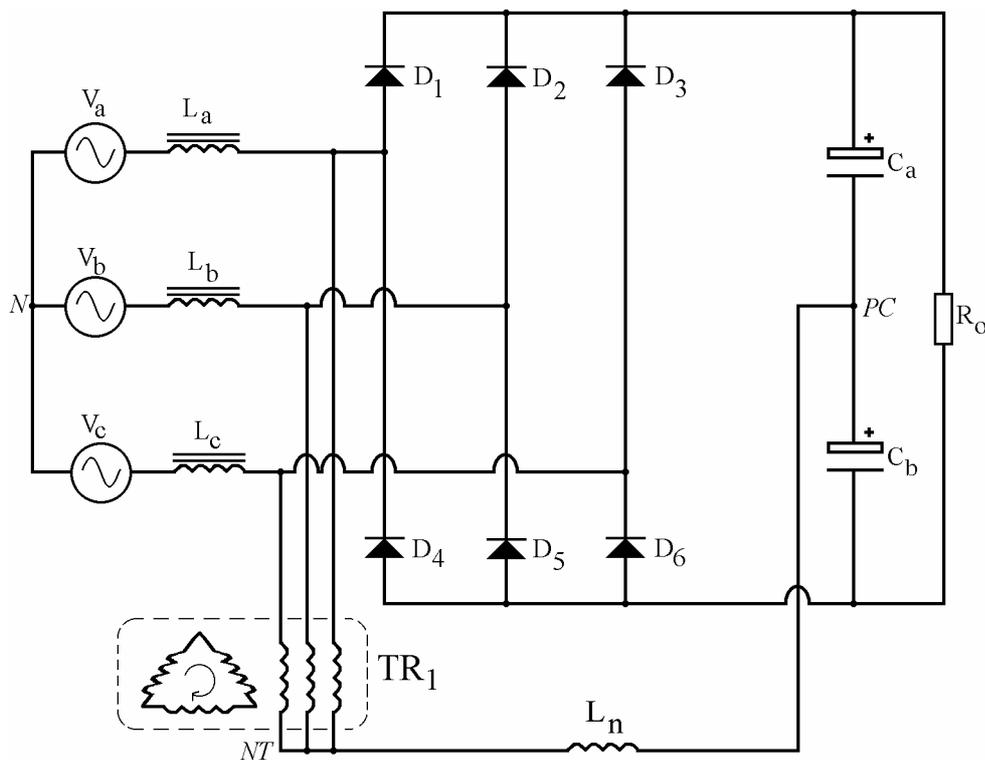


Figura 1-8: Retificador Trifásico com Transformador Auxiliar para correção do Fator de Potência.

Em um transformador trifásico com conexão “Y/ $\Delta$ ”, construído usando-se um núcleo magnético com três “pernas”, obtém-se impedância para a frequência de 3<sup>a</sup> harmônica praticamente igual à impedância de dispersão do transformador na frequência fundamental, que é um valor baixo. Na Figura 1-8, observa-se que os enrolamentos em Y do transformador acham-se conectados às três fases, na entrada do conversor. Como o enrolamento em  $\Delta$  está sem carga,

o transformador solicita à rede apenas o valor de corrente de magnetização “à vazio”. O ponto “*NT*” tem potencial nulo, podendo ser considerado como semelhante ao neutro (“*N*”) da rede trifásica. No lado DC do conversor, tem-se o nó “*PC*”, obtido entre os dois capacitores idênticos  $C_a$  e  $C_b$ , que dividem equitativamente a tensão de saída do conversor. Se  $C_a$  e  $C_b$  não são de grande valor, a tensão de saída apresentará uma ondulação com a 6ª harmônica. Esta ondulação, no entanto, é decorrente da interação de duas ondulações de 3ª harmônica advindas dos três diodos “superiores” ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ ) e dos três “inferiores” ( $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$ ). A diferença de potencial entre os nós “*PC*” e “*NT*” é, portanto, uma tensão de 3ª harmônica, semelhante à existente entre os nós “*PC*” e “*N*”. Assim, conectando-se os nós “*PC*” e “*NT*” por meio do indutor  $L_n$ , observa-se apenas uma corrente circulante de 3ª harmônica.  $L_n$  é construído com um núcleo saturável, de modo a poder se controlar a magnitude de tal corrente de 3ª harmônica que circula. Segundo os autores [8], a existência desse “caminho” para correntes de 3ª harmônica é responsável por uma alteração no regime de funcionamento dos diodos retificadores, que resultam em correntes de entrada com forma próxima à senoidal.

Através da análise dos valores dos componentes citados em [8] para um protótipo construído pelos autores, verifica-se que aparentemente a principal desvantagem do circuito proposto é o elevado volume e peso decorrente do grande número de componentes magnéticos (transformador auxiliar  $TR_1$ , além dos indutores  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$  e  $L_n$ ). No caso, para uma potência de saída do protótipo de 6 kW, o transformador auxiliar resulta com potência de 2.6 kVA. Deve-se levar em conta que haverá permanentemente uma corrente de terceira harmônica fluindo pelos enrolamentos desse transformador, com as perdas ôhmicas daí decorrentes. Os autores nada comentam no artigo a respeito do projeto do transformador auxiliar  $TR_1$ , porém é um fato conhecido que as perdas por correntes de Foucault nos núcleos magnéticos são proporcionais à frequência elevada ao quadrado. Assim, com a presença de correntes de 3ª harmônica é de se supor que haverá um aquecimento acentuado do núcleo de tal transformador se forem usadas chapas comuns de aço-silício.

#### 1.7.4. Adição de Um Conversor DC-DC operando com Corrente Descontínua

O circuito mostrado na Figura 1-9, foi originalmente proposto em [9]. O interruptor  $S_b$ , representado como MOSFET na Figura 1-9, pode ser implementado em várias tecnologias de semicondutores. Na saída do retificador está conectado um conversor tipo *boost*, sendo o interruptor  $S_b$  comandado em uma frequência muito maior que a frequência da rede elétrica. A corrente que flui através de cada um dos indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  apresenta-se na forma

de pulsos triangulares cuja amplitude tem uma envoltória senoidal. A análise harmônica da corrente de entrada apresentará como resultado uma componente de primeira ordem totalmente em fase com a tensão de alimentação senoidal, razão pela qual o Fator de Deslocamento ( $\cos \varphi$ ) é unitário. Adicionando-se ainda à entrada um filtro  $LC$  sintonizado na frequência de comutação do interruptor *boost*, pode-se minimizar acentuadamente as componentes harmônicas de alta frequência. A topologia é responsável, porém, pela geração de componentes harmônicas de 5ª ordem na corrente, fazendo com que o Fator de Potência seja elevado mas não unitário.

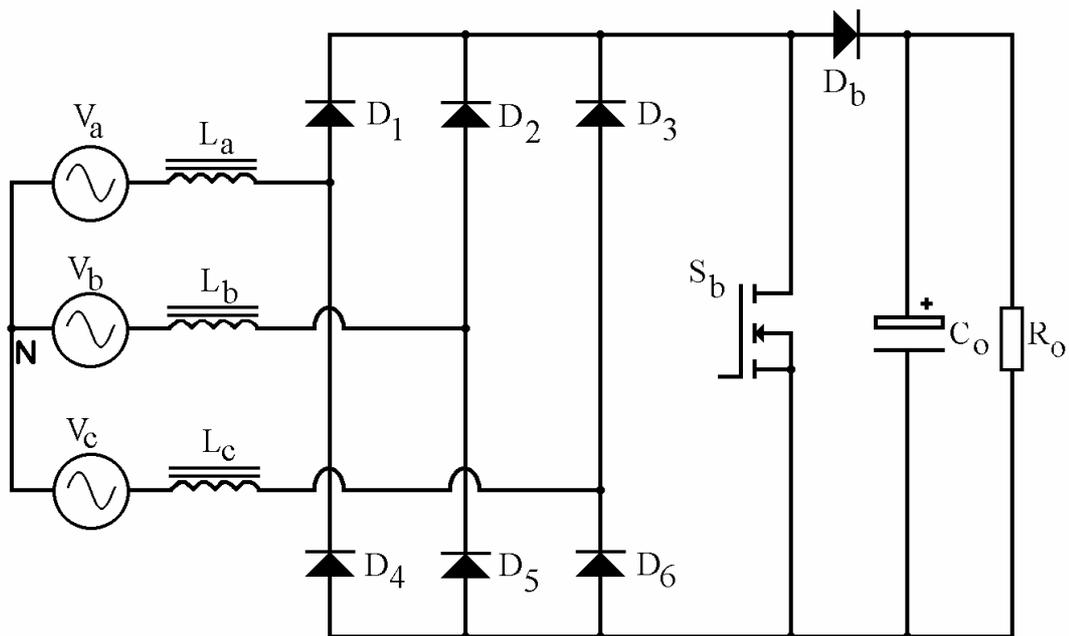


Figura 1-9: Retificador Trifásico com um Conversor Boost para correção do Fator de Potência.

Apesar dos notáveis resultados que este circuito alcança, sob o ponto de vista da correção do Fator de Potência, alguns aspectos negativos persistem nessa proposta, principalmente em aplicações de potência elevada. Os indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , sendo submetidos a correntes pulsantes de alta frequência e grande amplitude, operam sob um regime severo de magnetização, requerendo especial atenção na especificação e dimensionamento dos núcleos magnéticos. As ferritas, sendo materiais adequados à operação em alta frequência, possuem no entanto baixos valores de saturação magnética, fatores que conduzem, no caso, a núcleos de volume e custo elevados. Os filtros  $LC$ , necessários para filtragem das componentes de alta frequência gerados pela comutação do interruptor, representam ainda perdas, custos e volumes adicionais. Perdas adicionais também estão associadas ao diodo  $D_b$ , que deve ser dimensionado de modo a suportar a corrente total de carga do conversor. Além disso, dependendo da tensão de saída do conversor, o interruptor  $S_b$  pode ser submetido a tensões elevadas. Outro importante ponto a ser levado em conta, e que muitas vezes limita o uso da topologia, é que um conversor

*boost* produz tensão de saída mais alta que a tensão de alimentação, o que pode conduzir a valores excessivos de tensão em muitos casos.

Mesmo com os problemas apontados, esta proposta é bastante interessante, notadamente pelas implicações de sua proposição. Assim como foi utilizado na Figura 1-9 um conversor *boost*, outras topologias de conversores DC-DC podem ser empregadas no estágio de correção do Fator de Potência, inclusive possibilitando o isolamento da carga em relação à rede elétrica, desde que a corrente se dê de modo descontínuo. Há propostas no sentido de se usar, por exemplo, um conversor de Cuk ou um conversor com a topologia SEPIC operando em condução descontínua, no lugar do conversor *boost*, cada qual com suas respectivas vantagens e desvantagens. Em potências elevadas, as perdas de condução nos elementos semicondutores será fator dominante na escolha da topologia mais adequada.

#### 1.7.5. Retificador Trifásico com LITs

O uso de transformadores de “interfase” (*line interphase transformers* - LITs) origina-se em retificadores onde se empregam tiristores e foi proposto em [10]. Tais transformadores tem como objetivo gerar, a partir de uma alimentação trifásica, dois sistemas trifásicos independentes, com um defasamento equivalente a  $30^\circ$  entre eles. Para o retificador trifásico em pauta, o arranjo dos transformadores é mostrado na Figura 1-10, onde  $\mathbf{T}_1$ ,  $\mathbf{T}_2$  e  $\mathbf{T}_3$  são três transformadores com núcleos independentes e  $\mathbf{P}_1$  e  $\mathbf{P}_2$  são dois retificadores trifásicos, cada qual com 6 diodos retificadores em “ponte de Graetz”.

Ainda na Figura 1-10, verifica-se que é necessária a inclusão dos indutores de filtro  $\mathbf{L}_a$ ,  $\mathbf{L}_b$  e  $\mathbf{L}_c$ , para redução do conteúdo harmônico na corrente de entrada. Uma vez que cada um dos retificadores  $\mathbf{P}_1$  e  $\mathbf{P}_2$  pode ser considerado como um conversor de seis pulsos e sendo cada um deles alimentado por tensões trifásicas defasadas de  $30^\circ$ , o conjunto é visto a partir da rede como um conversor de doze pulsos, distribuídos uniformemente em cada período. Ou seja, a corrente drenada da rede elétrica se apresenta, com esse esquema, muito melhor distribuída do que a presente em um retificador trifásico convencional, resultando em um menor valor da Taxa de Distorção Harmônica dessa corrente em relação a que se teria num retificador trifásico convencional.

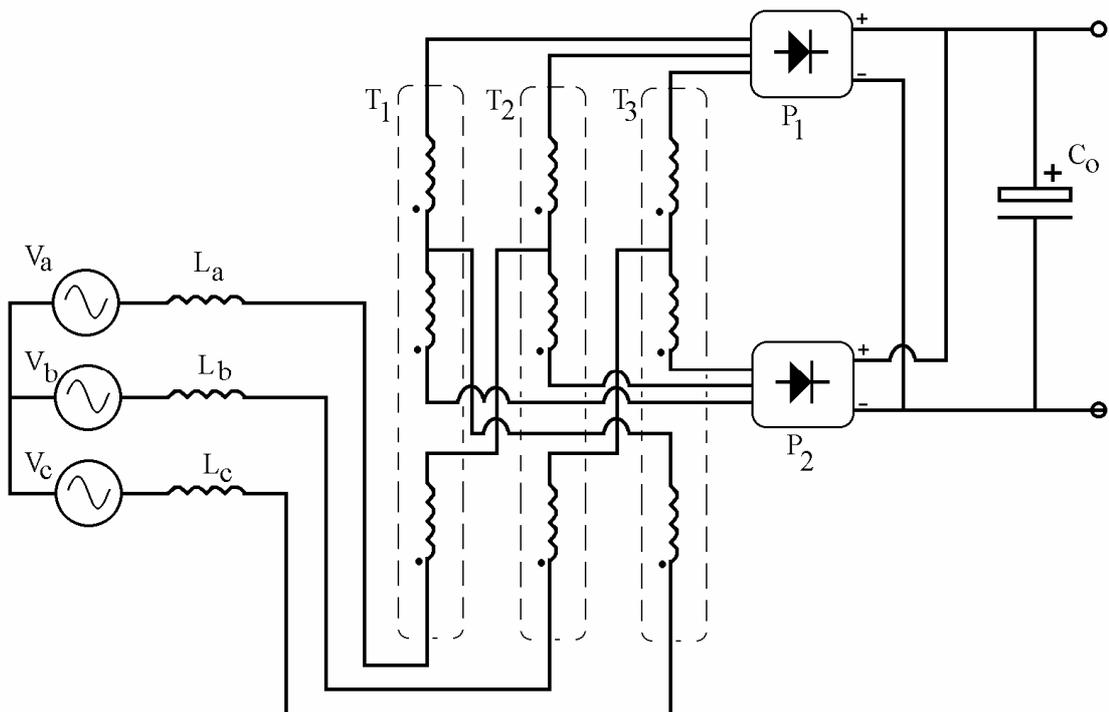
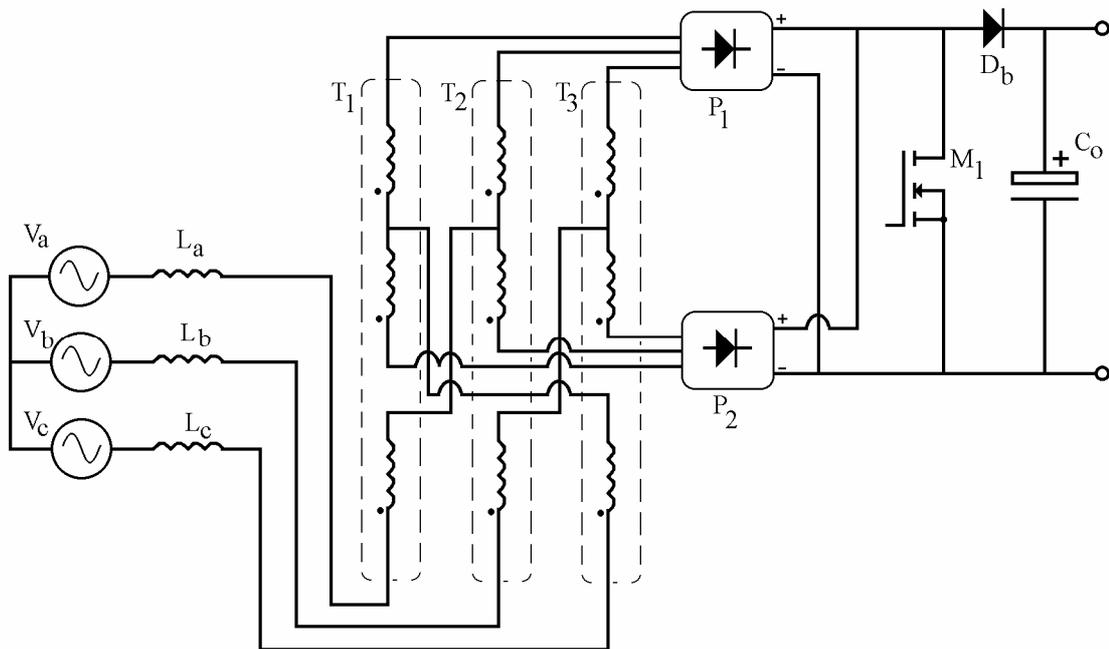


Figura 1-10: Retificador Trifásico com três “Line Interphase Transformers” (LITs).

Em [11] observa-se o uso dessa alternativa, associada ainda a um conversor tipo *boost* para elevação da tensão DC de saída, conforme a Figura 1-11. Neste caso  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , atuam como indutores para acumulação de energia para o conversor *boost*, no qual usou-se MOSFET como componente interruptor. Os resultados em [11] de um protótipo com 6 kW de potência de saída, alimentado a partir da rede de 220 V, 60 Hz, mostraram um Fator de Potência de 0,97 à plena carga, com Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada igual a 10%. Para este protótipo, cada um dos LIT tinha potência de 284 VA, totalizando portanto 0,85 kVA adicionais em elementos magnéticos.

De mesma forma, em [12] observa-se o mesmo circuito aplicado a um conversor com potência de saída de 4 kW, usando-se IGBT como interruptor e um procedimento de projeto mais apurado. Obteve-se Fator de Potência igual a 0,998 e Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada igual a 6 %, sendo nulas as componentes de 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônica dessa corrente.



*Figura 1-11: Retificador Trifásico com três “Line Interphase Transformers” (LITs) e estágio “boost” para elevação da tensão de saída.*

Trata-se, como pode-se observar, de uma técnica que fornece ótimos resultados quanto ao Fator de Potência e TDH. A principal vantagem é que a correção do Fator de Potência é feita por elementos passivos (os LITs). O mesmo ponto, no entanto, pode ser visto sob a ótica de desvantagem, pois a construção dos LITs deve ser feita com muito cuidado para manter baixo o valor da indutância de dispersão, além de representarem perdas, peso e volume adicionais. Outro ponto importante a levar em conta é que o uso dos LITs leva à necessidade de se ter dois retificadores trifásicos idênticos ( $P_1$  e  $P_2$ ) e isolados um do outro no mesmo circuito.

#### **1.7.6. Retificador Trifásico com Três Interruptores Auxiliares ligados ao Neutro**

O circuito da Figura 1-12 foi proposto em [13] e [14], empregando três interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  com características bidirecionais, ligados entre os indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e o ponto neutro da rede trifásica. Considerando um período de oscilação da tensão senoidal como  $360^\circ$ , é mostrado que cada um dos interruptores é comandado a fechar no instante em que a respectiva tensão fase—neutro atinge o valor nulo, sendo então tal interruptor deixado em condução por um período equivalente a  $30^\circ$ . O objetivo deste procedimento é criar um caminho para a corrente de cada fase durante um intervalo periódico no qual essa corrente seria normalmente nula, pois os respectivos diodos retificadores ainda não atingiram a etapa de condução. Como resultado, a corrente de entrada não apresenta os intervalos nulos característicos do retificador trifásico básico, obtendo-se uma grande melhoria no valor do Fator de Deslocamento.

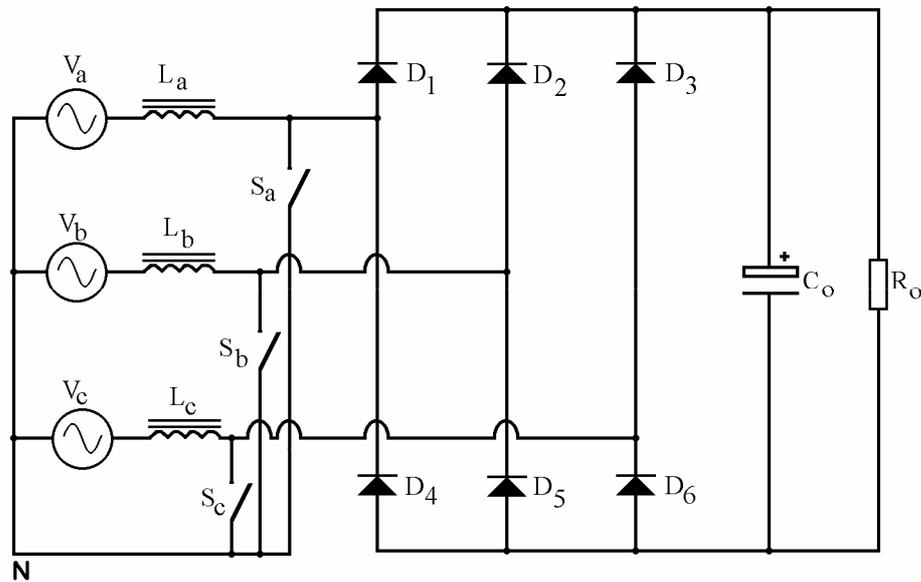


Figura 1-12: Retificador trifásico com três interruptores auxiliares conectados ao ponto neutro da rede.

Os resultados experimentais [14] de um protótipo com potência de saída de 6 kW, alimentados pela rede trifásica com tensão fase—fase de 220 V, 60 Hz, mostraram Fator de Potência superior a 0,97 e Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada da ordem de 20%, para carga nominal. Na Figura 1-13 mostra-se as formas de onda da tensão fase—neutro de uma das fases e a respectiva corrente de entrada, obtidas experimentalmente em [14].

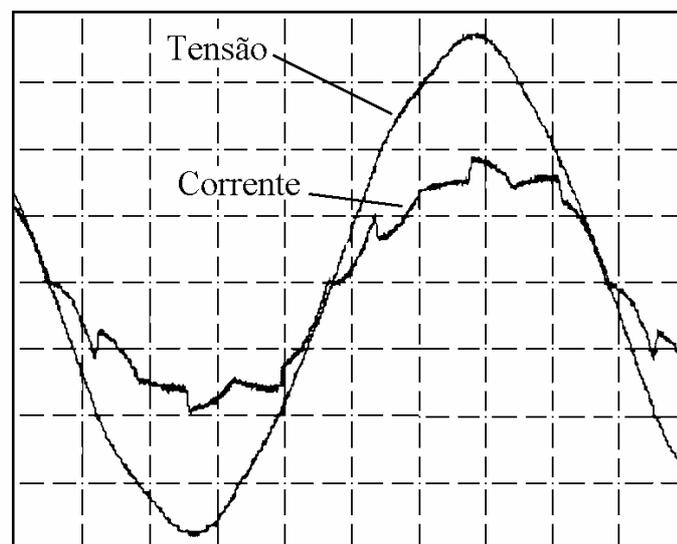


Figura 1-13: Tensão fase—neutro e corrente de entrada no protótipo do retificador trifásico com três interruptores auxiliares conectados ao ponto neutro da rede mostrado em [14].

Escalas: Tensão: 50 V/div.; Corrente: 12,5 A/div.; Tempo: 2 ms/div.

A principal vantagem desse conversor é, sem dúvida, sua simplicidade. Por um lado, os interruptores são comandados a uma frequência semelhante à da rede elétrica, fator que

facilita a confecção do circuito de comando. Além disso, uma vez que os indutores de entrada são submetidos a correntes de baixa frequência, pode-se usar núcleos de aço—silício comum, do mesmo tipo usado na fabricação de transformadores de potência, o qual constitui-se em um material de baixo custo e com alto valor de indução de saturação.

Há nessa proposta, porém, um sério problema associado à comutação dos interruptores auxiliares, que limitam sua aplicação, principalmente em potências elevadas. Quando um determinado interruptor é comandado a cessar a condução, tem-se um valor de corrente circulando pelo mesmo e pelo respectivo indutor, a qual sofre neste instante súbita variação. O resultado é uma força contra—eletromotriz que surge então nos terminais do indutor e reflete-se no respectivo interruptor, sendo que a magnitude da diferença de potencial nos terminais do interruptor pode atingir a milhares de volts. Em [14] este fenômeno foi contornado através da utilização de circuitos “grampeadores” conectados em paralelo com cada um dos interruptores. Esta solução, no entanto, representa elevadas perdas e implica em uma diminuição da confiabilidade do conversor. É notável, porém, os ótimos resultados alcançados sob o ponto de vista do Fator de Potência, principalmente tendo em vista o baixo custo e simplicidade da topologia.

### 1.7.7. Retificador Trifásico com Modulação de Largura de Pulso

Na Figura 1-14 observa-se a topologia proposta por KOLAR & ZACH em [15], que se assemelha em linhas gerais à citada no item 1.7.6.

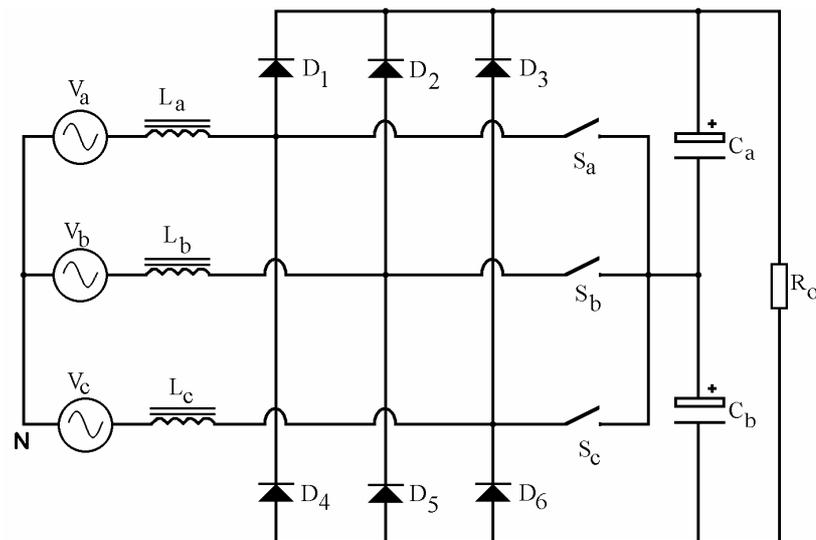


Figura 1-14: Retificador Trifásico com três interruptores e Modulação de Largura de Pulso.

Os interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  são também de característica bidirecional. No entanto, em vez de serem conectados ao ponto neutro da rede trifásica, a conexão comum dos três

interruptores é ligada a um ponto médio obtido no lado DC do retificador, entre dois capacitores idênticos  $C_a$  e  $C_b$ , como em [8]. Os interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  são comandados por pulsos de alta frequência cujas larguras são proporcionais à amplitude da tensão da respectiva fase, técnica conhecida como modulação de largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*). Os resultados de simulações digitais em [15] mostram que a corrente de entrada em cada fase é senoidal e em fase com a respectiva tensão, tendo sobreposta a ela componentes de alta frequência advindas da comutação dos interruptores em alta frequência. É necessária a adição de filtros para eliminar estas componentes harmônicas que, adequadamente dimensionados, devem reduzir a TDH a níveis muito baixos. Apesar de não serem apresentados em [15] resultados experimentais, é de se supor que o resultado final será um Fator de Potência praticamente unitário.

A desvantagem desse circuito, da mesma forma como acontecia com aquele citado no item 1.7.4, é decorrente da comutação dos interruptores em frequência elevada. A modulação PWM requer, além disso, um circuito de geração de sinais e comando dos interruptores relativamente complexo e perfeitamente sincronizado com a tensão da rede elétrica. Por outro lado, a conexão do ponto comum dos interruptores ao ponto médio criado com os capacitores  $C_a$  e  $C_b$ , em vez do neutro da rede trifásica, elimina totalmente o problema de sobretensão em tais interruptores, citado no circuito do item 1.7.6.

## 1.8. Conclusões

O incremento do Fator de Potência e a diminuição da taxa de distorção harmônica da corrente absorvida da rede elétrica pelos equipamentos eletrônicos é atualmente objeto de grande atenção por parte de pesquisadores acadêmicos e indústrias. Normas técnicas em constante evolução mostram uma tendência inevitável de se buscar melhor qualidade no aspecto da limitação do conteúdo harmônico nos sistemas de energia elétrica, fazendo surgir uma série de propostas voltadas à solução do problema. Para os equipamentos de potência elevada, os trabalhos tem se concentrado no retificador trifásico, que é amplamente usado como estágio conversor AC-DC de fontes de alimentação.

Na Tabela 1-4 é feita uma comparação de algumas dessas idéias descritas nesse capítulo, com suas respectivas vantagens e desvantagens principais.

O exame das soluções apresentadas permite levantar uma série de conclusões:

- As alternativas baseadas puramente em elementos passivos conduzem geralmente a elementos magnéticos (indutores e/ou transformadores) que elevam o volume e o peso do

conversor. Se não há restrições dessa natureza, muitas de tais alternativas são interessantes, visto serem normalmente soluções de baixo custo e extremamente robustas.

- A presença de indutores na entrada do retificador trifásico é interessante sob o ponto de vista da melhoria da confiabilidade.
- As propostas que envolvem comando dos interruptores em alta frequência dão ótimos resultados quanto ao Fator de Potência e TDH, porém envolvem dificuldades práticas associadas a tais frequências. Os indutores, nestas topologias, tornam-se volumosos e caros devido ao material de fabricação dos núcleos magnéticos. As perdas de comutação são elevadas quando se usa comutação dissipativa e tornam-se extremamente problemáticas em potências mais elevadas.
- O comando de interruptores em baixa frequência, apesar de facilitar a implementação prática do conversor, mostra problemas de sobretensões na topologia proposta em [13] e [14]. No entanto os resultados obtidos quanto ao Fator de Potência despertam o interesse a respeito dessa proposta, principalmente pelo baixo custo que lhe é inerente.
- A produção de um “ponto médio” no lado DC, por meio de dois capacitores idênticos, produz um nó de potencial nulo, que pode ser usado como ponto de conexão alternativo ao neutro da rede trifásica. A vantagem do uso de tal “ponto médio” é que se não há conexão ao terminal neutro da rede garante-se a automática eliminação das componentes de 3<sup>a</sup> harmônica na corrente de entrada do conversor.

*Tabela 1-4: Principais vantagens e desvantagens de algumas propostas para incremento do Fator de Potência e diminuição da Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada de retificadores trifásicos.*

<b>Topologia</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>
Filtro Indutivo no lado AC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por componentes passivos.</li> <li>- Simplicidade de implementação.</li> <li>- Baixo custo.</li> <li>- Proteção aos diodos retificadores.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volume e peso elevados.</li> <li>- TDH elevada.</li> </ul>
Filtro Indutivo no lado DC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por componentes passivos.</li> <li>- Simplicidade de implementação.</li> <li>- Baixo custo.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volume e peso elevados.</li> <li>- TDH elevada.</li> <li>- O filtro indutivo não dá proteção aos diodos.</li> </ul>
Transformador Trifásico Auxiliar Y/ $\Delta$	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por componentes passivos.</li> <li>- Obtenção de FP muito alto com um circuito simples.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Número elevado de componentes magnéticos (indutores e transformador auxiliar).</li> <li>- Volume e peso do transformador auxiliar.</li> </ul>
Conversor DC-DC operando em condução descontínua	<ul style="list-style-type: none"> <li>- FP praticamente unitário.</li> <li>- Baixa TDH da corrente de entrada.</li> <li>- Circuito de comando simples.</li> <li>- Possibilidade de extensão a outras topologias.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correntes elevadas nos interruptores, incrementando perdas por condução.</li> <li>- Comutações em frequência elevada, incrementando as perdas.</li> <li>- Custo e complexidade dos indutores.</li> <li>- Necessidade de filtragem adicional da frequência de comutação.</li> </ul>
<i>Line Interphase Transformers</i> (LITs)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por elementos passivos.</li> <li>- FP elevado.</li> <li>- Baixa TDH.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volume e peso dos LITs.</li> <li>- Aquecimento dos LITs.</li> <li>- Necessidade de dois retificadores trifásicos independentes no mesmo circuito.</li> </ul>
FAGUNDES, CRUZ & BARBI	<ul style="list-style-type: none"> <li>- FP elevado.</li> <li>- Comando em baixa frequência.</li> <li>- Indutores de baixo custo.</li> <li>- Simplicidade.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Necessidade de circuitos adicionais para limitar as sobretensões nos interruptores.</li> <li>- TDH relativamente alta.</li> <li>- Presença de 3<sup>a</sup> harmônica, devido à conexão com o neutro do sistema trifásico.</li> </ul>
KOLAR & ZACH	<ul style="list-style-type: none"> <li>- FP praticamente unitário.</li> <li>- Não há sobretensões nos interruptores.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Complexidade do comando PWM.</li> <li>- Comutações em frequência elevada.</li> <li>- Necessidade de filtragem adicional da frequência de comutação.</li> </ul>