

## 5. TRANSITÓRIOS E DESEQUILÍBRIOS

### 5.1. Transitórios de Chaveamento

Nos capítulos anteriores verificou-se o impacto causado pela operação de algumas cargas com características não-lineares devido à saturação magnética, ao chaveamento de tiristores e a conversores em geral. Neste capítulo se verifica também que mesmo cargas lineares podem impor transitórios significativos, capazes de perturbar a operação normal de outras cargas do sistema.

#### 5.1.1. Partida de motores

Esse é um problema bastante comum em sistemas industriais. A partida de motores em geral demanda um pico de corrente para magnetizar o núcleo e vencer a inércia inicial do rotor, acelerando a máquina até atingir a velocidade normal de operação. A maneira como esse pico de corrente se manifesta depende do tipo de motor, do tipo de acionamento e da carga mecânica acionada.

No motor de corrente contínua, a fcm (força contra-eleto-motriz) induzida em função do movimento das espiras do rotor no campo estacionário do estator cresce com a velocidade e se incumbe de reduzir gradualmente a corrente absorvida da fonte. No motor assíncrono ou de indução, é a diminuição do escorregamento relativo entre rotor e o campo girante do estator que se incumbe de reduzir a corrente absorvida da fonte de alimentação. Em ambos os casos, a corrente inicial de partida do motor pode superar várias vezes (4 a 10 vezes) a corrente nominal.

No caso de motores que devem partir sob carga (compressores, bombas, esteiras, elevadores, guindastes, etc.) a sobrecorrente de partida se sustenta enquanto o motor acelera, só caindo aos níveis normais quando o motor se aproxima da velocidade de regime. Dependendo da inércia do rotor, do esquema de partida e das características da carga, a aceleração pode se estender por vários segundos, o que significa que poderá ocorrer um afundamento da tensão de alimentação durante todo esse tempo.

A Figura 5.1 mostra como variam as tensões no PAC e as correntes durante a partida de um motor de indução trifásico, alimentado por uma rede com baixo nível de curto-circuito.

#### Redução do impacto devido à partida de motores

Uma primeira verificação, que se aplica para qualquer tipo de instalação, consiste em verificar se o nível de curto-circuito no ponto de conexão da carga é adequado. O afundamento relativo da tensão é diretamente proporcional à relação entre a capacidade reativa da carga e a de curto-circuito do alimentador.

Como mostra o diagrama fasorial na figura 5.2, a variação relativa da tensão devido à conexão da carga pode ser aproximada por:

$$\Delta V_{pu} = \frac{\Delta V}{V} = \frac{Z_s I \cos \gamma}{V} = \frac{(R_s \cos \varphi + X_s \sin \varphi) I}{V} = \frac{R_s P + X_s Q}{V^2} \quad (5.1)$$

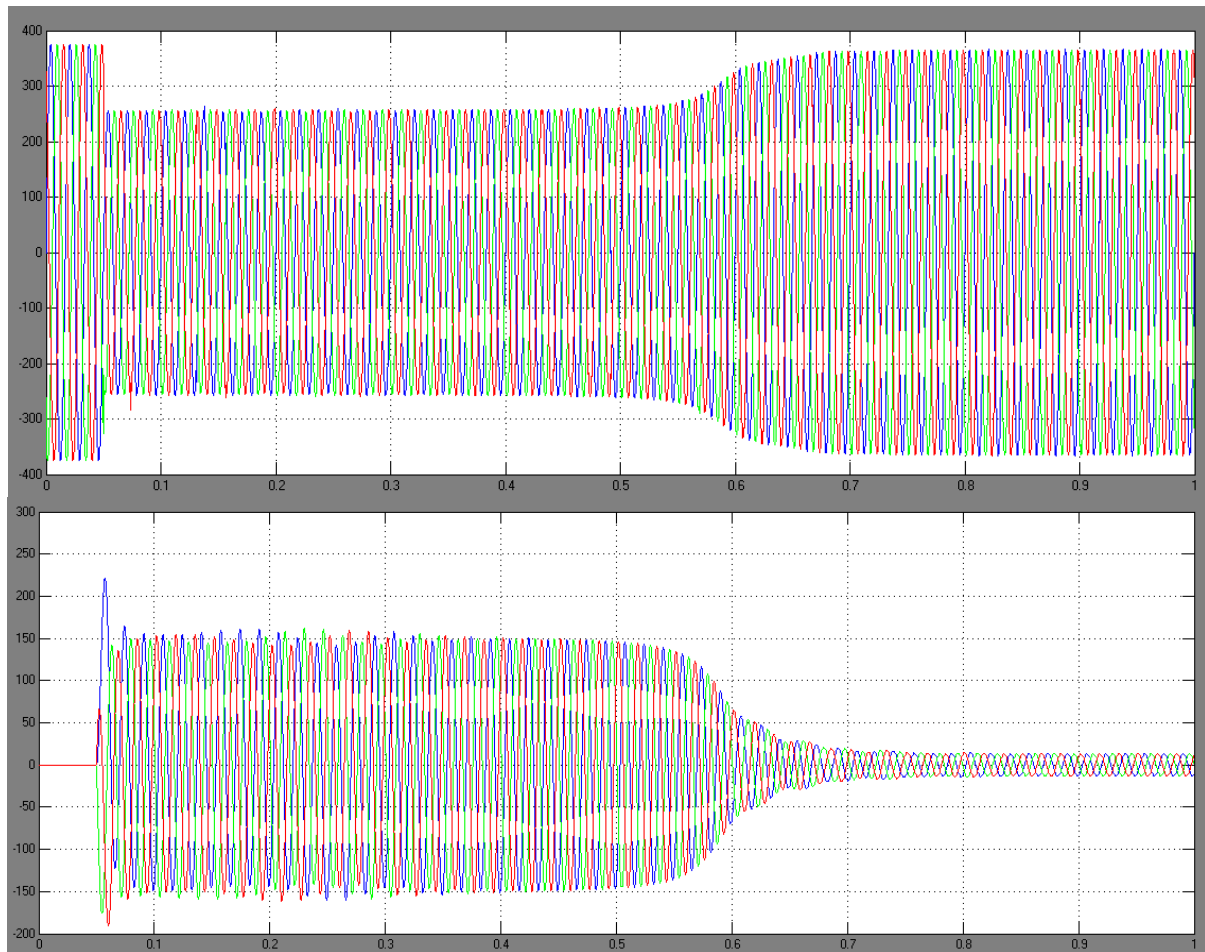


Figura 5.1. Afundamento da tensão durante a partida de motor de indução (acima, tensão no PAC, abaixo, corrente do MI).

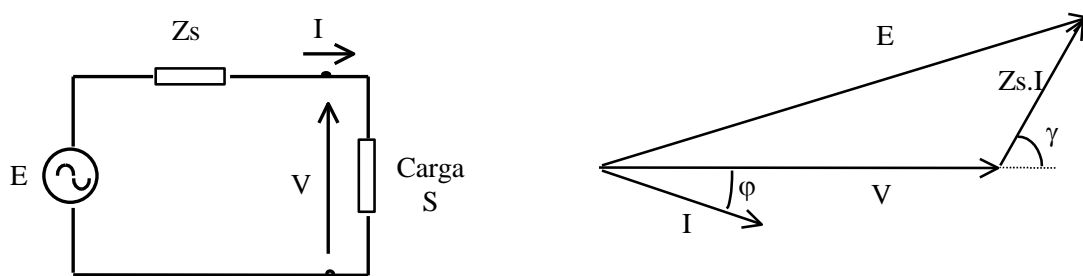


Figura 5.2. Equivalente Thevenin para sistema de alimentação da carga.

Se a resistência do cabo alimentador for muito menor que a reatância ( $R_s \ll X_s$ ) verifica-se de (5.1) que a queda de tensão é determinada principalmente pela potência reativa absorvida pela carga. Se  $Z_s = X_s$ ,  $\gamma = (\pi/2 - \phi)$ . A validade dessa simplificação deve ser verificada em cada situação específica.

$$\Delta V_{pu} \cong \frac{X_s \cdot Q}{V^2} \tag{5.2}$$

A potência de curto-circuito nos terminais da carga depende da tensão da fonte e da impedância do alimentador. Em condições normais, a tensão na carga deve ser aproximadamente

igual à tensão da fonte ( $V \cong E$ ) resultando:

$$S_{cc} = \frac{E^2}{X_s} \quad S_{cc} \cong \frac{V^2}{X_s} \quad (5.3)$$

de onde obtém-se a relação desejada para (5.2):

$$\Delta V_{pu} \cong \frac{Q}{S_{cc}} \quad (5.4)$$

Essa expressão ajuda a entender porque no início da partida do motor a tensão afunda mais do que durante o processo de aceleração: é devido à absorção da potência reativa de magnetização. Ou seja, se a carga também for puramente indutiva, a variação da tensão é máxima, como ilustra a figura 5.3. À medida que a parcela resistiva (potência ativa) cresce, o ângulo  $\varphi$  diminui ao mesmo tempo em que diminui o valor da corrente. O efeito é minimizar  $\Delta V$ .

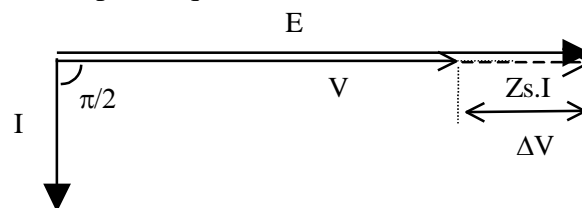


Figura 5.3 Queda de tensão para carga indutiva.

Portanto, para reduzir o impacto da partida de um motor sobre a tensão da rede deve-se limitar a corrente, o que, no entanto, prolonga o tempo da aceleração. Alternativamente, deve-se reduzir a impedância série do alimentador, o que pode implicar na troca de cabos e disjuntores. Esta solução em geral é bastante onerosa e só se justifica se a carga tiver crescido além da capacidade da instalação existente, viabilizando um estudo de expansão do sistema.

No caso específico de motores CA, as soluções para atenuar os transitórios de partida, consistem em usar dispositivos de limitação da corrente de partida, tais como:

- partida com tensão reduzida através de transformador com derivações;
- partida do motor em conexão Y e depois passar para o  $\Delta$  nominal;
- partida do motor em vazio, aplicando a carga posteriormente;
- usar motor auxiliar para partida antes de energizar o principal;
- usar reostato de partida no rotor;
- *soft-starter* com tiristores;
- partida com conversor de frequências.

Nem sempre esses métodos podem ser usados, seja por conta de um maior custo, seja porque o tipo de motor pode não permitir (rotor em gaiola não aceita reostato) ou porque a carga já vem acoplada, inviabilizando partida a vazio (bombas).

As soluções usando conversores eletrônicos permitem controlar a partida do motor de indução suavemente até a velocidade nominal. Esses sistemas de acionamento controlado eliminam os transitórios de partida, mas podem gerar harmônicas que, por sua vez, podem causar outros distúrbios na rede.

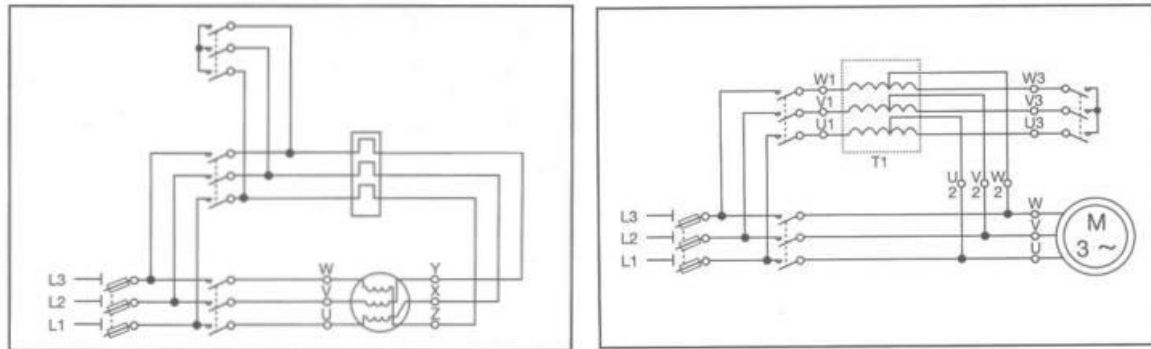


Figura 5.4 Esquemas de partida estrela-delta e com transformador com tap.

<http://www.softstartdirect.com/graphics/stardelta.jpg>

<http://www.softstartdirect.com/graphics/autotransformer.jpg>

O conversor mais simples é composto por tiristores, como mostra a figura 5.5 O ângulo de disparo vai sendo ajustado de modo a que o valor eficaz da corrente se mantenha em um valor adequado, garantindo o torque de partida para a carga, sem sobrecarregar o alimentador. Sobre o motor tem-se uma redução da tensão eficaz, o que limita o máximo torque de partida.

A operação do conversor resulta, durante a partida, em formas de corrente distorcidas, como mostra a figura 5.6. O tiristor conduz por um ângulo  $\gamma = \beta - \alpha$ . A tensão eficaz de saída é:

$$V_{o_{ef}} = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \beta - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} - \frac{\sin(2\beta)}{2} \right]} \quad (5.5)$$

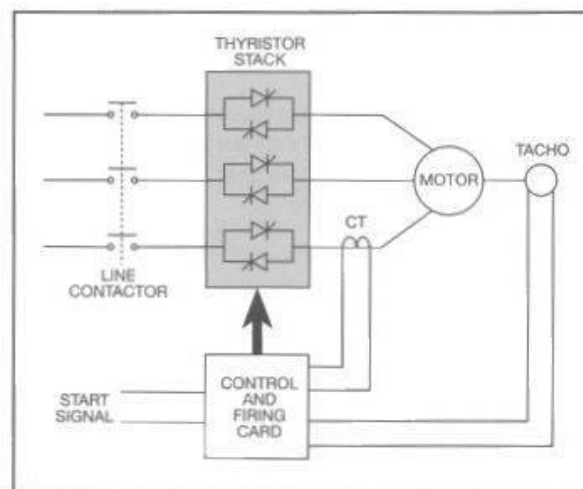


Figura 5.5 *Soft-starter* com tiristores

<http://www.softstartdirect.com/graphics/softstarter.jpg>

O uso de inversores no acionamento de um motor de indução permite obter uma partida suave uma vez que se controla a frequência de alimentação, a qual é proporcional à tensão aplicada, permitindo um fluxo magnético constante e uma corrente constante durante este transitório.

Ao se reduzir a frequência e, conseqüentemente, a velocidade do campo girante, a necessidade de energia para acelerar o motor se reduz, minimizando a corrente drenada do alimentador. A figura 5.7 ilustra um esquema geral de um sistema de acionamento composto de retificador e de inversor.

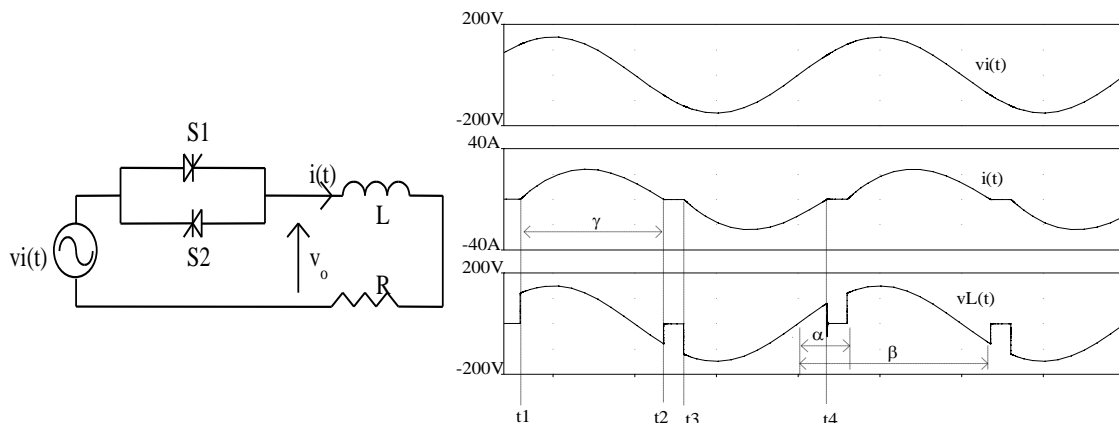


Figura 5.6 Formas de onda em variador de tensão CA (circuito monofásico) monofásico usado na partida de motor de indução.

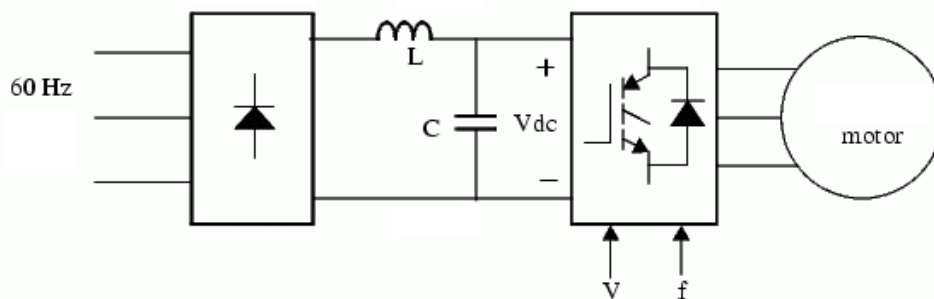


Figura 5.7 Sistema de acionamento de motor de indução, com benefícios de redução de afundamento de tensão na partida.

### 5.1.2. Energização de transformadores

A corrente de energização ou “in-rush” de transformadores <sup>i</sup> pode causar um outro tipo de transitório, que é o aparecimento de harmônicas pares de corrente (principalmente a 2<sup>a</sup> e a 4<sup>a</sup>). A razão disso é a assimetria de meia onda que ocorre durante a magnetização assimétrica do núcleo. O magnetismo residual faz com que o laço de histerese se inicie em um ponto fora da origem do plano  $B \times H$ , levando à saturação desigual dos semi-ciclos positivos e negativos. Depois de alguns ciclos o laço se torna simétrico e o transformador passa a operar da forma esperada. A assimetria pode ocorrer também pela presença de componente CC ou corrente média diferente de zero imposta, por exemplo, pelo chaveamento inadequado de conversores.

A Figura 5.8 mostra um laço de histerese, a respectiva corrente de magnetização assimétrica. O espectro de frequências é mostrado na figura 5.9. Além das harmônicas ímpares (3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup>) aparecem as pares (2<sup>a</sup> e 4<sup>a</sup>). O espectro mostra que o nível CC também é significativo.

Para minimizar esse tipo de distúrbio a solução usual é colocar um contator com resistor de pré-inserção. A função desse resistor é limitar a corrente de “in-rush” permitindo a energização controlada do transformador. Uma segunda função do resistor é proporcionar o amortecimento de eventuais oscilações de corrente por excitação de frequências ressonantes. Um mecanismo se incumbe de *bypassar* o resistor após completar a magnetização. Ao abrir os contatos, o resistor pode novamente exercer a função de atenuar o impacto do desligamento do transformador e evitar o arco da corrente indutiva.

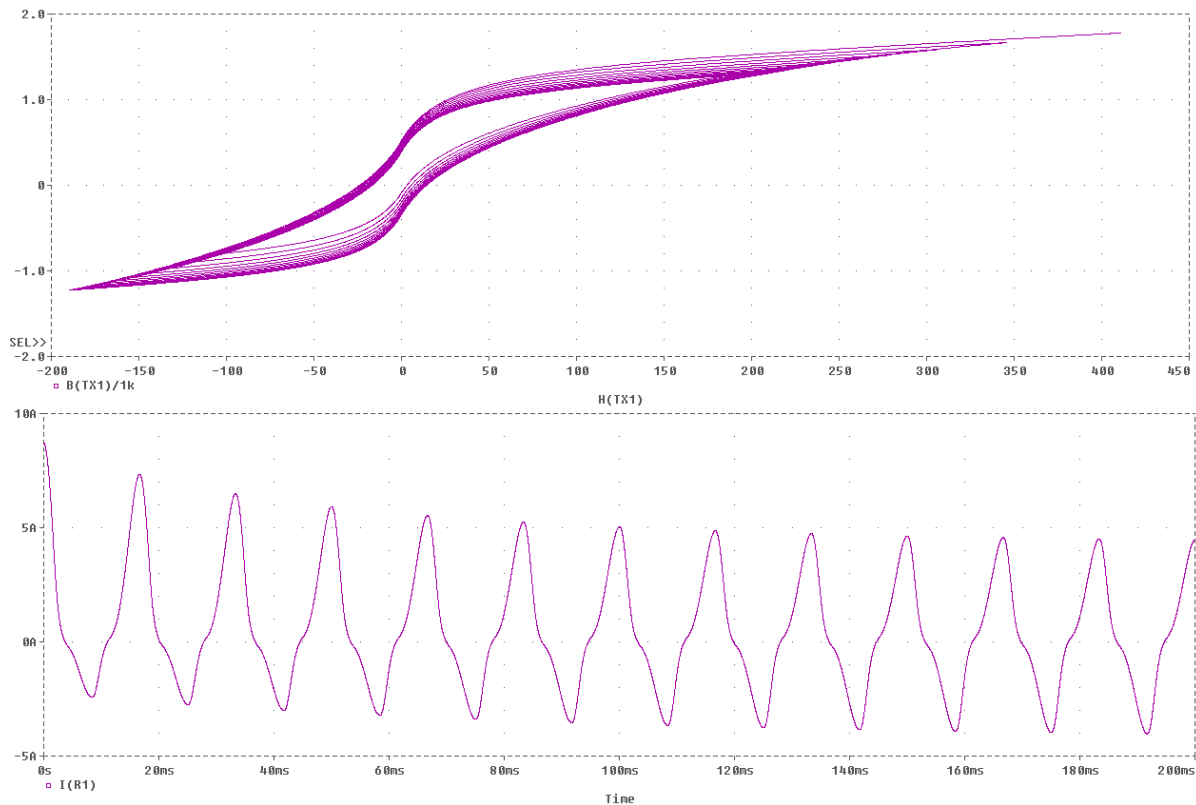


Figura 5.8 Laço de histerese e Corrente de magnetização ou “in-rush” de transformador

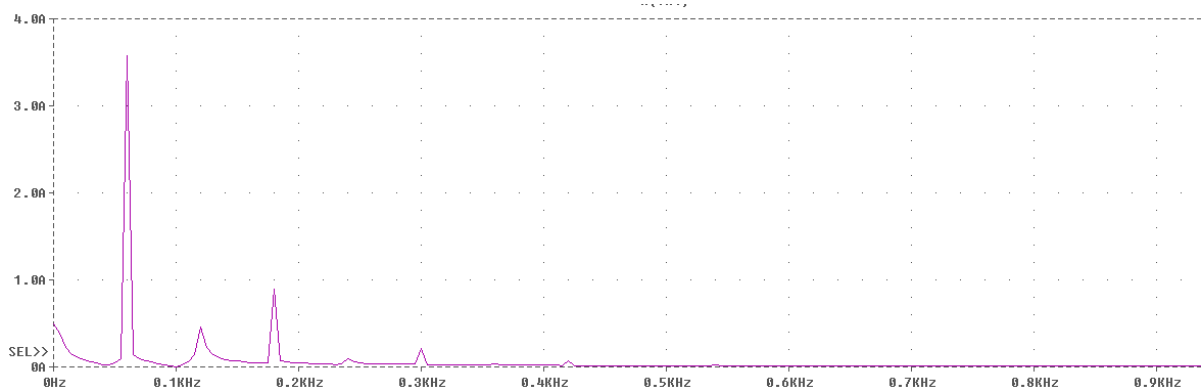


Figura 5.9 Espectro da corrente de “in-rush”.

### 5.1.3. Chaveamento de capacitores

Um transitório bastante comum ocorre ao se ligar um capacitor na rede.<sup>ii</sup> Suponha-se um sistema de alimentação simples e no qual se quer energizar um capacitor, como mostrado na Figura 5.10. A frequência de ressonância desse circuito de 2<sup>a</sup> ordem é dada por:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.6)$$

Nesse caso, a energização do capacitor irá excitar esse modo de oscilação, podendo provocar sobretensões. Essa frequência pode ou não ser uma componente harmônica da rede.

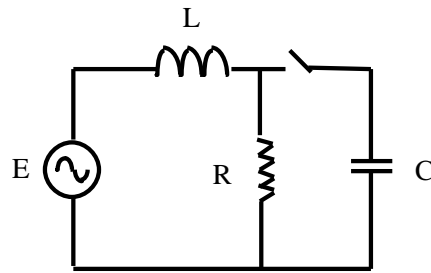


Figura 5.10 Circuito equivalente para chaveamento de capacitor.

A Figura 5.11 mostra como se dá esse processo em um exemplo de simulação de desligamento seguido de religamento do capacitor. A pior condição surge quando o desligamento ocorre em um pico da onda e o religamento no pico oposto. A resistência R no circuito representa eventuais cargas do sistema. Por norma de operação, após a desconexão de um capacitor deve permanecer desligado por pelo menos um minuto, tempo no qual deve se descarregar sobre uma resistência de valor adequado. A tensão residual para a reconexão deve ser inferior a 50V. <sup>iii</sup>

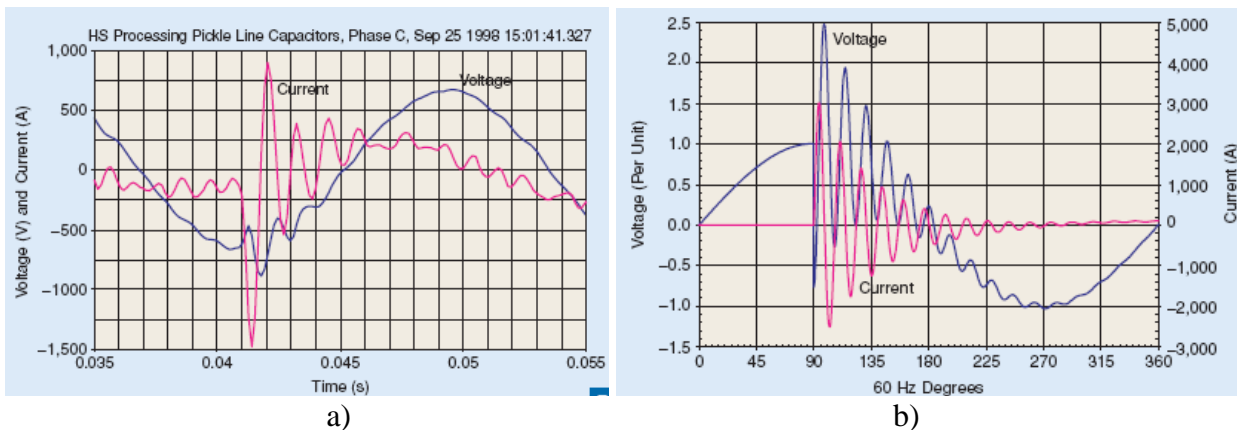


Figura 5.11 Formas de onda de corrente em tensão na energização de capacitor. <sup>iii</sup>  
 a) Experimental, com capacitor descarregado. b) Simulação, com capacitor com carga residual.

### 5.1.4 Ressonância entre banco de capacitores e transformador

Um caso especial de distúrbio pode ocorrer na instalação de um banco capacitivo em um alimentador suprido através de um transformador:

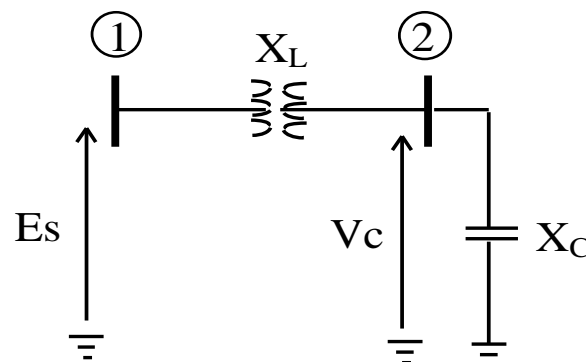


Figura 5.12. Capacitor alimentado por um transformador.

A frequência de ressonância, em relação à fundamental, supondo sistema com impedância equivalente nula na barra (1) é dada pela relação:

$$n = \frac{f_r}{f_1} = \sqrt{\frac{1}{\omega_1^2 LC}} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c}} \quad (5.7)$$

onde:  $f_1$  é a frequência fundamental da rede;  
 $S_{cc}$  é a potência de curto-circuito local;  
 $Q_c$  é a potência reativa injetada pelo capacitor .

Essa relação pode ser obtida considerando-se que para a tensão nominal se pode escrever:

$$\begin{aligned} S_{cc} &= \frac{Es^2}{X_L} \cong \frac{I}{X_L} pu \\ Q_c &= \frac{Es^2}{X_C} \cong \frac{I}{X_C} pu \end{aligned} \quad (5.8)$$

Portanto, conhecendo a potência de curto-circuito local e a capacidade reativa do banco, pode-se estimar diretamente a ordem da frequência de ressonância que o capacitor provoca. Essa informação é importante para a escolha capacitores adequados. Como forma de evitar a realimentação das harmônicas usuais (ímpares: 3,5,7,9,11,..) e das pares (2,4) durante a energização, recomenda-se tomar algumas precauções como, por exemplo, escolher a frequência de ressonância de forma que resulte:

i) para grandes bancos capacitivos ( $Q_c$  da ordem de  $S_{cc}$ ):

$$n = \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c}} \cong 4$$

ii) para bancos pequenos ( $Q_c \ll S_{cc}$ ):

$$n = \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c}} > 20$$

A escolha da frequência de ressonância em torno da 4a. harmônica só é aceitável se existir suficiente amortecimento das oscilações durante a energização do transformador. Durante a operação normal essa frequência dificilmente será excitada.

A figura 5.13 ilustra uma ressonância entre um banco de capacitores e a reatância indutiva equivalente do alimentador, ocorrendo na 12ª harmônica, com a decorrente amplificação das harmônicas de ordem 11 e 13.



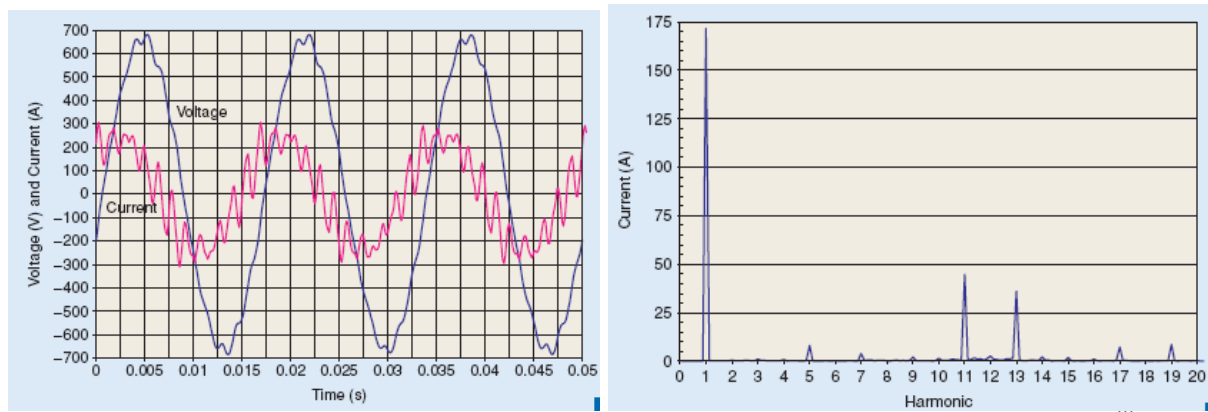


Figura 5.13 Ressonância de banco de capacitores com reatância do alimentador. <sup>iii</sup>

Sempre que se liga um capacitor em série com um indutor, a tensão fundamental no capacitor se eleva (efeito Ferranti). Isso pode ser verificado pela regra do divisor de tensão do circuito da Figura 5.7:

$$I = \frac{E_s}{j(X_L - X_C)} \quad (5.9)$$

$$V_C = E_s \frac{-jX_C}{j(X_L - X_C)}$$

Com a reatância capacitiva resultando sintonizada para a harmônica de ordem  $n$ , com base em (5.6), resulta:

$$X_C = n^2 X_L$$

e, portanto, ressonância na frequência  $f_r = n \cdot f_1$ . Na frequência fundamental resulta a tensão sobre o capacitor dada por:

$$V_C = E_s \cdot \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (5.10)$$

Ocorre, portanto, um fator de amplificação, em função da ordem harmônica da frequência de ressonância, que define uma sobretensão no capacitor na frequência fundamental, e que é tanto maior quanto mais baixa for a ordem da harmônica sintonizada.

Para verificar a sobretensão resultante, considere-se o caso da sintonia para a 4<sup>a</sup> harmônica, ou seja:

$$n = 4$$

$$X_C = 16 \cdot X_L$$

$$V_C = \frac{16}{15} E_s = 1,0667 \cdot E_s$$

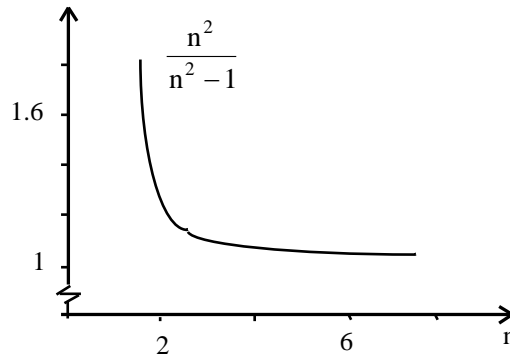


Figura 5.14. Fator de ampliação da tensão na frequência fundamental

A sobretensão na fundamental, ao se instalar o banco sintonizado na 4<sup>a</sup> harmônica, será de 6,67%.

**5.1.5. Energização de retificadores com filtro capacitivo**

Outro transitório importante ocorre na energização de retificadores com filtro capacitivo. Dado que a tensão inicial no capacitor é nula, assim que o circuito é ligado à rede, ocorre um rápido crescimento da tensão no lado CC, com a conseqüente corrente no lado CA. A figura 5.15 mostra um retificador com um filtro capacitivo e outro em que se insere um indutor de alisamento no lado CC. A figura 5.16 mostra a forma de onda da corrente, em regime permanente, que caracteriza esses retificadores, desde que o valor de  $L_o$  seja relativamente baixo de modo a permitir uma condução descontínua em cada semiciclo.

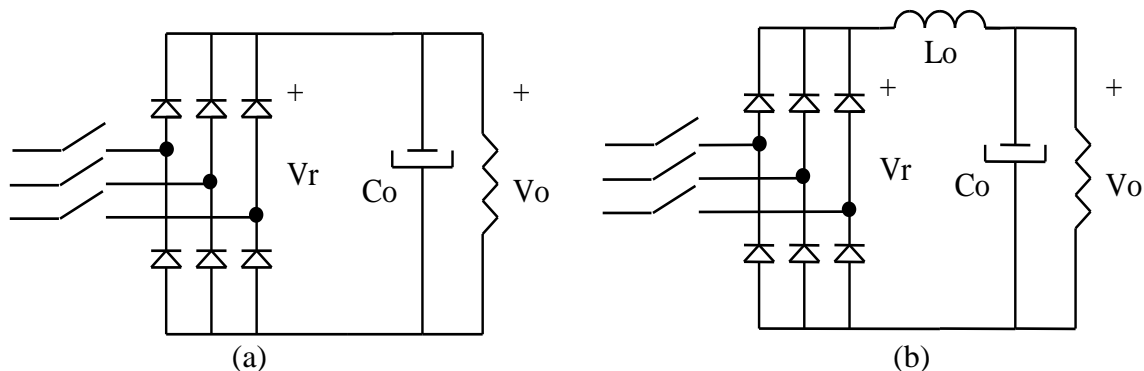


Figura 5.15 Retificador trifásico não controlado, 6 pulsos, com filtro capacitivo (a) e com filtro LC (b)

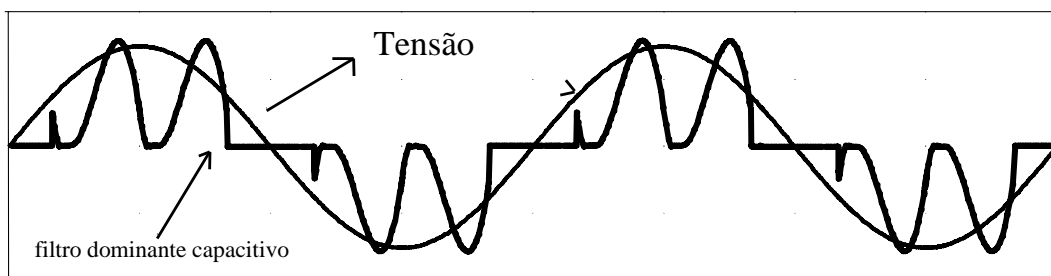


Figura 5.16 Corrente de fase em regime permanente.

A figura 5.17 mostra, para o caso com filtro capacitivo, o intervalo inicial em que o capacitor adquire carga e a corrente por ele. O valor de pico atinge 46 A e a tensão se eleva ao valor de regime em menos de 200  $\mu$ s. A corrente é limitada pela resistência e (principalmente)

pela indutância do alimentador, assim como pelos demais componentes presentes no circuito (diodos, fusíveis, etc.). O valor atingido pelo pico da corrente é muito maior do que o valor de regime permanente necessário à manutenção da tensão no capacitor. A tensão se eleva a aproximadamente 300 V que aproximadamente corresponde ao valor esperado para um retificador trifásico alimentado em 220 V.

Quando se coloca o indutor  $L_o$  no circuito, impede-se uma variação tão abrupta na corrente, como mostra a figura 5.18. O pico da corrente se reduz para 15 A, com duração de aproximadamente 1ms. No entanto, a dinâmica do circuito LC produz uma sobre-elevação na tensão CC que atinge, transitoriamente, 400V, caindo a 300 V após cerca de 12 ms. O tempo de decaimento depende dos valores da capacitância e da carga.

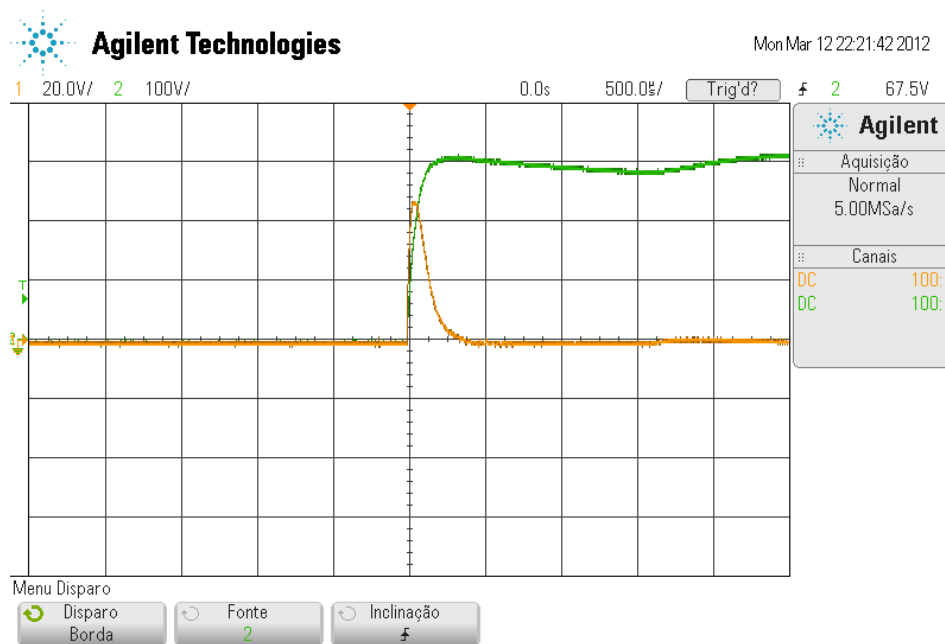


Figura 5.17 *Inrush* de corrente com filtro capacitivo (20 A/div e 100 V/div)

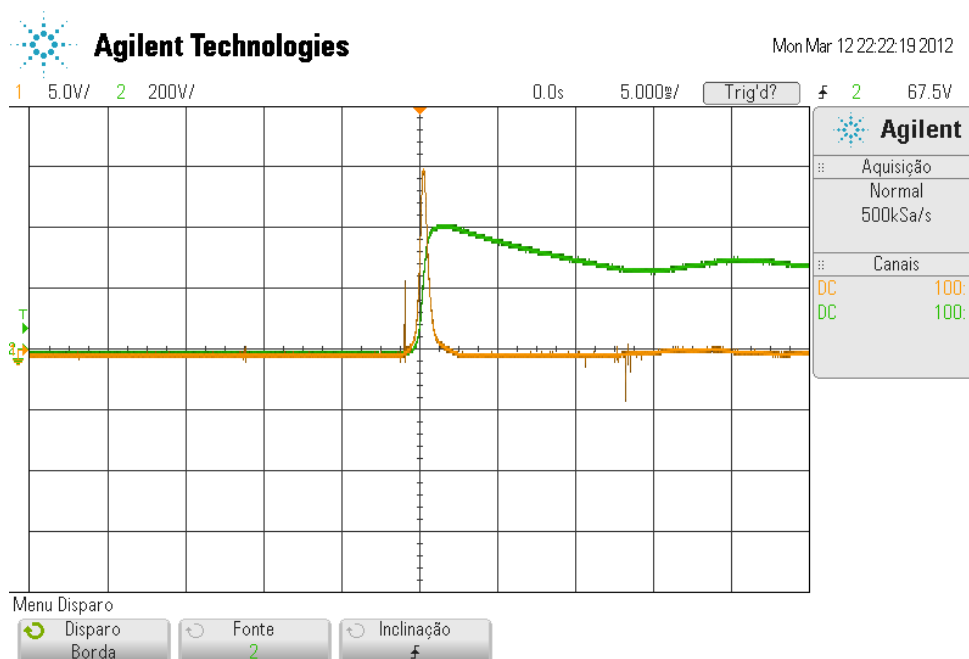


Figura 5.18 *Inrush* de corrente com filtro LC (5 A/div e 200 V/div).

A figura 5.19 mostra o mesmo transitório (com filtro capacitivo) visto no lado CA. Note-se que, após o transitório inicial, a corrente entra em regime permanente e os picos de recarga do capacitor são muito menores, quase imperceptíveis nessa escala.

A figura 5.20 mostra, em detalhe, no lado CA, na entrada do retificador, o efeito sobre a forma de onda da tensão nesse ponto de acoplamento. Considerando que o alimentador tem um comportamento predominantemente indutivo, isso determina a limitação na taxa de crescimento da corrente. Ao mesmo tempo, durante a condução, a tensão “vista” na entrada do retificador é a própria tensão do capacitor que, inicialmente, é nula. Outras cargas ligadas nesse mesmo ponto sofrerão o impacto dessa distorção na tensão suprida.

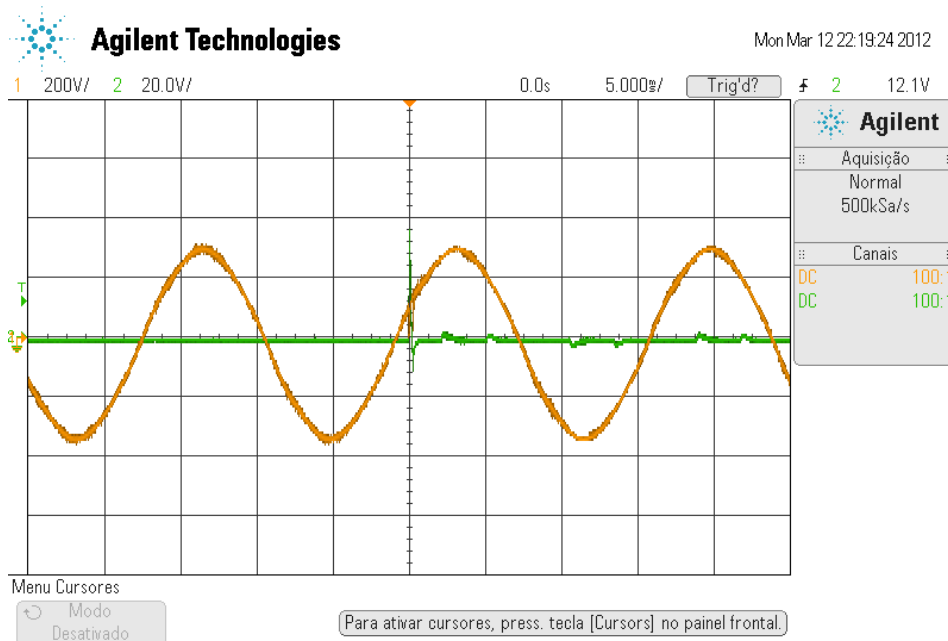


Figura 5.19 *Inrush* de corrente com filtro capacitivo, no lado CA (20 A/div e 200 V/div)

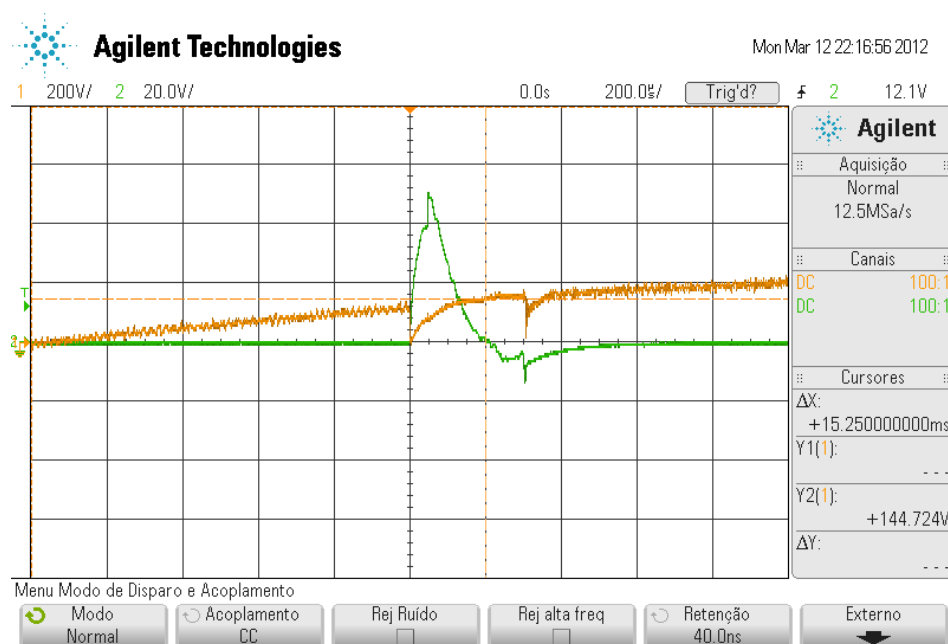


Figura 5.20 Detalhe do *inrush* de corrente com filtro capacitivo, no lado CA (20 A/div e 200 V/div).

A limitação dessa corrente inicial é uma providência importante. Não há uma solução única. Para baixas potências, pode ser suficiente a inserção de um termistor do tipo NTC em série com a alimentação. Quando frio, a resistência é elevada, limitando a corrente inicial. Com a operação regular do retificador, a corrente por ele eleva sua temperatura, fazendo baixar a resistência e reduzindo as perdas. Para potências mais elevadas, ou sistemas que exijam alto rendimento, essa não é a melhor solução. O uso de resistor de inserção pode ser feito, o qual é curti-circuitado (por um contator) após o processo inicial de carga. Pode-se também adicionar algum tipo de interruptor controlado (transistor) que faça uma limitação na corrente através do chaveamento controlado. Há ainda a alternativa de substituir parcialmente os diodos (ponte semicontrolada) por tiristores, fazendo-se um controle do ângulo de disparo durante o transitório inicial.

## 5.2. Desequilíbrio de Tensão

O desequilíbrio de tensão é o fenômeno associado a alterações dos padrões trifásicos do sistema de distribuição.

$$\begin{aligned}v_a(t) &= A \cdot \text{sen}(2\pi ft + \theta) \\v_b(t) &= A \cdot \text{sen}(2\pi ft + \theta - 2\pi/3) \\v_c(t) &= A \cdot \text{sen}(2\pi ft + \theta - 4\pi/3)\end{aligned}\quad (5.11)$$

São variações desiguais em amplitude e/ou fase das tensões trifásicas. São causadas pela conexão desigual de cargas mono ou bifásicas em sistemas trifásicos. Cargas trifásicas desbalanceadas de grande porte também podem produzir desequilíbrio. O efeito se manifesta no PAC, estando associado à queda de tensão sobre a impedância equivalente do alimentador.

O mais importante impacto de desequilíbrios de tensão acontece em cargas motoras, explicitamente em motores de indução trifásicos, tanto pela grande quantidade deste tipo de carga, quanto pelo efeito deletério, pois o campo magnético girante de sequência negativa gira no sentido oposto ao produzido pela componente fundamental.<sup>IV</sup>

Usando a notação vetorial, as tensões com amplitudes iguais e defasadas de 120° podem ser representadas pelos vetores  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  no plano complexo, como mostrado na Figura 5.21.

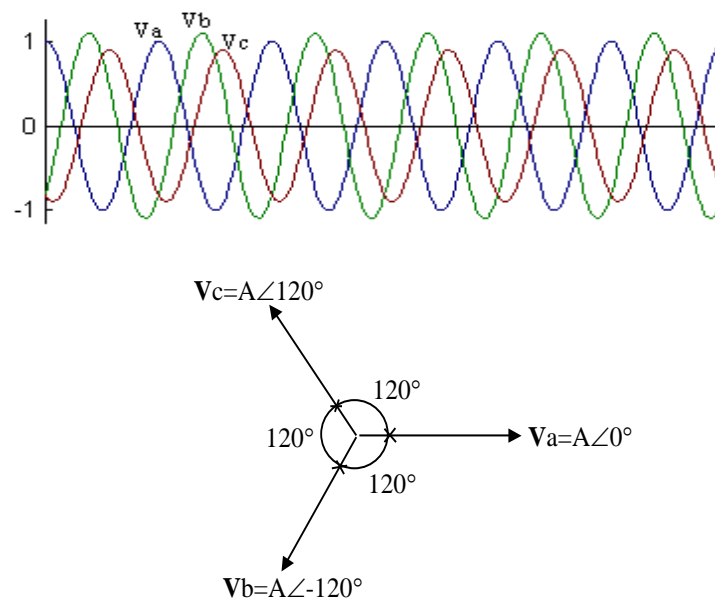


Figura 5.21 Representação no tempo de tensões desequilibradas e representação vetorial de tensões trifásicas equilibradas para  $\theta=0^\circ$ .

Quando o sistema está equilibrado, o fluxo de potência total é unidirecional e constante, indo da fonte para a carga. Isto garante que não haverá circulação desnecessária de potência na rede e nem sobrecarga de uma fase em relação às outras.

Assumindo um sistema polifásico genérico, no qual as tensões de alimentação podem não ser senoidais e simétricas e as cargas podem ser quaisquer (lineares ou não), a Figura 5.22 ilustra como, através da aplicação sequencial de decomposições de sinais, é possível identificar o subsistema que corresponderia às condições ideais de operação.

Assim, a primeira decomposição busca extrair dos sinais de tensão e corrente, as ondas senoidais fundamentais, as quais ainda podem conter assimetrias; a segunda decomposição busca identificar as componentes senoidais correspondentes à chamada sequência positiva; uma terceira decomposição pode ser usada para identificar a parcela de corrente diretamente proporcional à tensão senoidal equilibrada, a qual é equivalente ao consumo de uma carga resistiva equilibrada, com alimentação senoidal.

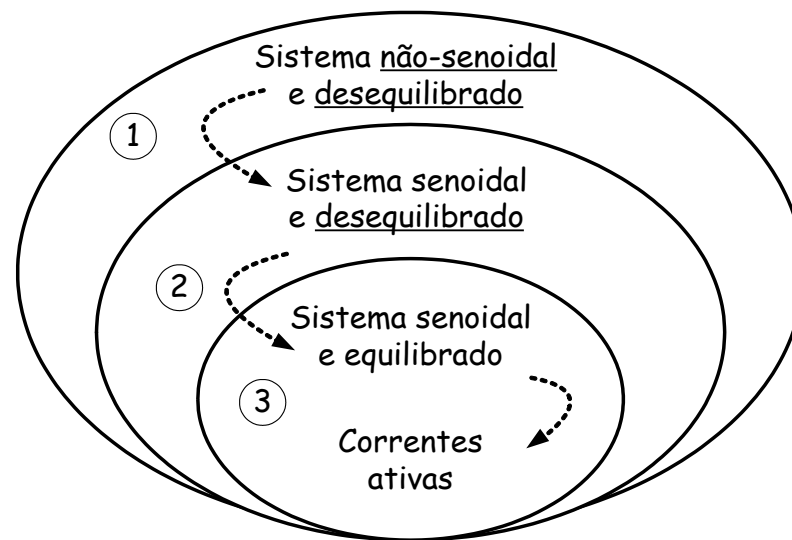


Figura 5.22 Processo de decomposição em subsistemas.

### 5.2.1. Identificação da fundamental

Uma das condições ideais na geração, transmissão, distribuição e consumo de energia é que as tensões e correntes sejam senoidais. Esta condição é importante para minimização de perdas, além de garantir o funcionamento adequado de equipamentos sensíveis a distorções na forma de onda de tensão e corrente.

A idéia é decompor os vetores multi-dimensionais de tensões e correntes instantâneas ( $v$  e  $i$ ) em parcelas denominadas **fundamentais** ( $v_1$  e  $i_1$ ), as quais são senoidais, e parcelas denominadas **residuais** ( $v_{res}$  e  $i_{res}$ ), ou seja:

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_1 + \mathbf{v}_{res} = \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ares} \\ v_{bres} \\ v_{cres} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_{res} = \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ares} \\ i_{bres} \\ i_{cres} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Tal separação é tipicamente baseada em uma decomposição no domínio da frequência. No entanto, sua realização pode ser feita no domínio do tempo.

Neste caso não é necessária uma análise em frequência (FFT), pois basta calcular a componente fundamental e, pela diferença com a entrada (vide Figura 5.23), obtém-se o termo

residual responsável por harmônicos e “inter-harmônicos” com bastante precisão. A Figura 5.24 indica uma forma alternativa para obtenção das parcelas residuais e fundamentais (algoritmo dual).

Desta forma, se o objetivo for quantificar as distorções de forma de onda presentes nos sinais de tensão e corrente, seja para avaliação ou compensação,  $v_{res}$  e  $i_{res}$  seriam as variáveis a serem monitoradas ou eliminadas. Não é possível saber quais e quanto de cada harmônico ou inter-harmônico está presente no sinal, visto que para isto seria necessária uma varredura completa no domínio da frequência.

Do ponto de vista de compensação, a eliminação das parcelas residuais significa a compensação de toda distorção nas formas de onda dos sinais, o que pode ser atingido usando tais parcelas como erro para o projeto do compensador escolhido.

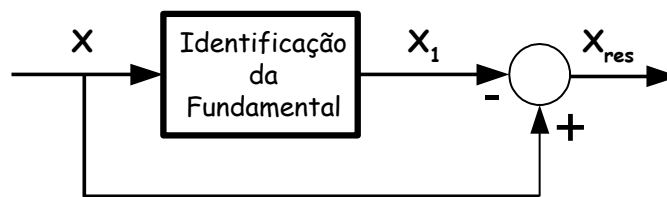


Figura 5.23 Separação em fundamental e resíduo.

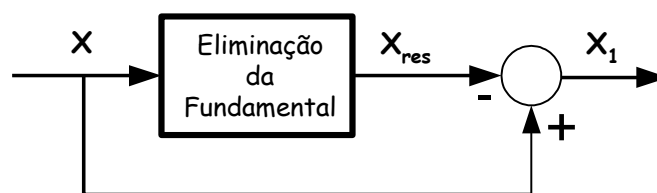


Figura 5.24 Separação em fundamental e resíduo (algoritmo dual).

### 5.2.2. Identificação da sequência positiva

A obtenção dos componentes fundamentais através da Decomposição I não elimina as assimetrias nos sinais de tensão ou corrente, quando existentes. Portanto, os sinais senoidais obtidos após a primeira decomposição podem conter desequilíbrios, sejam por problemas com as tensões de alimentação do sistema ou por desbalanços nas cargas.

Com o objetivo de identificar os sinais ideais para a operação do sistema elétrico, a segunda decomposição permite encontrar as tensões e correntes fundamentais balanceadas, ou seja, as denominadas componentes de sequência positiva dos sinais fundamentais.

Pode-se usar um método para o cálculo destas componentes baseado numa análise fasorial (vetores complexos) <sup>v</sup>, no qual a sequência positiva é obtida através da soma média dos valores eficazes dos sinais elétricos, deslocados de um operador defasador unitário que depende do número de fases do sistema elétrico em análise. Para um sistema trifásico, por exemplo, a sequência positiva da tensão referida à fase “a”, pode ser calculada por:

$$\dot{V}_a^+ = \frac{1}{3} (\dot{V}_a + \dot{V}_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \dot{V}_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) . \quad (5.13)$$

Os termos exponenciais representam deslocamentos angulares de 120° e de 240° aplicados aos fasores que representam as tensões  $V_b$  e  $V_c$ , respectivamente.

É possível fazer o cálculo de tais componentes no domínio do tempo <sup>vi</sup>. Assumindo um sistema trifásico qualquer, os vetores tri-dimensionais que representam as componentes temporais de sequência positiva da tensão e da corrente fundamental, são:

$$\mathbf{v}_I^+ = \begin{bmatrix} v_{a1}^+ \\ v_{b1}^+ \\ v_{c1}^+ \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_I^+ = \begin{bmatrix} i_{a1}^+ \\ i_{b1}^+ \\ i_{c1}^+ \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Destaca-se o termo “fundamental”, uma vez que todo este processo poderia, se necessário, ser aplicado a cada frequência harmônica, ou seja, poderiam ser calculadas as componentes de sequência para qualquer frequência harmônica.

Neste ponto já se pode, por exemplo, definir um vetor auxiliar de tensões como:

$$\mathbf{v}_d = \mathbf{v} - \mathbf{v}_1^+ \quad (5.15)$$

o qual pode ser denominado de *tensão de distúrbio*, e representa todas as distorções e assimetrias presentes no sinal de tensão. A eliminação desta parcela de tensão faz com que a tensão em um determinado PAC respeite as condições ditas ideais de fornecimento e pode ser efetuada, por exemplo, através de Restauradores Dinâmicos de Tensão (DVR), Filtros Ativos Série, compensadores de reativos, etc.

Tomando as componentes fundamentais da tensão e da corrente, poder-se-ia estimar os vetores das componentes de desequilíbrio ou assimetria (*u* do inglês, *unbalanced*) como:

$$\mathbf{v}_{u1} = \mathbf{v}_I - \mathbf{v}_1^+ \quad (5.16)$$

$$\mathbf{i}_{u1} = \mathbf{i}_I - \mathbf{i}_1^+ \quad (5.17)$$

os quais poderiam ser usados tanto para medir e monitorar o valor das assimetrias, quanto para controlá-las isoladamente de outros distúrbios (seletividade). Diversos trabalhos têm ressaltado a importância do efeito destas assimetrias no sistema elétrico, que muitas vezes podem ser mais prejudiciais do que as distorções de forma de onda<sup>vii</sup>. O diagrama da Figura 5.25 ilustra o procedimento sugerido.

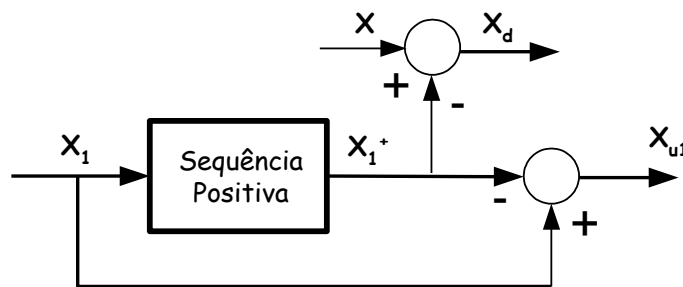


Figura 5.25 Identificação das componentes fundamental de sequência positiva, desbalanço e distúrbio.

Pela MIL-STD-704F, o desbalanço de tensão é definido apenas pela diferença máxima de 3 V (valor eficaz) entre as fases.

A figura 5.26 ilustra o efeito de um desequilíbrio nas tensões sobre a corrente e a tensão de saída de um retificador trifásico a diodos, com filtro capacitivo. Inicialmente as tensões são equilibradas e têm 150V de pico. No segundo caso, uma das tensões assume 160V e outra, 140V. Há um expressivo aumento na ondulação da tensão de saída, bem como um grande desequilíbrio nas correntes, muito mais acentuado do que o próprio desequilíbrio das tensões.



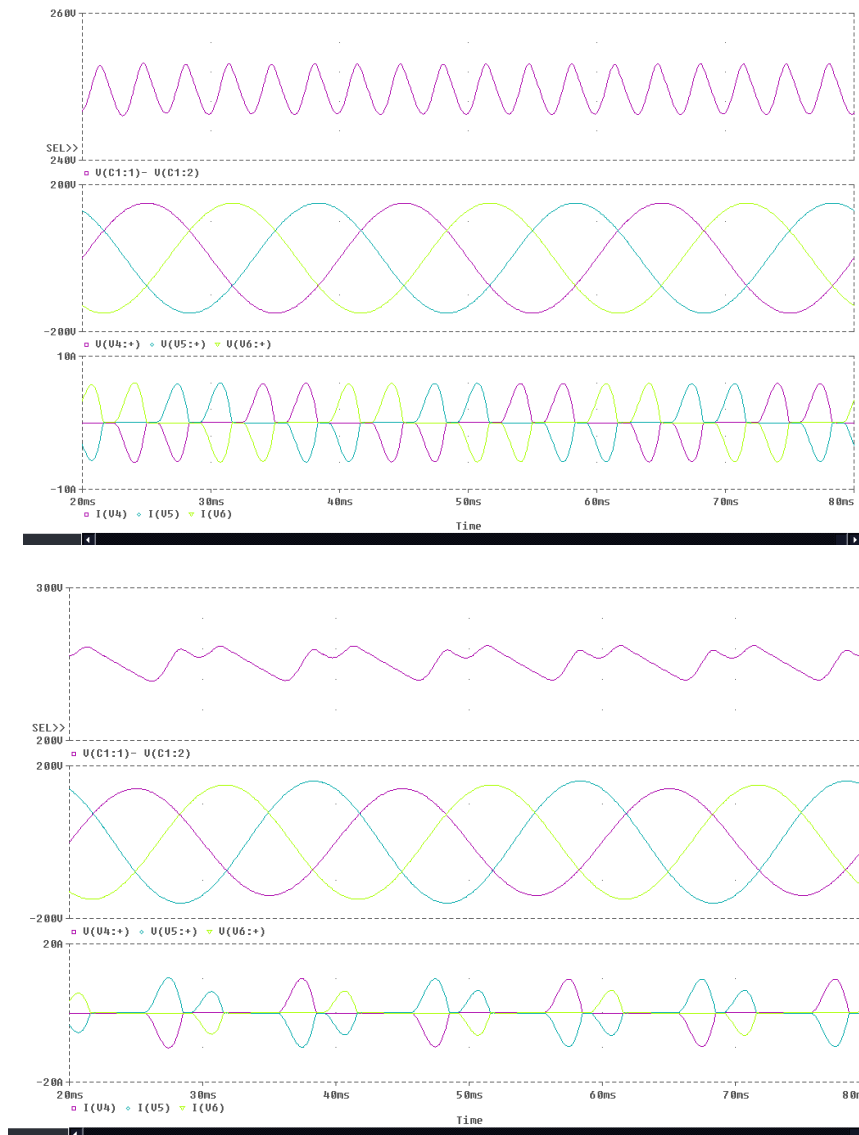


Figura 5.26 Efeito de desequilíbrio nas tensões alimentando retificador trifásico.

### 5.3. Referências

- <sup>i</sup> A.Greenwood, “Electrical Transients in Power Systems” Ed. John Wiley&Sons, NY, 1971.
- <sup>ii</sup> IEEE Standard 1159; “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality”, Institute of Electrical and Electronics Engineers, junho, 1995 e “IEEE Task Force p1159 – Monitoring Electric Power Quality”, Institute of Electrical and Electronics Engineers, fevereiro, 2002.
- <sup>iii</sup> T. M. Blooming, Capacitor Failure Analysis, A troubleshooting case study, IEEE INDUSTRY APPLICATIONS MAGAZINE • SEPT-OCT 2006
- <sup>iv</sup> S. R. Silva, Curso de Especialização em Sistemas de Energia Elétrica, CPDEE, UFMG, 2011 acessível em [http://www.cpdee.ufmg.br/~selenios/Qualidade/EEE535\\_4.pdf](http://www.cpdee.ufmg.br/~selenios/Qualidade/EEE535_4.pdf)
- <sup>v</sup> C. L. Fortescue. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. AIEE Transaction, 37, 1027-1140, June 1918.
- <sup>vi</sup> F.P. Marafão, “Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais”,

---

Tese de Doutorado, FEEC/UNICAMP, 2004.

<sup>vii</sup> J.P.G. de Abreu and A.E. Emanuel, "Induction motor thermal aging caused by voltage distortion and imbalance: Loss of useful life and its estimated cost", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 38-1, pp. 12-20, 2002.