

5. Distorção harmônica: causas, efeitos, soluções e normas

5.1 Origem das distorções harmônicas

Uma distorção de forma de onda é dita harmônica quando a deformação se apresenta de forma similar em cada ciclo da frequência fundamental. Neste caso, o espectro contém apenas frequências múltiplas inteiras da fundamental. Esse tipo de deformação geralmente é imposta por dispositivos que apresentam relação não linear entre tensão e corrente como, por exemplo, transformadores e motores, cujos núcleos ferromagnéticos são sujeitos à saturação. Outros elementos não lineares são as cargas eletrônicas que produzem descontinuidades na corrente devido ao chaveamento dos conversores^[1].

Cargas que, além de serem não lineares, também variam ao longo do tempo produzem distorções variáveis no tempo, o que pode levar ao aparecimento de frequências inter-harmônicas além de harmônicas moduladas^[2]. É o caso de fornos a arco e compensadores reativos controlados por tiristores^[3,4]. Por esse motivo e por sua elevada potência (dezenas de MW) os fornos elétricos a arco são considerados cargas problemáticas para a operação de sistemas elétricos.

Os exemplos a seguir mostram o efeito distorcivo, provocado por não linearidades típicas.

5.1.2 Efeito distorcivo devido à saturação magnética

Essa é, possivelmente, a primeira fonte de distorções harmônicas na rede elétrica, uma vez que se origina nos transformadores. Considere-se que seja aplicada uma tensão cossenoidal ao primário de um transformador, o que origina um fluxo senoidal de idêntica frequência e que a curva de magnetização do núcleo (a qual determina o comportamento da corrente de magnetização) seja aproximada pela característica não linear indicada a seguir:

$$\phi(t) = 2 \cdot \text{sen}(2\pi ft) \quad (5.1a)$$

$$i(t) = k \cdot \phi(t) \cdot 1,3^{(\phi(t))^2} \quad (5.1b)$$

$$v(t) = \frac{d\phi}{dt} \quad (5.1c)$$

Para $f=50 \text{ Hz}$ e $k=0,1$ resulta a característica $\phi(t)$ por $i(t)$ da Figura 5.1, que se aproxima de uma curva de magnetização típica. Essa é uma função de ímpar, pois $f(x) = -f(-x)$ ou, no caso específico, $\phi(i) = -\phi(-i)$. Neste exemplo, a corrente, apesar de distorcida, estaria “em fase” com o fluxo e estará deslocada temporalmente^a da tensão, de acordo com a relação (5.1.c).

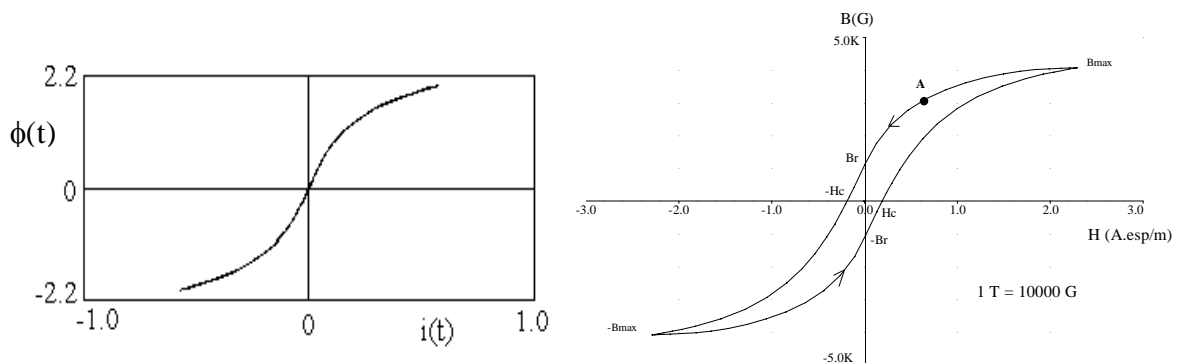


Figura 5.1 Curva de magnetização $\phi(t) \times i(t)$ e curva $B \times H$ típica de núcleo ferromagnético, com histerese.

^a Não é correto, embora seja usual, fazer referência à fase de sinais periódicos não senoidais. Na verdade defasagem só é possível ser definida entre sinais senoidais de mesma frequência.

Impondo-se uma tensão de excitação senoidal (400 Hz), resulta um fluxo senoidal. A corrente de magnetização tem a forma de onda mostrada na Figura 5.2. Deve-se recordar que o efeito da histerese do material magnético torna mais complexo analisar a relação entre estas grandezas. Note-se a “defasagem” entre tensão e corrente. O exemplo serve para mostrar que harmônicas de corrente são produzidas por comportamentos não lineares.

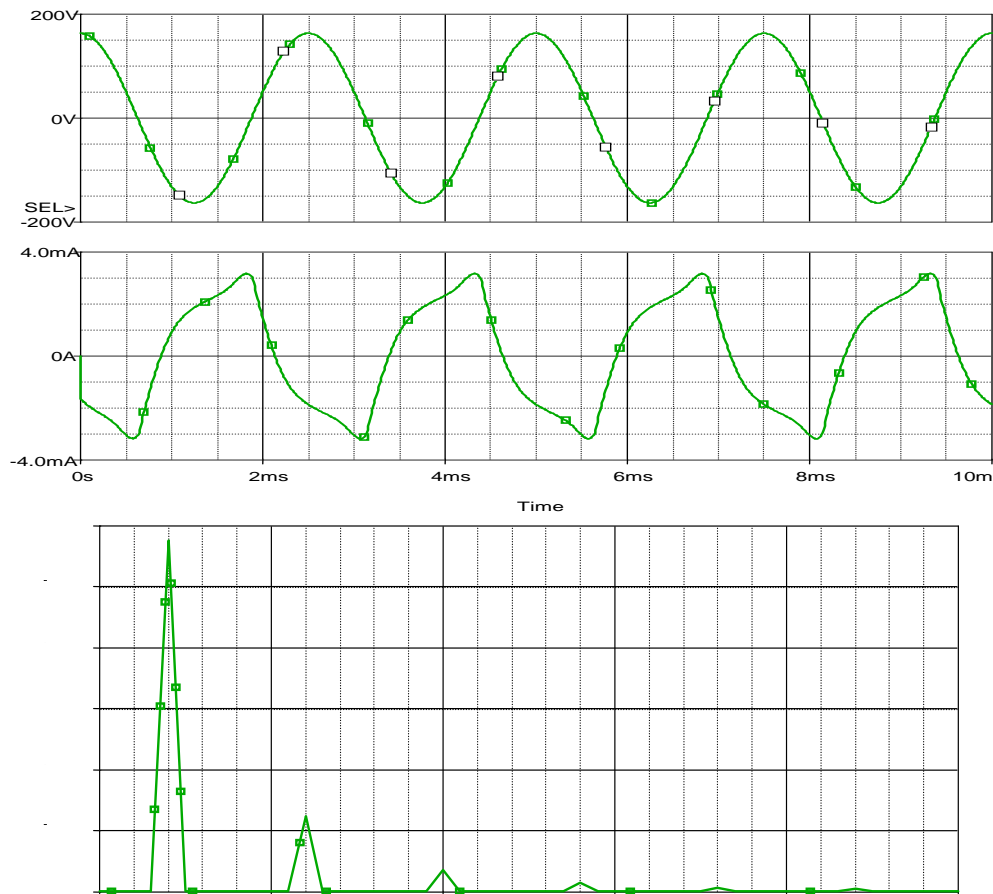


Figura 5.2. Efeito distorcivo devido à característica não linear de núcleo ferromagnético. Tensão senoidal imposta, corrente resultante e espectro da corrente.

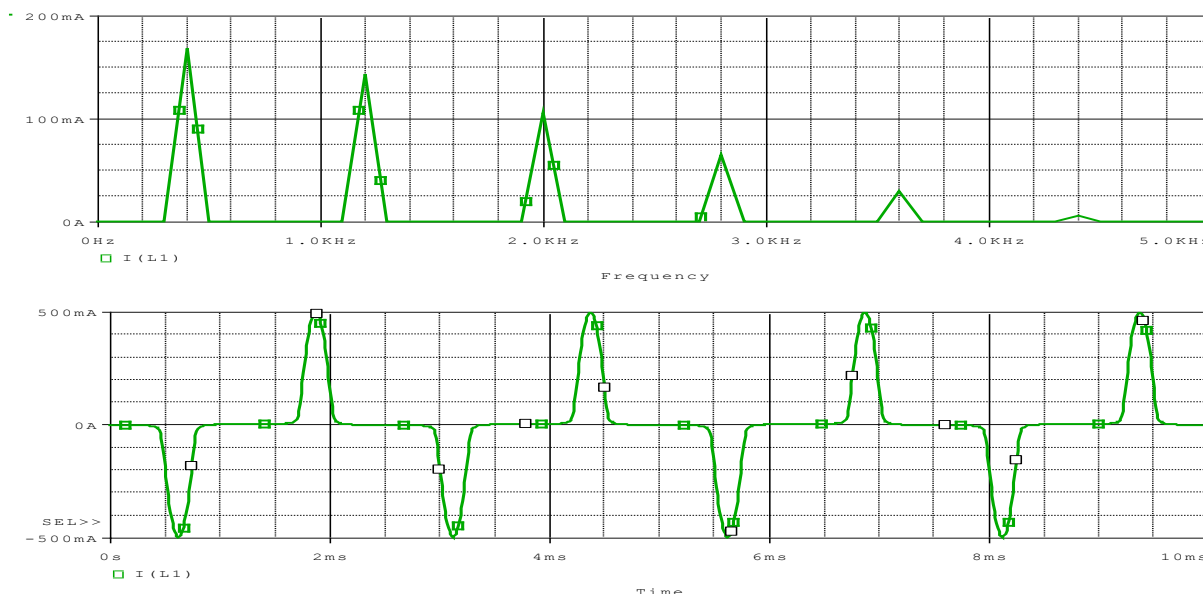
Para esse tipo de não linearidade aparecem harmônicas ímpares (ordem 3, 5, 7...) com amplitudes decrescentes.

Nas aplicações normais de um transformador, à corrente de magnetização se soma a corrente da carga. Se for uma carga linear, dado que a tensão permanece senoidal, a corrente resultante (na carga) também será senoidal. Tipicamente o projeto dos dispositivos com núcleo magnético define um fluxo que se aproxima do “joelho” da curva de magnetização que modo que a corrente de magnetização se torna ligeiramente distorcida. No entanto, essa componente da corrente é pequena em relação à corrente nominal do dispositivo, de modo que a distorção relativa se torna pouco relevante. No entanto, caso haja um aumento na tensão aplicada (ou uma redução na frequência), de modo a elevar o fluxo magnético, o efeito da saturação se torna mais intenso, ampliando a distorção, como mostra a figura 5.3, na qual a tensão CA foi elevada de 115 para 155 V.

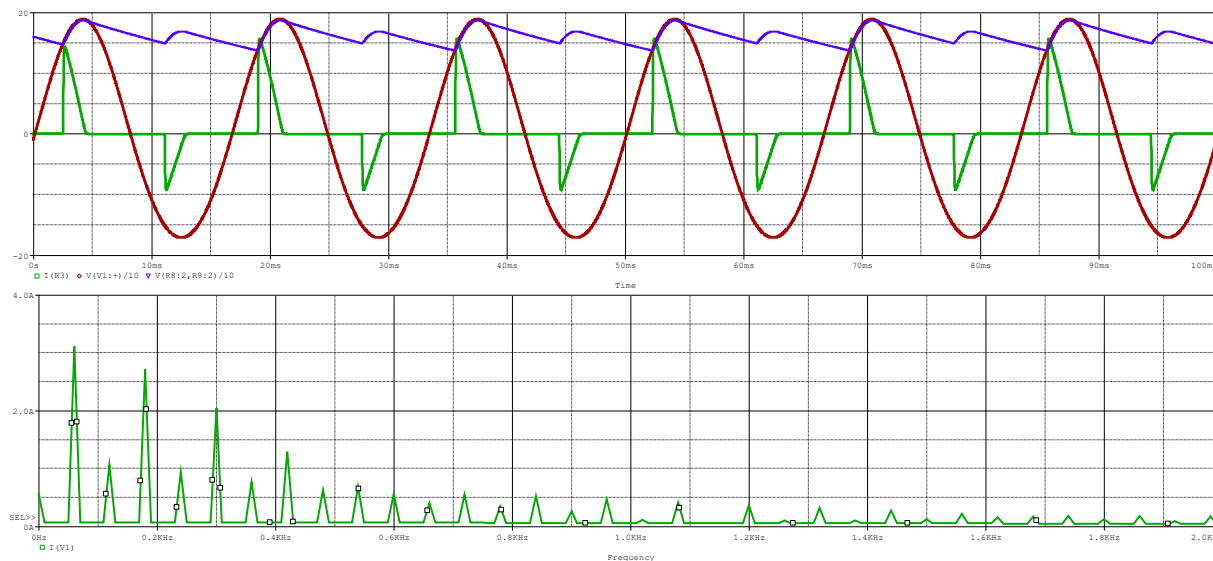
Não linearidades com características de função par ($f(x)=f(-x)$) não são típicas das cargas elétricas. A presença de harmônicas pares está, em geral, associada a problemas de mau funcionamento das cargas não lineares, à exceção dos fenômenos relacionados a arcos elétricos.

Quando uma tensão apresenta harmônicas pares ocorre uma interação com algumas cargas não lineares^[5], principalmente retificadores, levando à produção, inclusive, de uma componente CC

na corrente da rede CA. Como sabido, isso leva o fluxo dos transformadores a operar de forma desequilibrada, aumentando unidirecionalmente a saturação e as perdas do transformador. Tal situação é ilustrada na figura 5.3.b.



a) Ampliação harmônica devido à saturação (35% de aumento da tensão aplicada)



b) Retificador monofásico com filtro capacitivo - Impacto de 5% de 2ª harmônica na tensão: nível CC na corrente e harmônicas pares excessivas.

Figura 5.3 Corrente e espectro de corrente resultante de perturbação na tensão aplicada.

5.1.3 Efeito distorcivo causado por reator controlado por tiristores

“Reator” é a denominação dado a um indutor quando opera em regime permanente senoidal. Em tal situação, conhecida a frequência, o valor da reatância é o produto da indutância pela frequência angular. Quando a forma de onda não for exclusivamente senoidal, os termos “reator” e “reatância” não são estritamente corretos, embora de uso corrente.

Os reatores controlados por tiristores (RCT) são dispositivos comandados eletronicamente, utilizados como compensadores estáticos de reativos com uso principal para regulação de tensão de alimentadores e, com menor frequência, para correção de fator de potência.

Tiristores são interruptores semicondutores, unidirecionais em corrente (a qual circula exclusivamente de anodo para catodo) e bidirecionais em tensão (são capazes de bloquear tensões positivas ou negativas dentro de seus limites de projeto). A passagem do estado de bloqueio para o de condução ocorre quando se aplica um adequado pulso de corrente entre o terminal de “gatilho” e o catodo.

A condução do tiristor se interrompe *naturalmente* quando a corrente cai abaixo de um valor mínimo (corrente de manutenção), que corresponde a uma fração (tipicamente inferior a 1%) de sua corrente nominal. Aplicações em redes CA naturalmente tendem a levar a corrente a se inverter ($i \leq 0$), o que produz o desligamento do tiristor a cada ciclo da rede [6].

No caso de um indutor ideal (resistência nula), a corrente para um determinado ângulo de disparo, assume a forma descontínua mostrada na Figura 5.4. A descontinuidade da corrente introduz harmônicas que dependem do ângulo de disparo α .

O ângulo de condução vale $\sigma=2(\pi-\alpha)$. O ângulo de extinção, no qual a corrente do tiristor tende a zero vale: $\beta=2\pi-\alpha$.

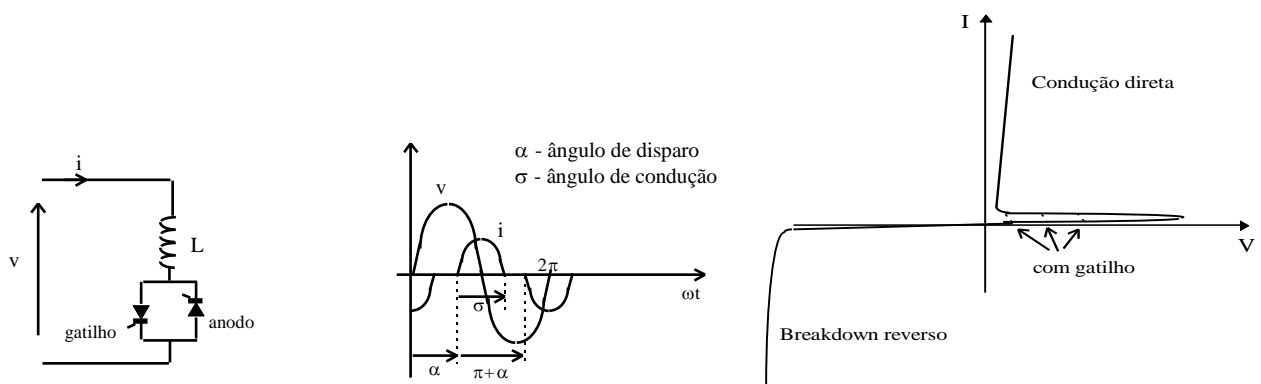


Figura 5.4 Circuito de RCT, formas de onda e característica i-v de tiristor

Um RCT associado em paralelo a um banco capacitivo forma o chamado SVC (*Static var Compensator*), capaz de atuar com compensação capacitiva ou indutiva. O controle é realizado através da variação do ângulo de disparo dos tiristores que controlam a corrente através do indutor.

O circuito de um SVC, que permite obter uma potência reativa ajustável, tanto capacitiva quanto indutiva, é mostrado a figura 5.5.

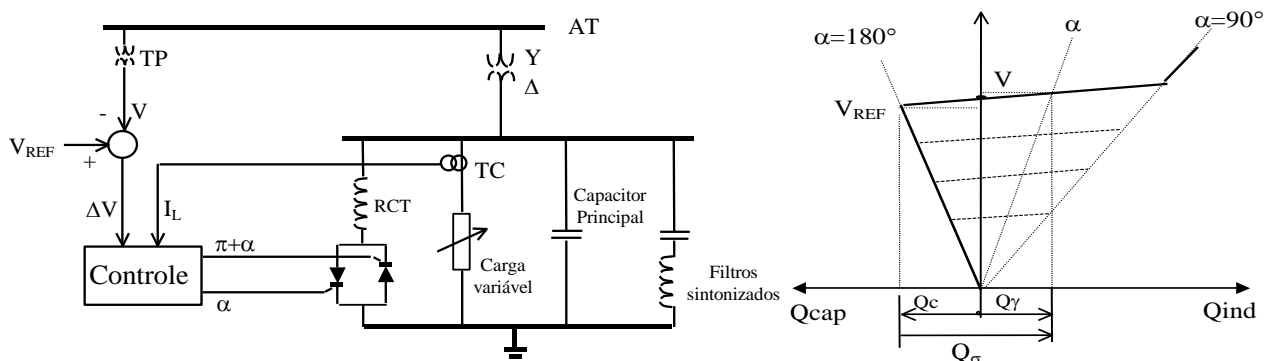


Figura 5.5. Modelo por fase de SVC com a finalidade de regulação de tensão no PAC

A Figura 5.6 mostra o espectro da corrente. Notar que só há harmônicas ímpares, sendo que a 3ª alcança mais de 30% da fundamental.

A corrente obedece à seguinte expressão:

$$i(t) = \frac{V_i}{\omega L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \quad (5.2)$$

α é o ângulo de disparo do tiristor, medido a partir do cruzamento da tensão com o zero. V_i é o valor de pico da tensão.

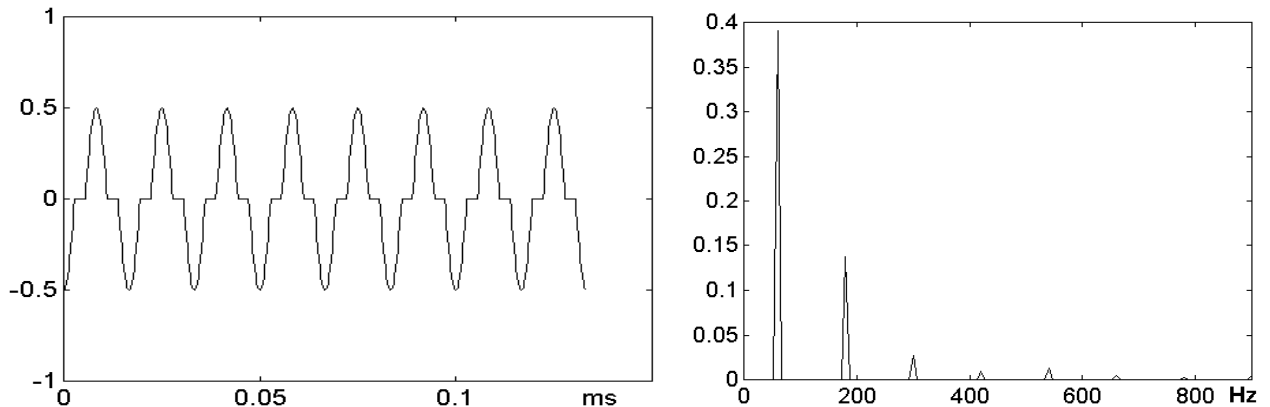


Figura 5.6. Forma de onda da corrente de fase de um RCT e respectivo espectro da corrente pelo reator.

As componentes harmônicas (valor eficaz) são dadas pela eq. (5.3). A figura 5.7 mostra o comportamento de algumas harmônicas em função de α . Note que a terceira componente pode atingir quase 14% do valor da fundamental máxima (correspondente ao ângulo de disparo de 90°).

$$I_h = \frac{4}{\pi} \frac{V_i}{\sqrt{2}\omega L} \left[\frac{\sin((h+1) \cdot \alpha)}{2(h+1)} + \frac{\sin((h-1) \cdot \alpha)}{2(h-1)} - \cos(\alpha) \cdot \frac{\sin(h \cdot \alpha)}{h} \right], n=3,5,7... \quad (5.3)$$

Componentes harmônicas normalizadas da corrente

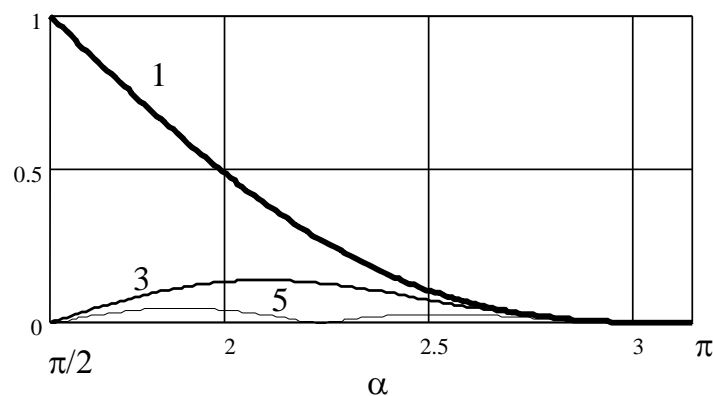


Figura 5.7 Variação do valor de cada componente harmônica de corrente em relação à fundamental máxima (correspondente ao ângulo de disparo de 90° e condução de 180°).

Em redes trifásicas, para evitar que as harmônicas múltiplas de três se propaguem pela rede, utiliza-se a conexão do RCT ou SVC em triângulo, o que confina tais harmônicas, como mostra a figura 5.8. Dessa forma reduz-se o conteúdo harmônico nas correntes de linha e se evita a necessidade de filtragem dessas harmônicas na rede.

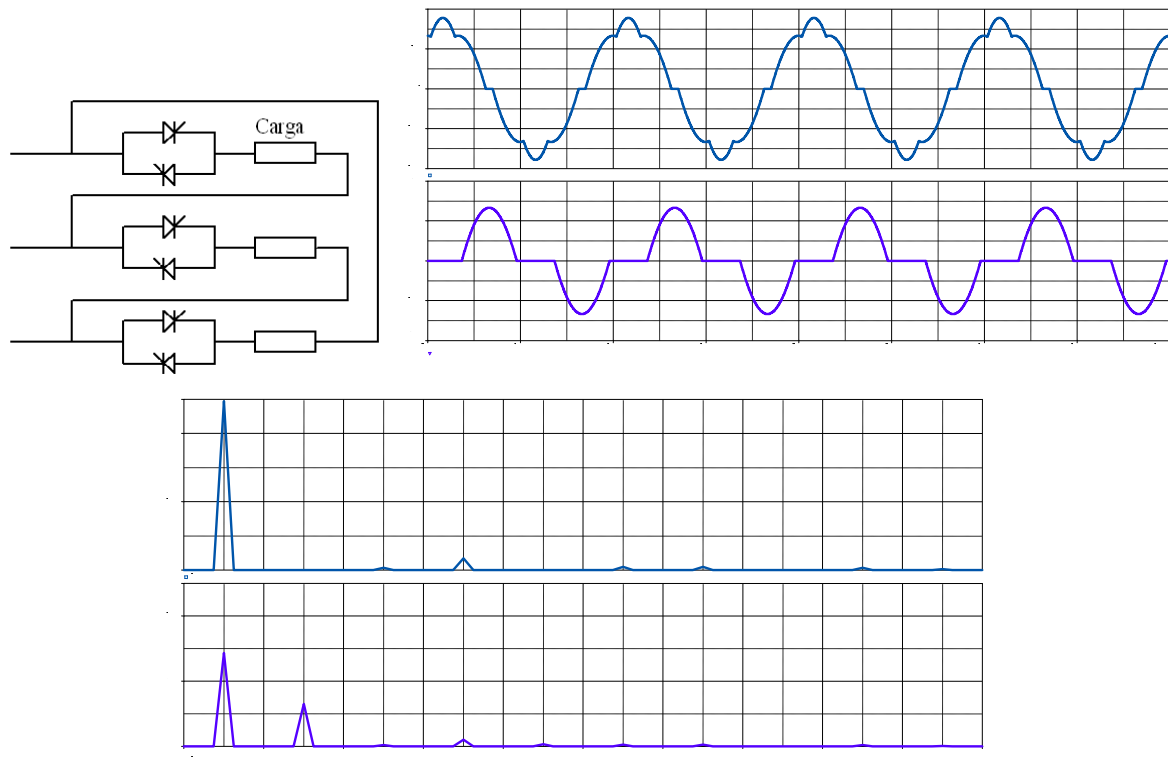
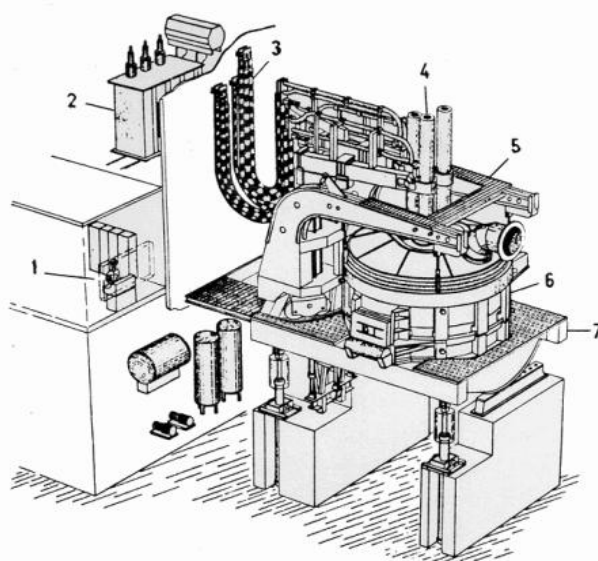


Figura 5.8 Circuito e formas de onda de corrente de fase (inferior) e de linha (superior) para conexão em Δ , com carga indutiva. Espectro das correntes de fase (inferior) e de linha (superior).

5.1.4 Distorção causada por fornos a arco

Os fornos a arco elétrico direto são usados na indústria siderúrgica para a produção de ligas de aço a partir da fusão de sucatas, gerando o calor necessário através do plasma de arco elétrico que se estabelece entre os eletrodos (normalmente três, um por fase) de grafite e a sucata. Para sustentar o arco de corrente alternada no plasma, é necessário que haja suficiente indutância no circuito de alimentação. Essas indutâncias, ao mesmo tempo em que estabilizam e limitam a corrente de arco, também impõem um elevado consumo de reativos. Por isso é comum encontrar baixo fator de potência em instalações com fornos a arco.



- 1-Sala do operador
- 2-Transformador do forno
- 3-Cabos de alimentação
- 4-Eletrodos de carbono
- 5-Suporte móvel da tampa
- 6-Cuba com refratário
- 7-Plataforma basculante

Figura 5.9 Forno a arco direto (ilustração ABM).

O arco elétrico é também um importante gerador de distorções harmônicas devido à relação não linear entre a tensão de arco e a corrente. Essa não linearidade varia com o comprimento do arco e com as características do próprio meio condutor do plasma como temperatura, pressão, secção transversal, tipo de gás, etc. O comprimento do arco é uma variável de controle, que é exercido através da elevação dos eletrodos sobre a sucata ou sobre o material fundente. Na fase mais crítica, a ignição para início da fusão, os eletrodos são abaixados até se curto-circuitarem através da sucata.

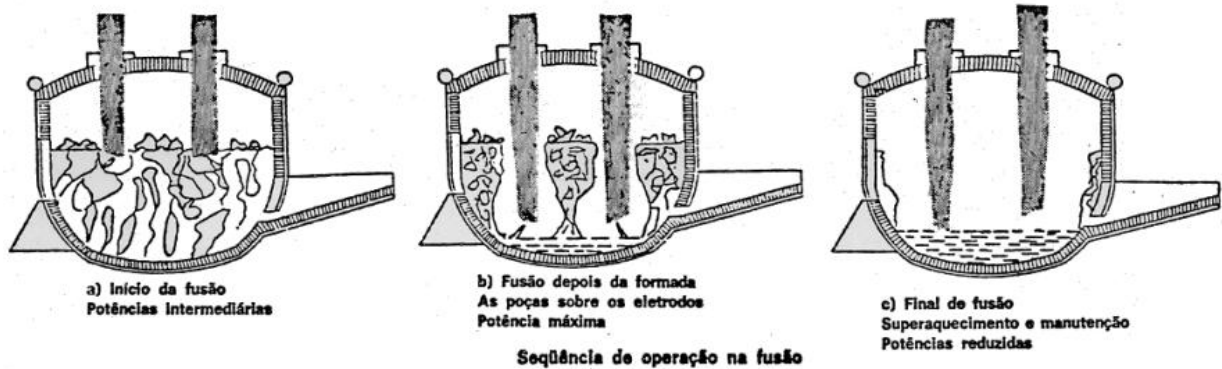


Figura 5.10 Fases de operação, da fusão ao refino.

Com o início da condução, começa a fase da fusão e o controle posiciona os eletrodos tentando manter constante a relação tensão/corrente de arco, ou seja, a resistência do arco. Como esse controle é lento em relação à dinâmica do próprio arco, a corrente tende a variar bastante em cada fase. Essas variações provocam a flutuação da tensão da rede responsável pelo efeito *flicker* e modificam o nível de harmônicas e inter-harmônicas responsáveis pela distorção e produzindo, além disso, desequilíbrios momentâneos^[7].

À medida que o material vai sendo fundido, o arco se estabiliza e o nível de perturbações também diminui. Durante a fase final de refino do material, a operação do forno costuma ser estável, com níveis aceitáveis de flutuação, desequilíbrio e distorção. A Figura 5.11 mostra uma corrente de arco típica, obtida por simulação e o respectivo espectro^[8].

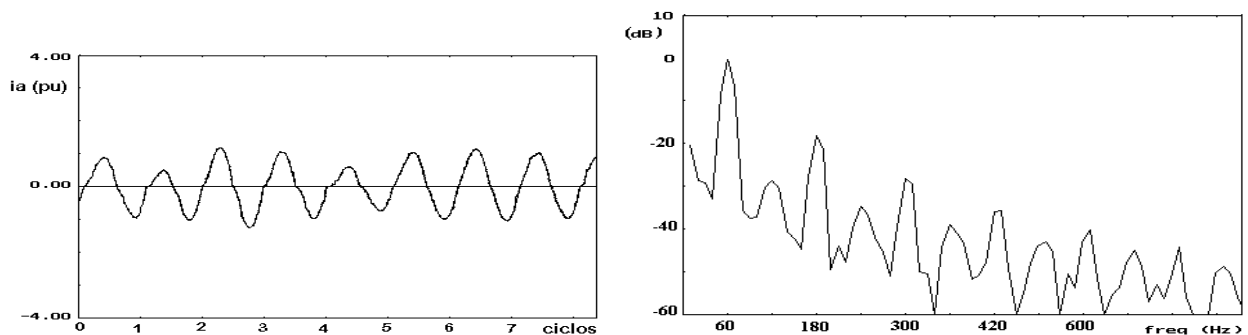


Figura 5.11. Corrente de forno de arco e respectivo espectro.

Durante a fase de fusão, a corrente pode mudar significativamente em amplitude e forma. Prevalcem as harmônicas ímpares, mas existem também componentes pares, indicando uma assimetria de meia onda, o que ocorre principalmente quando a corrente é baixa, ou seja, o arco é longo. A riqueza do espectro produzido pelo forno mostra que se trata de uma importante fonte de harmônicas e inter-harmônicas.

5.1.5 Cargas eletrônicas

Retificadores trifásicos

Quando a potência da carga alimentada se eleva, normalmente são utilizados retificadores trifásicos a fim de, distribuindo a corrente entre as três fases, evitar desequilíbrios. Retificadores trifásicos são usados, tipicamente, em aplicações industriais podendo, assim, apresentar potências muito elevadas, a depender do uso específico.

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

As figuras a seguir mostram circuitos e formas de onda típicas. Quando um filtro indutivo é utilizado, tem-se um alisamento da corrente, de modo que a onda no dado CA apresenta-se praticamente retangular.

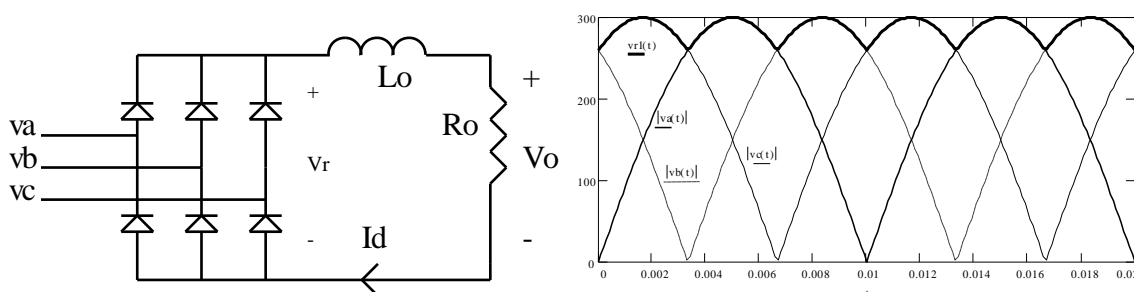


Figura 5.12 Circuitos retificadores trifásicos, com diferentes filtros no lado CC. Tensão de saída, Vr (com condução contínua), e formas de corrente CA.

Na figura 5.13 tem-se, supondo uma corrente CC com ondulação desprezível, a forma da corrente na entrada do retificador e o respectivo espectro.

A amplitude das harmônicas, normalizada pela fundamental, segue a equação (5.4)

$$I_h = \frac{1}{h} \tag{5.4}$$

$$h = k \cdot q \pm 1$$

h é a ordem harmônica;

k é qualquer inteiro positivo;

q é o número de pulsos do circuito retificador (6, no exemplo).

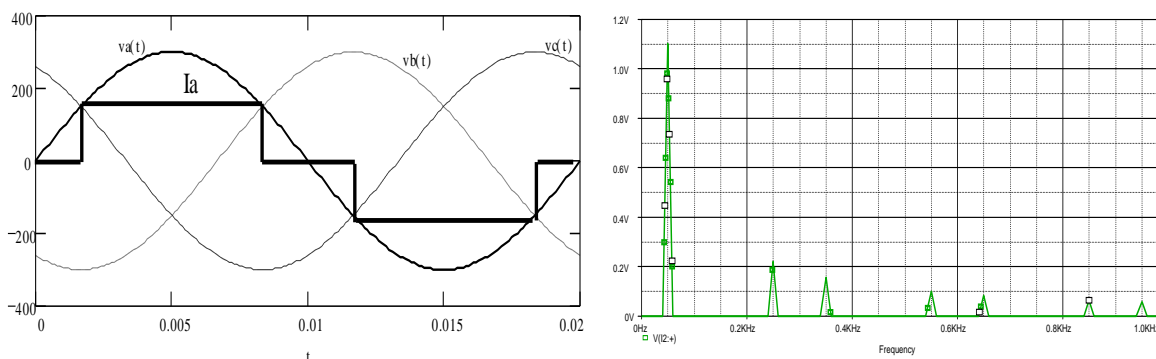


Figura 5.13 Tensões e corrente de entrada com filtro indutivo ideal e espectro da corrente.

Isto permite determinar que a DHT da corrente é 31,08% e que o fator de deslocamento (ângulo entre a tensão e a componente fundamental da corrente) é unitário.

Mesmo com filtro capacitivo o comportamento de ausência de componentes múltiplas de 3 permanece embora, obviamente, a DHT aumente consideravelmente. Quanto maior a capacitância CC, mais estreito se torna o pulso de corrente, aumentando as componentes harmônicas e reduzindo a DHT.

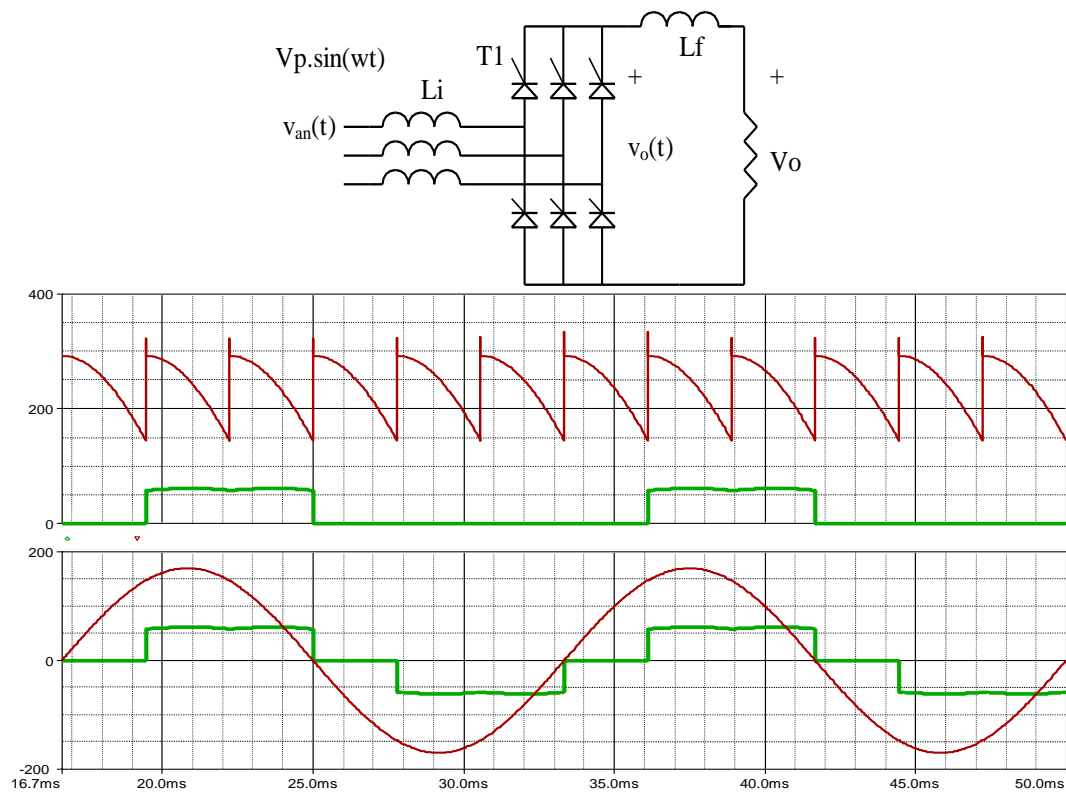
Um comportamento similar ocorre nos retificadores controlados, como o mostrado na figura 5.14. A forma da corrente também é retangular, com duração de 2/3 do semiciclo. A diferença é que o início da condução ocorre em um instante que depende do ângulo de disparo dos tiristores. Dessa forma não há alteração das componentes harmônicas, embora haja uma alteração de fase da componente fundamental e, por conseguinte, no fator de potência visto pela rede. A componente fundamental está atrasada, o que confere ao circuito um comportamento “indutivo”, embora isso se deva ao atraso no início da condução e não à efetiva existência de uma indutância no circuito visto pela rede.

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:

$$V_o = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{\text{linha RMS}} \cdot \cos \alpha \quad (5.5)$$

O fator de forma é o mesmo do retificador não controlado, enquanto o fator de deslocamento é igual a $(\cos \alpha)$. O fator de potência é:

$$FP = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (5.6)$$



Ângulo de disparo de 30 graus

Figura 5.14 Retificador trifásico controlado e respectivas formas de onda.

Associação de Retificadores

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

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

- Uma associação série é normalmente empregada quando se deseja uma tensão CC de saída elevada, que não poderia ser obtida com um retificador único;
- Uma associação paralela, 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.

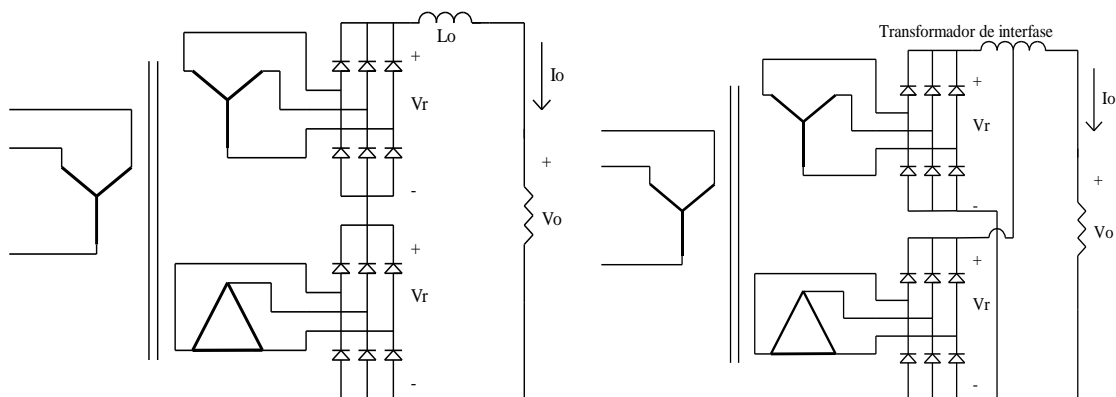


Figura 5.15 Associação em série e em paralelo de retificadores não controlados.

Em ambos os circuitos as tensões de entrada de cada retificador não são as mesmas. Isto é feito para melhorar a forma de onda da corrente de entrada, como mostra a figura 5.16.

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, o que se obtém pela configuração do transformador de entrada. Isto faz com que a corrente da rede se apresente de uma forma “multinível”. Neste caso, têm-se 6 níveis e o respectivo espectro mostra que só existem harmônicos em frequências de ordem $12k+1$, ou seja, após a fundamental, teremos as componentes de ordem 11^a , 13^a , 23^a , 25^a , e assim por diante.

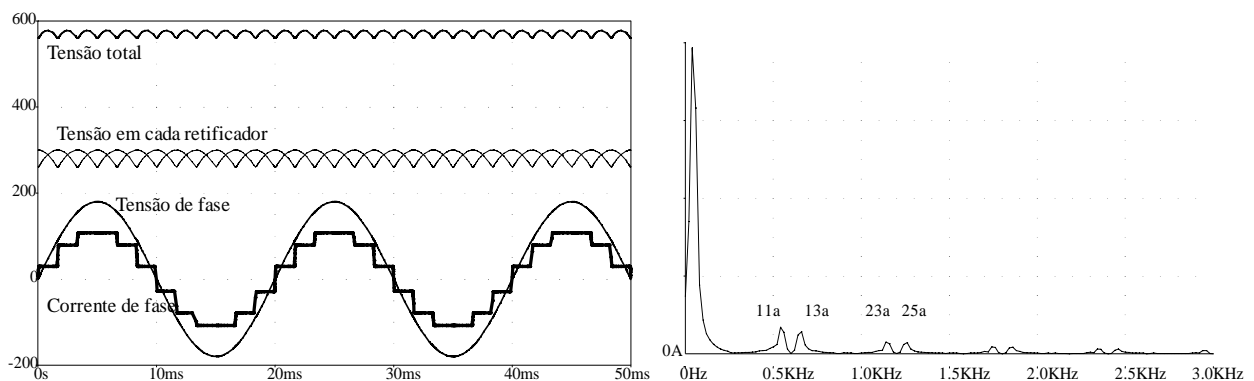


Figura 5.16 Formas de onda e espectro da corrente na rede para retificador de 12 pulsos.

Retificadores com filtro capacitivo

Grande parte dos equipamentos eletrônicos de menor potência, por razões de custo, possui um estágio de entrada constituído por um retificador monofásico com filtro capacitivo. Este tipo de circuito produz na rede corrente de forma impulsiva, que ocorre ligeiramente adiantada em relação

ao pico da onda senoidal de tensão. O circuito, as formas de onda e o espectro estão mostrados na figura 5.17.a. Nota-se a grande amplitude das harmônicas, produzindo, uma elevada DHT. A distorção na tensão se deve à queda de tensão impedância da rede devido à passagem da corrente.

Comportamento semelhante se dá no retificador trifásico. Em termos do espectro, não existem componentes múltiplas de três. Não obstante, a DHT também é extremamente elevada.

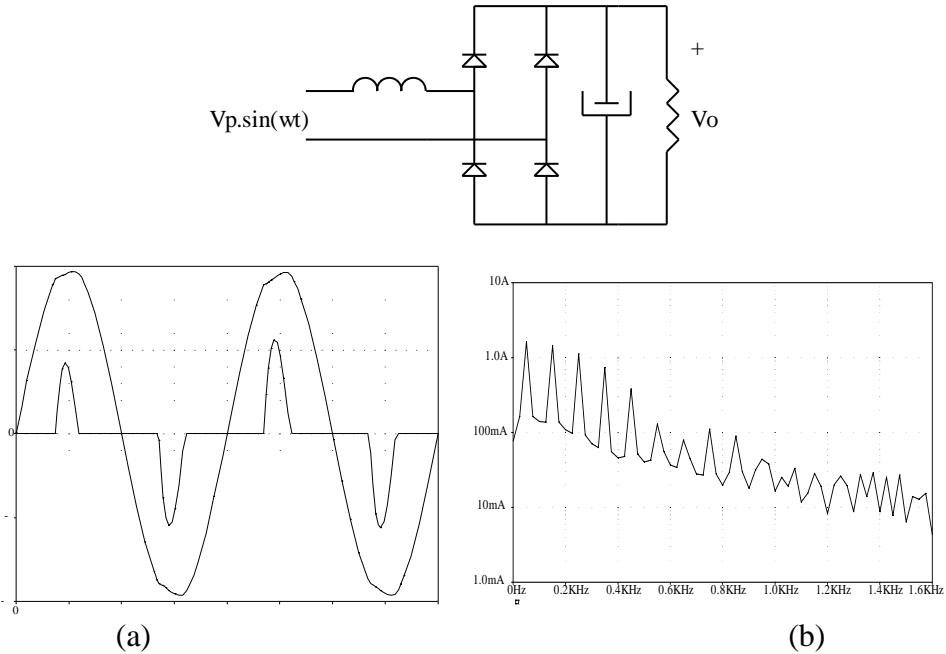


Figura 5.17.a Retificador monofásico com filtro capacitivo.

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

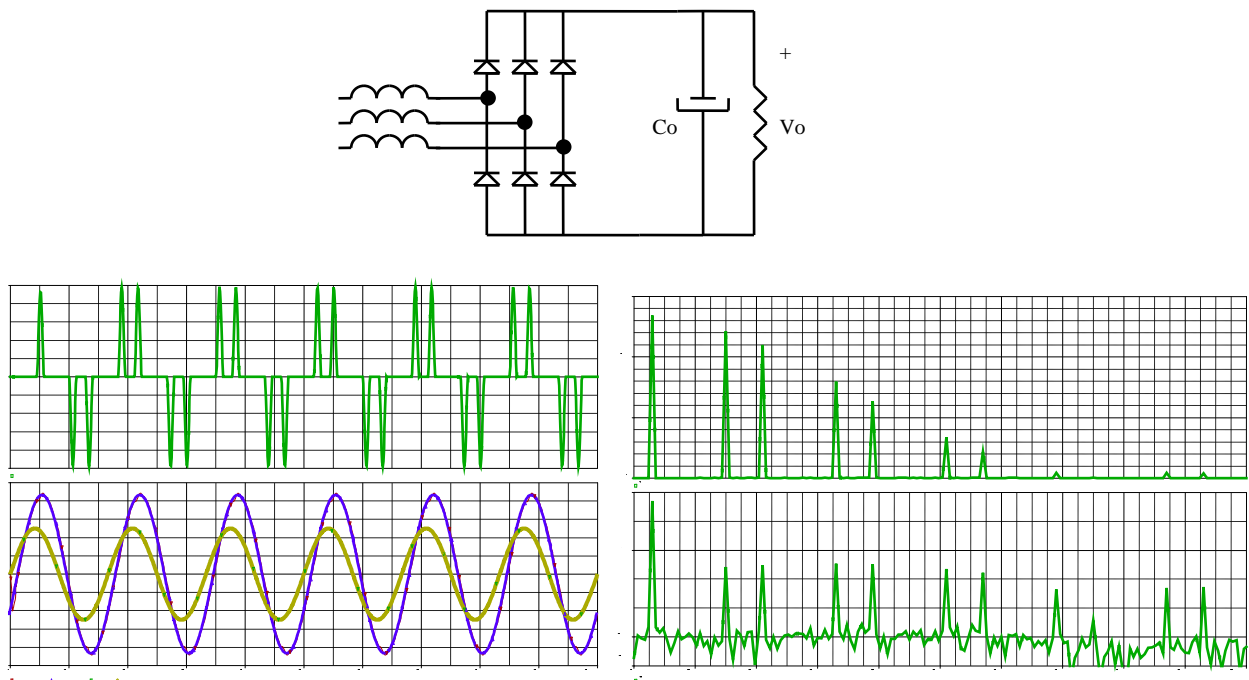


Figura 5.17.a Retificador trifásico com filtro capacitivo.

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

A comutação

Uma forma de corrente retangular, como a suposta na figura 5.13, pressupõe a não existência de indutâncias em seu caminho, ou então uma fonte de tensão infinita, que garante a presença de tensão qualquer que seja a derivada da corrente.

Na presença de indutâncias, como mostrado na figura 5.18, no entanto, a transferência de corrente de uma fase para outra não pode ser instantânea. Ao invés disso, existe um intervalo no qual estarão em condução o diodo que está entrando e aquele que está em processo de desligamento. Isto configura um curto-circuito na entrada do retificador. A duração deste curto-circuito depende de quão rapidamente se dá o crescimento da corrente pela fase que está entrando em condução, ou seja, da diferença de tensão entre as fases que estão envolvidas na comutação.

A figura 5.19 mostra um resultado experimental relativo a um retificador deste tipo. Neste caso a corrente não é plana e apresenta uma ondulação determinada pelo filtro indutivo do lado CC. Pode-se notar que as transições da corrente de entrada não são instantâneas e que, durante as transições, há uma perturbação na tensão na entrada do retificador (V_i). O valor instantâneo desta tensão é a média das tensões das fases que estão comutando, supondo iguais as indutâncias da linha. Este “afundamento” da tensão é chamado de “notching”. A distorção na tensão ocorre devido ao comportamento da corrente associada, à reatância da linha.

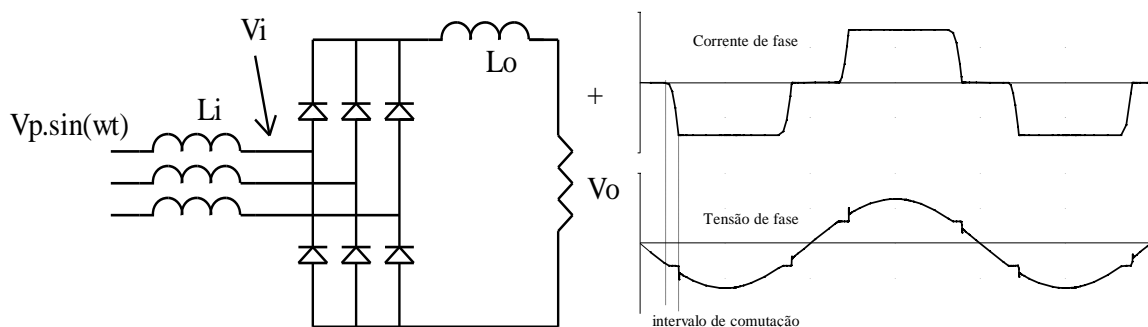


Figura 5.18 Topologia de retificador trifásico, não controlado, com carga indutiva . Formas de onda típicas, indicando o fenômeno da comutação.

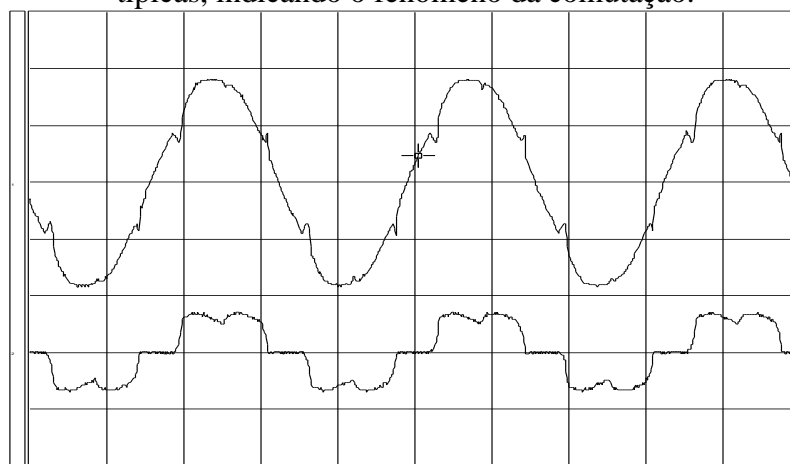


Figura 5.19 Distorção na tensão devido ao fenômeno de comutação.

5.6 Sequência de fase das harmônicas

Alguns fenômenos importantes dependem da sequência de fase ^[9] que as diferentes harmônicas assumem em relação às ondas fundamentais na rede trifásica. Todos os comentários que seguem valem desde que fundamental e harmônicas estejam equilibradas. Qualquer desequilíbrio faz surgir componentes da sequência oposta, em cada harmônica.

A Figura 5.20 mostra as harmônicas de ordem três e as tensões trifásicas com sequência positiva (abc). Como se pode ver, as 3^{as} harmônicas estão em fase entre si e, portanto, se caracterizam como componentes de sequência zero (aquelas cuja soma algébrica não se anula).

Pode-se verificar que isso acontece com todas as harmônicas múltiplas de três ($3n$, $n=1,2,3\dots$). O fato de apresentarem sequência zero indica que poderá haver uma significativa corrente circulando pelo neutro, no caso de conexão Y a quatro fios, ou então pela malha do triângulo, no caso de conexão em Δ .

A Figura 5.21 mostra o que ocorre com a 5^a harmônica equilibrada. Como se pode ver, tais harmônicas apresentam sequência negativa.

O mesmo ocorre com todas as harmônicas de ordem $3n-1$ (para $n=1,2,3\dots$). O fato de as harmônicas equilibradas de ordem 2, 5, 8... apresentarem sequência negativa indica que sua presença na tensão terá efeito de redução do torque em máquinas baseadas em campos girantes, como motores de indução, máquinas síncronas, medidores de energia, etc. Os efeitos mais sensíveis devido a tais componentes de sequência negativa são vibração, perdas adicionais, aquecimento, redução do torque médio útil.

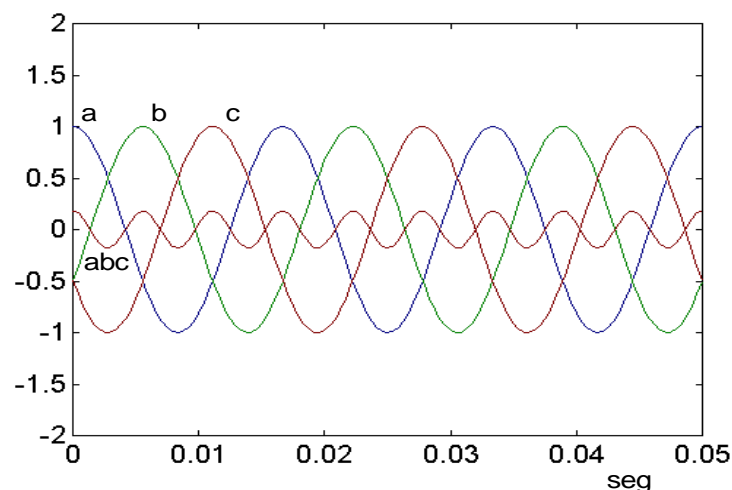


Figura 5.20 Harmônicas de 3^a ordem apresentam sequência zero.

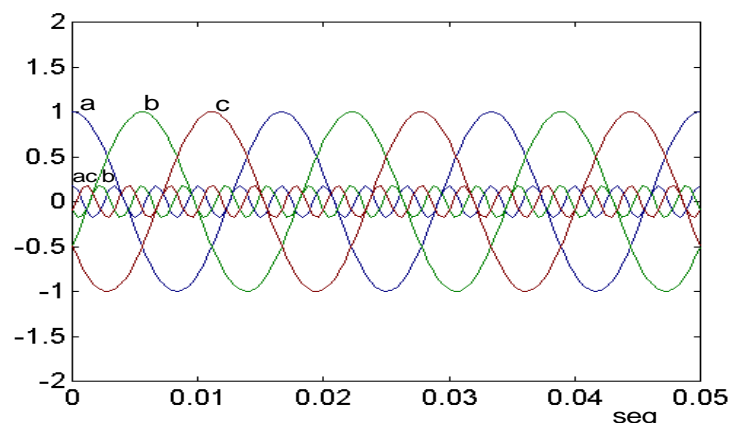


Figura 5.21 Harmônicas de 5^a ordem apresentam sequência negativa.

As demais harmônicas, de ordem $3n-2$ (para $n=1,2,3\dots$) apresentam sequência positiva. Excetuando a fundamental, também provocam vibração, perdas adicionais e aquecimento, embora o efeito sobre o torque seja no mesmo sentido de giro da componente fundamental.

Harmônicas pares produzem assimetrias de meia-onda, ou seja, um semiciclo tem formato diferente do outro. Como esse tipo de assimetria não é muito comum nos dispositivos elétricos, mesmo nos casos não lineares, as harmônicas pares se manifestam em menor intensidade no sistema

elétrico. No entanto, alguns transitórios como a energização de transformadores ou a corrente de ignição de fornos elétricos a arco têm a capacidade de produzir tal assimetria e, portanto, de gerar harmônicas pares, especialmente a 2^a e a 4^a. Esse fenômeno será discutido em capítulo posterior.

5.7 Efeito das fases relativas das harmônicas

Assim como na frequência fundamental, a fase entre as tensões e correntes harmônicas determina o fluxo de potência na rede (magnitude, direção e FP). Enquanto uma harmônica pode estar "fluindo" numa direção, outra harmônica pode estar transferindo energia no sentido oposto. Tudo depende de onde se encontram as fontes ("sources") e os atratores ("sinks") das correntes harmônicas. Além disso, a simples mudança de fase de uma harmônica pode modificar significativamente a forma de onda, sem alterar o seu valor eficaz. Cargas que sejam sensíveis à forma de onda (como um retificador com filtro capacitivo) reagirão de maneira distinta em cada situação. Seja a onda de tensão dada pela expressão que contém apenas a 5^a e 7^a harmônicas, ambas com a mesma fase inicial:

$$v(t) = 1 + 2 \cos(2\pi \cdot 60t) - 0,4 \operatorname{sen}(2\pi \cdot 300t) - 0,2 \operatorname{sen}(2\pi \cdot 420t) \quad (5.7a)$$

Esse sinal é mostrado na Figura 5.22. As sobretensões devido às harmônicas são evidentes. Invertendo-se a fase da 5^a harmônica, obtém-se o sinal seguinte:

$$v(t) = 1 + 2 \cos(2\pi \cdot 60t) + 0,4 \operatorname{sen}(2\pi \cdot 300t) - 0,2 \operatorname{sen}(2\pi \cdot 420t) \quad (5.7b)$$

A onda agora assume a forma mostrada na Figura 5.23. Pela simples comparação visual não é óbvio que se trate de sinais com a mesma composição espectral. Por isso é importante recorrer aos métodos de processamento matemático para analisar os sinais no domínio da frequência.

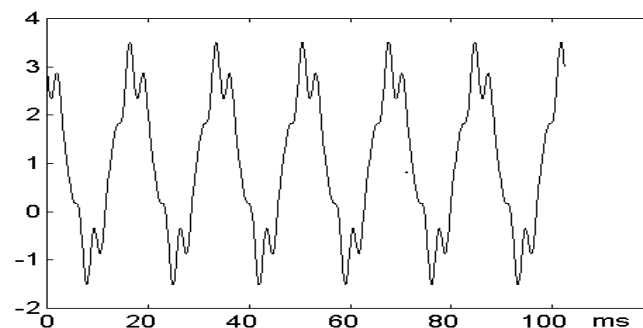


Figura 5.22. Fase inicial nula para 5^a e 7^a harmônicas

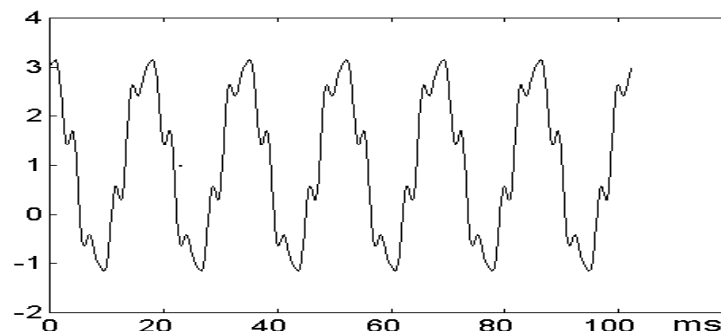


Figura 5.23. Tensão com a fase inicial da 5^a harmônica invertida

Os espectros das amplitudes nos dois casos são iguais, como mostra a Figura 5.24:

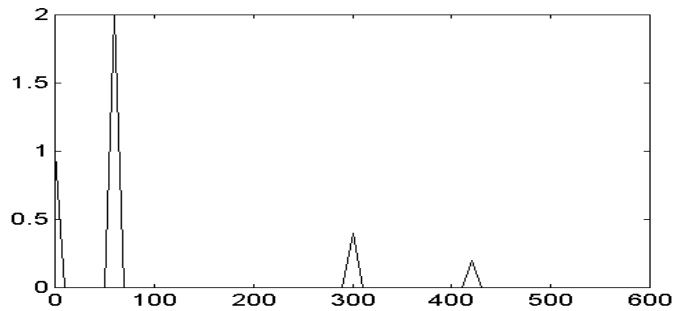


Figura 5.24. Espectro de amplitudes

Apenas os espectros das fases acusam a inversão da 5^a harmônica, como indicam as Figuras 5.25 e 5.26. Esse exemplo mostra que uma dada composição harmônica pode apresentar efeitos que não são percebidos pela simples avaliação do valor eficaz ou mesmo apenas do espectro de amplitude.

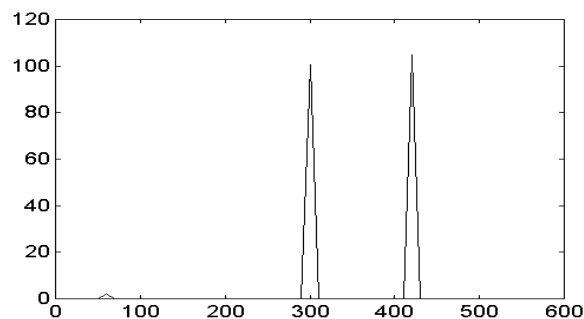


Figura 5.25. Espectro de fase para caso com fases iguais

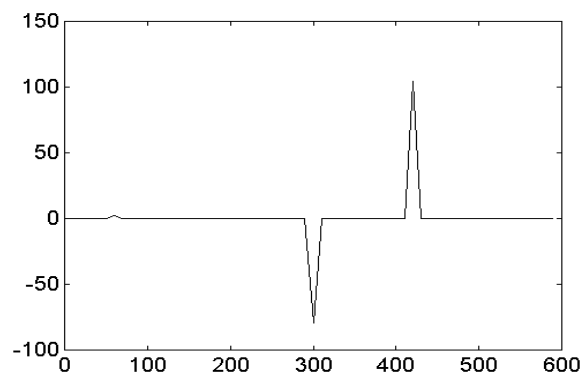


Figura 5.26. Espectro de fase para o caso de fases opostas.

5.8. Efeitos das harmônicas

A presença de harmônicas em um sistema de potência pode acarretar uma série de efeitos indesejados como, por exemplo ^[10]:

1. *Excitação de correntes ou tensões ressonantes entre indutâncias e capacitâncias.*

Casos típicos: associações de capacitores com transformadores, cabos com blindagem, capacitores associados com motores, capacitores operando com reatores, dispositivos de correção de fator de potência, etc.

2. *Aparecimento de vibrações e ruído.*

- Casos típicos: ferorrressonância em transformadores^b e reatores, motores de indução ressonando com a compensação capacitiva, etc.
3. *Sobreaquecimento de núcleos ferromagnéticos.*
Casos típicos: aumento de perdas por histerese e correntes parasitas em núcleos de motores, geradores, transformadores, reatores, relés, etc.
 4. *Sobreaquecimento de capacitores.*
Caso típico: ressonância de capacitores *shunt*, provocando sobretensão e perdas excessivas no dielétrico. Risco de explosão do capacitor por falta de dissipação do calor gerado internamente.
 5. *Erro de medição de grandezas elétricas.*
Casos típicos: medidores de energia com disco de indução, medidores de valor eficaz baseados no valor de pico ou valor médio, etc.
 6. *Erro de controle de conversores.*
Casos típicos: detectores de sincronismo e comparadores de nível, usados como referência para gerar pulsos de controle em chaves eletrônicas;
 7. *Erro de atuação da proteção.*
Casos típicos: relés eletromagnéticos atracando devido à contribuição das harmônicas, relés eletrônicos e digitais com erro de calibração na presença de distorções, etc.
 8. *Sobrecorrente de neutro.*
Casos típicos: circuitos com lâmpadas de descarga com reatores ferromagnéticos ou circuitos retificadores monofásicos podem provocar correntes de neutro maiores que as de linha, devido às harmônicas de sequência zero.
 9. *Interferências e ruídos eletromagnéticos.*
Casos típicos: fontes chaveadas, inversores de frequência, pontes retificadoras, sistemas de acionamento controlados eletronicamente, etc.

5.9 Quantificação da distorção da onda

Pode-se obter o conteúdo espectral de um sinal periódico com período T , com forma de onda qualquer, pela decomposição em série de Fourier^[11]. O resultado dessa decomposição em funções seno e cosseno fornece as amplitudes e as fases relativas de componentes nas frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental, definida por $f_1 = 1/T$. Um analisador de ondas digital realiza essa decomposição usando um eficiente (rápido e preciso) algoritmo, conhecido como transformada rápida de Fourier ou FFT (“Fast Fourier Transform”) e determina amplitudes e fases das componentes harmônicas, a partir de amostras do sinal. Tal técnica será estudada na segunda parte do curso. Considere-se uma onda quadrada unitária, simétrica em torno da origem, que pode ser expressa através da série de cossenos:

$$v_T(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{h=2k+1} (-1)^k \frac{1}{h} \cos(h2\pi f_1 t) \quad \text{para } k = 0,1,2,3\dots \quad (5.8)$$

Suponha que essa onda quadrada seja o sinal cuja distorção em relação à fundamental se queira analisar. Da somatória (5.8) pode-se isolar a onda fundamental, obtendo:

$$v_T(t) = \frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_1 t) + \frac{4}{\pi} \sum_{h=2k+1} (-1)^k \frac{1}{h} \cos(h2\pi f_1 t) \quad k = 1,2,3\dots \quad (5.8a)$$

Portanto, a onda fundamental dessa forma quadrada é dada por:

^b <http://www2.schneider-electric.com/documents/technical-publications/en/shared/electrical-engineering/electrical-environmental-constraints/general-knowledge/ect190.pdf>

$$v_1(t) = \frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_1 t) = \frac{4}{\pi} \text{sen}(2\pi f_1 t + \pi/2) \quad (5.8b)$$

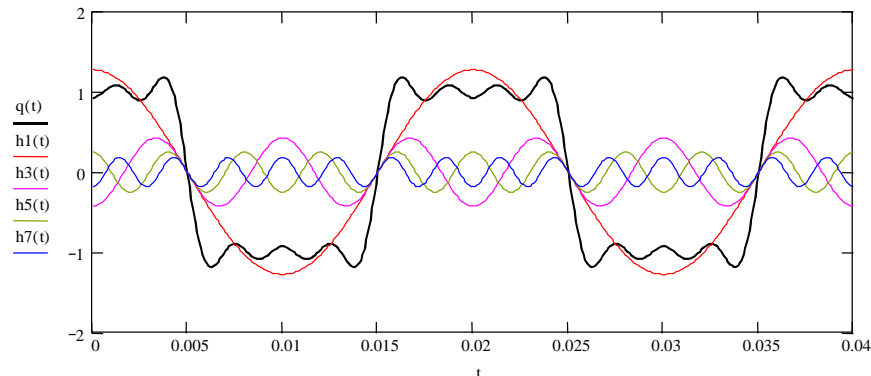


Figura 5.27 Composição de onda quadrada a partir de suas harmônicas.

Ou seja, a amplitude da fundamental vale $4/\pi$. Notar que essa amplitude é maior ($4/\pi > 1$) que a amplitude da onda quadrada, da qual foi extraída.

Pode-se definir o sinal distorcivo como sendo o que resta de (5.8.a), eliminada a fundamental. Para quantificar o efeito distorcivo dessa parcela, normaliza-se o sinal restante pela onda fundamental:

$$v_{res}(t) = \frac{v_T(t) - v_1(t)}{v_1(t)} = \frac{\frac{4}{\pi} \sum_{h=2k+1} (-1)^k \frac{1}{h} \cos(h2\pi f_1 t) \quad k=1,2,\dots}{\frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_1 t)} \quad (5.9)$$

Pode-se ainda expressar essa relação em termos do valor eficaz das componentes, resultando (letra maiúscula indica valor eficaz da onda):

$$V_{res} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (5.10)$$

onde: $V_h = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v_h^2(t) dt}$ é o valor eficaz da tensão harmônica $v_h(t)$

V_1 é o valor eficaz da onda fundamental $v_1(t)$

Comparando a relação (5.10) com a definição usual da grandeza designada nas normas como Distorção Harmônica Total (DHT, ou THD da sigla em inglês):

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V_h^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_{h=2}^{50} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (5.11)$$

Conclui-se que o DHT é uma aproximação do valor eficaz normalizado da tensão distorciva, considerando as harmônicas até uma dada ordem. Essa constatação permite estabelecer uma maneira de estimar o valor de DHT diretamente no domínio do tempo através do cálculo do valor

eficaz do resíduo da tensão após filtragem da fundamental. Esse processo para estimar a distorção harmônica será visto com mais detalhes na segunda parte do Curso.

A DHT da tensão é geralmente uma boa indicação do valor das harmônicas, uma vez que o valor da componente fundamental é relativamente constante. O mesmo não vale para a corrente, uma vez que a alteração da componente fundamental (associado a variações da carga) pode ser muito significativa. Para a análise do efeito das distorções da corrente é mais significativo considerar os valores absolutos das harmônicas do que a DHT.

5.10 Redução do conteúdo harmônico da tensão e da corrente

A solução clássica para a redução da contaminação harmônica de corrente em sistemas elétricos é o uso de filtros sintonizados conectados em derivação no alimentador, funcionando como um divisor de corrente:

$$\frac{I_i}{I_c} = \frac{Z_f}{Z_f + Z_i} \quad (5.12)$$

Z_i é a impedância do alimentador e Z_f é a impedância do filtro. I_c é a corrente da carga (com harmônicas) e I_i é a corrente na fonte, após a filtragem. Para uma fonte ideal ($Z_i=0$) não ocorre filtragem.

A estrutura típica de um filtro passivo de harmônicos de corrente é mostrada na figura 5.28. As várias células LC série são sintonizadas nas proximidades das frequências que se deseja eliminar, o que, via de regra, são componentes harmônicas de ordem inferior. Para as frequências mais elevadas é usado, em geral, um simples capacitor funcionando como filtro passa-altas. A carga considerada neste exemplo é do tipo fonte de corrente. Uma carga com comportamento de fonte de corrente pode ser, por exemplo, um retificador tiristorizado trifásico, alimentando uma carga indutiva, como um motor de CC. O que caracteriza uma fonte de corrente é o fato de ser independente da tensão em seus terminais. Estritamente falando, não existem tais dispositivos em uma rede CA.

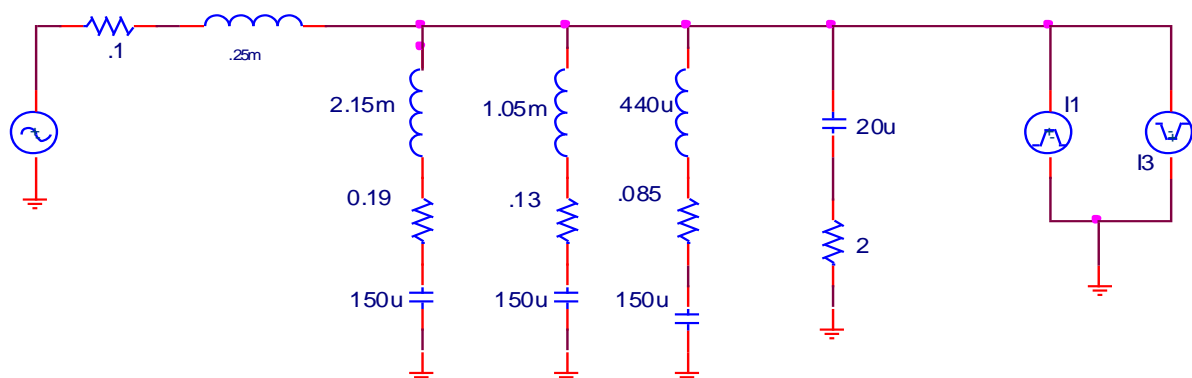


Figura 5.28 Filtragem passiva de corrente em carga não linear com comportamento de fonte de corrente.

Na frequência da rede, todos os filtros apresentam reatância capacitiva, de modo que contribuem para a correção do fator de potência (na frequência fundamental), supondo que a carga alimentada seja de característica indutiva.

Um aspecto relevante é que os filtros não devem ser sintonizados exatamente nas frequências harmônicas, pois, na eventualidade de que a tensão apresente distorção, surgiriam componentes muito elevadas de corrente [12, 13, 14].

Os filtros usados nas simulações que se seguem tiveram a capacitância total distribuída igualmente entre os três ramos sintonizados e uma parcela menor incluída no ramo passa-altas. O

fator de qualidade^c de cada ramo é de 20, que é um valor típico para indutores com núcleo ferromagnético. Dispositivos com núcleo de ar têm fator de qualidade superior, mas apresentam volume e massa consideravelmente maiores. O ramo passa-altas possui uma resistência de amortecimento. O ramo da 5ª harmônica foi sintonizado em 290 Hz enquanto os demais os ramos foram dessintonizados em 20 Hz abaixo da harmônica.

O alimentador apresenta um nível de curto-circuito de 20 pu. A impedância em série com a fonte tem um papel essencial na eficácia do filtro. Se for considerada uma fonte ideal, qualquer filtro é indiferente, posto que, por definição, a impedância de uma fonte de tensão é nula. Ou seja, o caminho preferencial para os componentes harmônicos da corrente da carga sempre seria a fonte.

A carga apresenta fator de deslocamento de 0,866 e fator de forma de 0,95, configurando um fator de potência de 0,82. Dada a simetria da forma de onda, não estão presentes as componentes pares, assim como as múltiplas de ordem três.

A figura 5.29 mostra a resposta em frequência da tensão sobre a carga. A carga, dado seu comportamento de fonte de corrente, é considerada um circuito aberto neste teste. Nota-se que nas ressonâncias dos filtros, dado que a impedância vai ao mínimo, tem-se uma redução da tensão. Têm-se ainda outras três ressonâncias série que surgem da combinação entre a reatância do alimentador e cada um dos quatro ramos do filtro. Em tais frequências observa-se uma amplificação da tensão sobre o filtro. Caso existam componentes espectrais de tensão nestas frequências estas serão amplificadas.

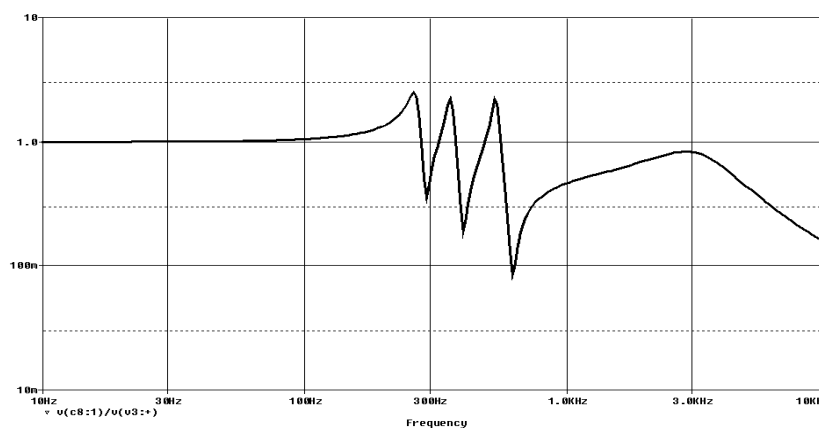


Figura 5.29 Ganho (em dB) de tensão do filtro, em relação à tensão da fonte CA.

Na figura 5.30 tem-se a impedância vista pela carga. Neste teste a fonte de tensão é curto-circuitada. Em baixa frequência, espera-se que a corrente flua pela rede. Nas ressonâncias do filtro, as respectivas componentes presentes na corrente da carga devem ser capturadas pelo filtro. No entanto, nas frequências em que a impedância se eleva, eventuais componentes presentes na corrente da carga produzirão distorções na tensão no barramento de instalação do filtro. Assim, do ponto de vista da carga, o que se tem são ressonâncias paralelas entre os ramos do filtro e a reatância da rede.

Assim, pode-se concluir que a presença de vários filtros numa mesma rede produz interferências mútuas. O comportamento de cada filtro pode ser influenciado pela presença dos outros filtros e outras cargas.

A figura 5.31 mostra formas de onda do sistema simulado, com uma carga não linear, que absorve uma corrente retangular (como ocorreria em um retificador controlado, alimentando uma carga altamente indutiva).

^c Fator de qualidade (Q) é um parâmetro adimensional que relaciona a energia acumulada no filtro e as perdas. Equivale a uma relação entre a frequência central do filtro e sua largura de banda. Um Q elevado indica uma taxa de perda de energia baixa e uma banda estreita, ou seja, uma sintonia mais precisa.

$$Q \stackrel{\text{def}}{=} 2\pi \frac{\text{Energia acumulada}}{\text{Energia dissipada por ciclo}} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

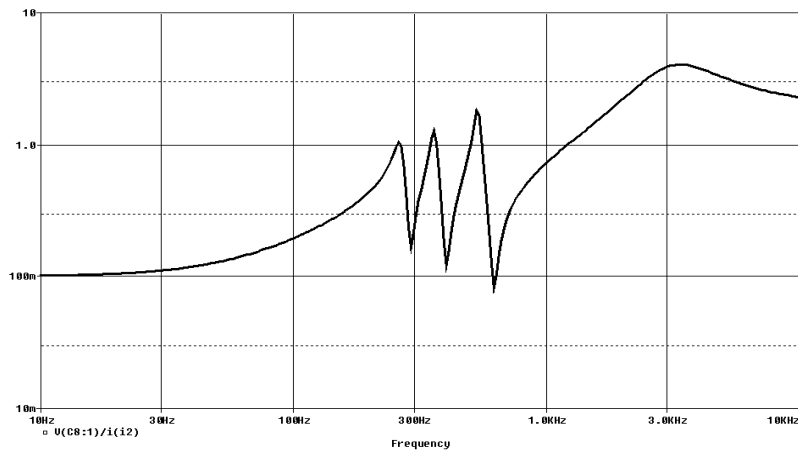


Figura 5.30 Impedância vista pela carga.

A ação do filtro permite compensar o fator de deslocamento (desde que seja constante), assim como reduzir o conteúdo harmônico da corrente da rede em relação à da carga. A distorção harmônica total (DHT) da corrente da carga é de 29%, enquanto na rede têm-se 15%. Os espectros destas correntes são mostrados na figura 5.32. A redução na componente fundamental deve-se à melhoria do fator de deslocamento.

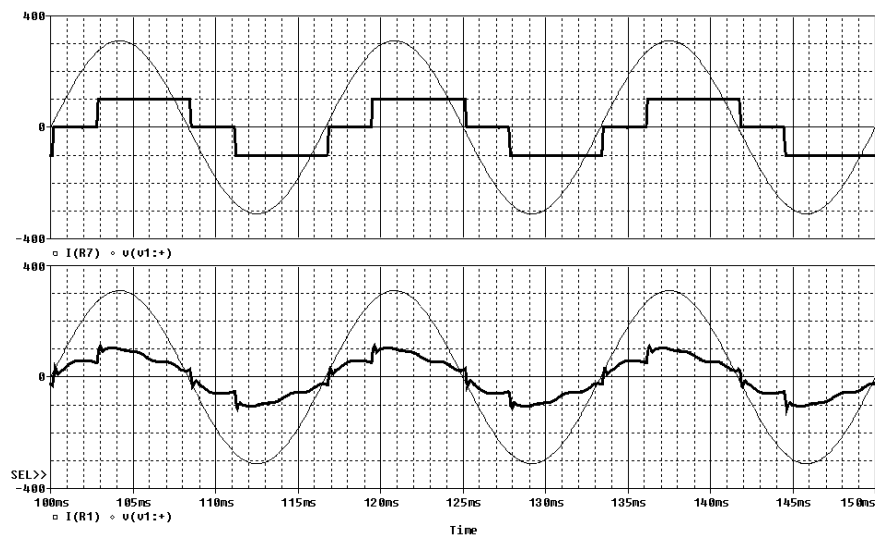


Figura 5.31 Corrente da carga e corrente na fonte com filtragem passiva.

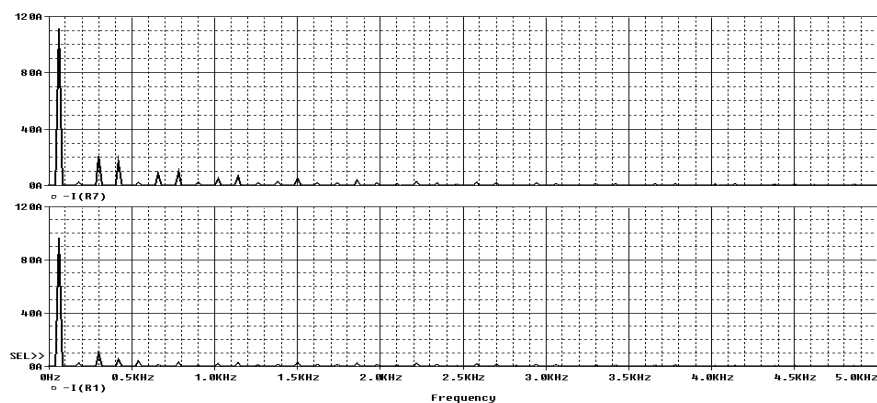


Figura 5.32 Espectro da corrente na carga (superior) e na rede (inferior).

A figura 5.33 mostra a tensão no ponto de conexão da carga e seu espectro. Note os afundamentos na tensão que coincidem com as elevadas derivadas da corrente da carga. Sem os filtros, a DHT da tensão no ponto de conexão da carga é de 13%. Com o filtro, o afundamento não é compensado plenamente, mas a DHT se reduz para 8%. Mesmo com a atenuação introduzida neste ramo passa-altas tem-se alguma oscilação em torno de 3 kHz, conforme se poderia antever pelo resultado da figura 5.29. Verifica-se assim que o uso do filtro melhora não só a corrente como a tensão, que é, na verdade, a grandeza elétrica que é compartilhada pelos usuários.

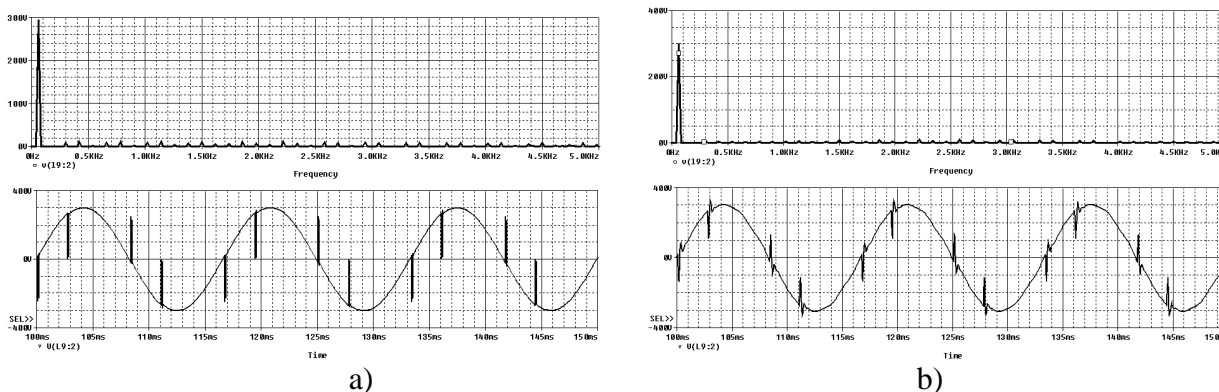


Figura 5.33 Tensão no barramento da carga e seu espectro: sem filtro (a) e com filtro (b).

5.10.1 Filtragem passiva em cargas tipo fonte de tensão

Os casos estudados anteriormente consideravam cargas com comportamento de fonte de corrente, que são mais características quando se considera o comportamento de harmônicas em níveis de tensão mais elevada. Quando se considera a presença de cargas não lineares no lado de baixa tensão das redes de distribuição, a modelagem de uma carga não linear como sendo uma fonte de corrente pode ser adequada para motores (sujeitos à saturação do núcleo ferromagnético) e de conversores eletrônicos com indutâncias de alisamento, por exemplo.

Por outro lado, os retificadores com filtro capacitivo, normalmente utilizados como estágio de entrada em equipamentos eletrônicos, como aparelhos de TV, computadores, monitores de vídeo, etc., a tensão na entrada do retificador é imposta pelo capacitor do lado CC durante o intervalo de tempo em que os diodos estiverem em condução. Nesta situação, estes dispositivos são mais bem representados por fontes de tensão harmônica [15]. Esta mudança de enfoque traz profundas alterações na concepção de filtros passivos. Tal situação é ilustrada pela figura 5.34.

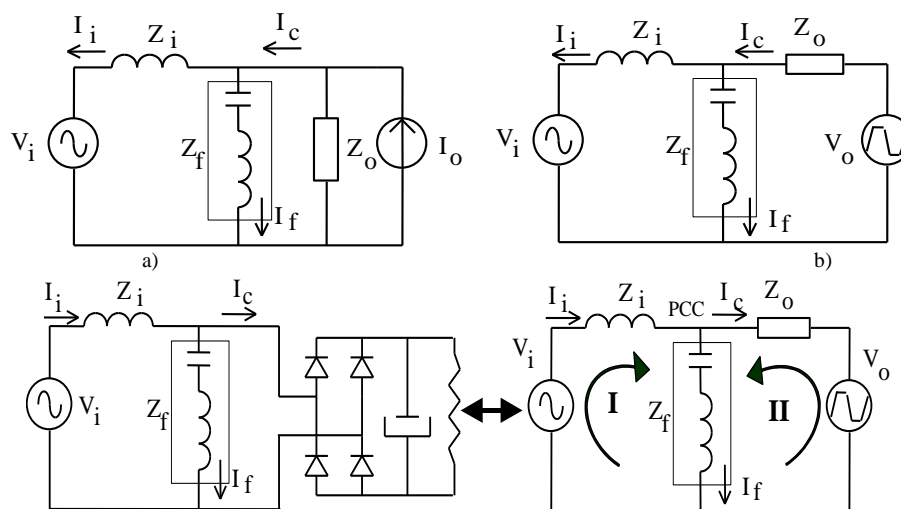


Figura 5.34 Filtro passivo em derivação para cargas tipo fonte de corrente e fonte de tensão.

Para qualquer valor de Z_o diferente de zero é possível passar do equivalente Norton para o equivalente Thévenin que representa a carga. No entanto, quando o valor de Z_o é muito baixo, o modelo simplificado (sem Z_o) mais próximo da realidade é o de fonte de tensão.

Da figura 5.34.a pode-se verificar que a relação entre a corrente da carga, I_c e a corrente da fonte CA, I_i é dada por um divisor de corrente. Reafirma-se que a eficácia da filtragem depende da impedância da rede. Para uma fonte ideal em que Z_i seja zero, não ocorre filtragem alguma.

Já no caso de uma carga com comportamento de fonte de tensão (figura 5.34.b), a eficácia do filtro LC, que define Z_f , conectado em paralelo com a carga, em desviar da fonte as componentes harmônicas produzidas na carga, é ser expressa por:

$$\frac{I_i}{V_o} = \frac{Z_f}{Z_o Z_i + Z_o Z_f + Z_i Z_f} \quad (5.13)$$

A compensação depende tanto da impedância da carga quanto da fonte. No entanto, se Z_o for nula (a carga se comporta como uma fonte de tensão ideal), o filtro conectado em paralelo é inútil. De maneira análoga, se a impedância da rede for nula, o efeito é o mesmo.

Obviamente a inserção de filtros em série, que seriam mais efetivos na filtragem deste tipo de carga, é um problema em equipamentos já instalados, pois exigiria a interrupção do alimentador. No entanto, a presença destes filtros torna necessário verificar o impacto deste procedimento no funcionamento do equipamento.

5.10.2 Filtros Ativos

A realização de um filtro ativo de potência (FAP) utiliza a capacidade de um conversor CC-CA (inversor) produzir tensão ou corrente alternada com qualquer forma de onda. Tal capacidade de síntese é limitada em termos espectrais a um valor de aproximadamente 1/10 da frequência de comutação, admitindo-se ainda a existência de um filtro de saída que minimize a penetração de componentes de alta frequência na rede elétrica.

A função do filtro ativo é fazer com que se produza uma corrente ou tensão que siga uma dada referência, a qual está relacionada com as componentes da corrente (ou tensão) que se quer compensar.

a) Filtro série

Neste caso, em geral, o objetivo é o minimizar a distorção da tensão de alimentação de uma carga, corrigindo as eventuais componentes harmônicas presentes na tensão da rede local. A tensão produzida pelo filtro é de alguns por cento da tensão nominal da rede, enquanto a corrente que o percorre é a própria corrente da carga. A figura 5.35 mostra um circuito de filtro série monofásico.

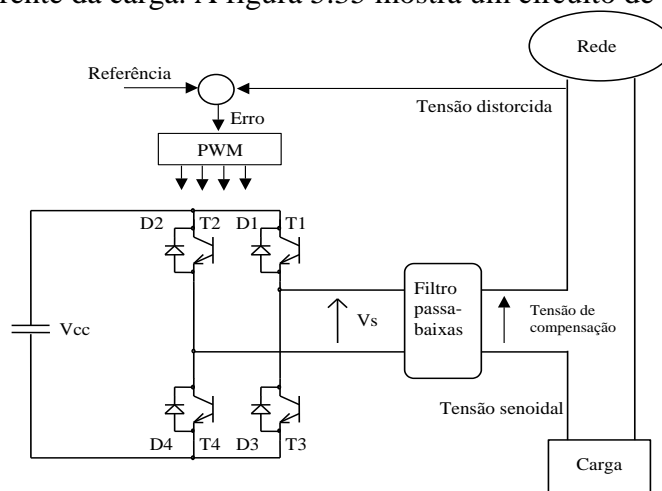


Figura 5.35 Filtro série monofásico para compensação de tensão.

Na figura 5.36 tem-se uma forma de onda distorcida, por efeito da carga (“notches”) e pela presença de distorção na rede (3% de 5ª harmônica). A atuação do filtro (iniciada no instante 50ms) cancela o efeito da distorção harmônica e minimiza o afundamento da tensão, embora não o consiga eliminar. A rede e a carga são as mesmas utilizadas nos exemplos dos filtros passivos em derivação.

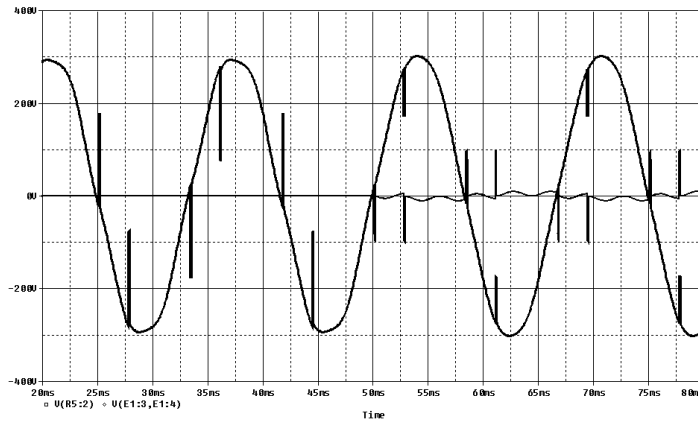


Figura 5.36 Formas de onda na tensão sobre a carga e da tensão produzida pelo filtro série (a partir de 50ms).

b) Filtro em derivação (*shunt*)

O objetivo de um filtro em derivação (“shunt”) é o de minimizar a distorção da corrente que flui pela rede elétrica, conforme mostra a figura 5.37. O filtro deve ser capaz de injetar uma corrente que, somada à corrente da carga, produza uma corrente “limpa” na rede. Note-se que o conversor CC-CA, por não alterar a potência ativa pela rede, não necessita de uma fonte de potência no barramento CC, o qual pode contar apenas um capacitor e a devida malha de controle de tensão (não indicada na figura).

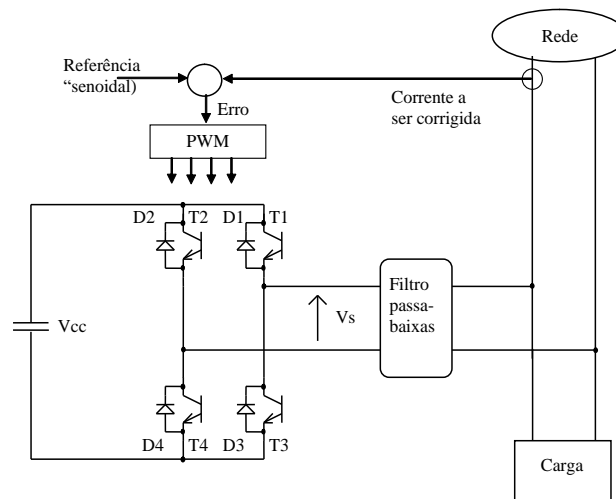


Figura 5.37 Filtro ativo tipo derivação, monofásico.

A figura 5.38 mostra um resultado experimental de um filtro monofásico corrigindo a corrente de um retificador com filtro capacitivo. Observe-se que, diferentemente do filtro passivo, neste caso a filtragem em derivação é eficiente, pois o circuito eletrônico, este sim, opera como uma fonte de corrente controlada.

A figura 5.39 mostra a atuação do filtro para uma carga do tipo fonte de corrente (retificador com filtro indutivo). Os espectros da corrente da linha antes e depois da ação do filtro estão na

figura 5.40. Nota-se a expressiva melhoria, representada pela redução da amplitude das harmônicas. A diminuição na 5ª componente não é tão significativa porque esta é uma harmônica presente na tensão e que, portanto, deve também surgir na corrente compensada.

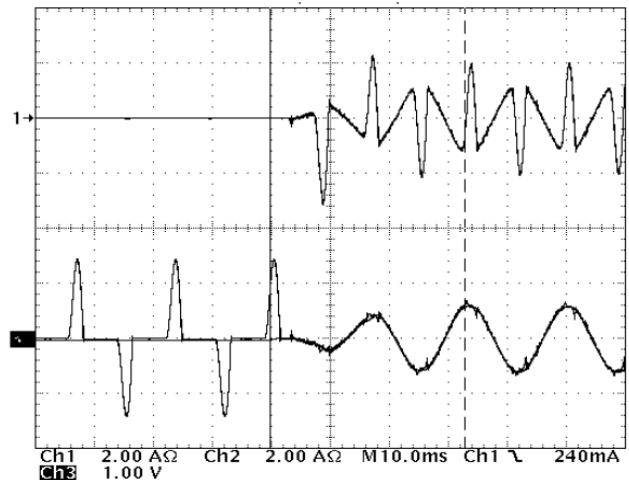


Figura 5.38 Formas de onda do FAP no transitório de partida: Acima, corrente no FAP e abaixo, corrente da rede.

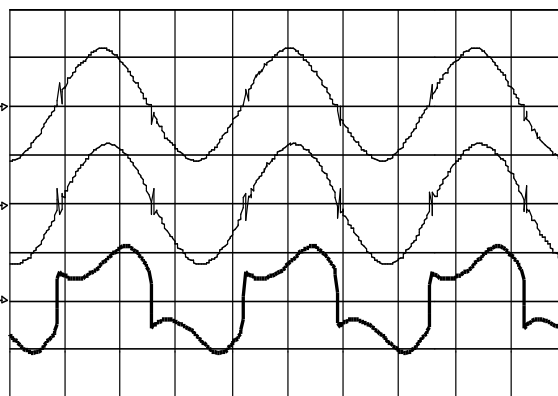


Figura 5.39 Tensão (sup.- 150V/div.) e corrente (meio- 5A/div.) da rede após compensação. Corrente da carga (inf. - 5A/div.) para carga com filtro LC. Horiz.: 5ms/div.

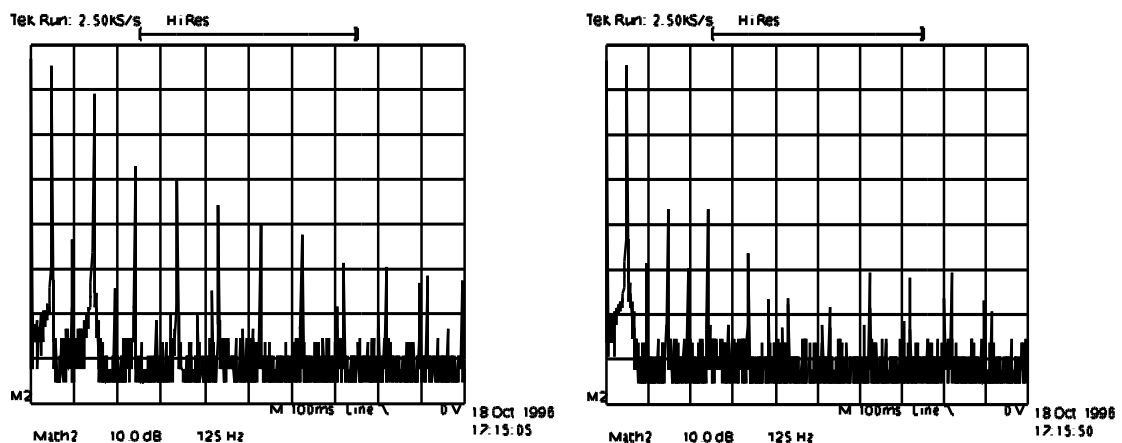


Figura 5.40 Espectros da corrente da rede antes e depois da ação do filtro.

A Figura 5.41 mostra o caso de uma carga trifásica não linear balanceada (retificador de 6 pulsos). Depois da compensação, as correntes na rede são similares às respectivas tensões, incluindo as distorções. As transições rápidas não são completamente compensadas devido à limitação da resposta em frequência da malha de corrente.

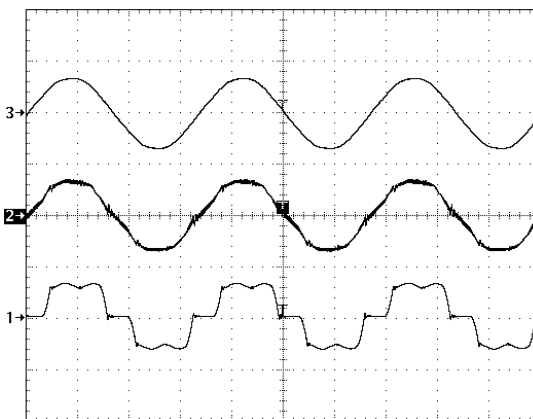


Figura 5.41 Carga trifásica não linear balanceada: Acima : Tensão (500V/div.); Meio : Corrente de linha (5 A/div.); Abaixo : Corrente de carga (5 A/div).

A Figura 5.42 mostra a resposta do FAP trabalhando com uma carga não linear desbalanceada (retificador monofásico). Também neste caso o FAP é capaz de compensar a carga, refletindo na rede uma carga linear (resistiva) balanceada.

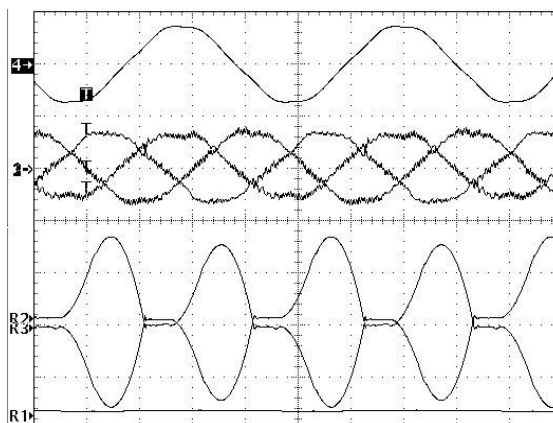


Figura 5.42 Carga não linear monofásica: Acima: Tensão (500 V/div.); Meio: Correntes de linha (1 A/div.); Abaixo: Corrente de carga (1 A/div).

A Figura 5.43 mostra o espectro da tensão antes da atuação do FAP. Neste caso a DHT é significativamente alta (4,2%) e a distorção na tensão é evidente, incluindo uma importante 3ª harmônica. Depois da compensação, a DHT é reduzida a 2,8%, que é aproximadamente o valor da distorção da tensão local. O Fator de Potência medido foi de 0,995. A eficiência do FAP foi 96,5%, para uma frequência de comutação de 20 kHz.

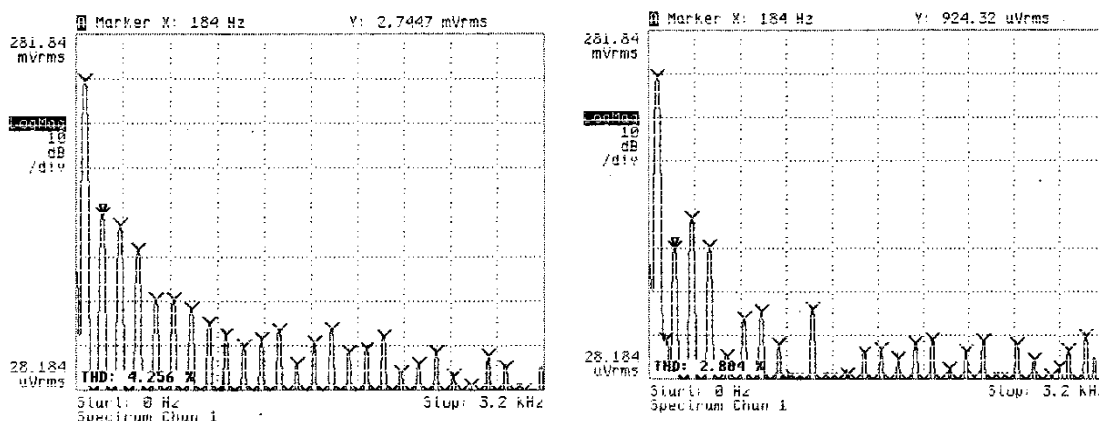


Figura 5.43 Espectro da tensão da rede com carga não linear, antes e depois da atuação do FAP.

5.11 Estudos de caso em redes de distribuição

a) Rede com consumidores residenciais

A título de exemplo, serão analisados resultados de uma medição de campo em uma rede secundária ^[16] com 141 consumidores residenciais (70% da demanda), oito consumidores comerciais (25% da demanda) e um consumidor industrial (5% da demanda). Trata-se de um bairro de classe média, o que tem implicações sobre o padrão de consumo de energia elétrica.

A Figura 5.44 mostra, para cada fase, o comportamento da potência reativa (entendida como a componente fundamental da corrente em quadratura com a tensão) durante uma semana. O desequilíbrio é pequeno, de modo que não é importante identificar cada uma das três fases. Esta consideração é também válida para os outros resultados de medições apresentados.

Nota-se um valor base (mínimo) de potência reativa em torno das 6 horas, com crescimento ao longo da manhã e decréscimo após o meio dia. O valor mínimo é consistente com estimativas de consumo dos refrigeradores ^[17]. O aumento na potência reativa é justificável pelo uso de aparelhos com motores. A partir do meio dia há redução da potência reativa, enquanto cresce a potência ativa, mostrada na Figura 5.45. As cargas adicionadas, especialmente no final da tarde e início da noite, devem possuir fator de deslocamento próximo da unidade. Poderiam ser cargas resistivas (lâmpadas incandescentes e chuveiros) ou cargas eletrônicas, como se verá na sequência.

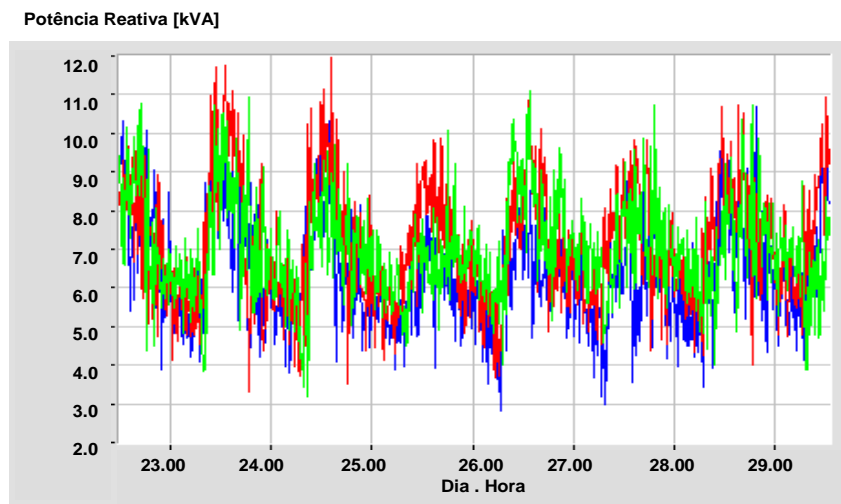


Figura 5.44 Potência reativa medida na saída do transformador de distribuição.

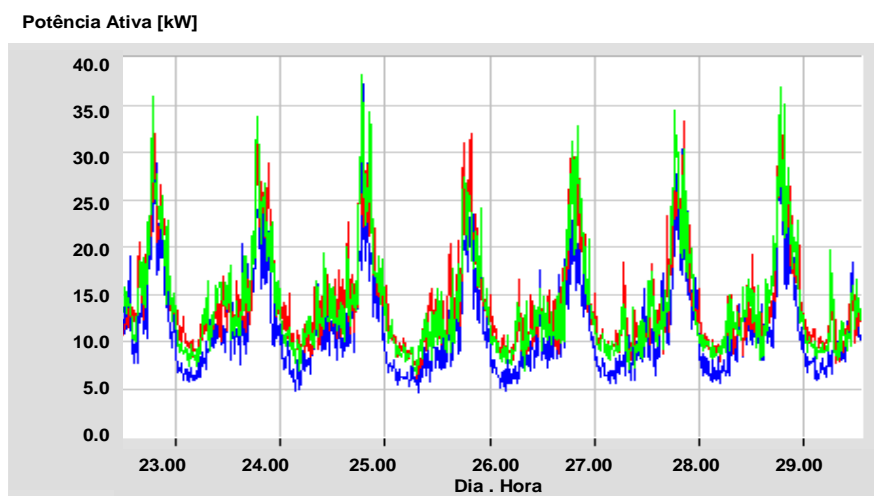


Figura 5.45 Potência ativa medida na saída do transformador de distribuição.

A seguir será analisado, a partir da Figura 5.46, o comportamento da terceira harmônica ao longo de um período de medição. Durante as madrugadas, o valor de terceira harmônica é compatível com medições realizadas em motores de refrigeradores ^[18] já que outras cargas com produção de harmônicos estão provavelmente fora de uso.

O crescimento no valor absoluto da terceira harmônica ao longo de todo o dia e no início da noite indica a inserção de cargas não lineares do tipo eletrônicas. Isto mostra que a distorção da corrente é majoritariamente determinada pelas cargas do tipo retificador e apenas marginalmente (10 a 20%) pelos refrigeradores e outras cargas deste tipo (motores). Também explica a redução da potência reativa total (figura 5.44), já que as cargas não lineares do tipo retificador com filtro capacitivo apresentam leve característica capacitiva em termos da fundamental. O crescimento relativo da 3ª harmônica é menor que o da potência ativa, o que indica o aumento das cargas resistivas no final da tarde e começo da noite.

Reitere-se a importância de analisar o valor absoluto destas grandezas (harmônicas e potência reativa) e não valores relativos, como DHT ou FP, cujo significado depende do valor base de comparação.

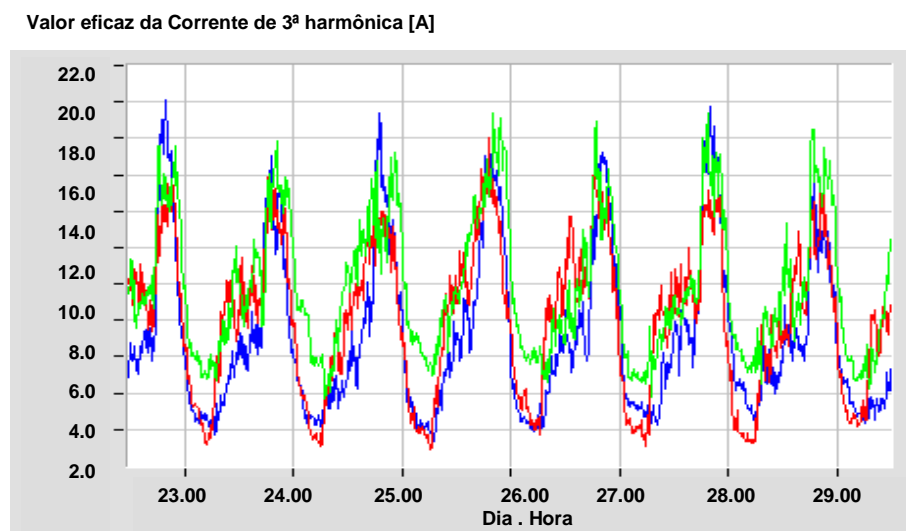


Figura 5.46. Terceiro harmônico da corrente, medido em rede secundária, ao longo de 7 dias.

b) Rede com consumidores comerciais

Neste caso as medições se referem a uma rede secundária radial, relativamente curta, porém com concentração de cargas comerciais (80% da carga) e industriais (11% da carga). Quase 65% das cargas comerciais estão conectadas em uma mesma barra. Trata-se de um alimentador urbano, com alta presença de cargas não lineares típicas de escritórios de serviços (iluminação com reatores eletromagnéticos e eletrônicos, computadores, impressoras, condicionadores de ar, etc.).

Das medições foram extraídos alguns resultados significativos para a análise do tipo de carga conectada. Por exemplo, a carga total está razoavelmente bem balanceada (Figura 5.47). No entanto, as cargas não lineares estão concentradas em duas fases, como se pode concluir da análise da Figura 5.48.

O 3º harmônico aumenta durante o horário comercial apenas em duas fases, sugerindo cargas bifásicas não lineares (reatores sem correção de fator de potência). Comportamento análogo se nota também nas demais componentes harmônicas da corrente. Tal desequilíbrio leva a uma propagação de componentes harmônicas da corrente para o lado de alta tensão do transformador, o que resultará na distorção da tensão no sistema de distribuição para outras cargas.

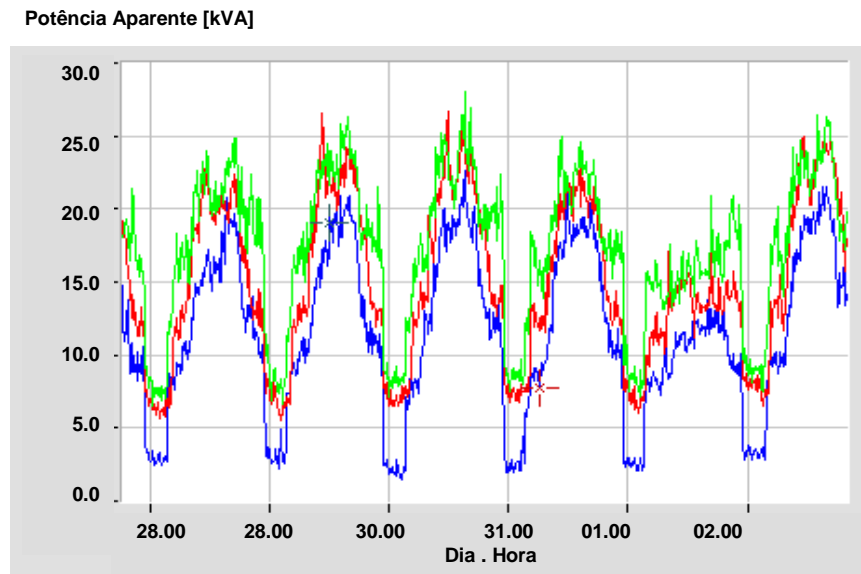


Figura 5.47. Potência aparente no secundário do transformador, ao longo de 6 dias.

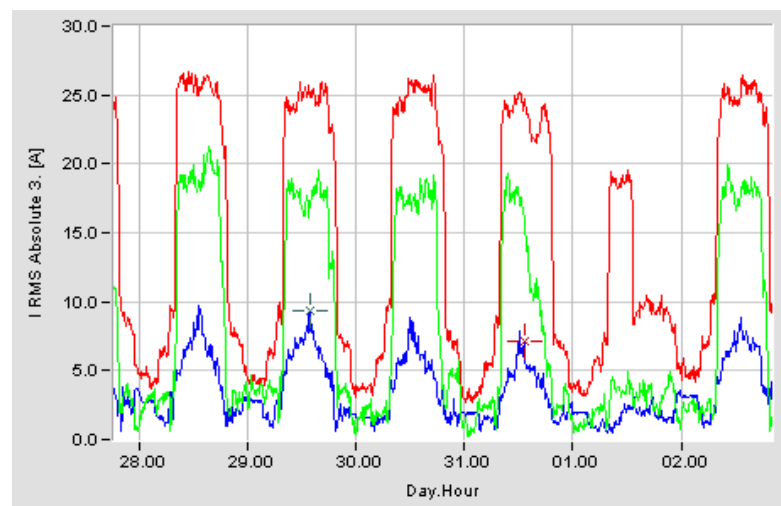


Figura 5.48. Terceiro harmônico da corrente da carga comercial ao longo de 6 dias.

c) Compensação capacitiva em redes residenciais e comerciais

As empresas de distribuição de energia elétrica ou mesmo grandes consumidores estão interessados na aplicação de filtros passivos ou de compensação capacitiva nas redes com o objetivo de, ao melhorar o perfil de tensão, postergar investimentos nestas redes [19, 20, 21, 22].

Dado que o uso de filtros sintonizados, na presença de distorções na rede, pode significar uma situação de risco, uma alternativa a ser analisada é a compensação apenas da potência reativa por meio de capacitores.

Em ambos os tipos de compensação, o montante de reativos capacitivos pode ser dimensionado de modo a compensar a parcela “base” de potência reativa (ver Fig. 5.44). Como benefícios econômicos, ter-se-ia redução de perdas no transformador e na rede além de uma elevação da demanda por conta do aumento da tensão para os consumidores.

A Figura 5.49 mostra a alteração na potência reativa medida no transformador (rede residencial) com compensação com um banco capacitivo (17,5 kvar). A Figura 5.50 mostra o efeito sobre a tensão na saída do transformador.

A Figura 5.51 mostra que se tem um aumento na DHT da tensão com a instalação do banco capacitivo. A DHT média de tensão se elevou de 2% para 2,5%, enquanto a de corrente aumentou de 8,5% para 10%, como mostra a Figura 5.52.

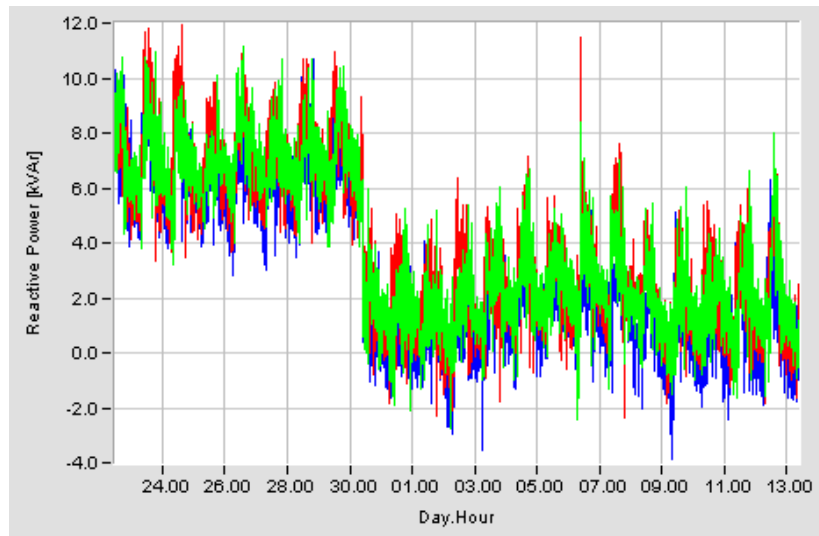


Figura 5.49. Efeito da compensação de reativos em rede predominantemente residencial.

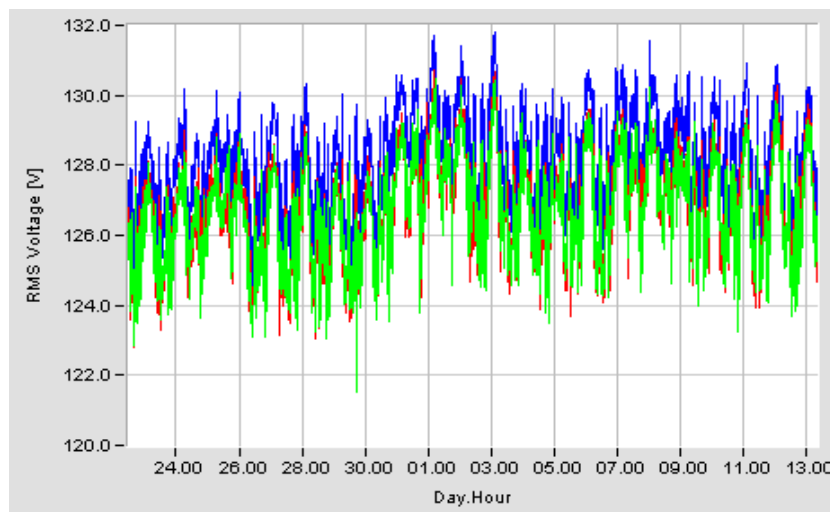


Figura 5.50. Aumento na tensão junto ao transformador com compensação capacitiva (dia 30).

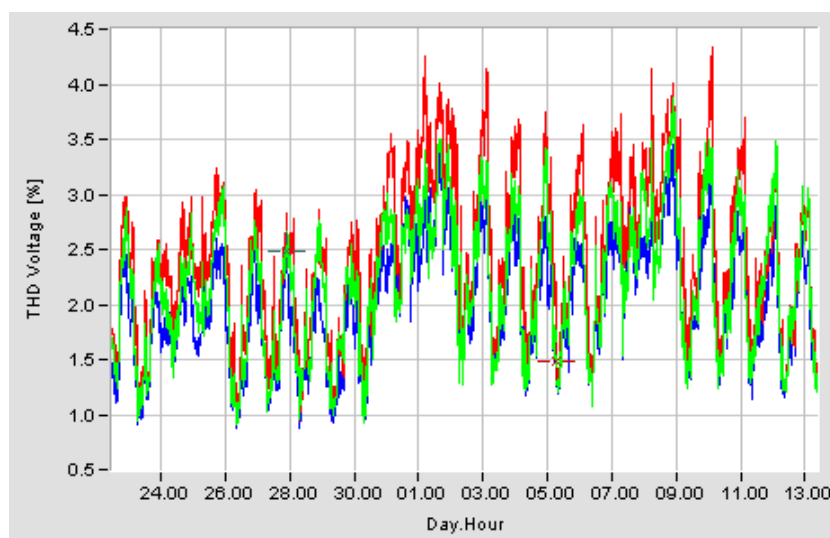


Figura 5.51. DHT da tensão antes e após a instalação do banco capacitivo.

Feita a análise da rede e do alimentador, verifica-se o aumento da distorção da corrente, especialmente a 7ª harmônica. Como a medição é feita junto ao transformador, pode-se inferir que a presença de distorções na tensão leva a uma amplificação harmônica a qual pode se tornar excessiva caso o banco capacitivo e a impedância do alimentador produzam uma ressonância nas proximidades da componente presente na tensão.

Se a harmônica for proveniente da carga e esta tiver um comportamento de fonte de tensão, para a explicação é necessário considerar a ressonância paralela entre o banco capacitivo e a impedância da fonte. O componente harmônico da tensão no PAC, para um dado valor presente na carga (V_{oh}) é dado por:

$$\frac{V_{hPAC}}{V_{oh}} = \frac{Z_i // Z_f}{Z_o + Z_i // Z_f} \quad (5.14)$$

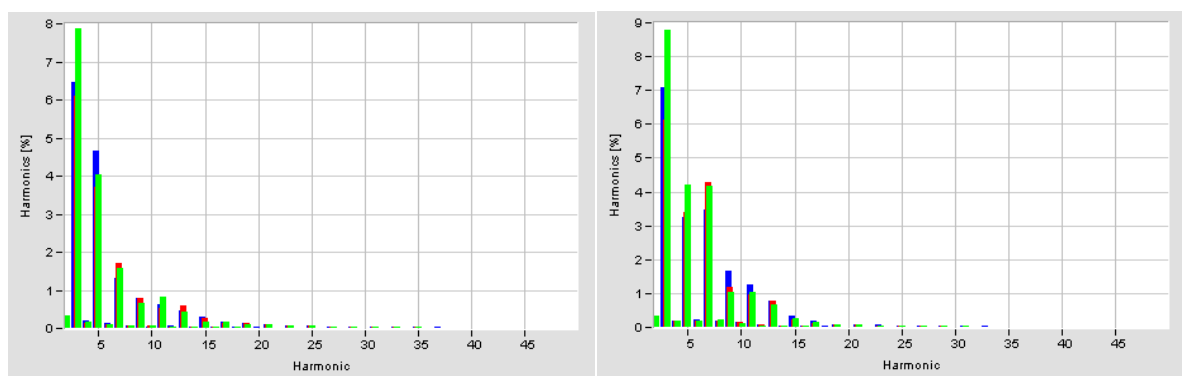


Figura 5.52. Espectro da corrente no transformador antes e depois da instalação do banco de capacitores.

5.12 Inter-harmônicas

A presença de harmônicas não múltiplas da fundamental ^[23] pode ter diferentes causas, algumas já citadas, como o comportamento complexo de uma carga como um forno a arco. Outras razões são devidas à interação entre conversores eletrônicos que operam com frequências diferentes, como é o caso de uma conversão de 50 para 60 Hz, ou ainda um sistema como o mostrado na figura 5.53, no qual um retificador alimentado em 60 Hz serve de estágio de entrada para um inversor que opera em frequência variável (por exemplo, 50 Hz). A depender do comportamento do barramento CC, os efeitos da corrente da carga (motor) se refletirão na rede CA, produzindo componentes espectrais decorrentes da interação entre as frequências envolvidas.

A figura 5.54 mostra formas de onda e espectro de um sistema composto por um retificador monofásico e um inversor, também monofásico. O primeiro é alimentado por uma fonte de 60 Hz, enquanto o segundo tem uma saída PWM com comutação em 5 kHz, seguindo uma referência senoidal de 50 Hz. A corrente na rede apresenta-se, vista no tempo, com sua forma característica, em 60 Hz. A ondulação na saída do inversor se deve ao *ripple* do capacitor do barramento CC e tem uma frequência típica de 120 Hz.

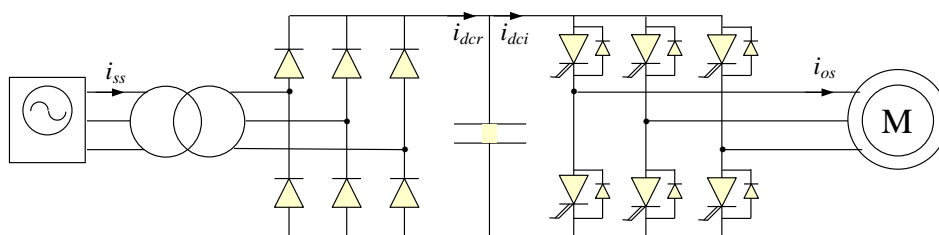


Figura 5.53 Sistema de dupla conversão com frequências distintas na entrada e saída.

No entanto, quando se analisa o espectro de ambos os sinais são evidentes as componentes não características, produzidas pela interação entre as diferentes frequências presentes no sistema. Os valores são tipicamente muito baixos (abaixo de 1%), mas podem trazer problemas para a operação de alguns sistemas, excitando, por exemplo, filtros passivos dessintonizados.

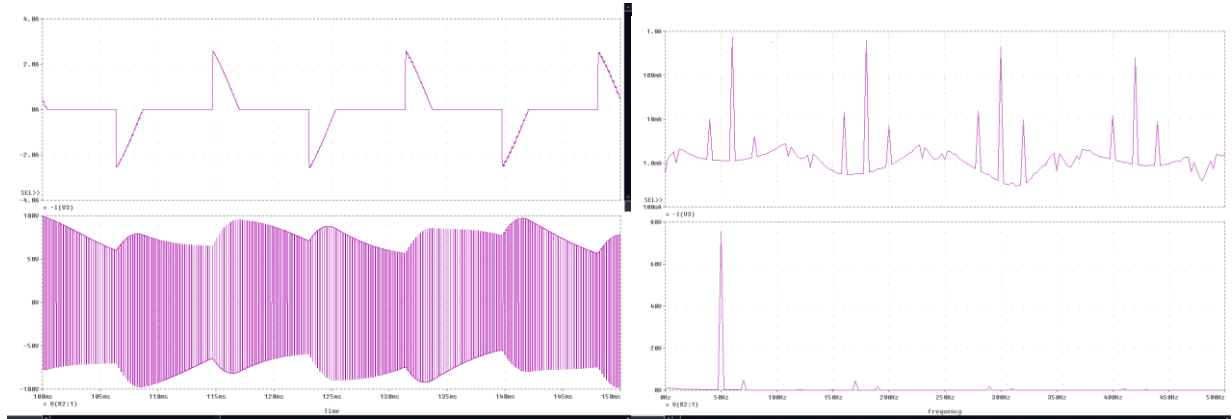


Figura 5.54 Forma de onda e espectro em sistema monofásico com dupla conversão (60/50Hz).
Acima: corrente na rede. Abaixo saída do inversor PWM.

5.13 Normas e Critérios de Avaliação de Distorção Harmônica

Faz-se aqui uma apresentação dos aspectos relacionados aos limites de harmônicas de tensão e de corrente estabelecidos por diferentes normas.

5.13.1 Recomendação IEEE Std. 519 ^[24]

Esse documento é bastante abrangente, tratando 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, limites de tensões harmônicas globais para o sistema (concessionárias) e limites para *notching*, presentes no tópico “*Práticas recomendadas para consumidores individuais e para concessionárias*”.

a) Distorção Harmônica

Dado que a gestão de harmônicas em um sistema de energia é considerada uma responsabilidade conjunta envolvendo usuários e proprietários ou operadores do sistema, os limites de harmônicas são recomendados para ambas: tensões e correntes.

Para unidades consumidoras (e não para equipamentos individuais), a Recomendação IEEE 519 estabelece limites de correntes harmônicas em função da demanda máxima da carga, os quais variam de acordo com o nível de curto-circuito da instalação local.

O documento é explícito ao afirmar que “os limites recomendados nesta cláusula aplicam-se apenas no ponto de acoplamento comum e não devem ser aplicados a partes individuais de equipamento ou em locais dentro de instalações de um utilizador”.

Dado que o valor das harmônicas se altera ao longo do dia, é preciso um tratamento estatístico para a avaliação da conformidade.

A largura da janela de medição usada por instrumentos digitais que empregam técnicas DFT (Discrete Fourier Transform) deve ser de 12 ciclos (200 ms) para sistemas de energia de 60 Hz (10 ciclos de 50 Hz). Com esta largura de janela, os componentes espectrais poderão ser identificadas com precisão apenas se forem múltiplas de 5 Hz. Para os fins da quantificação, a magnitude da componente harmônica é considerada como sendo o valor da frequência central, combinada com os dois valores de 5 Hz adjacentes. Os três valores devem ser combinados em um único valor eficaz que define a magnitude harmônica para a frequência central em particular.

O documento define “valor de harmônicas em tempo muito curto”, o qual é avaliado em um intervalo de 3 segundos com base na agregação de 15 janelas consecutivas, cada uma de 200 ms. Componentes de frequência individuais são agregadas com base no cálculo rms, conforme mostrado na Equação (5.15) em que F representa a tensão (V) ou corrente (I), n representa a ordem harmônica. O índice s é utilizado para designar a característica de “muito curta duração” (*short*). Em todos os casos, F representa um valor rms.

$$F_{n,vs} = \sqrt{\frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} F_{n,i}^2} \quad (5.15)$$

A norma define o “valor de harmônicas em tempo curto”, o qual é obtido em um intervalo de 10 minutos pela agregação de 200 valores sucessivos da medição em intervalo “muito curto”.

$$F_{n,sh} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} F_{(n,vs),i}^2} \quad (5.16)$$

Os valores em “tempo muito curto” devem ser acumulados ao longo de um dia, enquanto os valores em “tempo curto” devem ser acumulados por uma semana. Para medições de tempo “muito curto”, o valor do percentil 99 (isto é, o valor que é excedido em 1% do período de medição) deve ser calculado em cada período de 24 horas para comparação com os limites. Para medições harmônicas de “tempo curto”, os valores dos percentis 95 e 99 (ou seja, aqueles valores que são ultrapassados durante 5% e 1% do período de medição) devem ser calculados a cada período de sete dias para comparação com os limites.

Os limites estão indicados nas tabelas a seguir. Observe-se que, à medida que cresce o nível de curto-circuito, admite-se um maior conteúdo harmônico na corrente. A lógica está no fato de que a grandeza importante a preservar é a qualidade da tensão suprida. Assim, alimentadores com menor impedância podem ter maiores níveis de harmônicas na corrente que, ainda assim, produzirão uma limitada distorção na tensão.

Pela mesma razão, à medida que cresce a ordem harmônica se reduz o nível admissível, dado que a impedância do alimentador, predominantemente indutiva, se eleva com a frequência.

Os usuários devem limitar as harmônicas de corrente como segue:

- **avaliação diária:** percentil 99, considerando a medição de “tempo muito curto” (3 s), os valores devem ser inferiores a 2 vezes os indicados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.
- **avaliação semanal:** percentil 99, considerando a medição de “tempo curto” (10 min), os valores devem ser menores do que 1,5 vezes os valores dados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.

- **avaliação semanal:** percentil 95, considerando a medição de “tempo curto” (10 min), os valores devem ser menores do que os valores dados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.

A grandeza I_L é definida no PAC (portanto para a *unidade consumidora* e NÃO para equipamentos individuais), sendo calculado como a soma das correntes (componente fundamental) correspondentes à demanda máxima durante cada um dos doze meses anteriores dividido por 12. Ou seja, NÃO é o valor medido durante alguma sessão de teste, mas sim um valor que corresponde à média das demandas máximas no ano anterior sendo, portanto, um valor que pode se alterar ao longo do tempo.

Tabela 5.1 - Limites de distorção da corrente para unidades consumidoras (Valores em % da corrente I_L). Válido para redes entre 120 V e 69 kV.

I_{cc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	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

h = ordem da harmônica.

I_{cc} = corrente de curto-circuito do alimentador.

DDT = distorção de demanda total.

Harmônicas pares são limitadas a $\frac{1}{4}$ dos valores da Tabela 5.1.

Tabela 5.2 - Limites de distorção da corrente para unidades consumidoras (Valores em % da corrente I_L). Válido para redes maior que 69 kV e até 161 kV.

I_{cc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	DDT
<20	2	1	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4
50-100	5	2,25	2	0,75	0,35	6
100-1000	6	2,75	2,5	1	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3	1,25	0,7	10

Tabela 5.3 - Limites de distorção da corrente para unidades consumidoras (Valores em % da corrente I_L). Válido para redes acima de 161 kV.

I_{cc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	DDT
<25	1	0,5	0,38	0,15	0,1	1,5
25<50	2	1	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

A IEEE 519 recomenda para as concessionárias os limites harmônicos por níveis de tensão dados na Tabela 5.4.

No PAC, os proprietários ou operadores de sistemas devem limitar as harmônicas na tensão fase-neutro como segue:

- avaliação diária: percentil 99, considerando a medição de “tempo muito curto” (3 s), os valores devem ser inferiores a 1,5 vezes os indicados na Tabela 5.4.
- avaliação semanal: percentil 95, considerando a medição de “tempo curto” (10 min), os valores devem ser menores do que os valores dados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 Limites de distorção de tensão para o sistema

Nível de tensão no PAC	Máximo individual	Máxima DHT
$V_{PAC} \leq 1\text{kV}$	5%	8%
$1\text{ kV} < V_{PAC} \leq 69\text{ kV}$	3%	5%
$69\text{ kV} < V_{PAC} \leq 161\text{ kV}$	1,5%	2,5%
$V_{PAC} > 161\text{ kV}$	1%	1,5%

Sistemas de alta tensão ($> 161\text{ kV}$) podem ter DHT de até 2,0% se a causa for uma conexão terminal HVDC cujos efeitos deverão ser atenuados em pontos da rede onde futuros usuários podem vir a ser conectados.

b) Inter-harmônicas

Para componentes inter-harmônicas, proprietários ou operadores do sistema podem limitar as harmônicas tensões no percentil 95 (dados de “tempo curto” – análise semanal) nos valores mostrados graficamente na Figura 5.55, até 120 Hz para sistemas de 60 Hz. Dependendo do nível de tensão, limites mais restritivos devem ser usados.

É importante frisar que estes limites sugeridos são baseados nas normas de *flicker*, avaliado pela técnica de medição descrita em IEEE Std 1453 e IEC 61000-4-15. Tais limites se correlacionam com o valor de P_{st} igual a 1,0 para sistemas de 60 Hz.

Os limites recomendados não estão baseados em efeitos de inter-harmônicas sobre outros equipamentos e sistemas. A devida consideração deve ser dada a esses efeitos e limites apropriados para correntes inter-harmônicas devem ser desenvolvidos caso a caso, utilizando conhecimento específico do sistema, cargas de usuários e provisões de futuros utilizadores.

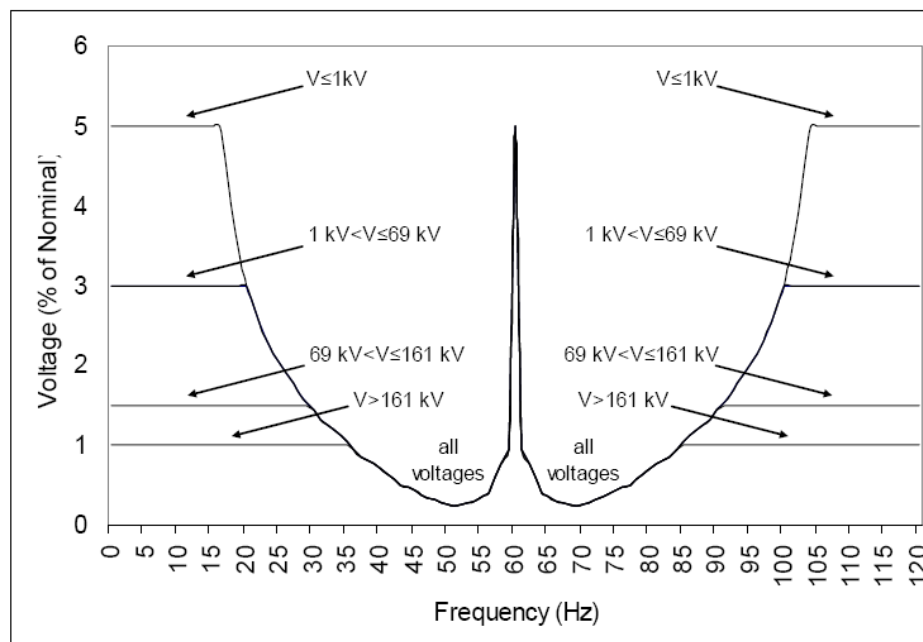


Figura 5.55 Limites para inter-harmônicas de tensão com base nas normas de *flicker*.

c) Recortes (*Notching*)

A norma dá especial atenção às discontinuidades causadas pela comutação de chaves eletrônicas (“notching”), que é uma distorção muito frequente provocada pelos retificadores eletrônicos na presença de indutâncias no acoplamento com a rede CA.

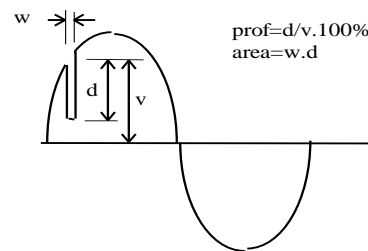


Figura 5.56. Notching.

Tabela 5.5 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

* em condições nominais de tensão e corrente

5.13.2 Normas IEC

a) IEC 61000-2-2: Níveis de compatibilidade para perturbações conduzidas e sinalização em baixa frequência em sistemas públicos de fornecimento de energia

Esta norma ^[25] estabelece o padrão de qualidade para o fornecimento de eletricidade, incluindo aspectos de harmônicas, variações transitórias, flutuações, inter-harmônicas, etc.

No que se refere a harmônicas, a norma observa que, ao especificar níveis de compatibilidade, deve-se ter em mente que há aumento progressivo de fontes de harmônicas e isso ocorre conjuntamente à redução de cargas puramente resistivas, as quais funcionam como elementos de amortecimento nos sistemas. Portanto espera-se que venha a ocorrer um aumento dos níveis de harmônicas nos sistemas de fornecimento de energia, até que as fontes de emissões de sejam devidamente contidas pela imposição de normas específicas.

A DTHv, para medição em janela de 10 minutos, é de 8%, com limites individuais conforme a Tabela 5.6. Essas medições em janelas longas são relevantes principalmente pelo impacto térmico causado em transformadores, capacitores, cabos, motores, etc. Já a medição em janela “muito curta” (3 segundos) se relaciona a distúrbios observáveis na operação de equipamentos eletrônicos.

Tabela 5.6 Níveis de compatibilidade para componentes individuais de tensão em redes de baixa tensão (valores eficazes % em relação ao valor eficaz da componente fundamental).

Harmônicas ímpares não múltiplas de 3		Harmônicas ímpares múltiplas de 3		Harmônicas pares	
Ordem	%	Ordem	%	Ordem	%
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,4	6	0,5
13	3	21	0,3	8	0,5
17 ≤ h ≤ 49	2,27 x (17/h) – 0,27	21 < h < 45	0,2	10 ≤ h ≤ 50	0,25 x (10/h) + 0,25

Para a verificação do comportamento em tempo “muito curto” (janela de 3 s), a DHTv total admissível é de 11%, enquanto os limites individuais da Tabela 5.6 devem ser aumentados por um fator dado por:

$$k = 1,3 + \frac{0,7}{45} \times (h - 5) \quad (5.17)$$

b) IEC 61000-3-2: Limites para emissão de harmônicas de corrente (≤16 A por fase)

Esta norma ^[26] refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação por *equipamentos individuais*. Aplica-se a aparelhos elétricos e eletrônicos que

tenham uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectados à rede pública de baixa tensão, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V. Para correntes maiores aplica-se a norma IEC 61000-3-4^[27]. Para tensões inferiores, os limites não foram estabelecidos, pois esta norma tem aplicação principalmente na comunidade europeia, onde as tensões fase-neutro encontram-se na faixa especificada.

Os equipamentos são classificados em quatro categorias:

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “dimmers” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.

Classe B: Ferramentas portáteis e equipamentos de soldagem de uso não industrial.

Classe C: Dispositivos de iluminação.

Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo, aparelhos de televisão, refrigeradores e freezers (desde que possuam inversor para acionamento do motor do compressor). A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600 W, medida feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

A inclusão apenas destes aparelhos como classe D deve-se ao fato de seu uso se dar em larga escala e ser difundido por todo sistema. Outros equipamentos poderão ser incluídos nesta categoria caso passem a apresentar tais características.

Tabela 5.7 - Limites para Harmônicas de Corrente

Ordem da Harmônica n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima corrente[A]	Classe C (>25W) % da fundamental	Classe D (>75W, <600W) [mA/W]
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$	$0,225 \cdot \frac{15}{n}$	3	3,85/n
Harmônicos Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		

Para equipamentos da Classe C e potência menor ou igual a 25 W, a conformidade se dá pela obediência aos limites da Tabela ou ainda, caso a terceira harmônica da corrente - expressa em percentagem da corrente fundamental - seja inferior a 86% e a quinta harmônica não exceda 61%. Também a forma de onda da corrente de entrada deve ser tal que atinja o nível de corrente de 5% antes de 60°, tenha o seu valor máximo antes de 65° e não caia abaixo dos 5% do máximo da corrente antes de 90°, com referência a qualquer cruzamento de zero da tensão, como ilustra a Figura 5.57. O objetivo de tais restrições é garantir que a corrente “se espalhe” ao longo do semiciclo. Isso pode ser obtido, tipicamente, com uma redução na capacitância de filtragem em retificadores com filtro capacitivo.

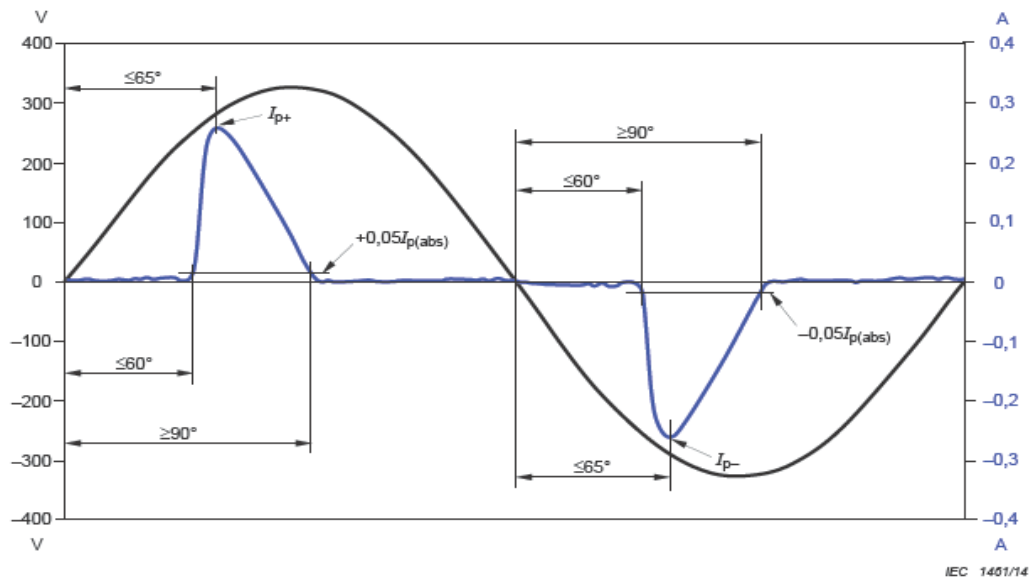


Figura 5.57 Forma de onda da corrente para verificação de conformidade de equipamento Classe C, com potência igual ou menor que 25 W.

5.13.3 ANEEL - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (2017, Revisão 8)

A revisão em vigor a partir de 2017 do PRODIST introduziu importantes mudanças nas definições e quantificações relacionadas à distorção harmônica. Um primeiro aspecto é a separação das componentes espectrais em três grupos, com as respectivas definições de DTT (Distorção Total de Tensão):

- DTT_p : Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3;
- DTT_i : Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3;
- DTT_3 : Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3.

O cálculo é especificado até uma ordem harmônica genérica h_{max} . Na especificação da instrumentação indica-se que a medição deve ser feita, no mínimo, até a 40ª harmônica.

Os limites são especificados utilizando o percentil de conformidade de 95%, ou seja, admite-se que os limites sejam ultrapassados em 5% das 1008 amostras coletadas para o processamento digital, conforme indica a Tabela 5.8. Caso a medição seja feita por transformador de potencial (TP) em conexão V (delta aberto), os valores de DTT_3 são 50% dos indicados na Tabela.

Tabela 5.8 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
$DTT_{95\%}$	10,0%	8,0%	5,0%
$DTT_{p95\%}$	2,5%	2,0%	1,0%
$DTT_{i95\%}$	7,5%	6,0%	4,0%
$DTT_{395\%}$	6,5%	5,0%	3,0%

Para fins de comparação com outras normas e mesmo para considerações sobre os possíveis impactos da atual regulamentação da ANEEL, considere os valores da Tabela 5.9, a qual mostra o que estava vigente nas versões anteriores do PRODIST.

Tabela 5.9 – Antigos níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) – Versões do PRODIST anteriores a 2017

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	$V_n \leq 1$ kV	1 kV < $V_n \leq 13,8$ kV	$13,8$ kV < $V_n \leq 69$ kV	69 kV < $V_n < 230$ kV	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
>25	1,5	1	1	0,5	
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

Ao indicar apenas limites de DTT a ANEEL deixa de considerar o efeito (presente em todas as demais regulamentações) de relevância do aumento da impedância do alimentador com a frequência. Considerando apenas o limite $DTT_{95\%} = 10\%$ ($V_n \leq 1$ kV), tal distorção pode, em tese, ser devida exclusivamente a componentes de ordem elevada (17^a, por exemplo). Com a limitação anterior (em 2,5%, neste caso), a restrição na corrente (considerando que a distorção na tensão é proveniente da passagem de correntes harmônicas pela rede) é muito menos severa.

Outro fator já enfatizado é o impacto degenerativo que a distorção da tensão causa em bancos de capacitores, lembrando que para um capacitor, a corrente cresce com a ordem harmônica da tensão. Assim, 10% de 25^a harmônica produz corrente cinco vezes maior em um capacitor do que 10% de quinta harmônica. Consequentemente, as perdas por efeito Joule são 25 vezes maiores.

Outro aspecto relevante na nova regulamentação são os níveis elevados de DTT admitidos em todas as faixas de tensão. Observe-se que os valores são mais elevados do que os estabelecidos pelo IEEE e pela IEC.

5.13.4 Normas de harmônicas em ambientes embarcados

a) Norma aeronáutica MIL-STD-704F

Faz-se aqui uma breve apresentação dos aspectos relacionados aos limites de harmônicas de tensão estabelecidos pela norma MIL-STD-704F^[28]. Esta norma se refere às propriedades que o sistema elétrico de uma aeronave deve apresentar e não se dirige aos equipamentos individuais a serem instalados.

A figura 5.58 mostra os limites aceitáveis de componentes espectrais presentes na tensão. Pelo tipo de especificação, são incluídas também componentes não harmônicas, ou seja, componentes que não sejam múltiplas da fundamental. Estão presentes também limites para componentes abaixo da frequência fundamental, chamadas de sub-harmônicas. Tais componentes de baixa frequência podem estar associadas, por exemplo, a efeitos de regulação da amplitude da fundamental, ou a cargas cíclicas que perturbam a tensão.

O máximo Fator de Distorção admissível é de 5%.^d

^d **Fator de distorção:** o fator de distorção CA é a relação entre a distorção CA e o valor eficaz da componente fundamental. O fator de distorção CC é a relação entre a distorção CC e o valor médio de regime permanente.

Distorção: é o valor eficaz de uma forma de onda alternada (CA), retirando-se sua componente fundamental. Em um sistema CC, a distorção é definida como o valor eficaz da grandeza, retirando-se o valor médio.

$$FD = \frac{I_{RMS}}{I_1} - 1 \tag{5.18}$$

No eixo vertical à direita da figura tem-se os valores eficazes equivalentes aos valores em dBV (na base de 1 V – valor eficaz) colocados no eixo à esquerda.

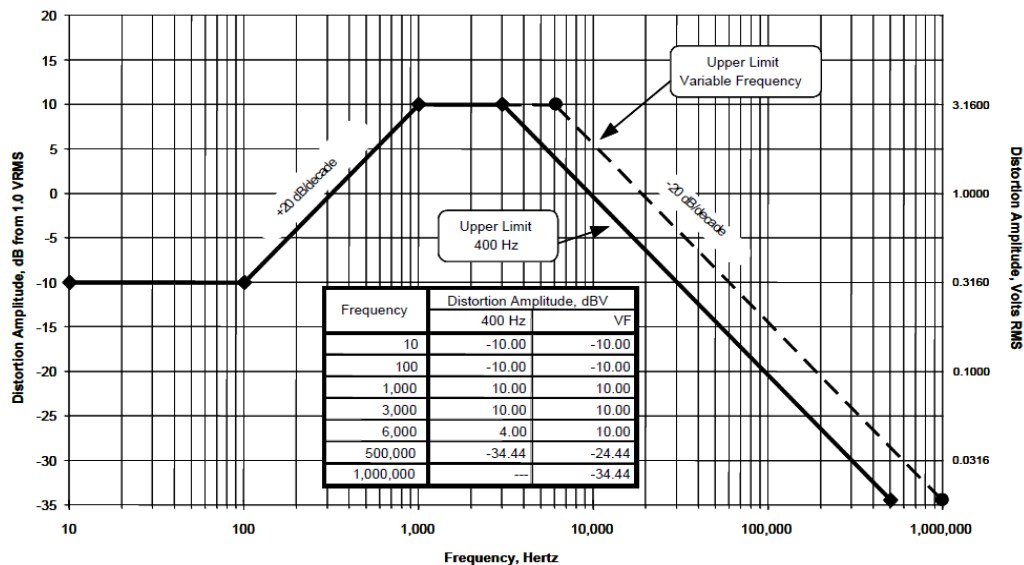


Figura 5.58 Limites de distorção de tensão para sistema CA de 400 Hz ou de frequência variável.

No caso dos barramentos CC, não cabe o conceito de harmônicas, uma vez que não há uma frequência fundamental. Componentes espectrais eventualmente presentes são devidos ao processo de produção da tensão CC (retificação da tensão CA, por exemplo) ou por ação da corrente associada a cada carga alimentada. A figura 5.59 mostra os limites para o barramento de 28 V. Na faixa de 1 a 5 kHz são aceitáveis componentes espectrais de até 1 V, e valores menores abaixo de 1 kHz e acima de 5 kHz. O Fator de Distorção aceitável é de 3,5%, com amplitude de *ripple*^e de 1,5 V máximo.

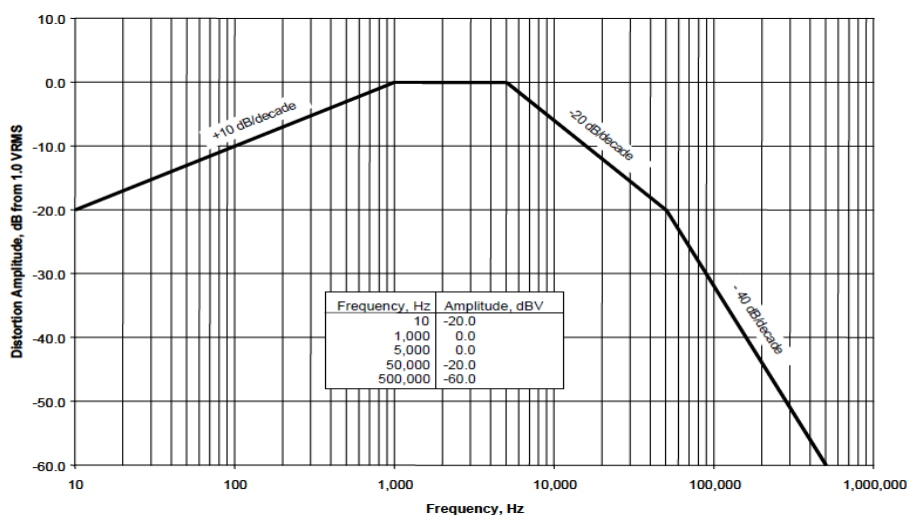


Figura 5.59 Limites de distorção para sistema CC de 28 V.

^e *Ripple* (ondulação): é a variação da grandeza elétrica (tensão ou corrente) sobre o valor médio, em uma situação de regime permanente. A amplitude do *ripple* é o máximo valor da diferença entre o valor médio e o valor instantâneo.

b) Distorção da corrente absorvida conforme a Recomendações RTCA DO-160F [29]

Essa recomendação se aplica a equipamentos com alimentação CA com potência individual acima de 35 VA, ou ainda a um conjunto de cargas iguais que totalizem pelo menos 150 VA.

Alimentado por uma tensão cuja DHT seja menor que 1,25%, o EUT (*Equipment Under Test*) não deve absorver correntes harmônicas que sejam 25% acima daqueles limites especificados nas tabelas 5.10 e 5.11, para cada 1% de distorção nas correspondentes harmônicas de tensão.

Tabela 5.10 Limites de componentes harmônicas de corrente para equipamento monofásico

Harmonic Order	Limits
Odd Non Triplen Harmonics (h = 5, 7, 11, 13, ..., 37)	$I_h = 0.3 I_1 / h$
Odd Triplen Harmonics (h = 3, 9, 15, 21, ..., 39)	$I_h = 0.15 I_1 / h$
Even Harmonics 2 and 4	$I_h = 0.01 I_1 / h$
Even Harmonics > 4 (h = 6, 8, 10, ..., 40)	$I_h = 0.0025 I_1$

- I_1 é a máxima componente fundamental medida em regime permanente, com demanda máxima de potência pelo EUT, para uma única frequência de teste. Este valor deve ser usado para o cálculo dos valores percentuais das harmônicas em todas as demais condições de teste.
- I_h é a máxima componente harmônica obtida no conjunto de modos de operação.

A Tabela 5.11 mostra os limites para equipamentos com alimentação trifásica. As restrições são mais severas do que no caso monofásico, com 3^a, 5^a e 7^a harmônicas limitadas, cada uma, a 2% da fundamental. Por outro lado, a 11^a pode atingir 10% da fundamental, enquanto a 13^a pode ir a 8%. Há, assim, uma grande restrição às harmônicas de baixa ordem, o que tem grande influência da escolha dos conversores que podem ser conectados ao barramento CA os quais, por exemplo, devem ser isentos (ou quase) de 3^a, 5^a e 7^a harmônicas.

Tabela 5.11 Limites de componentes harmônicas de corrente para equipamento trifásico

Harmonic Order	Limits
3 rd , 5 th , 7 th	$I_3 = I_5 = I_7 = 0.02 I_1$
Odd Triplen Harmonics (h = 9, 15, 21, ..., 39)	$I_h = 0.1 I_1 / h$
11 th	$I_{11} = 0.1 I_1$
13 th	$I_{13} = 0.08 I_1$
Odd Non Triplen Harmonics 17, 19	$I_{17} = I_{19} = 0.04 I_1$
Odd Non Triplen Harmonics 23, 25	$I_{23} = I_{25} = 0.03 I_1$
Odd Non Triplen Harmonics 29, 31, 35, 37	$I_h = 0.3 I_1 / h$
Even Harmonics 2 and 4	$I_h = 0.01 I_1 / h$
Even Harmonics > 4 (h = 6, 8, 10, ..., 40)	$I_h = 0.0025 I_1$

O equipamento deve ser testado em duas condições de distorção na tensão. Em ambos os casos a tensão de alimentação será de 115V e as frequências de ensaio serão:

- A(CF): 400 Hz \pm 1%.
- A(NF): 360, 400, 500, 600 and 650 \pm 1 Hz
- A(WF): 360, 400, 500, 600, 650, 700 and 800 \pm 1 Hz.

Condição de Teste 1:

A tensão na entrada do EUT deve ter distorção menor que 1,25% durante todo procedimento. Se a potência do equipamento for superior a 2 kVA, pode ser que a impedância de saída da fonte não seja baixa o suficiente para garantir essa baixa distorção na tensão. Nesse caso, é aceitável uma distorção de até 4%.

Condição de Teste 2:

A THD da tensão na entrada do EUT deve ser maior ou igual a 8% para equipamentos A(CF) e A(NF) e 10 % para a categoria A(WF).

Devem ser tabulados os valores até a 40^a harmônica, para cada fase da alimentação. A resolução espectral deve ser melhor que 20 Hz (intervalo de coleta de amostras de 50 ms). O cálculo da fase das harmônicas é opcional.

Os testes devem ser realizados para máxima e mínima potência em regime permanente. Se a diferença entre estes valores for menos que 25%, toma-se apenas a situação de máxima potência. O sensor de corrente deve ter um erro de amplitude menor que 3% e erro de fase menor que 5°, na faixa até 50 kHz.

Componentes espectrais menores que 10 mA ou que 0,25% da fundamental (o que for maior) devem ser desconsideradas.

O analisador de espectro, ou outro aparelho de análise, deve garantir um erro no valor da harmônica menor que 5% do limite estipulado. A resolução deve ser melhor que 20 Hz. Como indicativo tem-se uma frequência de amostragem mínima de 100 kHz; janela de amostragem de 50 ms ou maior; filtro de anti-aliasing com frequência de corte entre 25 e 50 kHz; janelamento tipo retangular, Hanning, Hamming ou Blackman-Harris.

5.14 Detalhes da instrumentação segundo a IEC

A instrumentação a ser utilizada para análise espectral (harmônicas e interharmônicas) é detalhada na IEC 61000-4-7^[30]. A figura 5.60 mostra a estrutura de blocos de um medidor genérico que pode ser usado para análise de tensão, corrente e potência.

O fato de que esta norma especifica a DFT (Transformada Discreta de Fourier) como o método de identificação espectral não exclui a aplicação de outros princípios de análise, tais como bancos de filtro (digital) ou *wavelets*. Projetos novos de instrumentos tendem a usar a DFT, a partir da Transformada Rápida de Fourier (FFT). Portanto, a norma considera apenas tal arquitetura, mas não exclui outros princípios de análise.

Especialmente para os instrumentos de baixo custo, uma janela de tempo mais curta, possivelmente apenas um ciclo, pode ser considerada. No entanto, tal instrumentação não deve ser usada para avaliar a conformidade de sinais não estacionários com limites de emissão, pois produzem resultados tecnicamente errados.

Especificações de instrumentos com base em um princípio de análise alternativa devem indicar o intervalo de incerteza causada por todos os fatores de influência, incluindo a característica de não estacionariedade do sinal, o fenômeno de *aliasing* e a falha de sincronização.

Como já dito, para a verificação de conformidade com a norma, a medição é feita em uma janela de 200 ms (o que implica em uma resolução espectral de 5 Hz), fazendo uso de uma janela retangular, sincronizada com a frequência fundamental. Caso haja perda de sincronismo os dados podem ser descartados para determinação de conformidade (embora possam ser retidos para outros fins, como a identificação de outro tipo de perturbação).

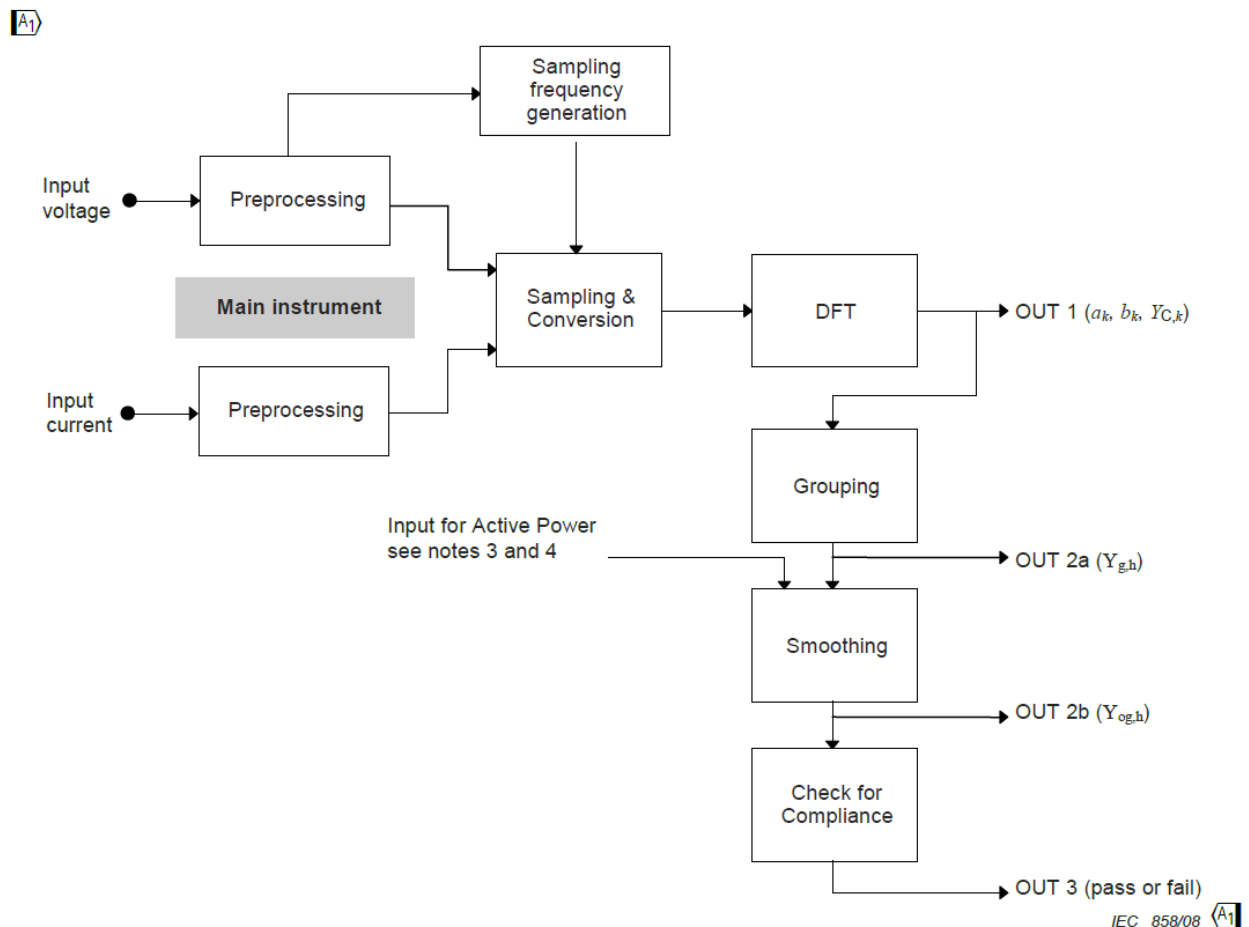


Figura 5.60 Estrutura de medidor para análise espectral de acordo com a IEC 61000-4-7 (2011)

Estritamente falando, a FFT produz resultados precisos apenas para sinais em estado estacionário. Os sinais cujas amplitudes variam com o tempo não podem ser descritos corretamente apenas pelas componentes harmônicas. A fim de obter análises reprodutíveis de emissões harmônicas quando analisando cargas de potência (e possivelmente conteúdo espectral) variável, uma combinação de técnicas de medição pode ser usada. A norma fornece um método simplificado, empregando métodos de amostragem suficientemente longa com o objetivo de minimizar o impacto de variações na carga. A saída OUT 1 fornece os componentes espectrais determinados a cada janela de 200 ms.

Para avaliação dos harmônicos, a saída (OUT 2) faz uma agregação espectral por meio de uma soma quadrática dos componentes intermediários que porventura surjam entre dois harmônicos adjacentes. Tais componentes podem aparecer em função do processamento digital (isso será discutido na Parte B do curso), por um comportamento não estacionário da carga ou por existir de fato. Tal agregação é feita de acordo com a equação a seguir e ilustrada pela figura 5.61. Devem ser utilizados apenas componentes intermediários acima de segunda ordem harmônica

$$Y_{g,h}^2 = \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(N \times h) - N/2}^2 + \sum_{k=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} Y_{C,(N \times h)+k}^2 + \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(N \times h)+N/2}^2 \quad (5.19)$$

O primeiro termo corresponde à amplitude identificada na própria frequência harmônica. Os termos seguintes (supondo uma rede de 60 Hz) são aqueles que estão afastados de 5, 10, 15, 20 e 25 Hz da harmônica e o terceiro termo, por estar a 30 Hz é ponderado em 50% já que também será incluído no cálculo da próxima harmônica.



Figura 5.61 Agregação de componentes espectrais para cálculo de coeficientes do espectro.

A suavização do sinal indicada na figura 5.60 deve ser executada utilizando o valor eficaz $Y_{g,h}$ de cada ordem harmônica (OUT 2a), obtidos de acordo com a equação 5.19, através de um filtro digital passa-baixas de primeira ordem com uma constante de tempo de 1,5 s, cuja estrutura está mostrada na figura 5.62. Tal procedimento produz a saída OUT 2b.

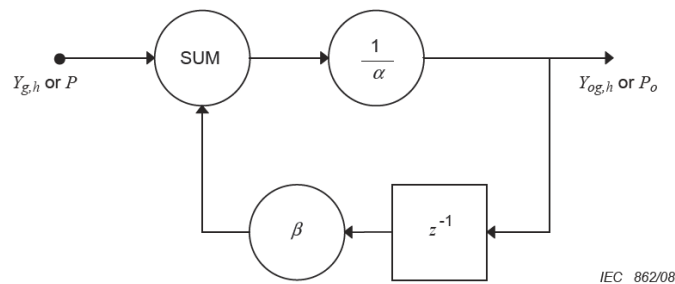


Figura 5.62 Realização de um filtro digital passa-baixa: z^{-1} designa um atraso da largura de janela, α e β são os coeficientes de filtro.

A verificação de conformidade (OUT 3) deve ser feita de acordo com as normas específicas (por exemplo a IEC 61000-3-2) utilizando a saída OUT 2b e calculando os percentis a partir das janelas de tempo definidas na norma.

5.15 Interferência Eletromagnética conduzida pela rede

Dois tipos de interferência podem ser considerados: a conduzida pela rede de alimentação e a irradiada. Quando se discute o problema de QEE o foco está na presença de ruídos na rede, de modo que serão enfatizados apenas aspectos de IEM conduzida.

Obviamente não se trata de um problema de harmônicas, mas sim de um caso geral de presença de componentes espectrais, de frequência distinta da fundamental e dos múltiplos inteiros.

Diferentes normas, nacionais (FCC - EUA) e internacionais (IEC/CISPR), determinam os valores limites admissíveis para o ruído eletromagnético produzido pelo equipamento. No Brasil, a adoção de normas específicas sobre este assunto está em discussão, seguindo-se, em princípio, as normas IEC/CISPR.

Tais normas, além dos limites, determinam os métodos de medida, os equipamentos de teste e classificam os produtos a serem testados em função de suas características próprias e do local onde devem ser utilizados (CISPR 16)^[31]. Os limites mais severos referem-se a produtos utilizados em ambiente "doméstico" (classe B), o que significa que são alimentados por uma rede na qual existem usuários que não são indústrias ou estabelecimentos comerciais. Ambientes industriais e comerciais têm seus equipamentos incluídos na chamada classe A.

No que se refere à IEM conduzida, equipamentos de informática possuem suas normas (CISPR 22), enquanto os aparelhos de uso industrial, científico e médico (ISM), são regulados pela CISPR 11^[32]; eletrodomésticos, pela CISPR 14 e os dispositivos de iluminação pela CISPR 15.

5.15.1 IEM conduzida pela rede

A principal motivação para que se exija um limitante para a IEM que um equipamento injeta na rede é evitar que tal interferência afete o funcionamento de outros aparelhos que estejam sendo alimentados pela mesma rede^[33]. Esta susceptibilidade dos aparelhos aos ruídos presentes na alimentação não está sujeita a normalização, embora cada fabricante procure atingir níveis de baixa susceptibilidade.

A medição deste tipo de interferência é feita através de uma impedância padrão (LISN - Line Impedance Stabilization Network) colocada entre a rede e o equipamento sob teste, cujo esquema está mostrado na figura 5.63. As indutâncias em série (L1 e L2) evitam que os ruídos produzidos pelo equipamento fluam para a rede, sendo direcionados para a resistência de 1 k Ω , sobre a qual é feita a medição (com um analisador de espectro com impedância de entrada de 50 Ω). Os eventuais ruídos presentes na linha são desviados pelo capacitor colocado do lado da rede de 1 μ F, não afetando a medição.

Esta impedância de linha pode ser utilizada na faixa entre 150 kHz e 30 MHz, que é a banda normalizada pela CISPR. A faixa entre 9 kHz e 150 kHz era definida apenas pela norma alemã (VDE), a qual foi desconsiderada após a formação da Comunidade Europeia e a adoção de normas unificadas. Nesta faixa inferior, a LISN é implementada com outros componentes, como mostrado na mesma figura.

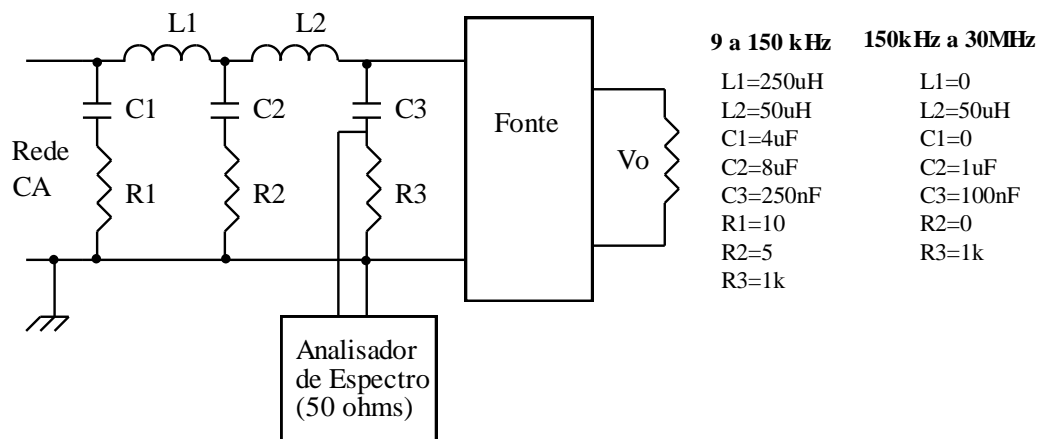


Figura 5.63 Impedância de linha normalizada (LISN).

Também são feitas as distinções quanto à aplicação e ao local de instalação do equipamento. A figura 5.64 mostra estes limites para a norma CISPR 11 (equipamentos ISM). O ambiente de medida é composto basicamente por um plano terra sobre o qual é colocada a LISN. Acima deste plano e isolado dele, coloca-se o equipamento a ser testado. Equipamento Classe A é aquele utilizado em qualquer ambiente exceto o doméstico (comercial, industrial, serviço, etc.). Um equipamento Classe B é de uso doméstico, tendo limites mais severos.

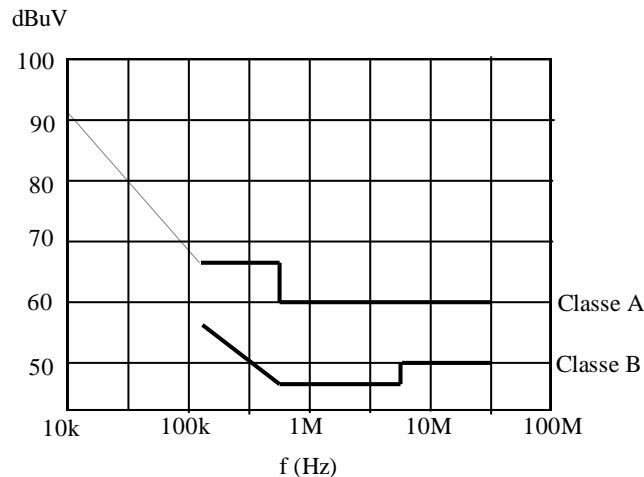


Figura 5.64 Limites de IEM conduzida pela norma CISPR 11 (equipamentos de uso Industrial, Científico e Médico - ISM)

Como exemplo de fontes de IEM, pode-se considerar as elevadas taxas de variação de tensão presentes numa fonte chaveada e as correntes pulsadas presentes em estágios de entrada (como nos conversores para correção de fator de potência).

No caso das correntes pulsadas, esta razão é óbvia, uma vez que a corrente presente na entrada do conversor está sendo chaveada em alta frequência, tendo suas harmônicas dentro da faixa de verificação de IEM conduzida.

Seja a forma de corrente mostrada na figura 5.65, típica de um pré-conversor tipo *flyback*, atuando para correção de fator de potência, suponha-se que a corrente seja comutada em 30 kHz.

Para uma forma triangular com amplitude da harmônica fundamental de 5ª, sabendo que a amplitude das harmônicas decai com o quadrado da frequência, para a 5ª componente (150 kHz), a amplitude será de 200 mA. Tal corrente, passando por uma resistência de 50 Ω, provocará uma queda de tensão de 10 V, o que corresponde a 140 dB/μV. Esse valor está muito além do limite estabelecido pelas normas, o que implica na necessidade do uso de algum tipo de filtro de linha para evitar que tal sinal penetre na rede.

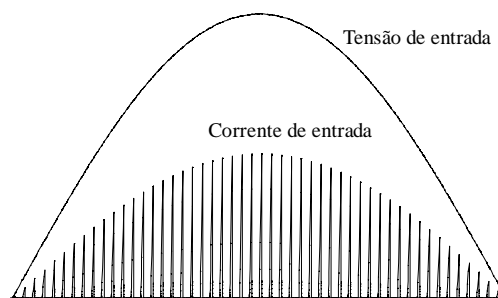


Figura 5.65 Corrente de entrada de um pré-regulador de fator de potência tipo *flyback*.

Já no caso dos elevados dv/dt , devem ser considerados alguns efeitos de segunda ordem presentes no conversor eletrônico. Considere-se a forma de onda mostrada na figura 5.66 como sendo a tensão de coletor do transistor de uma fonte genérica em relação à terra.

O chaveamento do transistor faz com que, em relação ao referencial terra tenha-se onda de tensão como indicada. Tal forma trapezoidal leva a componentes espectrais cujas amplitudes são dadas por:

$$V_n = \frac{2 \cdot E}{n \cdot \pi} \cdot \frac{\sin(n \cdot \pi \cdot f \cdot \xi)}{n \cdot \pi \cdot f \cdot \xi} \cdot \sin^2\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \quad (5.20)$$

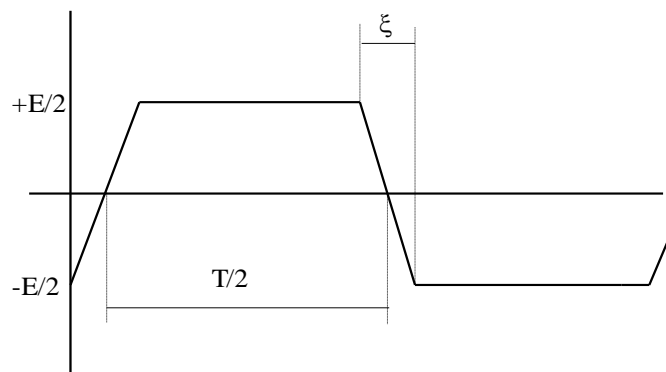


Figura 5.66 Tensão típica entre coletor de transistor e terra em fonte chaveada

A amplitude depende da tensão de alimentação, da frequência e dos tempos de comutação. São estas componentes harmônicas que, através das capacitâncias parasitas presentes na montagem, produzirão as correntes em alta frequência que circularão para a rede.

A necessidade do uso de dissipadores de calor é muito comum em fontes chaveadas. Quando o transistor tem seu coletor conectado ao corpo metálico do componente, normalmente é necessária uma isolamento, evitando que o dissipador fique num potencial elevado, uma vez que é preferível, dadas suas dimensões, que ele fique aterrado. Esta montagem, com um isolante colocado entre duas placas metálicas em potenciais diferentes, cria uma capacitância que acopla a fonte ao terra. O valor desta capacitância pode ser obtido, conhecida a constante dielétrica do isolante e as dimensões do transistor.

Considerando um transistor encapsulado em TO-3, para um isolante de mica, com espessura de 0,1mm, tem-se uma capacitância de aproximadamente 150 pF. Já com isolante plástico (0,2 mm), este valor cai para 95 pF. Um isolante cerâmico de 2 mm de espessura leva a 20 pF.

Como exemplo, considere-se uma onda trapezoidal com as seguintes características: $E=300$ V, $f=30$ kHz, $n=5$, $\xi=1$ μ s.

A amplitude da 5ª harmônica será de 36,8 V.

Em 150 kHz a reatância de uma capacitância de 150 pF é de 7080 Ω . Isto conduz a uma corrente de 5,2 mA a circular pela LISN. Tal corrente implica numa tensão de 260 mV sobre 50 Ω , ou seja, 108 dB/ μ V.

A redução dos níveis de IEM conduzida pode ser obtida por dois enfoques básicos: a minimização dos fenômenos parasitas associados à sua produção e o uso de filtros de linha.

Quanto aos filtros de linha, seu objetivo é criar um caminho de baixa impedância de modo que componentes de corrente em alta frequência circulem por tais caminhos, e não pela linha. Deve-se considerar dois tipos de corrente: a simétrica e a assimétrica.

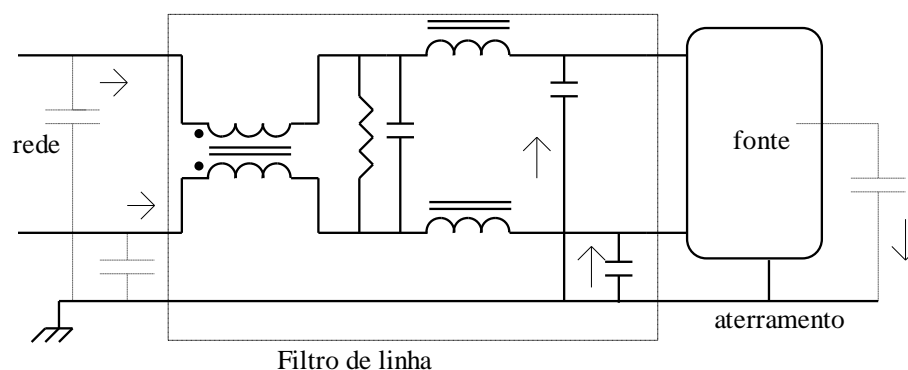


Figura 5.67 Circuito típico com filtro de linha.

5.15.2 A faixa de 3 kHz a 150 kHz: Transmissão de sinais e ruídos de comutação

Nesta faixa de frequência, a rede elétrica (baixa tensão) pode ser utilizada para a transmissão de sinais, seja na rede de distribuição pública, seja no interior de uma instalação de consumidor^[34]. Normas especificam as bandas de frequência para cada tipo de usuário, os limites de tensão de saída dos sinais e os limites de distúrbios conduzido e irradiado, além dos métodos de medida.

O uso da faixa entre 3 e 9 kHz é restrita aos fornecedores de energia elétrica. Eventualmente, com autorização do fornecedor, o usuário pode utilizar também esta faixa dentro de suas instalações. Na faixa de 9 a 95 kHz, o uso é exclusivo do fornecedor de energia elétrica e seus licenciados. As faixas de 95 a 125 kHz e de 140 a 148,5 kHz são exclusivamente privadas e seu uso não exige um protocolo de acesso. Entre 125 e 140 kHz o uso é também privado, mas com a necessidade de um protocolo de acesso.

A preocupação com a presença de ruído eletromagnético conduzido nessa faixa de frequência tem crescido em virtude, principalmente, da proliferação de inversores associados a painéis fotovoltaicos de uso residencial, assim como diversas outras aplicações^[35].

O uso de inversores conectando um barramento CC à rede CA está presentes em inúmeras aplicações, como painéis fotovoltaicos, fontes ininterruptas de energia (UPS), sistemas de carga/descarga de bancos de baterias, sistemas de acionamento/frenagem de motores, etc. Em um cenário de redes inteligentes de eletricidade (*smart grids*), que se anuncia de grande interesse e viabilidade, a presença de tais conversores dispersos pela rede é certa, de modo que se torna importante qualificar e quantificar a presença de componentes advindos da comutação dos conversores eletrônicos sobre a rede elétrica. Tais análises vão além da faixa de harmônicas (2 kHz no padrão europeu, 3 kHz no padrão norte-americano) e, de fato, tais componentes espectrais não devem ser qualificadas como harmônicas, uma vez que sua origem está na comutação dos conversores, sem relação direta com a frequência da rede.

Ainda não há normas específicas, mas diversos organismos^[36] e instituições acadêmicas têm desenvolvido estudos nesse assunto, dado a potencial deterioração na qualidade da tensão que pode advir com o crescimento destes elementos de interferência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Phipps, J. K., Nelson, J. P., Sen, P. K. (1994): "Power Quality and Harmonic Distortion on Distribution Systems", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, no. 2, March/April 1994, pp. 476-485
- [2] J.A.Pomilio, S.M.Deckmann. "Efeito Flicker produzido pela Modulação Harmônica". SBQEE'97 - *Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica*, Nov. 1997, São Lourenço, MG.
- [3] T.J.E. Miller, "Reactive Power Control in Electric Systems", Ed. John Wiley&Sons, 1982.
- [4] J.Arrillaga, A.Bradley, P.S. Bodger "Power System Harmonics". John Wiley&Sons, 1989.
- [5] John A. Orr and Alexander E. Emanuel, "On the Need for Strict Second Harmonic Limits", *Ieee Transactions On Power Delivery*, VOL. 15, NO. 3, JULY 2000 967-971
- [6] Steeper, D. E. and Stratford, R. P. (1976): "Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems using thyristor converters", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 12, no. 3, 1976, pp.232-255.
- [7] A.Tang et al. "Analysis of DC Furnace Operation and Flicker Caused by 187 Hz voltage distortion". *IEEE Trans. on Power Delivery*, V.1. 9, No. 2, Apr. 1994.
- [8] S. M. Deckmann, G. F. Rabelo. "A Quality Index Based on Voltage Flicker and Distortion Evaluations." *IEEE APEC'97 - Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Atlanta, USA, Fev. 1997.

- [9] C. L. Fortescue, Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1918, Volume: XXXVII, Issue: 2, Pages: 1027 - 1140, DOI: 10.1109/T-AIEE.1918.4765570
- [10] Almonte, R.L. e Ashley, A.W. (1995) "Harmonics at the utility industrial interface: a real world example", *IEEE Trans. on IA*, Vol. 31, No. 6, Nov. Dec., pp. 1419-1426.
- [11] A.V.Oppenheim, R.W Schaffer, "Digital Signal Processing". Ed. Prentice Hall, NJ,1989.
- [12] Bonner, J.A. and others, (1995) "Selecting ratings for capacitors and reactors in applications involving multiple single-tuned filters", *IEEE Trans. on Power Del.*, Vol.10, January, pp.547-555.
- [13] Czarnecki, L. S. e Ginn III, H. L. (2005) "The Effect of The Design Method on Efficiency of Resonant Harmonic Filters", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, no. 1, pp. 286-271, Jan. 2005.
- [14] Czarnecki, L. S., (1997) "Effect of minor harmonics on the performance of resonant harmonic filters in distribution systems", *IEE Proc. Of Electric Power Applications*, vil 144, no. 5, Sept. 1997, pp. 349-356.
- [15] Peng, F. Z., Su, G-J., e Farquharson, G. (1999): "A series LC filter for harmonic compensation of AC Drives". *CD-ROM of IEEE PES C'99*, Charleston, USA, June 1999.
- [16] Deckmann S. M., J.A.Pomilio, E.A.Mertens, L.F.S.Dias, A.R.Aoki, M.D.Teixeira e F.R.Garcia (2005b), "Compensação Capacitiva em Redes de Baixa Tensão com Consumidores Domésticos: impactos no nível de Tensão e na Distorção Harmônica", *Anais do VI SBQEE* Belém, PA. Ago. 2005
- [17] Deckmann, S. M. e Pomilio, J. A. (2005) "Characterization and compensation for harmonics and reactive power of residential and commercial loads", *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2005*, Recife, 14-17 de junho de 2005.
- [18] Pomilio, J.A. e Deckmann, S. M. (2006): "Caracterização e Compensação de Harmônicos e Reativos de Cargas não-lineares Residenciais e Comerciais", *Eletrônica de Potência*, Vol. 11, nº 1, pp. 9-16, Março de 2006
- [19] Oliveira A. M., e outros (2003) "Energy Quality x Capacitor Bank", *Anais do 7º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP 2003*, Fortaleza, Ceará.
- [20] Macedo Jr., J. R. e outros, (2003) "Aplicação de Filtros Harmônicos Passivos em Circuitos Secundários", *Anais do II CITENEL*, Salvador, Nov. 2003, pp.845-852.
- [21] Tanaka, T., Nishida, Y., Funabike, S., (2004) "A Method of Compensating Harmonic Currents Generated by Consumer Electronic Equipment Using the Correlation Function", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, No.1, Jan. 2004, pp. 266- 271.
- [22] ANEEL (2016), *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST*. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica
- [23] Testa, A., "Interharmonics and related issues: Aspects Related to Effects, Modeling and Simulation, Measurement and Limits", *VIII International Conference on Industry Applications*, Poços de Caldas, Minas Gerais – Brazil – August 2008
- [24] IEEE Std. 519 "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems". 2014.

-
- [25] IEC 61000-2-2, “*Part 2-2: Environment — Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems*”, 2002
- [26] IEC 61000-3-2 “*Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase)*”. 2014
- [27] IEC/TR 61000-3-4, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*
- [28] Department of Defense, Interface Standard, MIL-STD-704F, *Aircraft Electric Power Characteristics*, 1991.
- [29] Radio Technical Commission for Aeronautics – RTCA, Standard DO-160F *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment*, 2008
- [30] International Electrotechnical Commission - IEC 61000-4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto, 2011
- [31] International Standard IEC-CISPR16, International Committee on Radio Interference: "C.I.S.P.R. Specification for Radio Interference Measuring Apparatus and Measuring Methods", 1993.
- [32] International Standard CISPR11, International Committee on Radio Interference: "Limits and Methods of Measurements of Electromagnetic Disturbance Characteristics of Industrial, Scientific and Medical (ISM) Radio-frequency Equipment", 1990
- [33] E. F. Magnus, J. C. M. de Lima, V. M. Canali, J. A. Pomilio and F. S. dos Reis: “Tool for Conducted EMI and Filter Design”, Proc. Of the IEEE IECON 2003, Roanoke, USA, Nov. 2003, pp. 23262331.
- [34] European Standard 50065-1, European Committee for Eletrotechnical Standardization: “Signaling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148.5 kHz - Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances”, Jan. 1991
- [35] IEC Technical Specification, IEC TS 62578, “Power electronics systems and equipment – Operation conditions and characteristics of active infeed converter (AIC) applications including design recommendations for their emission values below 150 kHz”, 2nd edition, April 2015.
- [36] International Electrotechnical Commission - IEC 61000-4-30: Testing and measurement techniques — Power quality measurement methods, 2015.