

Figura 3. 45 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à variação da  $THD_i$  nas correntes de entrada do retificador PWM em função do desequilíbrio nas tensões da rede com a utilização dos métodos  $MSRF$  e  $NPSF$  e controlador de corrente  $CC_{PI}$ .

### 3.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização  $NPSF$  proposto, o qual demonstra os benefícios da sua utilização na sincronização de retificadores PWM trifásicos em sistemas trifásicos a três fios. Foram estabelecidos os critérios relevantes (ou critérios de comparação - Anexo B) para a definição da técnica de controle de corrente a ser aplicada na implementação de retificadores PWM trifásicos. Com base na revisão bibliográfica realizada seis (6) técnicas de controle de corrente foram selecionadas:

- 1) Controlador de corrente proporcional-integral ( $CC_{PI}$ );
- 2) Controlador de potências proporcional-integral ( $CP_{PI}$ );
- 3) Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos  $d$  e  $q$  ( $DSC_{dq}$ );
- 4) Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo  $q$

( $DRC_q$ );

5) Controlador de corrente de tempo mínimo em coordenadas  $\alpha\beta$  ( $DBT$ );

6) Controlador ressonante em coordenadas  $\alpha\beta$  ( $RST$ );

A partir da escolha destas técnicas foi realizado o estudo destas através da obtenção da equação de estados da planta, projeto dos controladores e a obtenção de resultados de simulação e experimentais apresentados neste capítulo e no Anexo B, os quais abordaram a análise da resposta transitória dos controladores e a obtenção de resultados para comparação dentre as técnicas em termos de fator de deslocamento, fator de potência,  $TD$ ,  $THD$  nas correntes de entrada do retificador PWM, esforço computacional e valor  $rms$  do sinal de erro.

Resultados experimentais foram obtidos utilizando o segundo protótipo implementado conforme descrição realizada no Capítulo 3, os quais comprovam os resultados de simulação obtidos e a necessidade de um algoritmo de limitação para a regulação de tensão em um valor desejado. Tais controladores mostram ser facilmente implementados em um DSP de ponto fixo, onde foi utilizado o DSP TMS320F2812 para o controle das grandezas de corrente e tensão.

Além disso, foi analisado o desempenho dos métodos de sincronização  $MSRF$  e  $NPSF$  e em termos dos critérios  $TD_i$ ,  $THD_i$  e fator de potência com relação as correntes de entrada do retificador. Estes dois métodos de sincronização foram utilizados, pois o primeiro método foi utilizado pela simplicidade de implementação, e por não considerar a presença de distúrbios da rede para a obtenção dos sinais de sincronização. O segundo considera os prováveis distúrbios presentes nas tensões da rede, bom desempenho em termos de desequilíbrios e  $THD$  nos sinais de sincronização, como visto no Capítulo 2.

Também ficou evidente que a partir da definição de valores constantes para as referências da malha de corrente, que os sinais de sincronização têm influência direta na presença de distorções nas correntes de entrada do retificador PWM e, que, dependendo do método de sincronização de malha aberta a ser empregado e dos distúrbios presentes

nas tensões da rede é possível que, as correntes drenadas pelo retificador PWM apresentem diferentes  $THD_i$ ,  $TDC_i$  e fator de potência

O método *MSRF* é vantajoso principalmente no que se refere à simplicidade estrutural, apresentando um menor número de instruções no algoritmo a ser implementado em DSP's, porém este é muito sensível a possível presença de desequilíbrios e distorções harmônicas nas tensões da rede. Este método é recomendado para casos em que haja limitação de esforço computacional no DSP utilizado ou que a presença de distúrbios nas tensões da rede não seja significativa. Já o método *NPSF* tem como vantagens a obtenção de sinais de sincronização com reduzida distorção mesmo na presença de elevados distúrbios nas tensões da rede, o que faz com que o retificador PWM drene correntes muito próximas da senoidal na frequência fundamental da rede. Este, porém exige um maior número de instruções do algoritmo a ser implementado.

# Capítulo 4

## **Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Filtros Ativos de Potência Trifásicos a Quatro Fios Alimentados em Tensão**

### **4.1 Introdução**

Nas últimas décadas expressivos estudos têm sido realizados com relação aos problemas de qualidade de energia. Vários são os distúrbios considerados em termos de tensão e corrente na literatura [88, 162]. Alguns destes distúrbios promovem o aumento de distorções harmônicas nas tensões e a presença de corrente de neutro em sistemas de distribuição em baixa tensão a quatro fios. O aumento da distorção de tensão pode causar danos, mau funcionamento, aquecimento, falhas e diminuição da vida útil de cargas susceptíveis. Já o aumento da corrente de neutro pode causar o sobreaquecimento de condutores e de transformadores ligados a este sistema [88]. Alguns dos principais fatores que contribuem para estes aumentos foram citados no Capítulo 2.

Devido aos problemas causados por distorções harmônicas, normas foram elaboradas, a fim de recomendar os limites para as máximas taxas de distorções harmônicas de corrente e tensão no ponto de conexão comum (*PCC*). Dentre elas destaca-se a *IEEE Std. 519-1992* e a nova resolução do Operador Nacional do Sistema (ONS) sobre *Padrões de Desempenho da Rede Básica* (Sub-Módulo 2.2) [171], as quais definem tais limites e, além disso, estabelecem os procedimentos a serem seguidos caso estes limites sejam excedidos. Um dos procedimentos recomendados pela *IEEE Std.*

519-1992 é a instalação de filtros para o controle de harmônicos por parte das concessionárias no ponto de conexão comum (*PCC*).

Logo, com base neste procedimento este capítulo propõe a implementação de um filtro ativo de potência paralelo (*FAPP*) para reduzir distorções harmônicas de tensão no *PCC* a níveis recomendados pelas Normas anteriormente citadas e diminuir a corrente de neutro causada pela presença de cargas não-lineares no sistema. É apresentada uma análise detalhada do modelo discreto e normalizado do *FAPP* visando sua implementação em DSPs de ponto fixo. Ainda, são propostos a extensão do método de detecção de tensão desenvolvido por [99] e do controlador de corrente de tempo mínimo apresentado por [67], agora, aplicado a sistemas a quatro fios.

Resultados de simulação e experimentais são apresentados, a fim de demonstrar as vantagens da utilização do método de sincronização *NPSF* desenvolvido no Capítulo 2 e estendido a sistemas trifásicos a quatro fios, conforme apresentado no Anexo A. Além disso, estes resultados têm o intuito de verificar o desempenho do *FAPP* em termos da compensação de harmônicos de tensão no *PCC* e corrente de neutro, a partir do desenvolvimento de um protótipo. A descrição desse protótipo é apresentada no Capítulo 5 e tem como principais características a flexibilidade de operação em sistemas trifásicos a três e quatro fios e o emprego de um DSP TMS320F2812 para a implementação dos algoritmos de geração de referência, método de sincronização, controle e modulação *Space Vector* [107]. A seguir será apresentada a uma revisão da bibliográfica relativa a filtros ativos de potência com o intuito de situar a aplicação em questão, principalmente, no que se refere a utilização do método de detecção de tensão e sua aplicação na compensação de harmônicos de tensão utilizando filtros ativos de potência paralelos.

## **4.2 Revisão Bibliográfica**

Com o objetivo de atender às especificações de desempenho de um filtro ativo de potência (*FAP*), esforços têm sido realizados, nas últimas quatro décadas, por

pesquisadores da área da Eletrônica de Potência [119-123], Controle [41, 124-126] e de Sistemas de Potência [88], para serem desenvolvidos *FAP's* com boa resposta dinâmica [96, 127], baixa distorção harmônica nas correntes ou tensões do sistema [93, 128] e elevado desempenho em termos da geração de correntes de referência [4, 93].

O desenvolvimento da tecnologia de FAP em termos de Eletrônica de Potência iniciou-se com a utilização de tiristores, TJB's e MOSFET's de potência, mais recentemente a nova tecnologia de dispositivos, tais como, GTO's e IGBT's são dispositivos mais usuais para utilização para esta aplicação [93]. Ao mesmo tempo, em que a tecnologia de interruptores de potência era desenvolvida, avanços eram realizados na área de processamento de sinais digitais, com a utilização e desenvolvimento de dispositivos, cada vez mais com maior capacidade e rapidez de processamento [31, 129, 130], os quais tem tornado viável o emprego de *FAP* para compensação de determinados distúrbios.

Várias configurações de *FAP's* em conexão série [128, 146, 160], ou conexão paralela [93, 95, 117, 128] com o sistema foram propostas. Além disso, configurações híbridas combinando filtros de potência com parte passiva e parte ativa foram desenvolvidas [118,131-137], com a intenção de reduzir custos. Em termos da natureza da rede os *FAP's*, este podem ser monofásicos [138-140] e trifásicos, a três fios [141-144] ou a quatro fios [89, 96, 145, 146].

As duas configurações de inversor, alimentado por fonte de tensão [93, 121, 147] e por fonte de corrente [119, 121 141, 147] foram utilizadas em *FAP's*. Para aplicações em médias potências, *FAP's* com conversores em configuração multiníveis também foram desenvolvidos [128, 148-150].

Devido à necessidade de selecionar estratégias adequadas de geração de sinais de tensão e/ou corrente de referência, para compensação de distúrbios, através do uso de *FAP's* várias teorias e conceitos foram utilizados para operação no domínio do tempo ou da frequência. Dentre estes pode-se destacar, o método de componentes simétricos [24, 151, 152], a teoria de potência instantânea [117] e a utilização de sistema de eixos síncronos [3, 122] estão entre os mais utilizados.

Com respeito às técnicas de controle, utilizadas para sintetizar e regular as correntes geradas pelo *FAP*, destacam-se vários métodos de controle, tanto analógicos [123, 153], como digitais [154, 155, 156]. Operando com frequência variável [95, 148] ou fixa [121, 157], empregados tanto no controle de tensão [154, 157] como no controle de corrente [95, 158]. Este último possibilitando a utilizando de várias técnicas, tais como: (i) controle proporcional integral (PI) [159], (ii) controladores com resposta de tempo mínimo [140], (iii) lógica *fuzzy* e redes neuronais [161] e (iv) modos de deslizamento [142, 153].

Inicialmente, com o intuito de atender o procedimento recomendado pela *IEEE Std. 519-1992*, a partir da utilização de filtros para redução de distorções harmônicas de tensão da rede no *PCC*, filtros passivos apresentaram-se como soluções viáveis para os problemas de distorções harmônicas [90, 91], porém, estes podem promover o aparecimento de ressonâncias em outras frequências, podendo causar operação indesejada em equipamentos de proteção (fusíveis de bancos capacitivos) e determinadas cargas [116].

O desenvolvimento da tecnologia de filtros ativos de potência, sendo estes, equipamentos que apresentam uma melhor resposta dinâmica se comparado aos filtros passivos [89, 93] e que, além disso, podem ser devidamente ajustados para realizar as requeridas compensações em amplitude e fase desejadas [117], vem ganhando cada vez mais destaque, seja no seu uso isoladamente no sistema, ou em conjunto com filtros passivos [118].

A utilização de filtros ativos de potência série apresentou-se como uma solução mais eficiente em termos de compensação de harmônicos de tensão [92, 93], porém, estes não promovem a redução da corrente de neutro provinda de cargas não lineares. Filtros ativos de potência paralelos (*FAPP's*) que utilizam o método de detecção da corrente de carga ou detecção de corrente de linha compensam correntes de neutro, porém não atenua possíveis ressonâncias que possam aparecer nas tensões do sistema no *PCC* [94–97, 164].

Recentemente, com o intuito de atenuar os fenômenos de ressonância nos sistemas de distribuição, filtros ativos de potência paralelos, vêm sendo utilizados em sistemas trifásicos a três fios [100-106]. Estes usam o método de detecção de tensão [98, 99], para realizar esta atenuação, porém, estes trabalhos não abordam o problema de correntes de neutro em sistemas a quatro fios em baixa tensão, conforme apresentado na Figura 4.1.

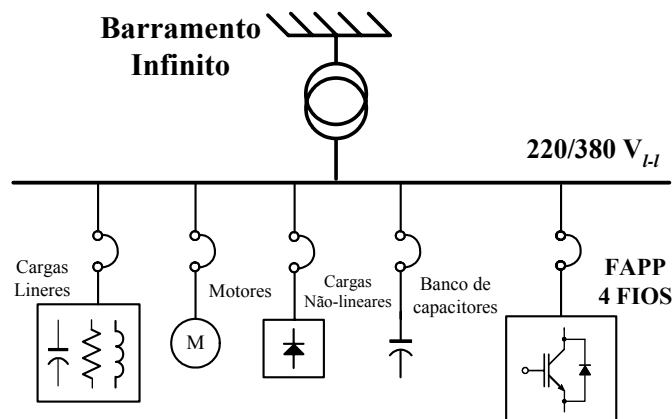


Figura 4. 1. Representação do sistema elétrico incluindo o *FAPP* no sistema de distribuição trifásico a quatro fios em baixa tensão.

Neste sentido, este capítulo visa abordar a utilização de *FAPP* usando o método de detecção de tensão, a fim de gerar correntes de compensação que, conseqüentemente, promovam a redução de distorções harmônicas de tensão, provenientes principalmente, da presença de ressonâncias e cargas não-lineares nos sistemas trifásicos a quatro fios e, ainda, a redução de correntes de neutro. Antes, porém é necessário estabelecer especificações de desempenho, ou seja, critérios relevantes para a análise de desempenho de *FAPP*, assim como foi realizado para o caso de retificadores PWM trifásicos no capítulo anterior.



### 4.3 Critérios Relevantes para Análise do Desempenho

Assim como no caso de retificadores PWM trifásicos, também para o caso de *FAPP's* critérios relevantes para a análise do desempenho necessitam ser estabelecidos. Estes são apresentados a seguir de acordo com as propostas apresentadas na literatura.

#### 4.3.1 Distorção Harmônica Total e Individual de Tensão no PCC

Como critérios relevantes para análise de desempenho das tensões foram estabelecidos a distorção harmônica total, mais conhecida como *THD* e a distorção de tensão individual (*DTI*), sendo estas baseadas nas recomendações da *IEEE Std. 519-1992* relativas às recomendações para concessionárias em termos dos limites de distorção de tensão no *PCC*. Neste caso os limites de distorção considerados segundo os dois critérios são apresentados na Tabela 4.1 para sistemas em baixa tensão.

Tabela 4. 1–LIMITES DE DISTORÇÃO DE TENSÃO SEGUNDO A *IEEE STD. 519-1992*.

TENSÃO NO BARRAMENTO <i>PCC</i>	DISTORÇÃO DE TENSÃO INDIVIDUAL <i>DTI (%)</i>	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL <i>THD (%)</i>
ABAIXO DE 69 kV	3,0	5,0

onde:

$$DTI = (V_h/V_1)100; \quad (4.1)$$

e os sub-índices *h* e 1 são relativos à harmônica individual considerada e a componente fundamental de tensão respectivamente. Quanto a *THD*, este índice já foi apresentado na seção 3.3 do Capítulo 3.

A seguir, um modelo no domínio discreto normalizado do filtro ativo de potência paralelo a quatro fios é realizado com o intuito de representar o sistema na forma com que ele possa ser implementado em processadores de sinais digitais.

## 4.4 Modelo Discreto Normalizado do Filtro Ativo Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

Um típico *FAPP* constituído basicamente por um inversor trifásico a quatro braços com capacitor ( $C_{cc}$ ) no barramento CC e filtro de saída indutivo  $L_f$  é apresentado na Figura 4. 2.

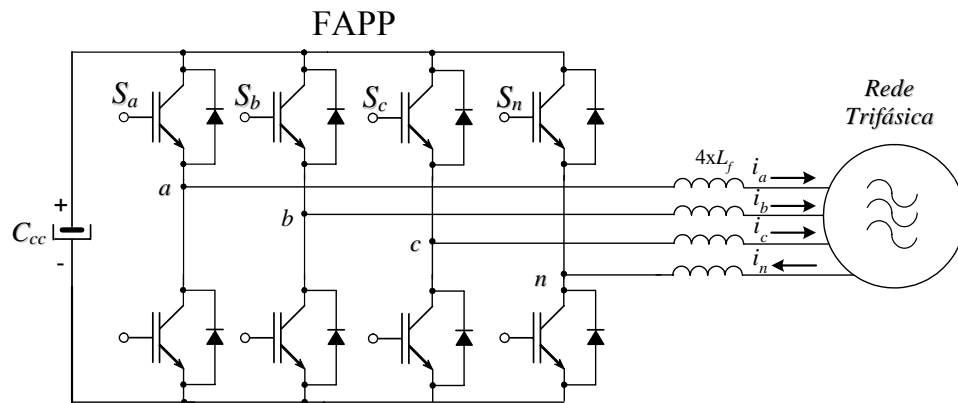


Figura 4. 2 - Diagrama esquemático do FAPP constituído basicamente pelo conversor PWM trifásico a quatro braços, capacitor ( $C_{cc}$ ) no barramento CC e filtro de saída  $L_f$ .

Esta configuração foi escolhida devido a simplicidade no controle do barramento CC e reduzida variação de correntes e tensões nas capacitâncias no lado CC se comparada com a topologia de barramento capacitivo dividido [89].

Considerando que a tensão da rede e a tensão no barramento CC são fontes de tensões ideais e, além disso, desprezando a impedância da rede e a resistência do filtro de saída  $L_f$ , e ainda, que as indutâncias do filtro são iguais, ou seja,  $L_{fi}=L_f$ . Então o FAPP pode ser modelado a partir da representação por espaço de estado obtida em [107], ou seja,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F} \mathbf{w}(t). \quad (4.2)$$

As matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{F}$  na equação ( 4. 2 ), são dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}; \mathbf{F} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Esta representação é obtida, a partir da aplicação das leis de *Kirchhoff* no circuito da Figura 4. 2. Os vetores  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{u}$  e  $\mathbf{w}$  podem ser definidos por:

$$\mathbf{x} = [i_a \ i_b \ i_c]^T, \quad \mathbf{u} = [u_{anpwm} \ u_{bnpwm} \ u_{cnpwm}]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{w} = [v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn}]^T; \quad (4.4)$$

onde o vetor de estados do sistema é formado pelas correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , o vetor de ação de controle é constituído pelas grandezas  $u_{anpwm}$ ,  $u_{bnpwm}$  e  $u_{cnpwm}$ , e o vetor de distúrbio é formado pelas tensões de fase da rede  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ .

#### 4.4.1 Normalização das Variáveis do Modelo de Espaço de Estado

Visando limitar a faixa dinâmica das variáveis para uma implementação discreta em um DSP de aritmética de ponto fixo, utiliza-se uma transformação linear que normaliza as variáveis do circuito, a qual é aplicada na equação (4.2). Escolhendo os valores base ( $P_{base}$ ,  $V_{base}$ ), as variáveis normalizadas de tensão e corrente podem ser definidas como:  $v_n = v/V_{base}$ ,  $i_n = i/I_{base}$ , onde:  $I_{base} = P_{base}/V_{base}$ .

Agora, definindo uma transformação linear para normalização, dada pela matriz  $\mathbf{T}_n$ , tem-se:

$$\mathbf{T}_n = \text{diag} \left[ \frac{1}{I_{base}} \quad \frac{1}{I_{base}} \quad \frac{1}{I_{base}} \right]. \quad (4.5)$$

Os vetores de estado, ação de controle e distúrbio tornam-se:

$$\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t), \quad \mathbf{u}(t) = V_{base} \mathbf{u}_n(t) \quad \text{e} \quad \mathbf{w}(t) = V_{base} \mathbf{w}_n(t). \quad (4.6)$$

Como resultado, a equação de estado (4.2) pode ser reescrita de forma compacta por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B} V_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F} V_{base} \mathbf{w}_n(t). \quad (4.7)$$

#### 4.4.2 Modelo por Espaço de Estado em Eixos Estacionários $\alpha\beta 0$

Representado a equação (4.7) em eixos estacionários  $\alpha\beta 0$ , visto que esta representação permite desacoplar o sistema da Figura 4.2, a seguinte representação por espaço de estado normalizado no domínio contínuo em eixos estacionários  $\alpha\beta 0$  semelhantemente a obtida [107] é definida:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t); \quad (4.8)$$

onde as matrizes  $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}$ ,  $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}$  e  $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}$ , são dadas por:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base}}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base}}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (4.9)$$

e os vetores de estado (correntes de saída),  $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$ , ação de controle (tensões produzidas pelo inversor),  $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$ , e distúrbio (tensões da rede),  $\mathbf{w}_{\alpha\beta 0}$ , são definidos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} &= [i_{\alpha} \quad i_{\beta} \quad i_0]^T; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = [u_{\alpha pwm} \quad u_{\beta pwm} \quad u_{0 pwm}]^T; \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0} &= [v_{\alpha} \quad v_{\beta} \quad v_0]^T; \quad Z_{base} = V_{base} / I_{base}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

A partir das equações (4.8) e (4.9), pode-se representar o sistema da Figura 4.2 por três circuitos desacoplados em coordenadas  $\alpha$ ,  $\beta$  e 0, os quais são apresentados na Figura 4.3(a). Ainda uma simplificação adicional pode ser realizada, conforme mostrado na Figura 4.3(b), considerando que os circuitos em coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  sejam idênticos.

Logo, tem-se que  $V_s = v_{\alpha} = v_{\beta}$ ,  $V_0 = v_0$ ,  $U_{pwm} = u_{\alpha pwm} = u_{\beta pwm}$ ,  $U_{0 pwm} = u_{0 pwm}$  e  $i = i_{\alpha} = i_{\beta}$ . Agora, aplicando as leis de *Kirchhoff* das tensões na malha do circuito da Figura 4.3(b), tem-se no domínio do tempo que:

$$L_f \frac{di(t)}{dt} = V_s(t) - U_{pwm}(t); \quad (4.11)$$

$$4L_f \frac{di_0(t)}{dt} = V_0(t) - U_{0pwm}(t); \quad (4.12)$$

Representando as equações (4.11) e (4.12) no domínio discreto a partir da discretização utilizando Euler, estas podem ser reescritas por:

$$i(k+1) = \frac{T_s}{L_f} [V_s(k) - U_{pwm}(k)] + i(k); \quad (4.13)$$

$$i_0(k+1) = \frac{T_s}{4L_f} [V_0(k) - U_{0pwm}(k)] + i_0(k); \quad (4.14)$$

onde:

$T_s$  – é período de amostragem;

$U_{pwm}(k)$  – é a tensão média de fase em coordenadas  $\alpha$  e/ou  $\beta$ ;

$U_{0pwm}(k)$  – é a tensão média de fase na coordenada 0;

$V_s(k)$  – é a tensão de fase medida da rede em coordenadas  $\alpha$  e/ou  $\beta$ ;

$V_0(k)$  – é a tensão de fase medida da rede na coordenada 0;

$i(k)$  – é a corrente produzida pelo inversor em coordenadas  $\alpha$  e/ou  $\beta$ ;

$i_0(k)$  – é a corrente produzida pelo inversor na coordenada 0.

A representação de (4.13) e (4.14) por espaço de estado no domínio discreto normalizado do *FAPP* em coordenadas  $\alpha\beta 0$  é dada por:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) = \mathbf{G}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{H}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(k); \quad (4.15)$$

onde:

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Antes da definição dos controladores utilizados no sistema discreto da equação (4.15), será abordado o método de detecção de tensão utilizado para a geração das

referências de corrente para o *FAPP*, bem como a extensão deste método a sistemas trifásicos a quatro fios.

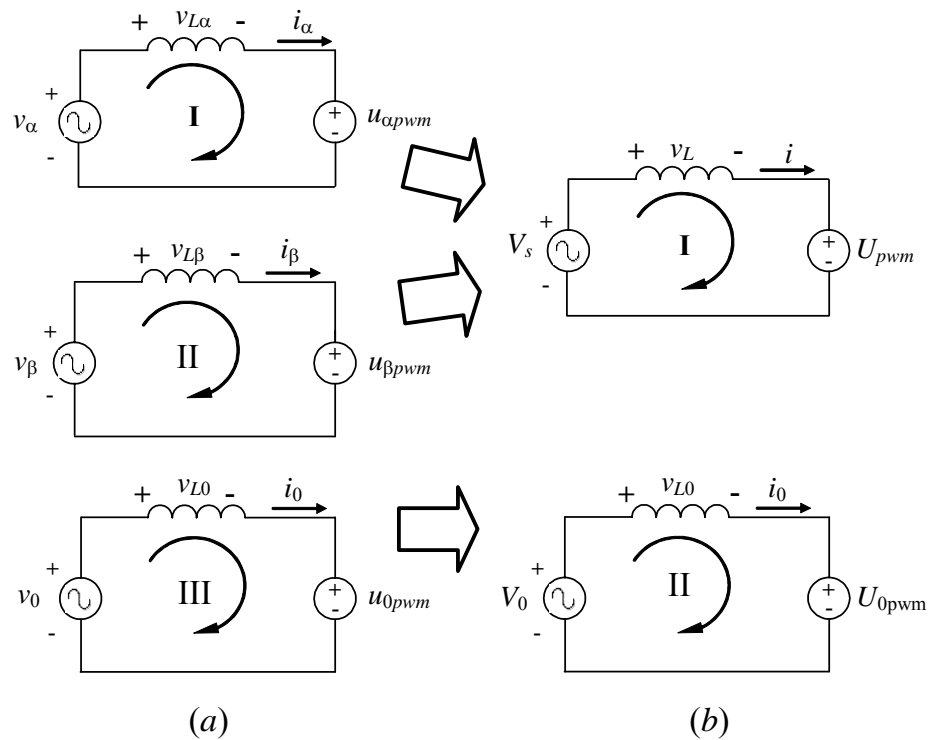


Figura 4.3 - Representação esquemática. (a) Três circuitos em coordenadas  $\alpha$ ,  $\beta$  e 0 desacoplados. (b) Simplificação da Figura 4.3(a) a partir de dois circuitos desacoplados.

## 4.5 Extensão do Método de Detecção Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

Nesta seção propõe-se a extensão do método de detecção de tensão a sistemas trifásicos a quatro fios, sendo esta, uma generalização do método aplicado a três fios [99]. Este método gera as correntes de compensação necessárias para a atenuação das ressonâncias e, conseqüentemente, a redução das distorções de tensões no *PCC* e redução da corrente no condutor de neutro do sistema. A Figura 4.4 apresenta o

diagrama esquemático do método proposto, onde a partir da medição das tensões de fase da rede, estas são transformadas em eixos síncronos  $dq0$ , ou seja,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{T}_{abc\_dq0} \mathbf{v}_{abc}, \quad (4.17)$$

sendo que:

$$\mathbf{T}_{abc\_dq0} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/3\cos(\theta) & -\sqrt{6}/6\cos(\theta) + \sqrt{2}/2\sin(\theta) & -(\sqrt{6}/6\cos(\theta) + \sqrt{2}/2\sin(\theta)) \\ -\sqrt{6}/3\sin(\theta) & \sqrt{6}/6\sin(\theta) + \sqrt{2}/2\cos(\theta) & \sqrt{6}/6\sin(\theta) + \sqrt{2}/2\sin(\theta) \\ \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

A transformação para eixos síncronos, como pode ser visto na Figura 4.4, é realizada utilizando o método de sincronização *NPSF* proposto, a análise do desempenho deste em termos dos sinais de referência de corrente será analisada na seção 4.8.

Posteriormente, a realização da transformação para o sistema de coordenadas  $dq0$ , as componentes  $d$ ,  $q$  e  $0$  das tensões são filtradas através da utilização de filtros passa-altas (*HPF* e *HPF*<sub>0</sub>) sintonizados. Então, somente as componentes alternadas relativas às distorções harmônicas de tensão são utilizadas para a geração das correntes de referência do *FAPP*.

Agora, multiplicando estas componentes por seus respectivos ganhos  $K_v$  e  $K_{v0}$ , os quais nada mais são que, condutâncias associadas aos parâmetros do sistema de distribuição, obtém-se as correntes de compensação em eixos síncronos  $dq0$ , ou seja,

$$\mathbf{i}_{dref} = K_v \tilde{\mathbf{v}}_d + \mathbf{u}_{ccL}, \quad (4.19)$$

$$\mathbf{i}_{qref} = K_v \tilde{\mathbf{v}}_q, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{i}_{0ref} = K_{v0} \tilde{\mathbf{v}}_0. \quad (4.21)$$

Assumindo que, a componente de eixo  $d$  esta diretamente relacionada à potência ativa do *FAPP*, é somada a esta uma parcela, a componente relativa a ação de controle do barramento CC,  $\mathbf{u}_{ccL}$ , a qual se referente à potência ativa absorvida pelo *FAPP*.

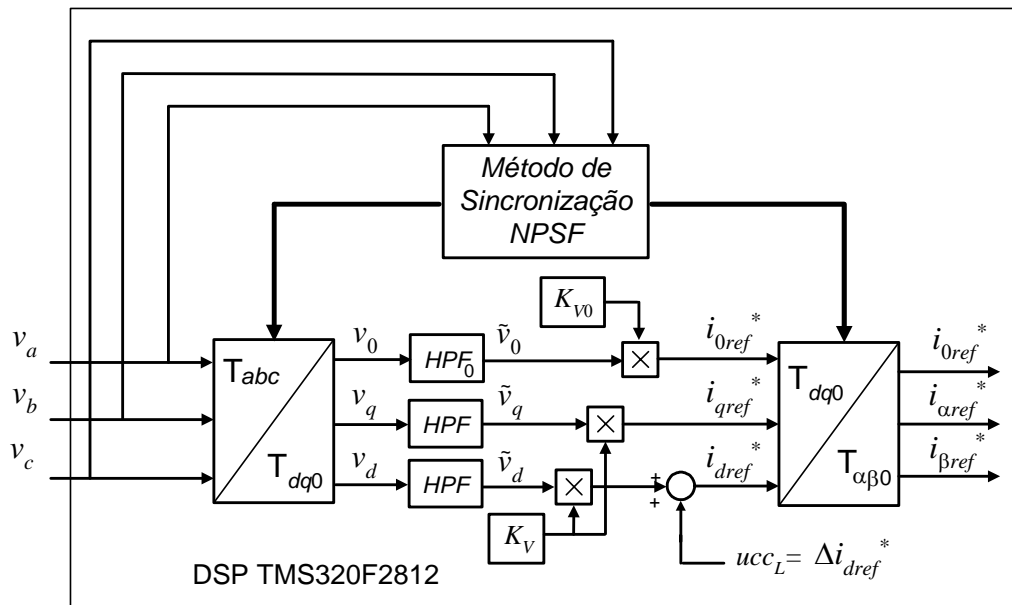


Figura 4. 4 - Método de detecção de tensão estendido à sistemas trifásicos a quatro fios.

Então, realizando a transformação destas correntes de referência para o sistema de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta0$ , ou seja,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta0ref} = \mathbf{T}_{dq0\_ \alpha\beta0} \mathbf{i}_{dq0ref}, \quad (4.22)$$

onde:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta0ref} = \begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{0 ref} \end{bmatrix}; \mathbf{T}_{dq0\_ \alpha\beta0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{i}_{dq0ref} = \begin{bmatrix} i_{dref} \\ i_{qref} \\ i_{0ref} \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

obtém-se as correntes de referência em coordenadas  $\alpha\beta0$ , as quais encontram-se na forma adequada para a utilização destas em controladores de corrente, que utilizem este mesmo sistema de coordenadas. A seguir será apresentado o procedimento de projeto dos filtros passa altas  $HPF$  e  $HPF_0$ .



#### 4.5.1 Procedimento de Projeto dos Filtros Passa-Altas $HPF$ e $HPF_0$

O objetivo desta filtragem é adquirir somente as componentes harmônicas das tensões da rede elétrica no  $PCC$ , as quais multiplicadas pelos seus respectivos ganhos  $K_v$  e  $K_{v0}$ , geram as correntes de compensação para o  $FAPP$ , ou seja, o objetivo do  $FAPP$  desenvolvido é atenuar apenas as componentes harmônicas de tensão e não desequilíbrios de tensão. Neste sentido, é necessário estabelecer dois conjuntos de filtros distintos. Um para as componentes de tensão de eixo direto e quadratura e outro para a componente de seqüência zero.

O primeiro conjunto de filtros passa-altas ( $HPF$ ) deve ser projetado, de tal forma que, rejeite componentes CC e componentes alternadas proveniente de desequilíbrios nas tensões da rede e, ainda, permita a passagem das componentes alternadas relativas as harmônicas. Sendo que, as componentes alternadas procedentes de desequilíbrios nas tensões da rede na freqüência fundamental, apresentam-se como componentes na freqüência de 120 Hz em eixos síncronos  $dq0$  [26].

Com relação ao segundo filtro passa-alta ( $HPF_0$ ), este deve ser projetado de maneira que, rejeite possíveis componentes CC e componentes alternadas na freqüência de 60 Hz, sendo estas últimas provenientes da presença de seqüência zero relativa a desequilíbrios nas tensões da rede na freqüência fundamental [26].

Para o projeto dos filtros passa-altas de 2ª ordem foram definidos como parâmetro de projeto que, o  $|G(s)|=1$  e freqüência de corte de 240 Hz e 120 Hz para  $HPF$  e  $HPF_0$  respectivamente. Logo, fazendo uso da função de transferência de 2ª ordem no domínio contínuo destes filtros dada por:

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.24)$$

e considerando o filtro passa-alta como um sistema linear, então, com base nos parâmetros de projeto, e sabendo que, a função de transferência senoidal de qualquer

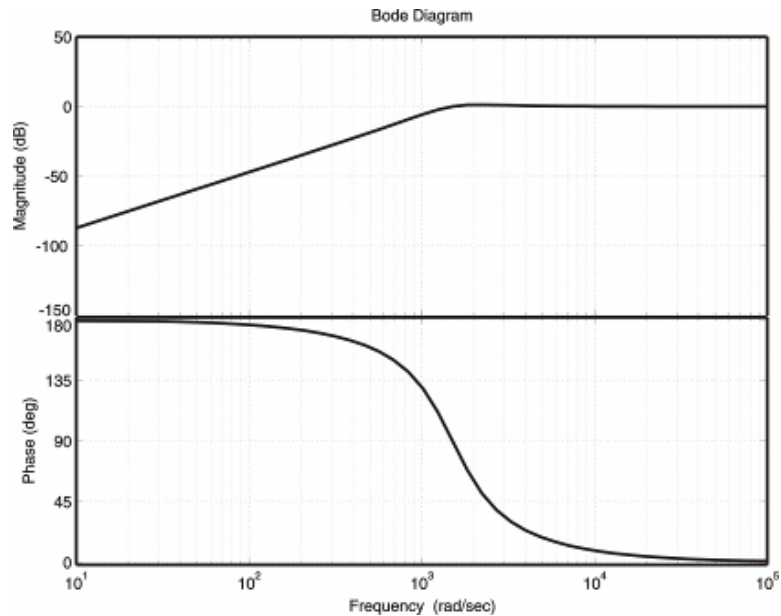
sistema linear é obtida substituindo  $s$  por  $j\omega$  na equação (4.24), é possível obter o coeficiente de amortecimento,  $\zeta$ , a partir do módulo da equação (4.24), ou seja,

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \right|. \quad (4.25)$$

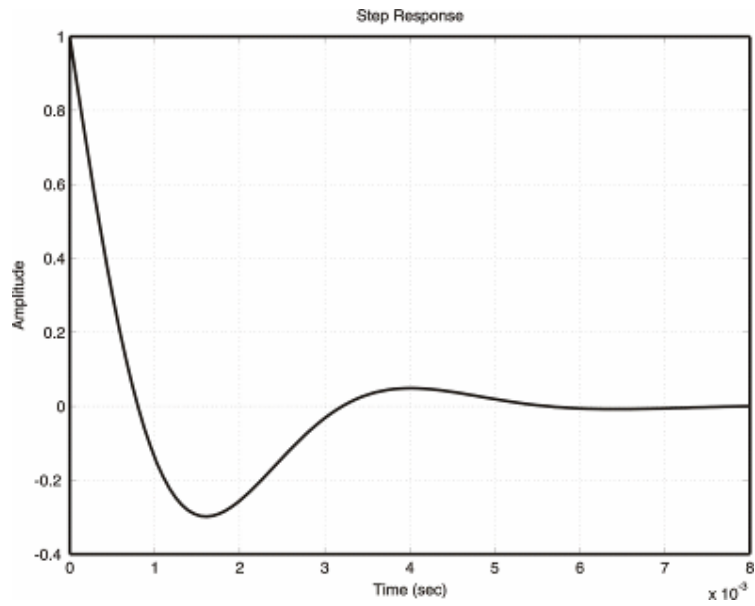
Igualando  $\omega = \omega_n$  e solucionando a equação (4.25) obtém-se que  $\zeta = 0,5$ . As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam os diagramas de Bode para a resposta em magnitude e fase do projeto dos filtros passa-altas de 2ª ordem  $HPF$  e  $HPF_0$ , bem como a resposta ao degrau unitário, a qual mostra o tempo de acomodação dos filtros  $HPF$  e  $HPF_0$ , que são iguais a 8 ms e 15 ms respectivamente.

Agora, expressando a equação (4.25) na forma de equação de estados no domínio discreto, realizando a discretização a partir de um amostrador retentor de primeira ordem ( $FOH$ ), sendo  $T_s$  a frequência de amostragem, tem-se:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}u(k) \end{aligned} \quad (4.26)$$

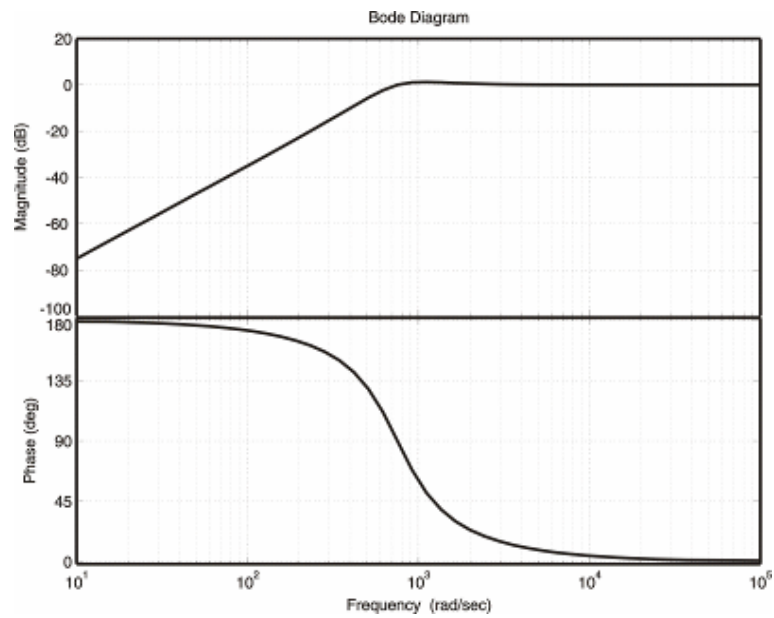


(a)

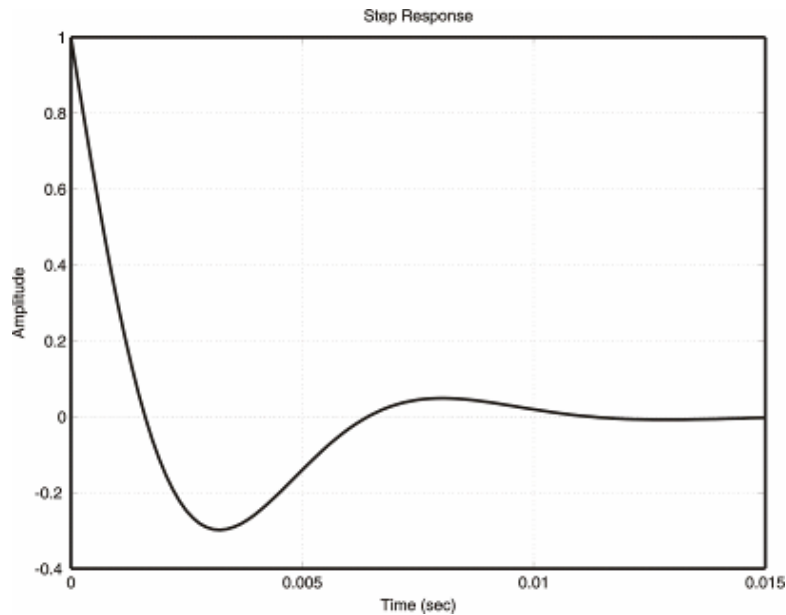


(b)

Figura 4. 5 – Filtros passa-altas de 2ª ordem *HPF*, projetados para operar na frequência de 240 Hz. Parâmetros dos filtros são  $\omega_n=2\pi f$ ,  $f=240$  Hz e  $\zeta=0,5$  (a) Diagrama de Bode. (b) Resposta ao degrau unitário.



(a)



(b)

Figura 4. 6 – Filtro passa-alta de 2ª ordem  $HPF_0$ , projetados para operar na frequência de 120 Hz. Parâmetros dos filtros são  $\omega_n=2\pi f$ ,  $f=120$  Hz e  $\zeta=0.5$  (a) Diagrama de Bode. (b) Resposta ao degrau unitário.

Da mesma forma que no algoritmo desenvolvido para os filtros passa-baixas do método de sincronização *NPSF* do Capítulo 2, caso haja uma variação na frequência da rede é possível adaptar os parâmetros dos filtros passa-altas utilizando-se do mesmo procedimento. Logo, atualizando os parâmetros dos filtros passa-baixas é possível atualizar ao mesmo tempo, os parâmetros dos filtros passa-altas bastando tão somente definir *look-up tables* para os parâmetros dos filtros *HPF* e *HPF<sub>0</sub>* para diferentes variações de frequências.

#### 4.5.2 Definição dos Ganhos $K_v$ e $K_{v0}$

Os ganhos  $K_v$  e  $K_{v0}$  como já descritos anteriormente, podem ser interpretados como condutâncias, cujos valores são definidos em função dos parâmetros do sistema de

distribuição, estes podem ser obtidos a partir de conhecimento prévio dos parâmetros do sistema [103, 105], ou a partir do controle automático destes ganhos, conforme proposto [127, 163], ou ainda pelo ajuste adequado dos ganhos  $K_v$  e  $K_{v0}$ , de tal forma que, seja possível obterem níveis de distorção harmônica de tensão dentro dos limites recomendados pela Norma *IEEE Std. 519-1992*. Por simplicidade, foi escolhido o último procedimento apresentado, visto que, a definição de um procedimento ótimo para a escolha destes ganhos não é um dos objetivos desta Tese.

Logo, a partir da definição dos ganhos e da obtenção das correntes de referência, faz-se necessário utilizar métodos de controle a fim de que, este realize a regulação das variáveis de interesse do *FAPP*, os quais serão abordados a seguir.

## **4.6 Controlador de Corrente com Resposta de Tempo Mínimo Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios**

No intuito de realizar o controle do *FAPP*, duas malhas de controle foram estabelecidas conforme mostrado na Figura 4.7. A primeira é uma malha externa constituída de um servo controlador que regula a potência ativa absorvida pelo *FAPP* e a tensão do barramento CC em um valor desejado semelhante a apresenta no Capítulo 3. A segunda é uma malha interna para controlar as correntes de compensação geradas pelo *FAPP*, a qual será apresenta nesta seção.

Várias técnicas de controle tanto analógicas como digitais foram desenvolvidas para filtros ativos de potência. Entre as técnicas de controle digital, as técnicas com resposta de tempo mínimo, ou mais usualmente chamada de *deadbeat*, encontram-se entre as mais utilizadas [67, 110, 111].

Além da aplicação em questão, a técnica de controle *deadbeat* é utilizada em um grande número de aplicações, destacando-se sua utilização em retificadores PWM [67], inversores multiníveis [112], acionamento de motores [113] e UPS [114]. Como vantagens as técnicas de controle com resposta de tempo mínimo apresentam rápida resposta ao sinal de referência desejado e simplicidade no algoritmo a ser implementado.

Entretanto, como desvantagem pode-se citar que a variação dos parâmetros da planta pode degradar o desempenho do sistema.

O conceito de resposta *deadbeat* é específico de sistemas de controle discreto no tempo. Dessa forma, para o projeto de controladores com resposta de tempo mínimo, os seguintes critérios precisam ser atendidos segundo [115]:

- i) O sistema deve possuir erro em regime permanente nulo, a cada instante de amostragem para um sinal de entrada específico;
- ii) O tempo necessário para que a saída alcance o valor de referência, em regime permanente, deve ser finito e mínimo;
- iii) O controlador digital deve ser fisicamente realizável, isto é, deve ter número de pólos igual ou maior que o número de zeros, ou seja, a função de transferência do controlador deve ser própria ou estritamente própria. A seguir serão apresentados detalhes deste controlador.

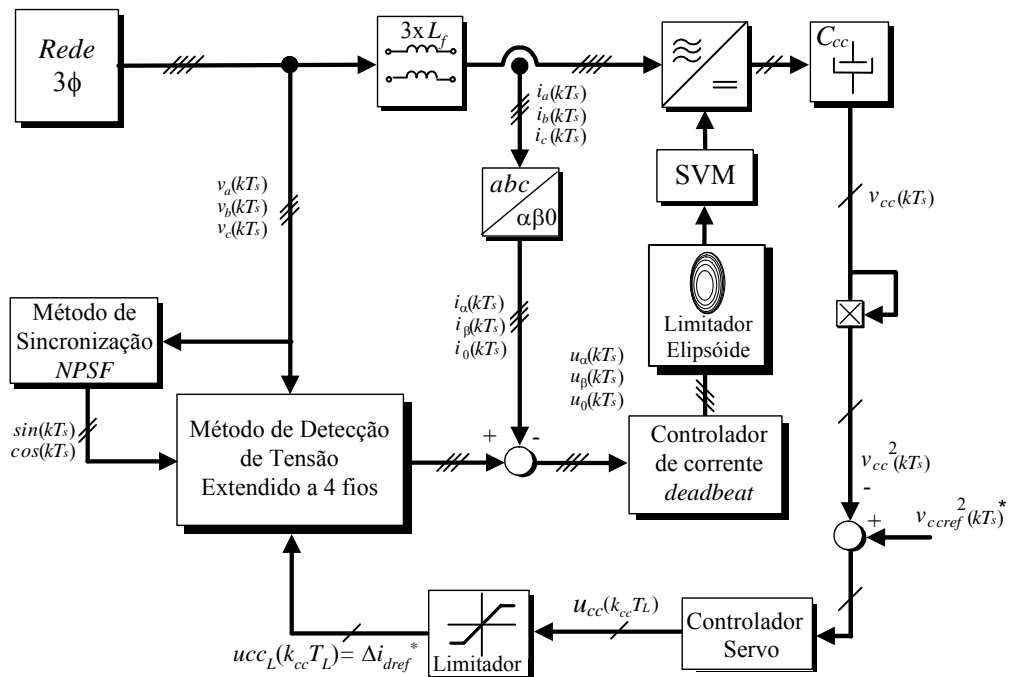


Figura 4. 7 - Diagrama esquemático do FAPP totalmente controlado.

### 4.6.1 Controlador de Corrente *Deadbeat* Estendido a Sistemas Trifásicos a Quatro

A técnica de controle com resposta *deadbeat* foi escolhida devido as vantagens citadas anteriormente e, além disso, por apresentar o menor tempo de execução entre as técnicas de controle comparadas no Anexo B. Tais vantagens são de fundamental importância para a aplicação em questão.

O controlador *deadbeat* apresentado por [67,110] aqui é estendido para sistemas trifásicos a quatro fios, baseando-se também nas mesmas hipóteses simplificadoras. Então, considerando o sistema de primeira ordem obtido na equação (4. 16) e (4. 17), as seguintes representações do sistema em coordenadas  $\alpha$ ,  $\beta$  obtidos em [67] e, agora, estendido para a coordenada zero é apresentada na Figura 4.8.

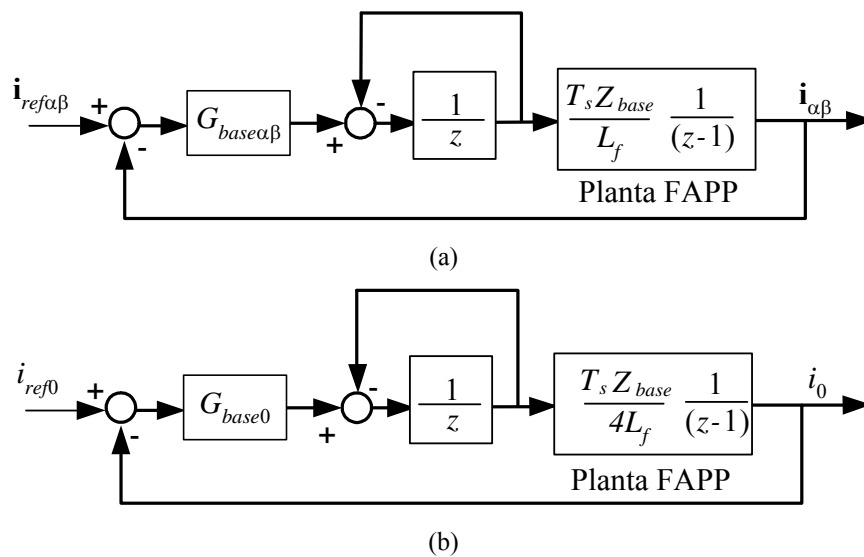


Figura 4. 8 – Diagrama de blocos do controlador *deadbeat* e planta do FAPP.

Sistema em: (a) Coordenadas  $\alpha\beta$ . (b) Coordenada 0.

Pela Figura 4.8 observa-se que  $L_f$  é a indutância modelada,  $G_{base\alpha\beta}=Y_{base}(L_f/T_s)$ ,  $G_{base0}=Y_{base}(4L_f/T_s)$  e  $Y_{base}=I_{base}/V_{base}$  são as condutâncias do sistema em coordenadas  $\alpha\beta$  e condutância base respectivamente.

Na condição definida por  $G_{base\alpha\beta}$  e  $G_{base0}$ , os pólos de malha fechada estão sobre a origem, caracterizando uma resposta de tempo mínimo. Além disso, para reduzir o impacto do distúrbio da rede sobre a corrente de entrada pode ser incluída uma compensação do tipo *feedforward* como mostrado na Figura 4.9 e semelhantemente a obtida no Anexo B para o controlador  $DRC_q$ .

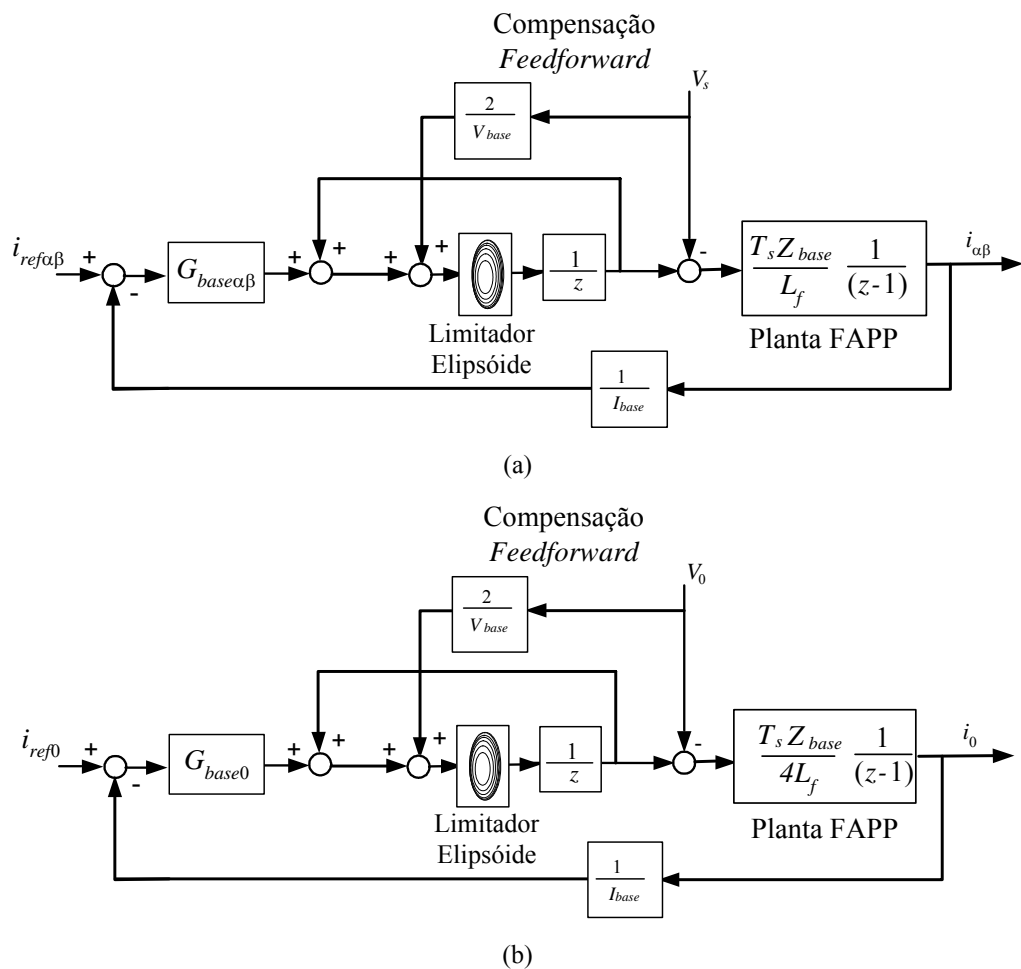


Figura 4. 9 – Diagrama de blocos do controlador *deadbeat*, planta do *FAPP*, compensação *feedforward* e limitador da ação de controle. Sistema em: (a) Coordenadas  $\alpha\beta$ . (b) Coordenada 0.



Logo, as equações das ações de controle deste sistema em coordenadas  $\alpha\beta 0$ , desprezando a limitação da ação de controle do elipsóide, a partir de [67] e da Figura 4.9, estas são expressas no domínio discreto por:

$$U_{pwm}(k+1) = G_{base\alpha\beta} \left[ i_{ref}(k) - i(k) \right] + 2V_s(k) - U_{pwm}(k), \quad (4.27)$$

$$U_{0pwm}(k+1) = G_{base0} \left[ i_{0ref}(k) - i_0(k) \right] + 2V_0(k) - U_{0pwm}(k), \quad (4.28)$$

#### 4.6.2 Limitação da Ação de Controle

De forma a limitar as componentes de ação de controle nos eixos  $\alpha$ ,  $\beta$  e 0 apresentada nas equações (4.27) e (4.28), e evitar sobre-elevações nas correntes da malha interna do *FAPP*, um algoritmo que limita estas ações foi desenvolvido. Neste algoritmo, o qual é descrito de forma detalha no Anexo H e [107], as ações de controle  $U_{pwm}$  e  $U_{0pwm}$  definem um vetor de comando,  $\mathbf{u}_{cmd} = [U_{pwm}, U_{0pwm}]$ , que é limitado a fim de restringir seu módulo máximo a extensão de uma elipsóide inscrita no dodecaedro da Figura H.5, assegurando deste modo, a apropriada operação do algoritmo de modulação *Space Vector*. Portanto, se o comprimento do vetor  $\mathbf{u}_{cmd}$  ultrapassar a superfície da elipsóide, é possível obter o vetor limitado à esta superfície e alinhado com o vetor  $\mathbf{u}_{cmd}$ , utilizando a seguinte equação,  $\mathbf{u}_{cmdL} = \mathbf{u}_{cmd} / \sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}}$ , onde a matriz  $\mathbf{M}_{coef}$  é dada por:  $\mathbf{M}_{coef} = \text{diag}[2 \quad 2 \quad 0.5]$ .

A seguir é apresentado o servo controlador para regulação de tensão do barramento CC.

### 4.7 Servo Controlador de Tensão para o Barramento CC

Para a regulação de tensão do barramento CC um servo controlador para a malha de tensão é utilizado, de maneira semelhante ao apresentado no Capítulo 3, a fim de

regular a tensão em um valor desejado. Este servo controlador realiza o controle da potência ativa consumida pelo *FAPP* sendo projetado no sistema de coordenadas síncronas  $dq0$  para o circuito apresentado na Figura 4.7.

Com o objetivo de projetar o controlador do barramento CC as seguintes hipóteses foram assumidas:

- (i) As perdas no conversor operando como *FAPP* foram desprezadas;
- (ii) A energia armazenada nos indutores de saída é pequena se comparada com a armazenada nos capacitores do barramento CC, sendo estas desprezadas no modelo;
- (iii) Os controladores de corrente descritos anteriormente possuem uma banda passante larga de forma que as correntes nos indutores são iguais as suas referências;
- (iv) para efeito de projeto as tensões da rede são consideradas equilibradas e sem distorção harmônica.

O projeto do controlador é baseado na equação dinâmica de balanço de potências para o circuito da Figura 4.7. Então, aplicando o teorema de *Tellegen* neste circuito tem-se:

$$P_{capacitor} = P_{rede}, \quad (4.29)$$

ou ainda,

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left( \frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = (v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t) + v_0(t)i_0(t)), \quad (4.30)$$

A variável de estado utilizada para este propósito é a grandeza  $v_{cc}^2$ , a qual está diretamente relacionada com a energia armazenada no capacitor do barramento CC.

Assumindo para o caso em questão que, o *FAPP* consome somente uma pequena parcela de potência ativa, e que as tensões da rede são equilibradas e sem harmônicos, tem-se que  $v_q=0$  e  $v_0=0$ . Logo, a equação (4.30), torna-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left( \frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = (v_d(t)i_d(t)), \quad (4.31)$$

Ainda, assumindo que o período de discretização da malha de tensão,  $T_L$ , é maior que  $T_s$  e como a resposta da malha de corrente é *deadbeat*, pode-se afirmar que,  $i_d = \Delta i_{dref}$ , logo, a corrente  $i_d$  pode ser expressa em função de  $u_{cc}$ , ou seja,

$$i_d \cong \Delta i_{dref} \cong u_{cc}, \quad (4.32)$$

na qual,  $u_{cc}$  é a ação de controle para a malha de tensão e, além disso, é parte da referência para a malha de corrente no eixo  $d$ .

Agora, normalizando a equação (4.31), multiplicando ambos os lados da mesma por  $1/V_{base}^2$  e aplicando a equação (4.32), tem-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left( \frac{dv_{ccn}^2(t)}{dt} \right) = u_{cc}(t) \left( \frac{v_d(t)}{V_{base}^2} \right). \quad (4.33)$$

onde  $v_{ccn}^2 = v_{cc}^2 / V_{base}^2$ .

Com o objetivo de obter o modelo discreto para a implementação em um DSP de aritmética de ponto fixo e realizar o controle de  $v_{ccn}^2$ , integra-se a equação (4.33) em um período de discretização  $T_L$ . Considerando ainda que,  $u_{cc}(t)$  é constante ao longo de um período  $T_L$ , ou seja,

$$u_{cc}(t) = u_{cc}(k_{cc} T_L). \quad (4.34)$$

Logo, a partir de (4.33) obtém-se que:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} \frac{d}{dt} v_{ccn}^2 dt = u_{cc}(k_{cc} T_L) \frac{V_{d-p}}{V_{base}^2} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} v_d(t) dt. \quad (4.35)$$

onde:  $v_d(t) = \frac{\sqrt{6}}{3} - \frac{\sqrt{6}}{3} \cos(\omega t)^2 + \frac{\sqrt{6}}{6} \sin(\omega t)^2 + \frac{\sqrt{6}}{2} \cos(\omega t)^2$ , a partir da transformação das tensões de fase em coordenadas  $abc$  para  $dq0$ , e  $V_{d-p}$  é a máxima amplitude da componente de eixo direto de tensão.

Solucionando a equação (4.35), tem-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left[ v_{ccn}^2(k_{cc}+1)T_L - v_{ccn}^2(k_{cc}T_L) \right] = u_{cc}(k_{cc}T_L) \frac{V_{d-p}}{V_{base}^2} \frac{\sqrt{6}}{2} T_L. \quad (4.36)$$

Isolando o termo  $v_{ccn}^2(k_{cc} + 1)T_L$ , obtém-se:

$$v_{ccn}^2(k_{cc} + 1)T_L = v_{ccn}^2(k_{cc}T_L) + u_{cc}(k_{cc}T_L) \frac{\sqrt{6} V_{d-p} T_L}{C_{cc} V_{base}^2}. \quad (4.37)$$

Logo, é possível obter a seguinte representação por espaço de estado:

$$\begin{aligned} x_{cc} \left[ (k_{cc} + 1)T_L \right] &= \mathbf{G}_{cc} x_{cc}(k_{cc}T_L) + \mathbf{H}_{cc} u_{cc}(k_{cc}T_L), \\ y_{cc}(k_{cc}T_L) &= \mathbf{C}_{cc} x_{cc}(k_{cc}T_L), \end{aligned} \quad (4.38)$$

onde:  $y_{cc} = x_{cc} = v_{ccn}^2$  e  $\mathbf{G}_{cc} = \mathbf{C}_{cc} = 1$ ,  $\mathbf{H}_{cc} = \sqrt{6} V_{d-p} T_L / C_{cc} V_{base}^2$ .

A Figura 4.10 mostra de forma detalhada o diagrama de blocos do laço externo de controle de  $v_{ccn}^2$ .

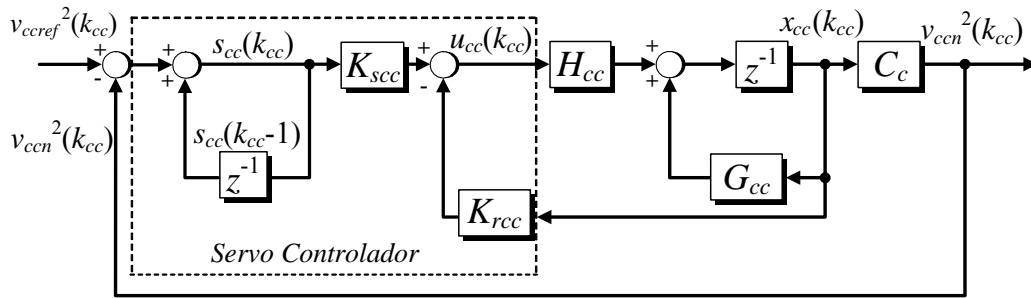


Figura 4. 10 - Diagrama de blocos do controlador do barramento CC composto basicamente por um servo controlador.

A ação de controle  $u_{cc}(k_{cc})$  é obtida a partir da retroação de estado de  $x_{cc}(k_{cc})$  somada a esta a parcela do controlador integral  $s_{cc}(k_{cc})$ , o qual garante que o erro de regime permanente seja nulo.

De acordo com a Figura 4.10, as equações do erro, servo e ação de controle, são dadas respectivamente por:

$$e_{cc}(k_{cc}T_L) = v_{ccref}^2(k_{cc}T_L) - v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (4.39)$$

$$s_{cc}(k_{cc}T_L) = s_{cc} \left[ (k_{cc} - 1)T_L \right] + e_{cc}(k_{cc}T_L), \quad (4.40)$$

$$u_{cc}(k_{cc}T_L) = K_{scc}s_{cc}(k_{cc}T_L) - K_{rcc}v_{ccn}^2(k_{cc}T_L) \quad (4.41)$$

Para o projeto dos ganhos do servo controlador de tensão foi usada a técnica de alocação de pólos apresentada por [31], considerando como critérios de projeto  $C_{cc}=4,7$  mF,  $T_L=2$  kHz, o tempo de acomodação de 2,5 segundos e sobretensão máxima de 15 % , obtendo-se os ganhos  $K_{scc}=0,007$  e  $K_{rcc}= 0,632$ .

#### **4.7.1 Limitação da Ação de Controle do Servo Controlador**

A limitação da ação de controle do servo controlador utilizado para a regulação de tensão do barramento CC é realizada com o intuito de evitar que sobreelevações nas correntes geradas ultrapassem os limites de operação do *FAPP* e prejudiquem o funcionamento do mesmo. Esta limitação é semelhante a utilizada no Capítulo 3, para o controle do barramento CC do retificador PWM trifásico e por isso detalhes adicionais podem ser obtidos consultando a seção 3.5.1.

A seguir resultados de simulação e experimentais são obtidos, a fim de demonstrar o desempenho do controlador de corrente, método de detecção de tensão e método de sincronização *NPSF* desenvolvido.

### **4.8. Resultados de Simulação**

Com base no controlador escolhido e estendido para sistemas a quatro fios resultados de simulação foram obtidos, no intuito de verificar a resposta em regime permanente deste controlador, tensões da rede e correntes de compensação geradas pelo *FAPP*. O sistema simulado é o apresentado na Figura 4.11, este é composto basicamente por: (i) rede trifásica a quatro fios 127 V<sub>rms</sub> e  $L_s=1$  mH; (ii) Cargas (8 kW) formadas por: três retificadores monofásicos ponte completa não controlados e banco de capacitores ligados em conexão Y (130 μF p/ fase); (iii) *FAPP* para compensação de tensão e corrente de neutro com os parâmetros apresentados conforme Tabela 4.2.

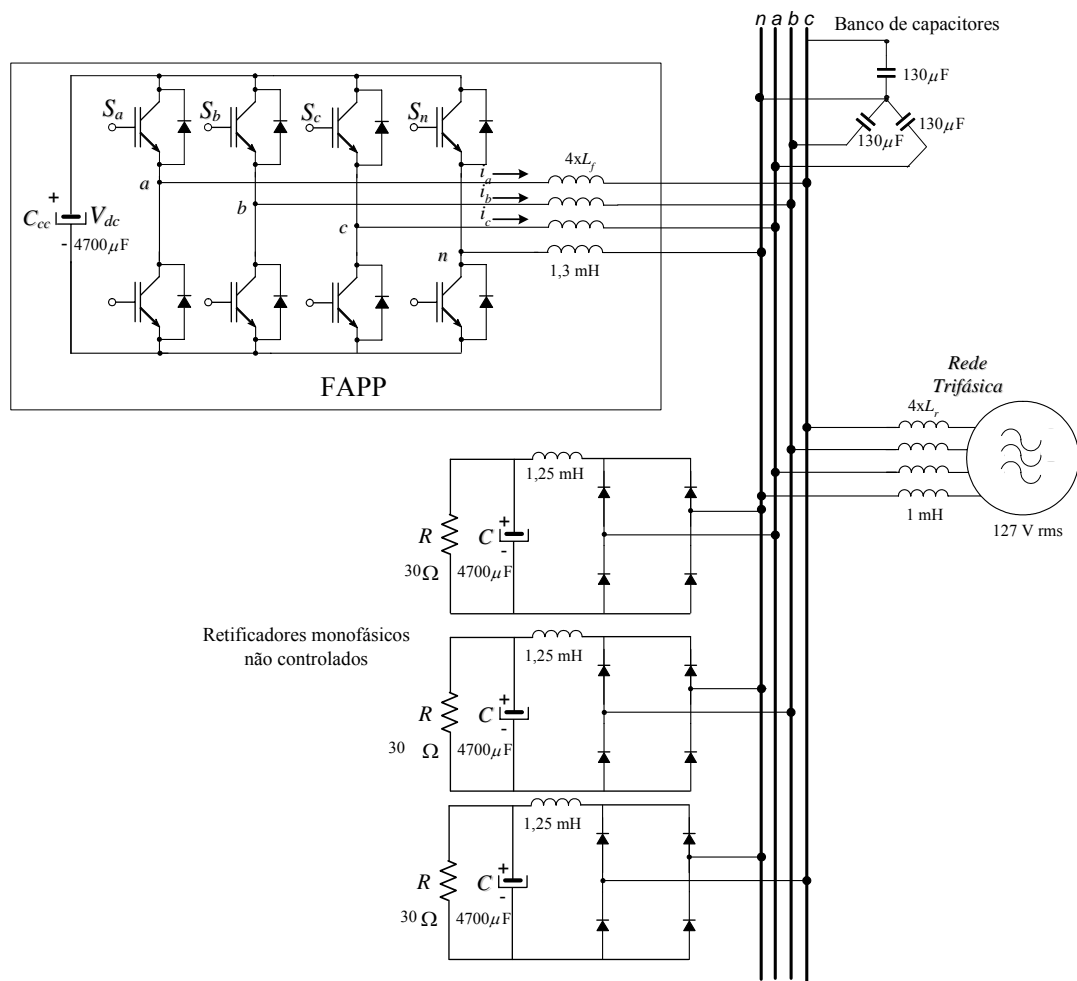


Figura 4. 11 - Diagrama representativo do sistema de distribuição trifásico a quatro fios escolhido para testes.

A Figura 4.12 apresenta os resultados de simulação das tensões de fase no *PCC* e correntes de compensação do sistema da Figura 4.11 em regime permanente senoidal com a presença das cargas compostas pelos três retificadores monofásicos e o banco de capacitores, devendo-se a isso o achatamento na forma de onda de tensão. Inicialmente, o *FAPP* está operando no sistema até o intervalo de 250 ms, após este é desligado e o sistema opera sem a compensação realizada pelo mesmo, somente com a presença dos

bancos de capacitores e cargas não-lineares. Observa-se que nesta figura um *offset* foi inserido nas correntes  $I(\text{RLcompb})$  e  $I(\text{RLcompc})$  de  $\pm 40$  A foi utilizado para facilitar a visualização.

Tabela 4. 2- Principais Parâmetros de Projeto para Simulação e Experimental do FAPP

Parâmetros	Grandezas
Potência Máxima	20 kVA
Tensões de Alimentação	127 V ou 220 V
Corrente <i>rms</i> máxima p/ fase	40 A
Tensões no barramento CC	400V ou 800 V
Indutâncias do filtro de saída ( $L$ )	1,3 mH
Frequência de amostragem malha de corrente	20 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	2 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F2812
Tempo de execução no DSP	23,8 $\mu$ s
Ganhos ( $K_v$ e $K_{v0}$ )	(20 S – 15 S)
Ganhos do controlador <i>deadbeat</i> ( $G_{base} - G_{base0}$ )	(1,3 – 5,2)
Ganhos do servo controlador ( $K_{rcc} - K_{scc}$ )	(0,007 – 0,632)
Impedância do sistema no <i>PCC</i> ( $ Z $ )	0,377 $\Omega$

A Figura 4.13 é semelhante a Figura 4.12, porém apresenta os resultados de simulação em regime permanente de uma das tensões de fase no *PCC* e as correntes de compensação geradas pelo FAPP na presença das cargas citadas anteriormente, observa-se que também nesta figura foram definidos *offset* para as correntes  $I(\text{RLcompb})$  e  $I(\text{RLcompc})$  de  $\pm 40$  A. Nesta figura é possível verificar com mais detalhes o efeito de ressonâncias na tensão principalmente, próximo a passagem por zero da forma de onda de tensão.

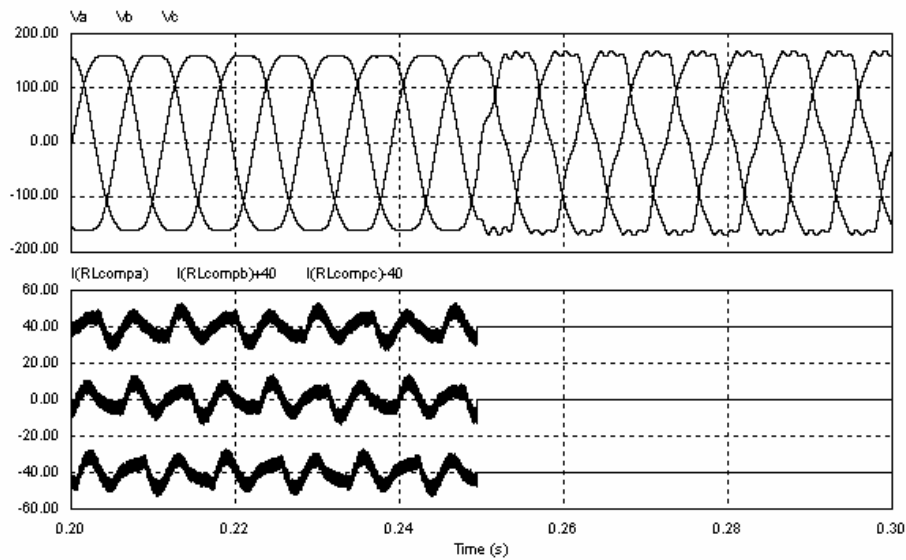


Figura 4. 12 - Resultados de simulação. Tensões de fase do sistema e correntes de compensação. Escala horizontal: 220 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 20 A/div.

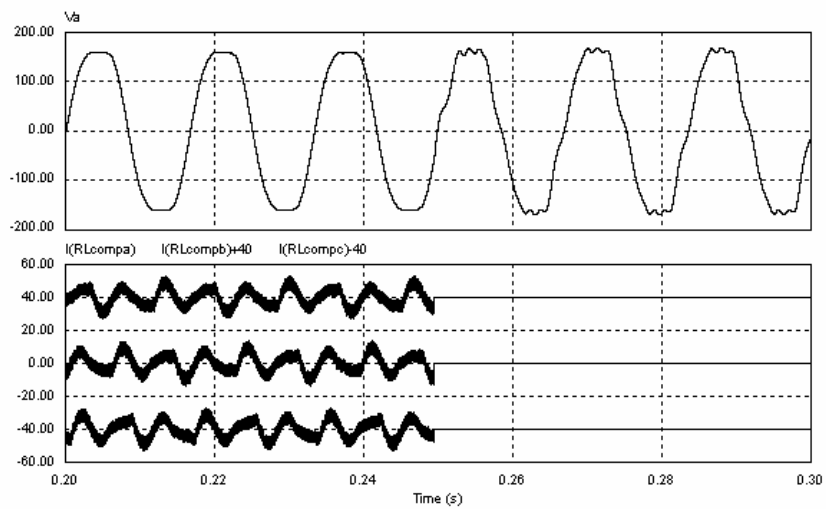


Figura 4. 13 - Resultados de simulação. Tensões de fase no PCC e correntes de compensação do FAPP em operação. Escala horizontal: 220 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 20 A/div.



A Figura 4.14 apresenta o espectro harmônico da tensão medida na fase *a* da Figura 4.13. Os gráficos com barras brancas mostram os harmônicos no sistema sem o emprego do *FAPP* e as barras pretas os harmônicos no sistema com o *FAPP* operando.

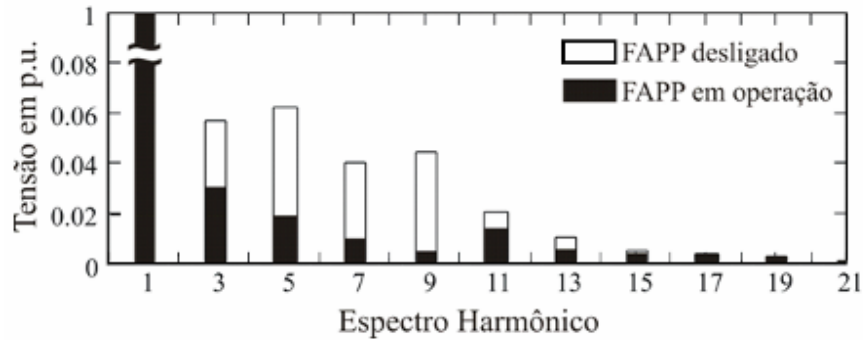


Figura 4. 14 - Resultados de simulação do espectro harmônico das tensões da Figura 4.13. Gráficos em p.u. com barras representando o sistema sem *FAPP* e com o *FAPP* operando no sistema.

A Tabela 4.3 apresenta a distorção harmônica individual para as componentes harmônicas mais significativas e a *THD*, onde é possível observar que todas se encontram abaixo dos limites recomendados pela norma *IEEE Std.519-1992* quando o *FAPP* está em operação no sistema.

Tabela 4. 3 - Resultados de Simulação da *DTI* e *THD* no Sistema trifásico a quatro Fios.

Harmônicos	<i>DTI</i> (%) antes do <i>FAPP</i> entrar em operação	<i>DTI</i> (%) após <i>FAPP</i> entrar em operação
3 <sup>a</sup>	5,70	2,78
5 <sup>a</sup>	6,15	1,85
7 <sup>a</sup>	4,04	1,03
9 <sup>a</sup>	4,46	0,75
11 <sup>a</sup>	2,09	1,79
13 <sup>a</sup>	1,16	0,81
15 <sup>a</sup>	0,52	0,40
17 <sup>a</sup>	0,40	0,35
19 <sup>a</sup>	0,27	0,22
21 <sup>a</sup>	0,12	0,08
<b><i>THD<sub>v</sub></i> (%)</b>	<b>9,82</b>	<b>4,78</b>

A Figura 4.15 apresenta a corrente de referência e de compensação do *FAPP* em regime permanente. Inicialmente sem o limitador do elipsóide sob a ação de controle da malha

de corrente e após 0,08 s com o limitador do elipsóide sob a ação de controle da malha de corrente. Além disso, nesta figura é mostrada uma ampliação sobre o intervalo entre 0,65 s e 0,078 s (sem o limitador da elipsóide) e outro entre 0,108 s e 0,125 s (com o limitador do elipsóide). Esta figura demonstra os benefícios da utilização do limitador proposto para o uso do controlador de tempo mínimo, visto que, no intervalo de tempo em que este limitador não é utilizado a ondulação e, conseqüentemente, a *THD* é maior sobre as correntes de compensação se comparado com o intervalo de tempo em que o limitador é usado.

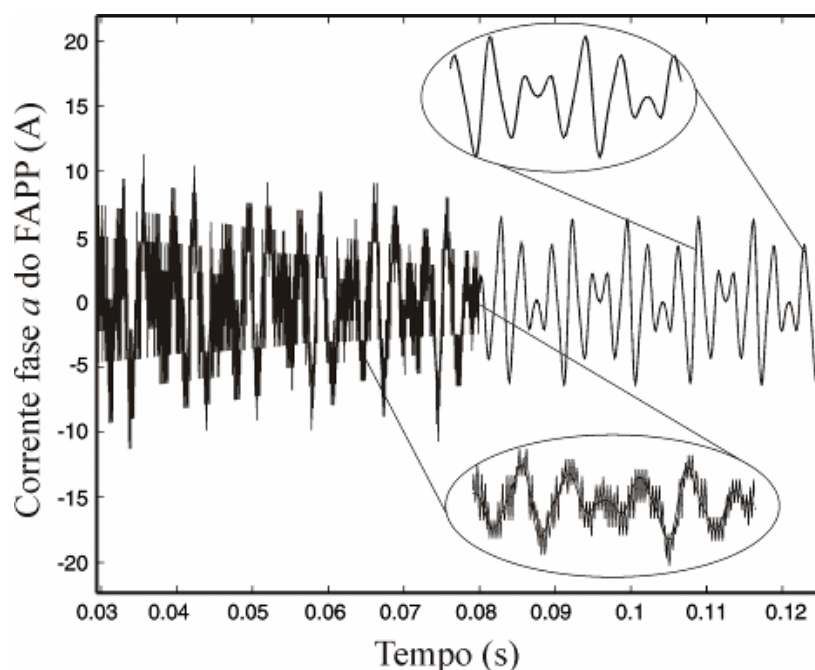


Figura 4. 15 – Resultados de simulação. Inicialmente com controlador de tempo mínimo sem o limitador do elipsóide e após 0,08 s com a utilização do limitador do elipsóide sobre a ação de controle da malha de corrente.

## 4.9. Resultados Experimentais

Esta seção apresenta resultados experimentais relativos à malha de corrente do segundo protótipo desenvolvido, já com a malha de regulação de tensão do barramento CC. Para o desenvolvimento dos algoritmos de geração de referência, controle e

modulação *Space Vector* (Anexo H) foi utilizado o DSP TMS320F2812, o qual foi escolhido para esta implementação devido ao desempenho satisfatório em termos de tempo de processamento de CPU e conversão analógico-digital para a aplicação em questão. Os mesmos parâmetros de projeto da Tabela 4.2 foram utilizados no protótipo desenvolvido.

A Figura 4.16 apresenta o sistema de distribuição trifásico a quatro fios simplificado escolhido para testes com base no diagrama representativo da Figura 4.11. Este é composto por: (i) rede trifásica a quatro fios composta por um variador de tensão trifásico ( $S=39$  kVA,  $127$  V<sub>rms</sub>,  $L_s=1$  mH); (ii) Cargas (8 kW) formadas por: três retificadores monofásicos ponte completa não controlados e banco de capacitores ligados em conexão Y ( $130$   $\mu$ F p/ fase); (iii) *FAPP* para compensação de tensão e corrente de neutro com os parâmetros apresentados conforme Tabela 4.2.



Figura 4. 16 - Sistema de distribuição trifásico a quatro fios simplificado escolhido para testes.

A Figura 4.17 apresenta os resultados experimentais das tensões de compensação e da corrente na fase *a*. Inicialmente, o *FAPP* está operando no sistema até o intervalo de 50

ms, após este é desligado e o sistema opera sem a compensação realizada pelo mesmo, somente com a presença dos bancos de capacitores e cargas não-lineares.

A Figura 4.18 apresenta os resultados experimentais das correntes de compensação geradas pelo FAPP (forma de onda superior), corrente na carga (forma de onda intermediária) e corrente no PCC (forma de onda inferior). Inicialmente, nos primeiros 50 ms o FAPP está em operação e após este é desligado, observa-se que a corrente no PCC apresenta uma redução nos seus valores de pico quando o FAPP está em operação.

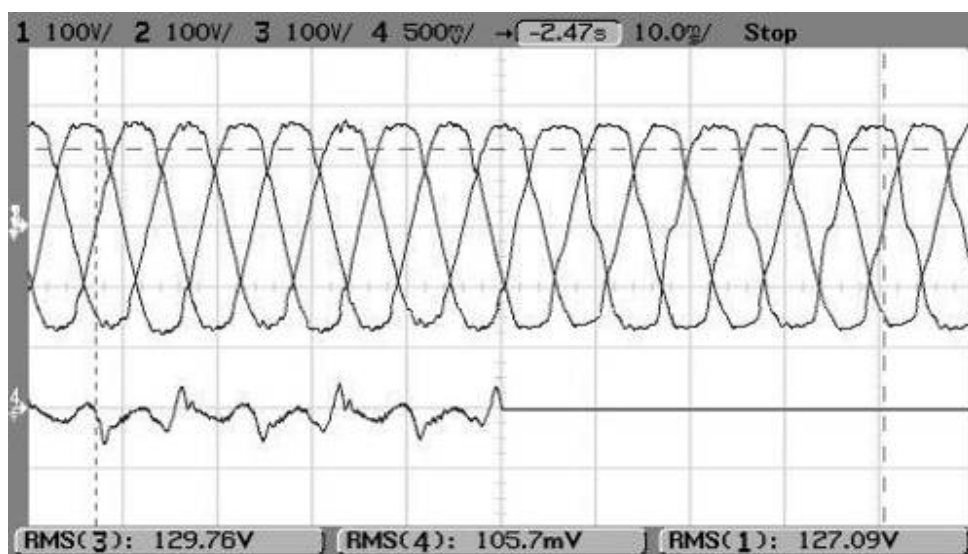


Figura 4. 17 - Resultados experimentais. Tensões de fase e corrente de compensação do *FAPP* na fase *a* em operação durante os primeiros 50 ms em regime transitório. Escala horizontal: 10 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 50 A/div.

A Figura 4.19 mostra os resultados experimentais da distorção harmônica na tensão na fase *a* obtidos utilizando o equipamento de monitoração de energia Reliable Power Meter<sup>®</sup> (RPM). Antes da operação do *FAPP* o sistema apresenta uma  $THD=9,81\%$  (2,5 min.). Durante o transitório de partida do *FAPP* a  $THD=10,2\%$  (primeiros 15 seg.). Após o *FAPP* entrar em operação em regime permanente a  $THD=4,98\%$  (2,5 min.). Após o desligamento do *FAPP* a  $THD=9,81\%$  (2,2 min) novamente. Estes resultados

comprovam que a distorção de tensão no *PCC* diminui e está abaixo dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*, quando o *FAPP* desenvolvido encontra-se em operação em regime permanente senoidal.

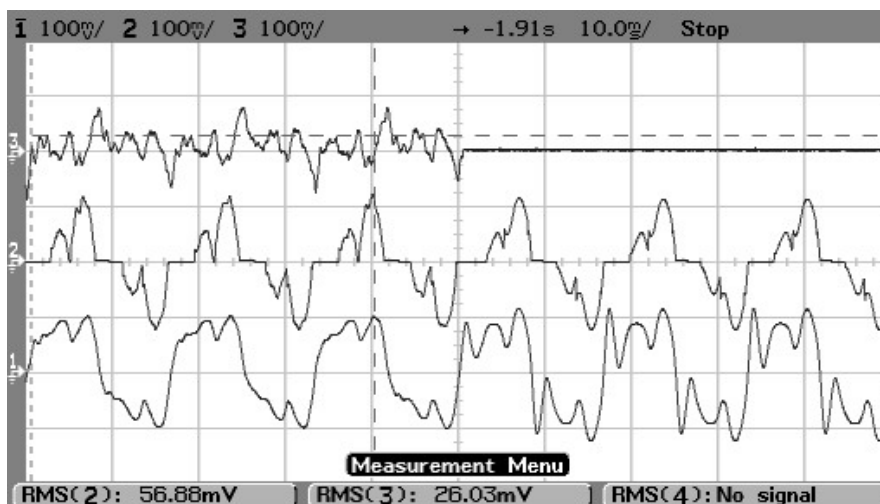


Figura 4. 18 - Resultados experimentais. Correntes de compensação do FAPP (forma de onda superior), corrente na carga (forma de onda intermediária) e corrente no PCC (forma de onda inferior). Escala horizontal: 10 ms/div. Escala vertical de tensão: 200 V/div. Escala vertical das correntes: 50 A/div.

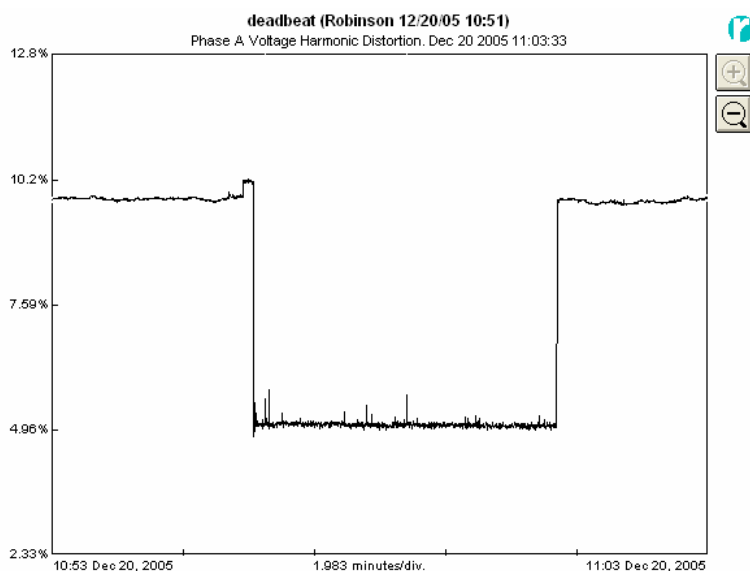


Figura 4. 19 - Resultados experimentais da distorção harmônica na tensão na fase *a*. Equipamento de medição utilizado: Reliable Power Meter® (RPM).

A Figura 4.20 apresenta o valor *rms* da corrente de neutro do sistema medido no *PCC*, onde observa-se uma redução desta com a utilização do *FAPP*. Antes da operação do *FAPP*  $i_{rms}=18,51$  A (2,5 min.). Durante o transitório de partida  $i_{rms}=20,1$  A (primeiros 15 seg.). Quando o *FAPP* entra em operação em regime permanente  $i_{rms}=15,2$  A (2, 5 min.). Após o desligamento do *FAPP*  $i_{rms}=18,51$  A ( 2,2 min) novamente.

A Figura 4.21 apresenta o espectro harmônico da tensão medida na fase *a* da Figura 4.18. Os gráficos em barras brancas mostram os harmônicos no sistema sem a conexão do *FAPP* no sistema e as barras pretas os harmônicos no sistema com o *FAPP* operando. Além disso, a Tabela 4.3 apresenta a distorção harmônica individual e  $THD_i$  para as componentes harmônicas mais significativas, onde é possível observar que todas se encontram abaixo dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992* e próximas aos resultados de simulação obtidos.

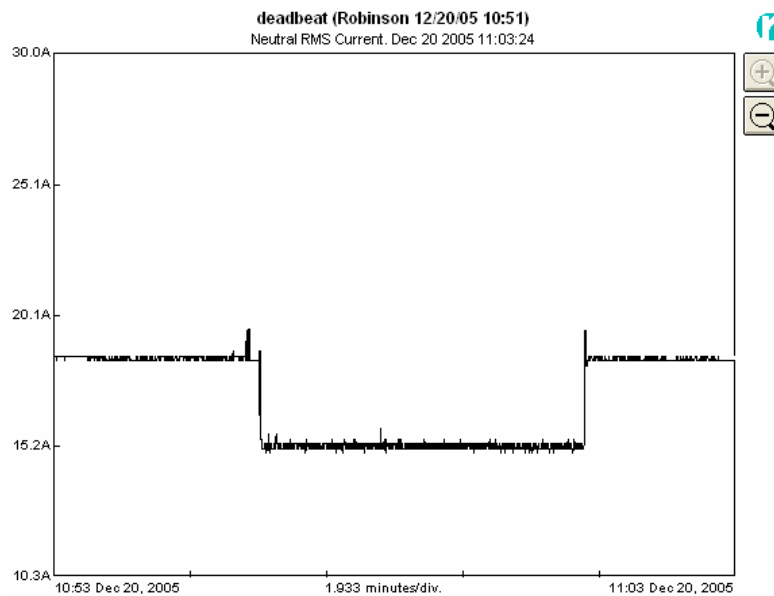


Figura 4. 20 - Resultados experimentais do valor *rms* da corrente de neutro. Equipamento de medição utilizado: Reliable Power Meter® (RPM).

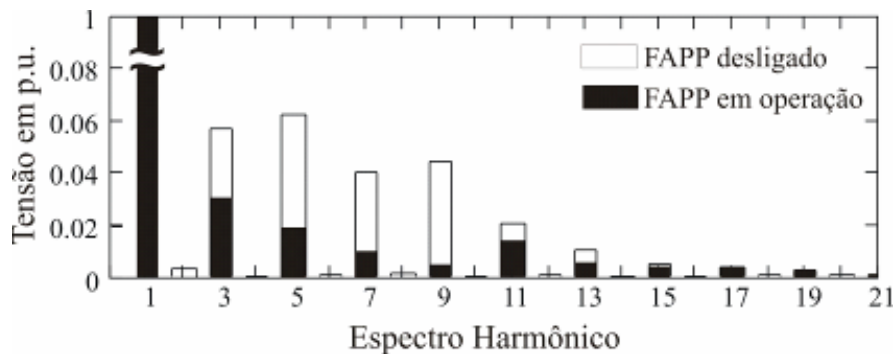


Figura 4. 21 - Resultados experimentais do espectro harmônico da tensão da Figura 4.17. Gráficos em p.u., barras brancas representando o sistema sem *FAPP* e gráficos com barras pretas com o *FAPP* operando no sistema.

Tabela 4. 4- RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA *DTI* NO SISTEMA TRIFÁSICO A QUATRO FIOS.

Harmônicos	<i>DTI</i> (%) antes do <i>FAPP</i> entrar em operação	<i>DTI</i> (%) após <i>FAPP</i> entrar em operação
3 <sup>a</sup>	5,75	2,98
5 <sup>a</sup>	6,16	1,99
7 <sup>a</sup>	4,03	1,11
9 <sup>a</sup>	4,45	0,77
11 <sup>a</sup>	2,08	1,81
13 <sup>a</sup>	1,15	0,83
15 <sup>a</sup>	0,50	0,43
17 <sup>a</sup>	0,39	0,38
19 <sup>a</sup>	0,28	0,26
21 <sup>a</sup>	0,10	0,09
<b><i>THD<sub>v</sub></i> (%)</b>	<b>9,81</b>	<b>4,98</b>

A Figura 4. 22 mostra os resultados experimentais da tensão no barramento CC com a utilização do servo controlador de potência ativa e algoritmo de limitação da ação integral no controle de tensão do barramento CC, além disso, as correntes de compensação também são apresentadas, no intuito de demonstrar a operação completa do *FAPP* totalmente controlado. A Figura 4. 23 apresenta os resultados relativos ao procedimento de partida do *FAPP*, onde o protótipo, inicialmente, parte como um retificador não controlado, após 15 s passa a operar como retificador controlado regulando a tensão em 400V e, após mais 15 s este passa a operar como *FAPP*. Este procedimento foi estabelecido a fim de que, sejam reduzidas as correntes de partida do

sistema desenvolvido, evitando que elevadas correntes de partida causem danos aos interruptores de potência.

A Figura 4.24 apresenta o gráfico em barras brancas relativo às potências consumidas no *PCC* do sistema elétrico de distribuição em baixa tensão, a qual inclui as cargas e o *FAPP* e o gráfico em barras pretas relativo às potências do *FAPP* com medidas realizadas na conexão do *FAPP* com a rede, a partir de um equipamento de medição de qualidade de energia Reliable Power Meter® (RPM). A Tabela 4.4 apresenta os valores relativos as potências em p.u. Observa-se por esta tabela que, tanto a potência ativa quanto a reativa consumida pelo *FAPP* são menores que 0,05 p.u. e a potência aparente com 0,342 p.u. sendo que, as potências aparentes consideram no seu cálculo a presença de harmônicos no sistema, conforme descrição do manual do RPM

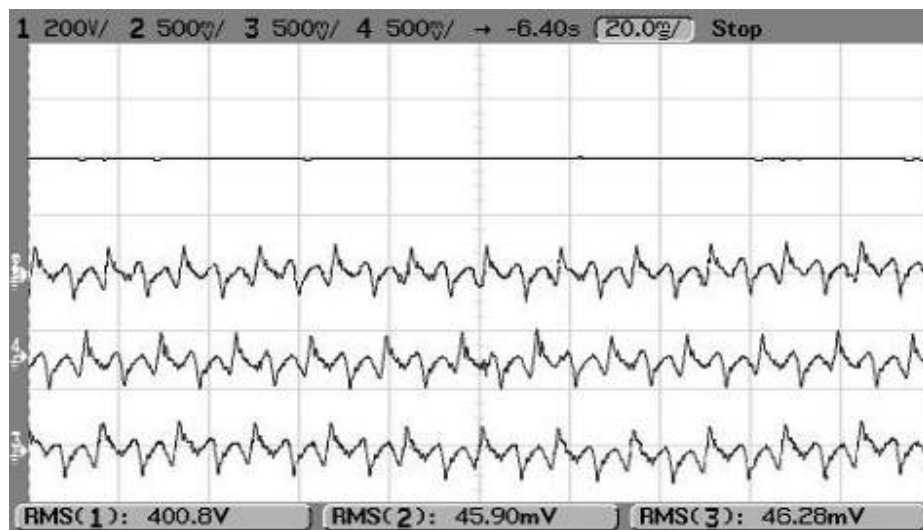


Figura 4. 22 - Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador e tensão no barramento CC. Escala Horizontal: 20 ms/div. Escala de corrente: 50 A/div.

Escala de tensão CC: 200 V/div.



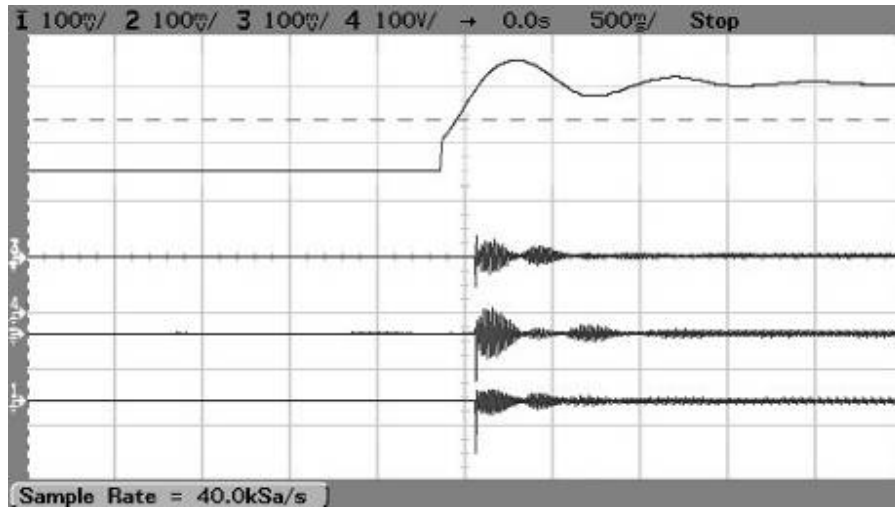


Figura 4. 23 – Resultados experimentais. Tensão no barramento CC e correntes do *FAPP* durante o procedimento de partida. Escala Horizontal: 500ms/div. Escala Vertical das correntes: 10 A/div. Escala Vertical da tensão no barramento CC: 100 V/div.

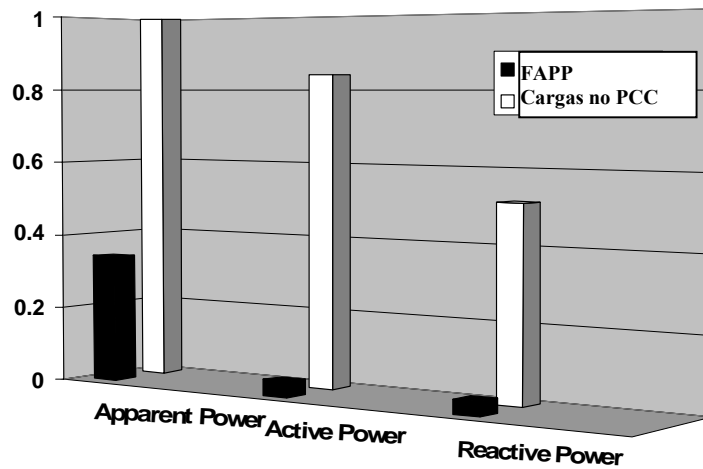


Figura 4. 24 – Gráfico da análise de potência no sistema em p.u. (barras brancas) com medidas realizadas no *PCC* incluindo cargas e *FAPP*. Gráfico da análise das potências do *FAPP* (barras pretas), a partir de um Reliable Power Meter®.

Tabela 4. 5- RESULTADOS EXPERIMENTAIS RELATIVO AS POTÊNCIAS DO SISTEMA

Potências em p.u. Valor base=12 kVA	Medidas no <i>PCC</i> incluindo carga e <i>FAPP</i>	Medidas no <i>FAPP</i>
Aparente	1	0,342
Ativa	0,842	0,041
Reativa	0,516	0,037

#### 4.8 Análise de Desempenho dos Métodos de Sincronização *NPSF* e *MSRF* Aplicados a Filtros Ativos de Potência

Nesta seção, o método de sincronização *NPSF* será analisado em termos de sua influência na geração de correntes de compensação através do método de detecção de tensão. A fim de que seja estabelecido um parâmetro de comparação o método *MSRF* também será analisado. Como já comentado anteriormente, o principal problema dos métodos de sincronização em malha aberta são a presença de distorções nos sinais de sincronização na presença de desequilíbrios e/ou distorções harmônicas nas tensões da rede. Estas distorções nos sinais de sincronização podem resultar no aparecimento de harmônicos adicionais aos sinais de referências gerados pelo método de detecção de tensão, conforme será apresentado a seguir.

Novamente, as quatro condições apresentadas no Capítulo 3 serão abordadas: (i) tensões da rede equilibradas e sem distorções; (ii) tensões da rede com distorções harmônicas; (iii) tensões da rede desequilibradas e (iv) tensões da rede com desequilíbrios e harmônicos.

O sistema analisado é o mesmo da Figura 4.11 e opera com tensões de fase em 127 V *rms*, sendo medidas as três tensões de fase. As equações (1.4) e (1.5) para o método *MSRF* e, equações (2.13) e (2.14) para o método *NPSF* foram utilizadas para a determinação dos sinais de sincronização seno e co-seno. Além disso, as referências para a malha de controle de corrente do *FAPP* analisadas são baseadas no método de detecção de tensão desenvolvido na seção 4.5 para sistemas trifásicos a quatro fios, com

o mesmo procedimento de projeto para os filtros passa-altas. Ainda, os ganhos  $K_v$  e  $K_{v0}$  foram assumidos unitários, apenas para a análise desta seção, com o intuito de verificar quais são as máximas referências de correntes de compensação que podem ser geradas pelo método de detecção de tensão, ou seja, pelas equações (4.19) a (4.21) obtém-se que:

$$\dot{i}_{dref} = \tilde{v}_d, \quad (4.42)$$

$$\dot{i}_{qref} = \tilde{v}_q, \quad (4.43)$$

$$\dot{i}_{0ref} = \tilde{v}_0. \quad (4.44)$$

A seguir as quatro condições de operação da rede elétrica serão analisados considerando resultados de simulação.

#### 4.8.1 Caso a – Tensões de Fase da Rede Equilibradas

Para este caso e com base na utilização das equações referentes aos dois métodos de sincronização citados anteriormente, os sinais de sincronização para o método *MSRF* e *NPSF* foram obtidos, conforme a Figura 4.25 e a Figura 4.26 respectivamente, onde se verifica que para a condição de tensões equilibradas e sem distorções que os sinais de sincronização são semelhantes não apresentando distorções.

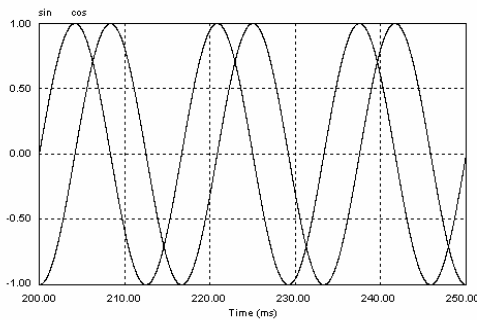


Figura 4. 25 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* a partir de tensões da rede equilibradas.

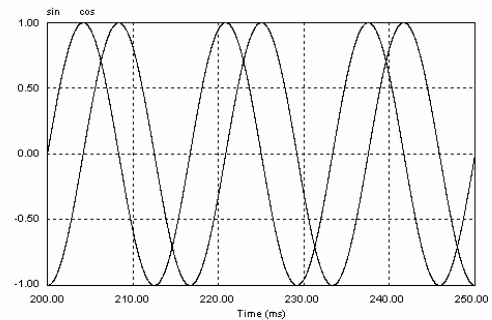


Figura 4. 26 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* a partir de tensões da rede equilibradas.

A partir da obtenção dos sinais de sincronização e aplicação dos mesmos no método de detecção de tensão, os sinais de referência de corrente são representados em coordenadas  $a$ ,  $b$  e  $c$  de modo a estabelecer uma relação direta com as máximas correntes de compensação geradas pelo método de detecção de tensão. As tensões da rede para este caso e as referências correntes de compensação geradas pelo método de detecção de tensão são apresentadas nas Figuras 4.27 e 4.28 para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente. Verifica-se por estas figuras que, não é necessário gerar correntes de compensação pelo método de detecção para este caso. As Figuras 4.29 e 4.30 apresentam o espectro harmônico referente à tensão da rede e corrente de referência para a fase  $a$  em p.u. com a utilização dos métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente.

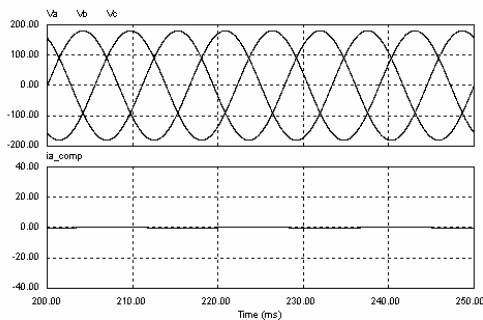


Figura 4. 27 – Tensões de fase da rede equilibradas e corrente de referência da fase  $a$  utilizando o método *MSRF*.

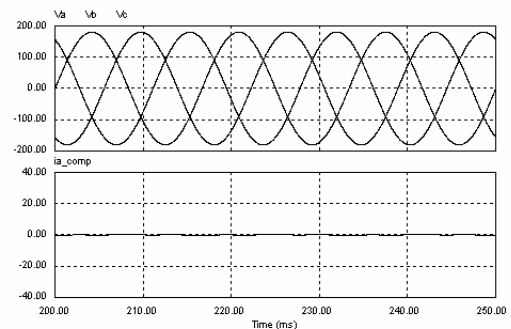


Figura 4. 28 – Tensões de fase da rede equilibradas e corrente de referência da fase  $a$  utilizando o método *NPSF*.

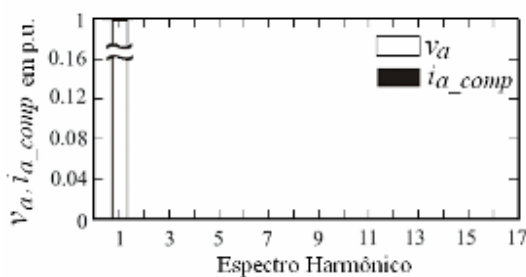


Figura 4. 29 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase  $a$  da Figura 4.27 com  $THD_v=0,0\%$ .

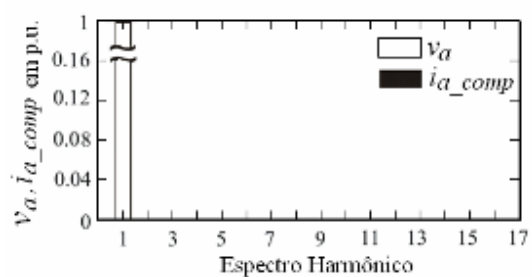


Figura 4. 30 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase  $a$  da Figura 4.28 com  $THD_v=0,0\%$ .

### 4.8.2 Caso b – Tensões de Fase da Rede com Distorções Harmônicas

Para este caso foi considerada uma  $THD_v$  de 15 % nas tensões de fase da rede, tais distorções, são formadas pela 3ª e 5ª harmônicas todas com mesma amplitude. Os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF* são apresentados nas Figuras 4.31 e 4.32 respectivamente, onde o primeiro método apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que, o segundo método não apresenta distorções significativas.

As Figuras 4.33 e 4.34 apresentam a corrente referência na fase *a*, gerada pelo método de detecção de tensão representadas em coordenadas *a*, *b* e *c* para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente. Verifica-se por estas figuras que, as correntes não são as mesmas para ambos os métodos de sincronização empregados.

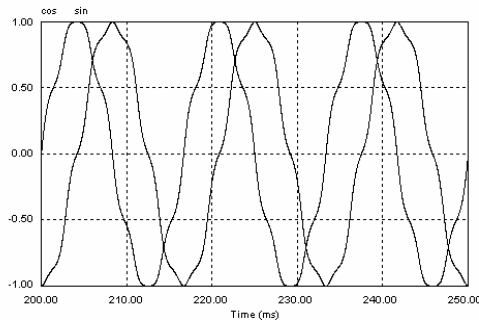


Figura 4. 31 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

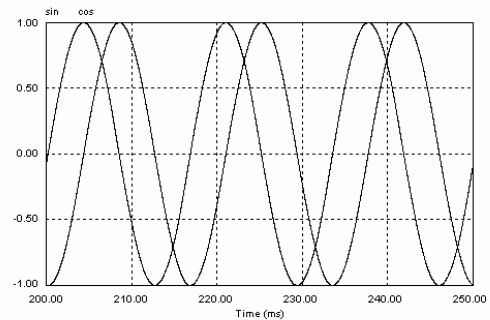


Figura 4. 32 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

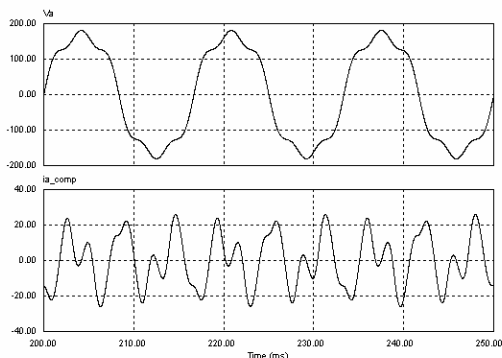


Figura 4. 33 – Tensões de fase da rede com distorções harmônicas e correntes de referência da fase *a* utilizando o método *MSRF*.

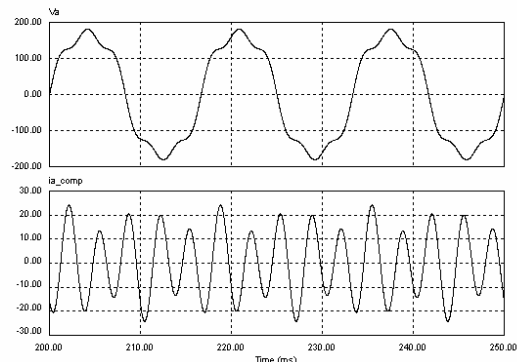


Figura 4. 34 – Tensões de fase da rede com distorções harmônicas e correntes de referência da fase *a* utilizando o método *NPSF*.

Pela análise do espectro harmônico da tensão da rede e corrente de referência para a fase *a* em p.u., mostrado nas Figuras 4.35 e Figura 4.36, é possível observar que, uma parcela de corrente fundamental, de 3ª e 5ª harmônicas são geradas por ambos os métodos, porém o método *MSRF* apresenta amplitude menor para a 5ª harmônica a ser compensada, além disso, gera correntes de compensação de 7ª, 11ª e 13ª harmônicas.

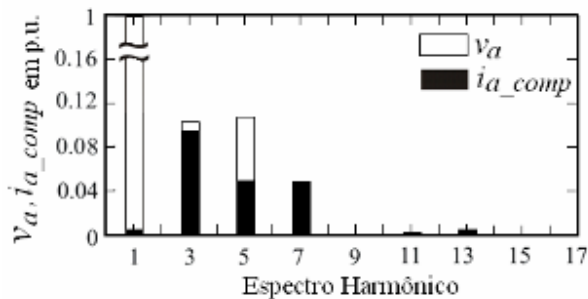


Figura 4. 35 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase *a* da Figura 4.33.

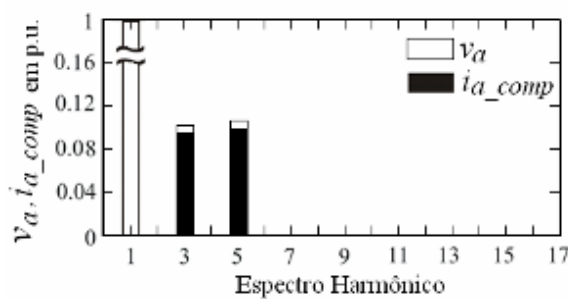


Figura 4. 36 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase *a* da Figura 4.34.

Este fato pode ocasionar a geração de possíveis correntes de compensação não necessárias pelo *FAPP*, e que poderiam não reduzir significativamente as distorções harmônicas nas tensões da rede no *PCC*, e possivelmente até aumentar estas distorções,

caso possíveis ressonâncias nestas frequências ocorram no sistema. Quanto as correntes de compensação gerada a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, estas se aproximam de seus valores nominais, porém, a que se considerar a banda passante do projeto dos filtros passa-altas, que neste caso causaram uma pequena atenuação nas correntes de compensação geradas.

### 4.8.3 Caso c – Tensões de Fase da Rede Desequilibradas

Para este caso foi considerado um desequilíbrio de 25 % nas tensões de fase da rede, a fim de que seja enfatizada a diferença entre os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF*, conforme pode ser verificado na Figura 4.37 e na Figura 4.38 respectivamente. O método *MSRF* apresenta distorções nos sinais de sincronização, enquanto que o método *NPSF* não apresenta distorções.

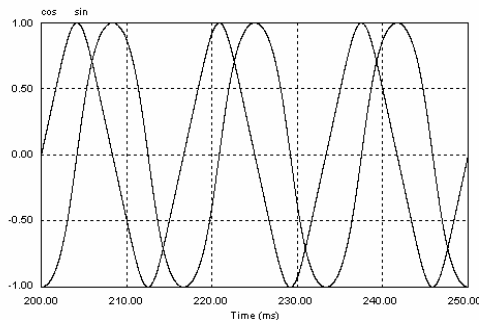


Figura 4. 37 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.

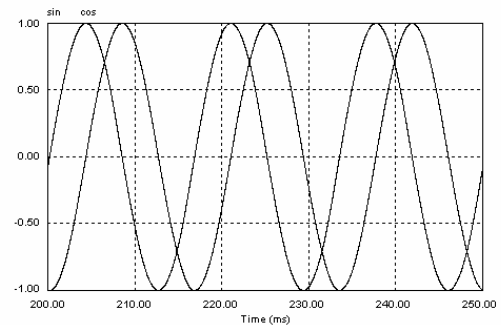


Figura 4. 38 – Sinais de sincronização seno e cosseno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 25 % de desequilíbrio nas tensões da rede.

As Figuras 4.39 e 4.40 apresentam resultados de simulações da corrente de referência na fase *a* gerada pelo método de detecção de tensão representada em coordenadas *a*, *b* e *c* para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente. Verifica-se por estas figuras

que, as correntes de referência geradas não são as mesmas para ambos os métodos de sincronização empregados.

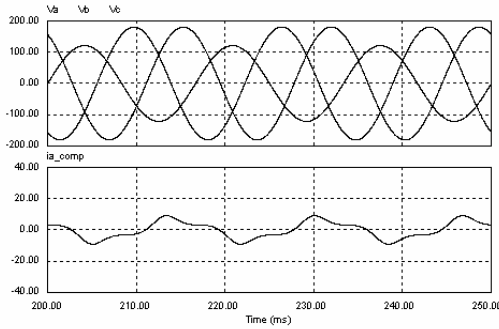


Figura 4. 39 – Tensões de fase da rede desequilibradas e corrente de referência da fase  $a$  utilizando o método *MSRF*.

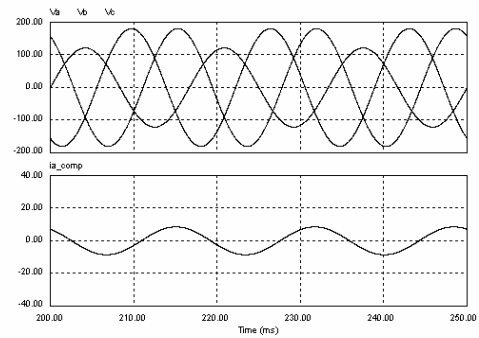


Figura 4. 40 – Tensões de fase da rede desequilibradas e corrente de referência da fase  $a$  utilizando o método *NPSF*.

Pela análise do espectro harmônico da tensão da rede e corrente de referência para a fase  $a$  em p.u., mostrado nas Figuras 4.41 e 4.42, é possível observar que, uma parcela de corrente fundamental indesejável é gerada por ambos os métodos devido ao desequilíbrio nas tensões e devido a componente de seqüência negativa. Além disso, o método *MSRF*, além disso, gera correntes de compensação de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> harmônicas, mesmo quando as tensões da rede não apresentam distorções harmônicas. Isto pode ocasionar a geração de possíveis correntes de compensação não necessárias pelo *FAPP*, e que provocariam não uma redução, mas sim um possível aumento de distorções harmônicas nas tensões da rede no *PCC*.

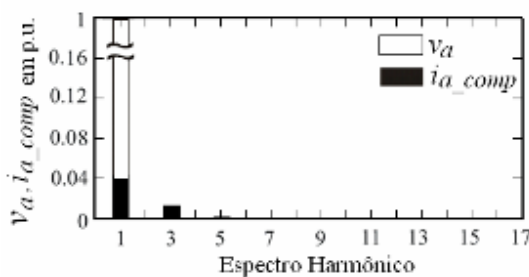


Figura 4. 41 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase  $a$  da Figura 4.38.

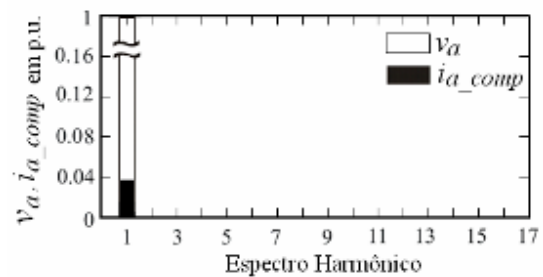


Figura 4. 42 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase  $a$  da Figura 4.39.



#### 4.8.4 Caso d – Tensões de Fase da Rede com Desequilíbrio e Distorções Harmônicas

Para este caso foram considerados os dois últimos casos anteriores, onde as tensões da rede apresentam uma taxa de desequilíbrio de 25 % e uma  $THD_v$  de 15 % nas tensões de fase da rede. Os sinais de sincronização obtidos pelo método *MSRF* e *NPSF* são apresentados nas Figuras 4.43 e 4.44 respectivamente, onde se pode observar que o primeiro método apresenta distorções consideráveis nos sinais de sincronização, enquanto que, o segundo método não apresenta distorções significativas.

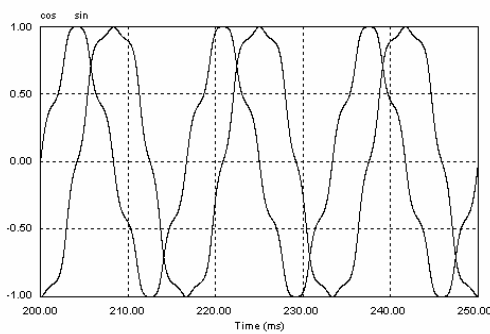


Figura 4. 43 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *MSRF* com 25 % de desequilíbrio e 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

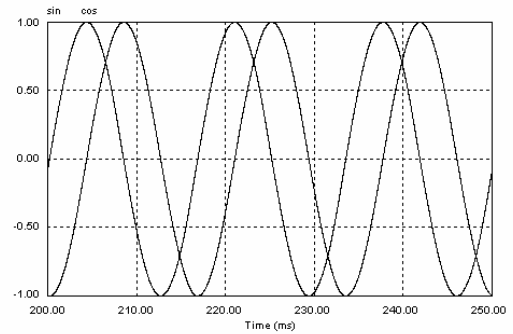


Figura 4. 44 – Sinais de sincronização seno e co-seno obtidos utilizando o método de sincronização *NPSF* com 25 % de desequilíbrio e 15 % de distorções harmônicas nas tensões da rede.

As Figuras 4.45 e 4.46 apresentam a corrente referencial na fase *a* geradas pelo método de detecção de tensão representadas em coordenadas *a*, *b* e *c* para ambos os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente.

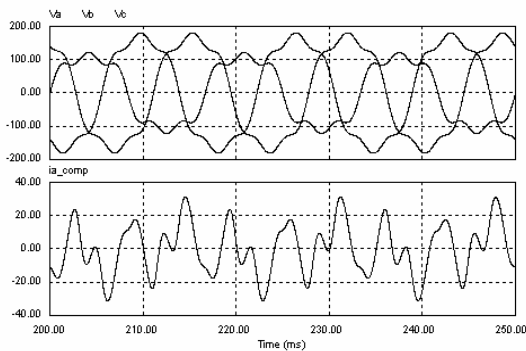


Figura 4. 45 – Tensões de fase da rede com desequilíbrio e distorções harmônicas e correntes de referência da fase  $a$  utilizando o método *MSRF*.

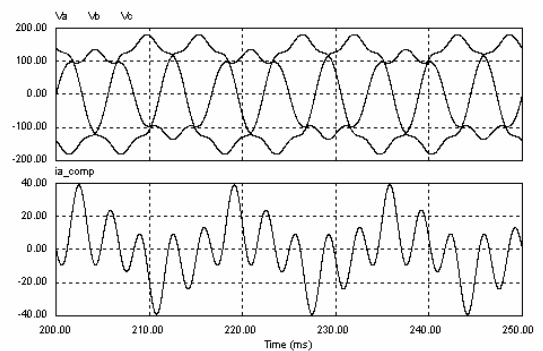


Figura 4. 46 – Tensões de fase da rede com desequilíbrio e distorções harmônicas e correntes de referência da fase  $a$  utilizando o método *NPSF*.

Pela análise do espectro harmônico da tensão da rede e corrente de referência para a fase  $a$  em p.u. mostrado nas figuras 4.47 e 4.48 é possível observar que, uma parcela de corrente fundamental, de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> harmônicas são geradas por ambos os métodos, porém o método *MSRF* apresenta amplitude menor para a 5<sup>a</sup> harmônica a ser compensada, além disso, gera correntes de compensação de 7<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> harmônicas.

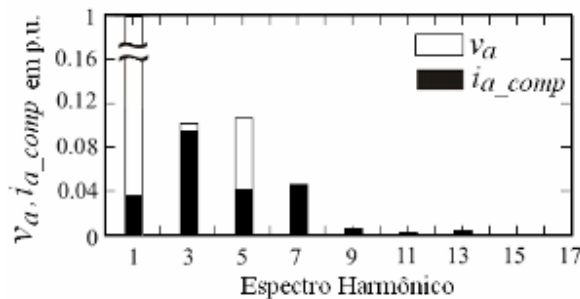


Figura 4. 47 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase  $a$  da Figura 4.45.

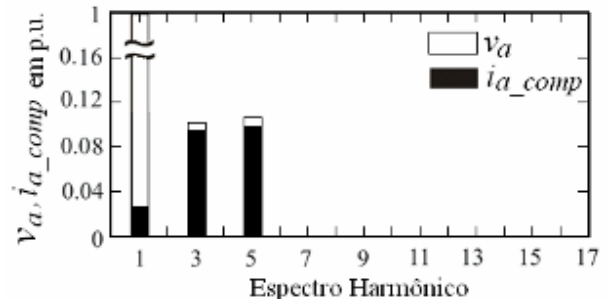


Figura 4. 48 – Espectro harmônico da tensão e corrente de referência da fase  $a$  da Figura 4.46.

Isto pode ocasionar a geração de possíveis correntes de compensação pelo *FAPP* não necessárias, e que poderiam não atender as recomendações das normas, e ainda se existirem ressonâncias nestas frequências, é possível que a distorção de tensão ainda

aumento. Quanto as correntes de compensação geradas a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, estas se aproximam de seus valores nominais, não sendo exatamente as mesmas devido às mesmas condições apresentadas no Caso C.

## 4.9 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização *NPSF* a sistemas trifásicos a quatro fios, o qual demonstra sua utilização na geração de adequadas referências de corrente para *FAPP*, a partir do uso do método de detecção de tensão. Foram estabelecidos os critérios relevantes para a análise de desempenho do *FAPP* e dos controladores utilizados. Além disso, foi apresentada uma análise detalhada do modelo discreto e normalizado *FAPP* visando sua implementação em DSPs de ponto fixo. Ainda, foram propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente *deadbeat* para aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios.

Resultados de simulação e experimentais foram obtidos, no intuito de demonstrar o desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão e correntes de neutro com base em um protótipo de um *FAPP* desenvolvido no Capítulo 5.

O protótipo do *FAPP* desenvolvido promove a redução das distorções de tensão no *PCC* a níveis abaixo dos recomendados pela *IEEE Std. 519-1992* e pela nova Resolução da ONS sobre *Padrões de Desempenho da Rede Básica* (Sub-Módulo 2.2), a partir da geração de correntes de compensação que, conseqüentemente, reduzem as distorções de tensão e promovem a redução da corrente de neutro. Este protótipo, como será visto no próximo Capítulo, tem como principais características a flexibilidade de operar em sistemas trifásicos a três e quatro fios e o emprego de um DSP TMS320F2812 para a implementação dos algoritmos de geração de referência, controle e modulação *SV* desenvolvidos.

Uma análise detalhada da aplicabilidade do método de sincronização *NPSF* foi apresentada para diferentes condições nas tensões da rede elétrica. Esta análise mostrou que o método *NPSF* gera correntes de compensação mais adequadas em comparação com o método *MSRF*.

Estes resultados demonstraram que métodos de sincronização que não contemplem desequilíbrios e distorções harmônicas em seus algoritmos podem provocar o aparecimento de componentes harmônicas indesejadas nas correntes de referências geradas pelo método de detecção de tensão. Logo, a escolha de um adequado método de sincronização é um fator que pode ser considerado relevante.

Outra questão importante relacionada ao método de detecção de tensão é que este, além de ser influenciado diretamente pelo método de sincronização utilizado é também dependente da frequência de corte dos filtros passa-altas, visto que, estes podem promover uma maior ou menor atenuação nas componentes harmônicas geradas como referência para o FAPP. Estes filtros passa-altas, por sua vez, são dependentes da frequência da rede, logo, se variações de frequência ocorrem e caso haja necessidade, é possível utilizar o algoritmo de adaptação dos parâmetros dos filtros passa-altas semelhante ao apresentado no Capítulo 2. Como o método de sincronização proposto já contempla este algoritmo, uma maneira simples seria a utilização do mesmo algoritmo, o qual aborde a adaptação dos parâmetros dos filtros passa-altas, apenas com o estabelecimento de *look-up tables* adequados para as frequências de interesse.

# Capítulo 5

## Implementação dos Protótipos Relativos ao Retificador PWM Trifásico e ao Filtro Ativo de Potência Paralela

### 5.1 Introdução

Com o intuito de demonstrar o estudo, a análise e resultados de as simulações nos Capítulos 2, 3 e 4 foram implementados dois protótipos. Primeiramente, um protótipo com potência reduzida (4 kVA) relativo ao retificador PWM trifásico, o qual tinha como função básica proporcionar a implementação dos algoritmos referentes às técnicas de controle de corrente proposta na análise comparativa desenvolvida no Anexo B. O segundo protótipo mais genérico, o qual pode funcionar tanto como retificador PWM trifásico a três fios quanto como filtro ativo de potência trifásico a três ou a quatro fios. Este segundo protótipo tem como característica principal a operação em potências mais elevadas que o primeiro, ou seja, 20 kVA.

Neste capítulo será apresentada uma descrição geral dos dois protótipos implementados para operação em sistemas trifásicos a três fios e a quatro fios. Os dois protótipos são formados basicamente por um sistema de sensoriamento de tensões e correntes, um circuito de controle formado principalmente por processadores de sinais digitais (DSP) da Texas Instruments Inc., um conversor PWM trifásico e indutores utilizados como filtro de entrada ou saída. Além disso, capacitâncias são utilizadas nesta

implementação, com o intuito de filtrar as componentes harmônicas de ordem elevada, 10 kHz, provindas da comutação dos interruptores de potência.

Além disso, será abordada a organização do algoritmo desenvolvido no DSP, com análise das principais rotinas e procedimentos realizados, sendo que, os resultados experimentais relativos ao método de sincronização, técnicas de controle de corrente e tensão, e procedimentos de partida já foram apresentados nos Capítulos 2, 3, 4 e Anexo B.

## **5.2 Descrição do Primeiro Protótipo Relativo ao Retificador PWM Trifásico**

O retificador PWM trifásico é formado basicamente por um sistema de sensoriamento de tensões e correntes, um circuito de controle formado principalmente por um DSP TMS320F241 da Texas Instruments Inc., um conversor PWM trifásico de 4 kVA e indutores utilizados como filtro de entrada de 1ª ordem.

O sistema elétrico, do qual é composto este primeiro protótipo é constituído pelas seguintes partes principais, as quais serão descritas posteriormente:

- 5.2.1) Sistema de sensoriamento (ou medição);
- 5.2.2) Circuito de controle;
- 5.2.3) Circuito de potência.

### **5.2.1 Sistema de Sensoriamento**

O sistema de sensoriamento é constituído por sensores, que realizam as aquisições das tensões de linha  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  da rede, conforme diagrama esquemático da Figura 5.1, correntes de linha (ou fase) de realimentação na entrada do retificador  $i_a$  e  $i_b$ , conforme diagrama esquemático da Figura 5.2 e tensão no barramento CC conforme Figura 5.3.

O circuito para aquisição das tensões de linha foi implementado com base em dois amplificadores operacionais. O primeiro configurado como amplificador diferencial

inversor, que realiza a medida da tensão com um ganho  $K_t$ , selecionado por *jumpers* segundo a tensão definida de projeto, o segundo amplificador, de ganho unitário, inverte o sinal da primeira etapa. Dois medidores são utilizados para as duas tensões de linha a serem medidas. O circuito é formado por amplificadores operacionais OPA 4227 com banda passante de 8 MHz e resistores de  $\pm 5\%$  de tolerância. O circuito implementado para aquisição das correntes de realimentação de linha utiliza sensores de efeito Hall LEM LA 100P com corrente nominal de 100 A. Mediante dois amplificadores operacionais realizou-se a adaptação dos valores medidos aos valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP para medição das correntes de realimentação de linha. O circuito para aquisição da tensão do barramento CC, usa um sensor de Efeito Hall LV-25P. Uma resistência entre o sensor de Efeito Hall e a entrada do amplificador operacional é utilizada para limitar a corrente do sensor. A corrente máxima é de 10 mA (segundo catálogo do fabricante). Como a resistência é igual a 47 k $\Omega$  e 10W, pode-se medir uma tensão de até 470 V.

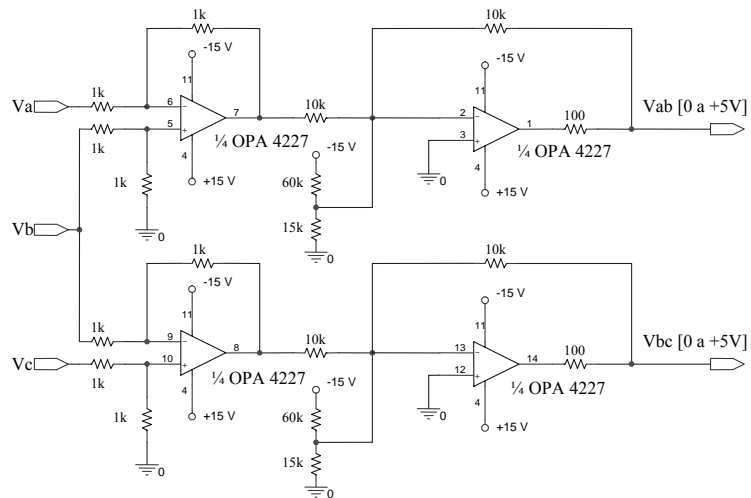


Figura 5. 1 - Circuito de medida das tensões de linha  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$ , utilizando divisor resistivo e amplificadores operacionais.

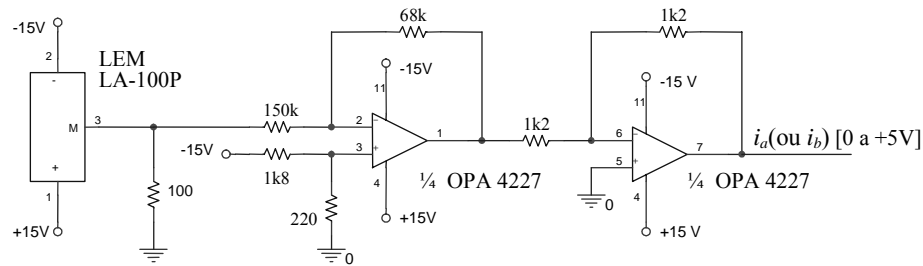


Figura 5. 2 - Circuito de medida das correntes  $i_a$  ou  $i_b$ , utilizando o sensor de efeito Hall LEM LA-100P e amplificadores operacionais.

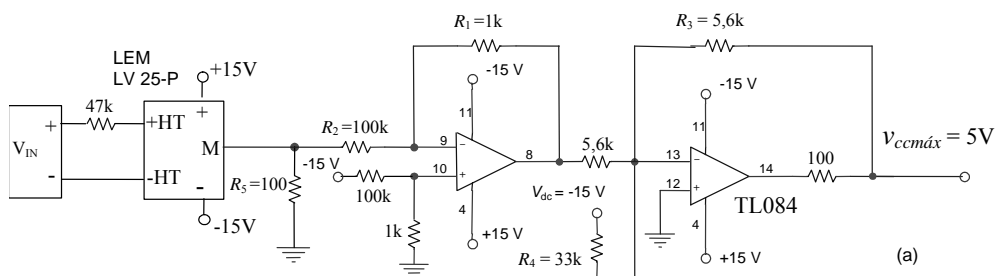


Figura 5. 3 - Circuito de medida da tensão do barramento CC, utilizando sensor de Efeito Hall LV-25P e circuito divisor resistivo e amplificadores operacionais.

A partir das medições realizadas das tensões e correntes de linha pelo sistema de sensoriamento e, convertidas em valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP, estas grandezas foram enviadas ao circuito de controle, o qual será descrito a seguir.

### 5.2.2 Circuito de Controle

Os sinais analógicos de tensão de linha e correntes de realimentação de entrada do retificador são transmitidos ao circuito de controle, para a realização dos cálculos necessários para as implementações das técnicas de controle de corrente e tensão.

Cada algoritmo desenvolvido para os controladores de corrente, conforme Anexo B, são diferentes e são implementados de forma diferente, porém algumas rotinas utilizadas nestes algoritmos são similares, estas são subdivididas nos seguintes módulos:



- 5.2.2.1) Módulo de inicialização;
- 5.2.2.2) Módulo de calibração;
- 5.2.2.3) Módulo de normalização e adaptação das variáveis;
- 5.2.2.4) Módulo de cálculo da inversa da norma e sinais de sincronização;
- 5.2.2.5) Módulo de Transformação das Grandezas  $abc$  para  $dq$ ;
- 5.2.2.6) Módulo de cálculo da ação de controle;
- 5.2.2.7) Módulo de Transformação das Ações de Controle  $dq$  para  $\alpha\beta$
- 5.2.2.8) Modulação *Space Vector* para Conversores Trifásicos a Três Fios

#### **5.2.2.1 Módulo de Inicialização**

Depois de um evento de *reset*, o módulo de inicialização realiza as seguintes tarefas:

- Configuração da CPU: Registros de estado, *watchdog*, *clock*, estados de espera de acesso às memórias, pinos de entrada-saída, gerenciador de eventos, conversor analógico-digital;

- Inicialização das variáveis.

Terminado esse processo habilita-se o módulo de calibração.

#### **5.2.2.2 Módulo de Calibração**

O objetivo deste módulo é obter o valor CC (de *offset*) de cada uma das variáveis medidas, neste caso, as duas tensões e correntes de linha e a tensão do barramento CC. Com os circuitos de medição energizados, (antes do evento de *reset*). Então, se inicia a aquisição dos valores CC (de *offset*) de cada uma das variáveis em questão. Terminado esse processo, calcula-se a média de cada medição e o resultado armazenado corresponde ao valor CC desejado; o qual será utilizado nos cálculos das variáveis

medidas. Esse procedimento permite o ajuste do *offset* em campo, sem necessidade de realizar ajustes mediante potenciômetros. Uma vez armazenados os valores de *offset*, habilita-se o módulo de normalização e adaptação das variáveis.

### 5.2.2.3 Módulo de Normalização e Adaptação de Variáveis

Com o objetivo de reduzir a faixa dinâmica das variáveis para a implementação em um DSP, cuja unidade aritmética lógica realiza operações com ponto fixo, as mesmas são normalizadas com relação a um determinado valor base, ou seja:

$$v_n = \frac{v}{V_{base}}, \quad i_n = \frac{i}{I_{base}}. \quad (5.1)$$

O valor base escolhido de tensão foi selecionado de acordo com os valores nominais de pico de fase da tensão da rede ( $V_{base}= 180$  V). O valor base de corrente foi escolhido baseado no máximo valor de pico de corrente para o caso proposto ( $I_{base}=10$  A).

A faixa dinâmica das variáveis depende dos valores base utilizados. Esta faixa dinâmica deve ser compatível com o formato escolhido para representar as variáveis em ponto fixo. O formato utilizado na implementação é chamado de  $Q_k$ , onde o subíndice “ $k$ ” representa os bits da parte fracionária, e assume valores de 0 a 15, para o DSP utilizado, que opera com palavras de 16 bits.

O número de bits dedicados à parte fracionária afeta a precisão do resultado, já, a parte inteira afeta a faixa dinâmica dos valores representados [27].

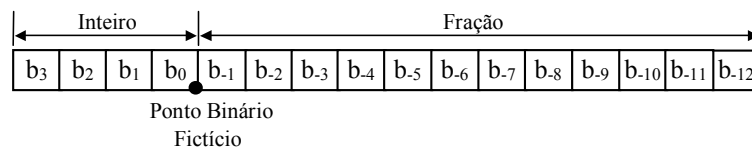


Figura 5. 4 - Representação em ponto fixo de um número fracionário numa palavra de 16 bits, em formato  $Q_{12}$ .

Em geral, um número representado por uma palavra de “ $n$ ” bits com um bit de sinal e “ $k$ ” bits da parte fracionária, encontra-se na faixa entre  $[-(2^{n-1} - 1)2^{-k}, (2^{n-1} - 1)2^{-k}]$ , inclusive, e a precisão deste número é dada por  $2^{-k}$ .

Para representar um número fracionário ou inteiro num formato  $Q_k$  determinado, simplesmente deve-se multiplicar o número por  $2^k$ . Logo, o problema de escalonar as variáveis medidas se reduz a encontrar um fator, que será denominado  $K_Q$ , de modo a realizar a correspondência entre a representação binária das variáveis (que vem da conversão analógica-digital) e sua representação em ponto fixo  $Q_k$ . Esse fator associa-se ao modelo em p.u. e aos ganhos dos módulos de medição.

A representação gráfica na Figura 5.5 mostra os valores de tensão medidos, que entram no circuito de medida, e são multiplicados por um ganho próprio de projeto,  $K_p$ , mais um valor CC de *offset*. Com isto, a faixa de variação dos valores medidos torna-se eletricamente compatíveis com a entrada do conversor analógico-digital [0 a +5V]. Por sua vez, os valores na entrada do AD [0 a +5V] correspondem aos valores binários [0 a 1024].

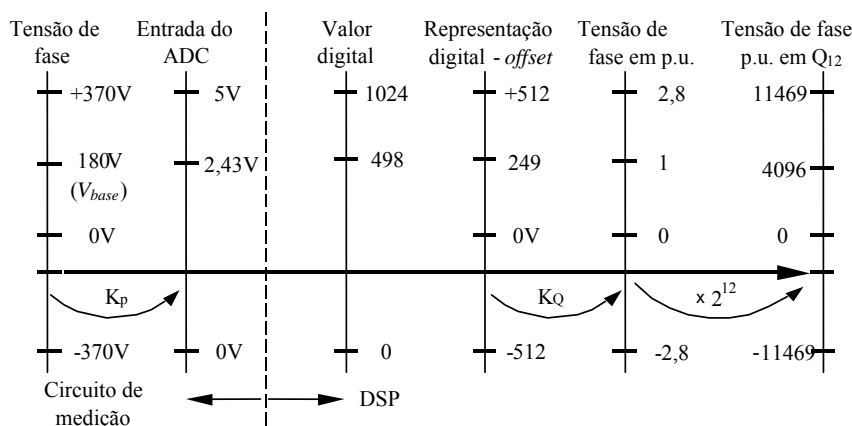


Figura 5. 5 - Representação gráfica das escalas e obtenção do fator  $K_Q$

Uma vez obtidas as variáveis em formato binário, o valor de *offset* adicionado deve ser subtraído, para se obter a faixa de variação da variável, desde o valor mínimo negativo até o valor máximo positivo. Portanto os valores binários correspondentes aos valores na

entrada do AD vão de  $-512$  a  $+512$  (no DSP). Então, dada à representação binária da variável em questão, pode-se obter o fator de escala  $K_Q$  de tal forma que:

$$v_{abpuQ_{12}} = v_{ab\_binário-offset} K_Q. \quad (5.2)$$

Sendo,  $v_{abpuQ_{12}}=4096$  e  $v_{ab\_binário-offset}=249$ , então da equação (5.2) tem-se:  $K_Q = v_{abpuQ_{12}} / v_{ab\_binário-offset} = 16,45$ .

O valor de  $K_Q$  depende principalmente do valor base escolhido para obter a representação em p.u.. Caso o valor de  $K_Q$  esteja fora da faixa dinâmica de  $Q_{12}$ , como é o caso, deve-se, portanto escolher um formato apropriado para o ganho  $K_Q$ . Para o caso em questão o formato escolhido foi o formato  $Q_{10}$ .

Como mencionado anteriormente, é subtraído o *offset* para obterem-se os valores positivos e negativos da variável, e este resultado é armazenado num registro temporário. Este valor é multiplicado pelo fator  $K_Q$  para, desta forma obter-se o valor da variável em p.u. e em  $Q_{12}$ . Após os valores das tensões e correntes de linha serem obtidos em p.u. e formato  $Q_{12}$ , as grandezas de linha de tensão são utilizadas para obtenção dos sinais de sincronização e cálculo da inversa da norma.

#### ***5.2.2.4 Módulo de Cálculo da Inversa da Norma das Tensões $\alpha\beta$ e Sinais de Sincronização***

Para a obtenção da inversa da norma das tensões da rede em coordenadas  $\alpha\beta$ , conforme Figura 1.3, utilizada pelo método *MSRF* para obtenção dos sinais de sincronização (seno e co-seno). Este algoritmo calcula diretamente a inversa da norma, a partir de duas malhas de controle.

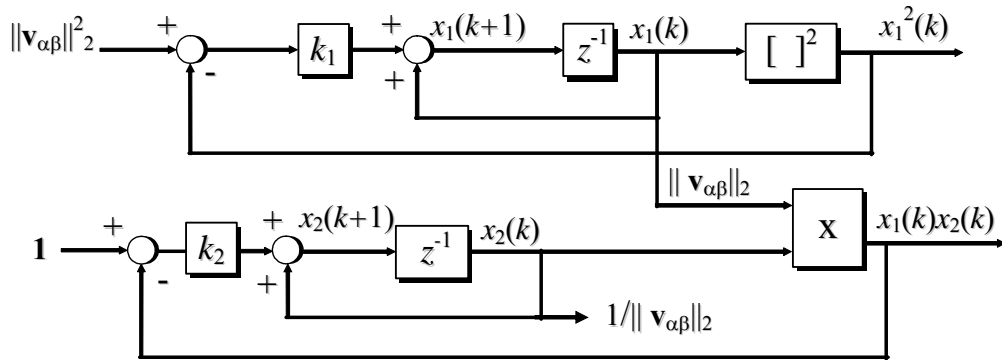


Figura 5. 6 - Diagrama de blocos para o cálculo da inversa da norma Euclidiana das tensões em coordenadas  $\alpha\beta$ .

Como vantagens este algoritmo apresenta simplicidade estrutural (menos linhas de comando), solicita menos espaço de memória RAM e também dispensar o uso de interpolações, se comparado com outros algoritmos como o apresentado em [27]. Ainda, este algoritmo evita o problema dos cálculos da raiz quadrada e da divisão que o DSP TMS320F241 utilizado não possui. Além disso, este algoritmo pode ser usado para outras aplicações tais como:

- i) a divisão pela soma quadrática das tensões no algoritmo desenvolvido para o cálculo da potência instantânea conforme apresentado em [26];
- ii) para o cálculo da limitação a ação de controle da malha de corrente dos controladores.

Primeiramente é calculado o quadrado da norma Euclidiana das tensões em coordenadas  $\alpha\beta$  da equação (1.5), ou seja,

$$\|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2. \quad (5.3)$$

Em termos de implementação o quadrado da norma euclidiana é perfeitamente realizável neste DSP, através das operações de elevação ao quadrado (*SQR*) e de soma (*ADD*), devidamente utilizadas com respeito às tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  e no formato  $Q_x$  apropriado.

Conforme o diagrama da Figura 5.6, as expressões matemáticas, na forma de equação de estados, do algoritmo proposto no domínio discreto são dadas por:

$$x_1(k+1) = x_1(k) - k_1 x_1^2(k) + k_1 u_1(k). \quad (5.4)$$

$$x_2(k+1) = x_2(k) - k_2 x_1(k) x_2(k) + k_2. \quad (5.5)$$

onde,  $u_1(k) = \|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2^2$  e  $x_2(k) = 1/\|\mathbf{v}_{\alpha\beta}\|_2$ .

O procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos  $k_1$  e  $k_2$ , a partir das equações não-lineares (5.4) e (5.5) resulta nos seguintes valores  $k_1=0,18$  e  $k_2=0,25$ .

Após a obtenção da inversa da norma, esta é multiplicada pelas respectivas tensões em coordenadas  $\alpha\beta$ , obtendo-se os sinais de sincronização seno e co-seno conforme equação (1.4).

A partir dos sinais de sincronização e das tensões e correntes em coordenadas  $abc$  estas são transformadas para o sistema de coordenadas  $dq$

#### 5.2.2.5 Módulo de Transformação das Grandezas $abc$ para $dq$

Este módulo realiza a transformação direta das tensões e correntes de linha em coordenadas  $abc$  para tensões e correntes de fase em coordenadas  $dq$ , utilizando as seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{6/3} \cos(\theta) & \sqrt{6/6} \cos(\theta) + \sqrt{2/2} \sin(\theta) \\ -\sqrt{6/3} \sin(\theta) & -\sqrt{6/6} \sin(\theta) + \sqrt{2/2} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}; \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{6/2} \cos(\theta) + \sqrt{2/2} \sin(\theta) & \sqrt{2} \sin(\theta) \\ -\sqrt{6/2} \sin(\theta) + \sqrt{2/2} \cos(\theta) & \sqrt{2} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

Tais grandezas em coordenadas  $dq$  serão utilizadas para o cálculo das ações de controle.

### 5.2.2.6 Módulo de Cálculo das Ações de Controle

O módulo que realiza o cálculo das ações de controle é diferente para cada controlador de corrente, logo aqui serão citadas as equações utilizadas por cada controlador de corrente, conforme Capítulo 3 e Anexo B.

1) Controlador  $CC_{PI}$ : para este controlador foram utilizadas as equações (3.17) e (3.18);

2) Controlador  $CP_{PI}$ : para este foram usadas as equações (B.7), (B.8) e (B.9);

3) Controlador  $DSC_{dq}$ : para este controlador foram utilizadas as equações (B.42), (B.46), (B.49) e (B.50);

4) Controlador  $DRC_q$ : para este foram usadas as equações (B.63), (B.74) e (B.78).

5) Controlador com resposta de tempo mínimo ( $DBT$ ), para este foi utilizado a equação (B.81).

6) Controlador ressonante ( $RST$ ) para este foi usado a equação (B.82).

A seguir as ações de controle de corrente são transformadas para grandezas  $\alpha\beta$  para emprego da modulação apropriada.

### 5.2.2.7 Módulo de Transformação das Ações de Controle $dq$ para $\alpha\beta$

Neste módulo as ações de controle em eixos síncronos  $dq$  da malha de corrente de cada controlador são transformadas para eixos estacionários  $\alpha\beta$  utilizando a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad (5.8)$$

A partir da obtenção das ações de controle em eixos estacionários  $\alpha\beta$ , estas são empregadas no módulo relacionado à modulação *Space Vector* para conversores trifásicos a três fios.

#### **5.2.2.8 Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Três Fios**

A modulação *Space Vector* para conversores trifásicos a três fios é uma modulação vetorial desenvolvida para obtenção dos sinais PWM para acionamento dos interruptores de potência, esta modulação é apresentada em detalhes em [27,166]. A partir do envio dos sinais PWM para os interruptores de potência. A seguir será abordado o circuito de potência utilizado.

#### **5.2.3 Circuito de Potência**

O circuito de potência é formado por um conversor PWM trifásico de 4 kVA e um filtro de entrada indutivo. O conversor é formado por uma ponte trifásica desenvolvida pela empresa SEMIKRON com 6 IGBT's SKM 75GB 124D de 75A de corrente de coletor e 1.200V de tensão coletor-emissor.

O filtro de entrada é formado por três indutores, com indutâncias de aproximadamente 2,5 mH, dispostos um em cada fase. O banco capacitivo do barramento CC é formado por quatro capacitores em ligação série e paralela com capacitância total de 4700  $\mu$ F, arranjos conforme esquema elétrico representado na Figura 5.7.

A fim de realizar uma comparação justa entre todas as técnicas de controle estudadas no Anexo B, estabeleceu-se um conjunto de parâmetros e componentes, os



quais foram utilizados no protótipo do retificador PWM trifásico desenvolvido. Tais parâmetros são apresentados na Tabela 5.1.

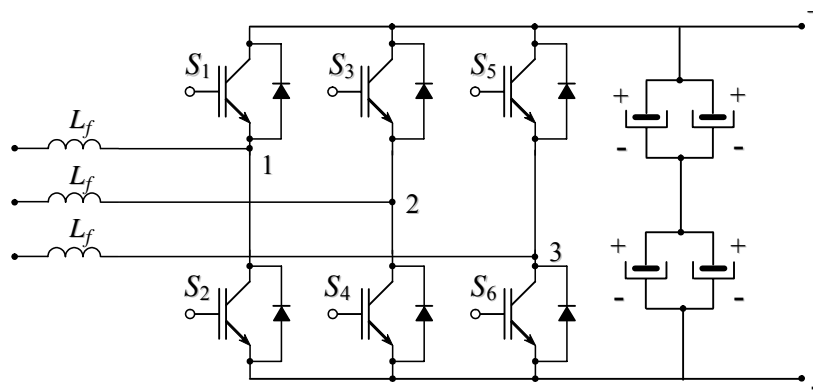


Figura 5. 7 - Diagrama esquemático da ponte trifásica constituída por 6 IGBT's 75GB 124D com  $I_C=75A$   $V_{CE}=1.200V$ , filtro de entrada de 2,5 mH e capacitivo de 4700  $\mu F$ .

Tabela 5. 1- PARÂMETROS DEFINIDOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

<i>Parâmetros ou componentes</i>	<i>Grandezas</i>
Indutâncias do filtro de entrada ( $L_f$ )	2,5 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	10 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	5 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F241
Capacitância Barramento CC	4700 $\mu F$
Carga barramento CC	$R=10 \Omega$ (nominal)

### 5.3 Descrição do Segundo Protótipo

O sistema elétrico desenvolvido para o segundo protótipo é constituído de 5 partes principais:

5.3.1) Sistema de sensoriamento (ou medição);

- 5.3.2) Circuito de interface;
- 5.3.3) Circuito de controle;
- 5.3.4) Circuito de potência;
- 5.3.5) Circuito de partida e proteção.

### 5.3.1 Sistema de Sensoriamento

O sistema de sensoriamento é constituído por transformadores, que realizam as medições das tensões de fase  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ , e das correntes de realimentação na saída do inversor  $i_{Ra}$ ,  $i_{Rb}$  e  $i_{Rc}$ . Além destas, o diagrama esquemático para medição da tensão no barramento CC.

O circuito para aquisição das tensões de fase basicamente foi implementado utilizando transformadores de medição, conforme mostrado na Figura 5.8, e um único estágio de amplificadores operacionais, que realizam as medidas das tensões com um ganho  $K_t$ , selecionado por *jumpers* segundo a tensão definida para o projeto. O circuito é formado por amplificadores operacionais OPA 2227 com banda passante de 8 MHz e resistores de  $\pm 1\%$  de tolerância, conforme a Figura 5.9.

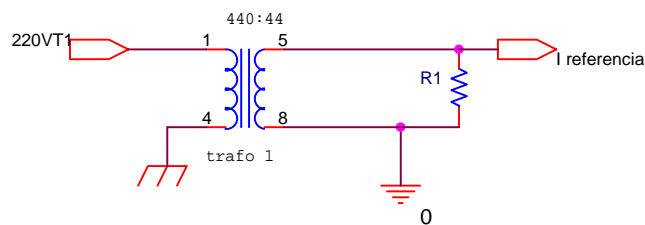


Figura 5. 8 – Diagrama esquemático do transformador de medição 440V/44V.

O circuito implementado para aquisição das correntes de realimentação de fase utiliza sensores de efeito Hall LEM LA 200P com corrente nominal de 200 A. Mediante um único estágio de amplificadores operacionais, onde realizou-se a adaptação dos valores medidos aos valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP para medição das correntes de realimentação de fase.

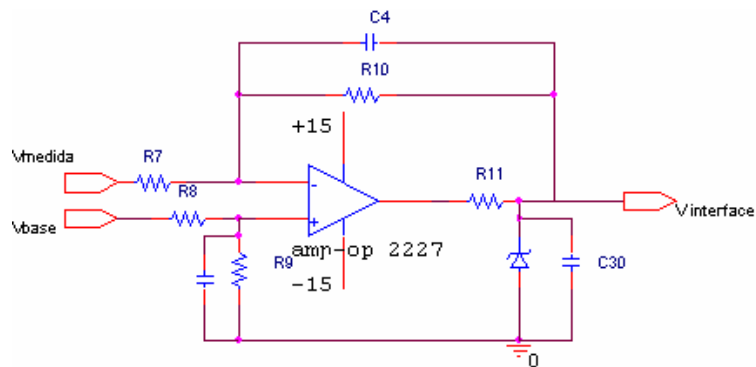


Figura 5. 9 – Estágio que utiliza um único amplificador OPA 2227.

O sensor de corrente LA 200-P tem uma corrente nominal no primário de 200 A com uma razão de conversão de 1:2000 o que resulta em uma corrente nominal no secundário de 100 mA. A partir da passagem da corrente pelo resistor da saída tem-se uma tensão de referência que passa por um divisor resistivo que é utilizado para diferentes escalas como apresentado na Figura 5.10.

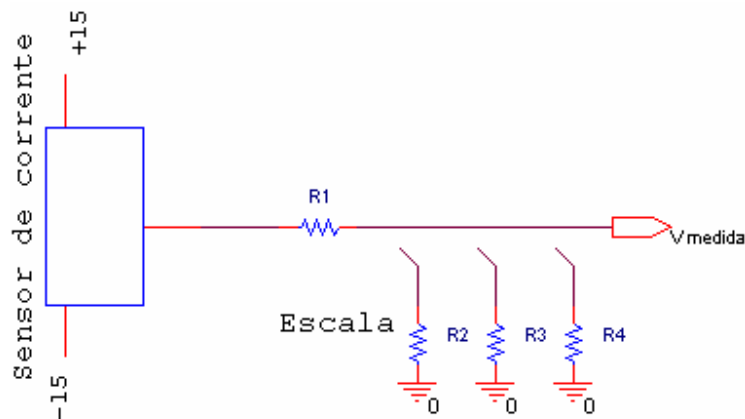


Figura 5. 10 – Sensor de corrente e seleção de escala.

Para a adequação do sinal de saída que é enviado para a interface tem-se um circuito, que utiliza um amplificador operacional, conforme Figura 5. 11, o qual aplica um *offset* de 1,5 V gerado na interface no sinal  $V_{medida}$  do circuito da Figura 5.10. Observa-se na

Figura 5.11, a presença de um diodo na saída do circuito para limitar a tensão máxima em 3V, que é próxima a tensão máxima de entrada dos conversores A/D do TMS320F2812.

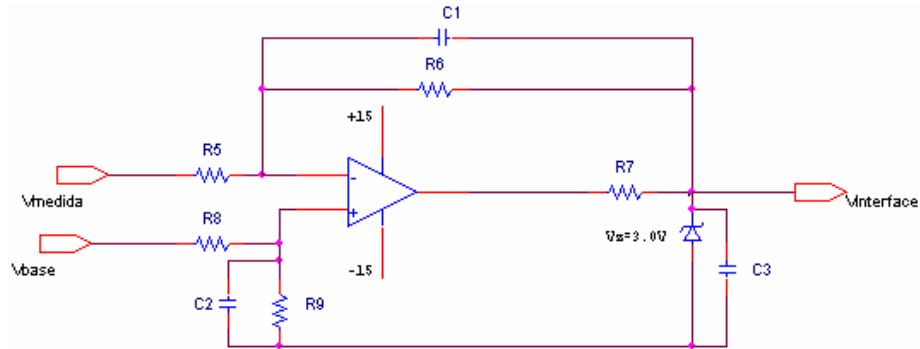


Figura 5. 11 – Aplicação de *offset* no sinal medido.

O circuito para aquisição da tensão do barramento CC, usa um sensor de Efeito Hall LV-25P. Este sensor tem uma corrente nominal no primário de 10 mA dado pela tensão a ser medida e um resistor. No secundário tem-se uma corrente nominal de 25 mA, o que representa uma relação de transformação de 25:10. O resistor R2 na saída do sensor permite a obtenção de uma referência de tensão conforme mostrado na Figura 5.12. Um estágio com dois amplificadores operacionais, semelhante ao apresentado na Figura 5.3, é utilizado para obter uma tensão entre 0 V e 3 V para a entrada do conversor A/D do DSP utilizado. Com a resistência  $R_{IN}(dc) = 94 \text{ k}\Omega$  de 10 W, pode-se medir uma tensão de até 940 V.

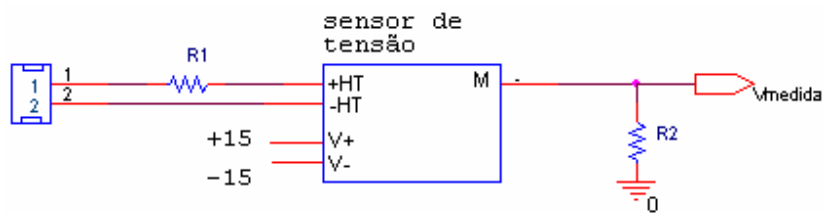


Figura 5. 12 – Sensor da tensão de barramento.

A partir das medições realizadas das tensões e correntes pelo sistema de sensoriamento e, convertidas em valores de tensão compatível com o conversor analógico-digital do DSP (0 V à 3,3 V), estas grandezas foram enviadas ao circuito de controle, o qual será descrito a seguir.

### **5.3.2 Circuito de Controle**

Os sinais analógicos de tensão e correntes de fase, e tensão no barramento CC são transmitidos ao circuito de controle, para a realização dos cálculos necessários para as implementações das técnicas de controle de corrente e tensão.

Nesta seção será descrita a organização do algoritmo implementado no DSP TMS 320F2812, com análise de determinados blocos tratados como módulos (rotinas ou sub-rotinas do programa), os quais merecem uma análise em particular, devido à quantidade de informações presente neste algoritmo.

#### **5.3.2.1 Organização do Algoritmo**

O algoritmo de geração dos sinais de corrente de compensação e controle consta de 12 módulos (ou rotinas) principais, os quais foram desenvolvidos em linguagem C++ e Assembly. Estes são compostos por:

- 5.3.2.1.1) Módulo de inicialização;
- 5.3.2.1.2) Módulo de calibração;
- 5.3.2.1.3) Módulo de normalização e adaptação das variáveis;
- 5.3.2.1.4) Módulo de cálculo dos senos e co-senos utilizados na sincronização;
- 5.3.2.1.5) Módulo de transformação das tensões de fase em coordenadas  $abc$  para  $dq0$ ;
- 5.3.2.1.6) Módulo de filtragem das tensões de fase (filtros passa-altas);
- 5.3.2.1.7) Módulo do cálculo das correntes de compensação;

5.3.2.1.8) Módulo de transformação das correntes de compensação de coordenadas  $dq0$  para  $\alpha\beta0$ ;

5.3.2.1.9) Módulo do cálculo da ação de controle para a malha interna de corrente;

5.3.2.1.10) Módulo do cálculo da limitação das ações de controle da malha de corrente utilizando o método do elipsóide;

5.3.2.1.11) Módulo relativo a modulação *Space Vector* para conversores trifásicos a quatro fios;

5.3.2.1.12) Módulo de cálculo da ação de controle para a malha externa de tensão.

#### **5.3.2.1.1 Módulo de Inicialização**

Depois de um evento de reset, o módulo de inicialização realiza as seguintes tarefas para configuração de:

- CPU;
- Registros de estado;
- Estados de espera de acesso às memórias (RAM, Flash);
- Pinos de entrada-saída;
- Gerenciador de eventos e conversor analógico-digital;

Terminado esse processo habilita-se o módulo de calibração.

#### **5.3.2.1.2 Módulo de Calibração**

O objetivo deste módulo é obter o valor CC (de *offset*) de cada uma das variáveis medidas, neste caso, as três tensões de fase, tensão do barramento CC e correntes de realimentação. Com os circuitos de medição energizados, (antes do *reset*), se inicia a aquisição dos valores CC (de *offset*) de cada uma das variáveis em questão mais dois

canais de referência com valores conhecidos de 1,5V. Terminado esse processo, calcula-se a média de cada grandeza e o resultado armazenado corresponde ao valor CC desejado, o qual será logo após, utilizado nos cálculos das variáveis medidas. Uma vez armazenados os valores de *offset*, habilita-se o módulo de normalização e adaptação das variáveis.

#### 5.3.2.1.3 Módulo de Normalização e Adaptação de Variáveis

Com o objetivo de reduzir a faixa dinâmica das variáveis para a implementação em um DSP, cuja unidade aritmética lógica realiza operações com ponto fixo, as mesmas são normalizadas com relação a um determinado valor base, ou seja:

$$v_n = \frac{v}{V_{base}}, \quad i_n = \frac{i}{I_{base}}. \quad (5.9)$$

O valor base escolhido de tensão é baseado no valor nominal de pico do barramento CC ( $V_{base} = 400 \text{ V}$ ). O valor base de corrente foi escolhido baseado no máximo valor de pico de corrente para o caso proposto ( $I_{base} = 20 \text{ A}$ ).

A faixa dinâmica das variáveis depende dos valores base utilizados. Esta faixa dinâmica deve ser compatível com o formato escolhido para representar as variáveis em ponto fixo. O formato utilizado na implementação é chamado de  $Q_k$ , onde o sub-índice  $k$  representa os bits da parte fracionária, e assume valores de 0 a 31, para o DSP utilizado, que opera com palavras de 32 bits. O número de bits dedicados à parte fracionária afeta a precisão do resultado, já, a parte inteira afeta a faixa dinâmica dos valores representados.

#### 5.3.2.1.4 Módulo de Cálculo dos Senos e Co-senos

Para a obtenção dos sinais de sincronização (seno e co-seno), estes se baseiam no método apresentado no Capítulo 2 e Anexo A e utilização das equações (2.13) e (A.8). Este algoritmo calcula diretamente a inversa da norma utilização a biblioteca IQMath do DSP utilizado.

#### 5.3.2.1.5 Módulo de Transformação das Tensões de Fase em Coordenadas abc para dq0

Este módulo realiza a transformação direta das tensões de fase em coordenadas abc para tensões de fase em coordenadas dq0, utilizando a seguinte matriz de equações:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{6}{3}} \cos(\theta) & -\sqrt{\frac{6}{6}} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\theta) & -\sqrt{\frac{6}{6}} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\theta) \\ -\sqrt{\frac{6}{3}} \sin(\theta) & \sqrt{\frac{6}{6}} \sin(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) & \sqrt{\frac{6}{6}} \sin(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Das grandezas alternadas em coordenadas dq0 serão retiradas as componentes harmônicas das tensões da rede.

#### 5.3.2.1.6 Módulo de Filtragem das Tensões de Fase (filtros passa-altas)

Para filtragem das componentes de baixa ordem das tensões em coordenadas dq0 foram definidos três filtros passa-altas de 2ª ordem (*HPF* e *HPF*<sub>0</sub>), um para cada componente. A função desta filtragem é obter somente as componentes harmônicas das tensões da rede, conforme apresentado no Capítulo 4. A partir da equação (4.26) e do software MATLAB® foram obtidas as matrizes **G**, **H**, **C**, **D**. A seguir é realizado o cálculo das correntes de compensação.



### 5.3.2.1.7 Módulo do Cálculo das Correntes de Compensação

O cálculo das correntes de compensação foi realizado a partir da utilização do método de detecção de tensão segundo a Figura 4.4. Este método como já descrito tem como princípio básico, a partir da medida das tensões da rede, transformar estes sinais de tensão para um sistema de coordenadas síncronas  $dq0$ . Então, filtrando as tensões em eixos síncronos  $dq0$  utilizando filtros passa-altas são extraídas somente as componentes alternadas das tensões em  $dq0$ , as quais nada mais são que as componentes harmônicas das tensões da rede. Logo, a partir das componentes harmônicas em eixos síncronos  $dq0$  e multiplicação pelos respectivos ganhos de tensão  $K_V$  e  $K_{V0}$ , as correntes de compensação são geradas pelas equações (4.19) à (4.21).

### 5.3.2.1.8 Módulo de Transformação das Correntes de Compensação de Coordenadas $dq0$ para $\alpha\beta0$

A partir da obtenção das correntes de compensação estas são transformadas do sistema de coordenadas síncronas  $dq0$  para o sistema de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta0$ , visto que, o controlador de corrente selecionado e a modulação  $SV$  operam neste sistema de coordenadas. A seguinte transformação é utilizada:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{0 ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d ref} \\ i_{q ref} \\ i_{0 ref} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

### 5.3.2.1.9 Módulo do Cálculo da Ação de Controle para a Malha Interna de Corrente

A partir da obtenção das correntes de compensação em coordenadas  $\alpha\beta 0$  e das medições realizadas nas tensões da rede procedeu-se o cálculo das ações de controle da malha interna para o controle das correntes de saída do *FAPP*. As equações (4.27) e (4.28) são utilizadas para o cálculo da lei de controle para os eixos  $\alpha$ ,  $\beta$  e 0.

### 5.3.2.1.10 Módulo da Limitação das Ações de Controle da Malha de Corrente utilizando o Método do Elipsóide

No intuito de limitar o vetor de ação de controle  $\mathbf{u}_{cmd}$ , a fim de que o conversor opere na região linear foi utilizado o método de limitação que utiliza uma elipsóide inscrita no dodecaedro formado pelos possíveis vetores de comutação da modulação *SV* empregada. Esta limitação é apresentada de forma detalhada no Anexo H. Logo, se a seguinte inequação:  $\sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}} > 1$  for satisfeita, o vetor  $\mathbf{u}_{cmd}$  será limitado, onde:

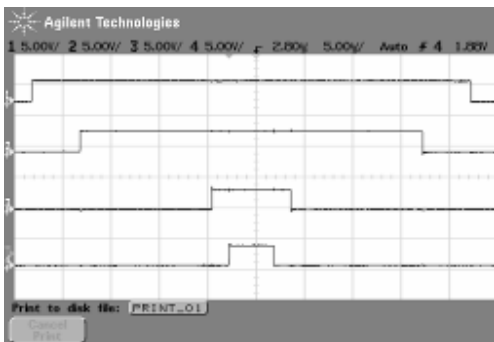
$\mathbf{M}_{coef} = \text{diag}[2 \quad 2 \quad 0,5]$ . Portanto, se o comprimento do vetor  $\mathbf{u}_{cmd}$  ultrapassa a superfície da elipsóide, é possível obter o vetor limitado,  $\mathbf{u}_{cmdL}$ , à superfície da elipsóide e alinhado com o vetor  $\mathbf{u}_{cmd}$ , utilizando a seguinte equação,

$$\mathbf{u}_{cmdL} = \mathbf{u}_{cmd} / \sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}} .$$

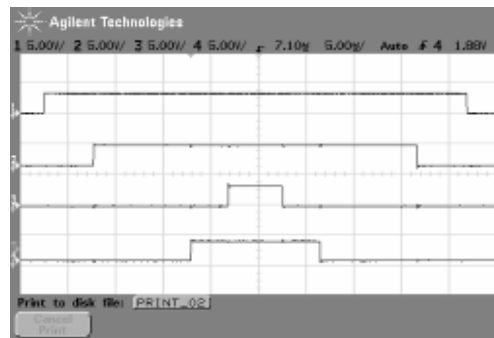
### 5.3.2.1.11 Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Quatro Fios

Neste módulo foi desenvolvido o algoritmo para implementação da modulação *Space Vector* para inversores trifásicos a quatro fios, detalhes do desenvolvimento deste algoritmo são apresentados no ANEXO H.

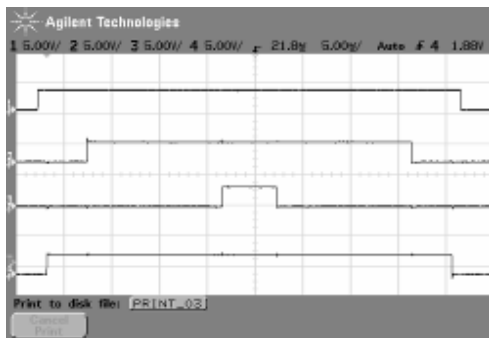
A seguir são apresentados os resultados experimentais relativos a uma seqüência de comutação simétrica escolhida para os 24 (vinte e quatro) tetraedros e a Figura 5.13 mostra os sinais PWM.



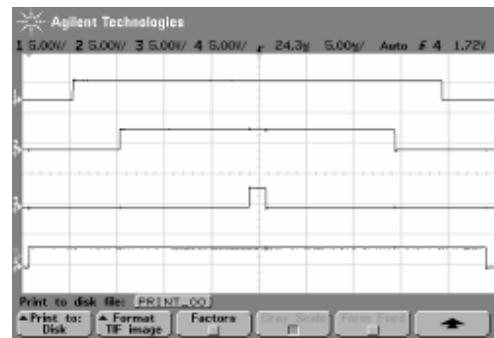
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 1.



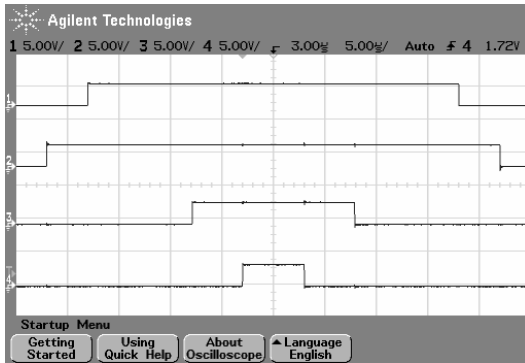
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 2.



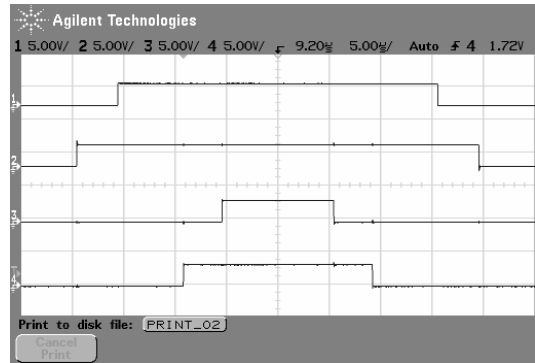
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 3.



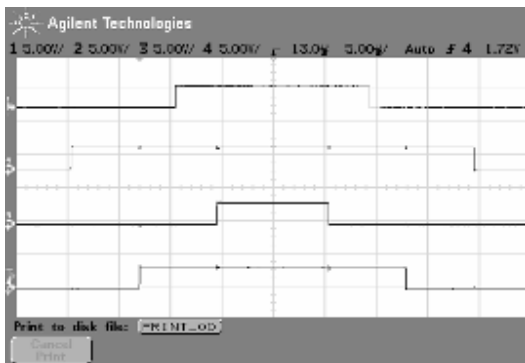
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 4.



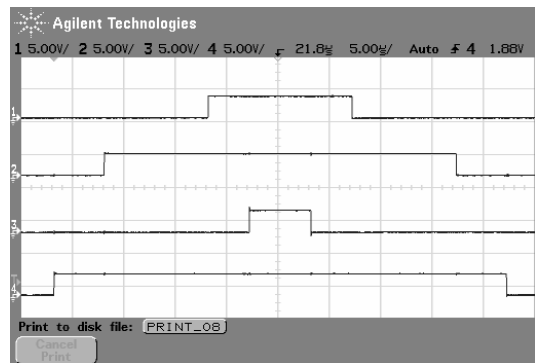
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 5



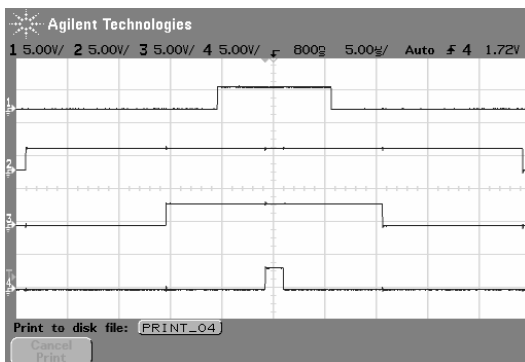
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 6.



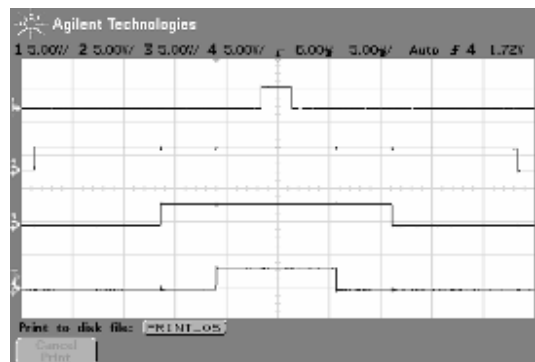
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 7.



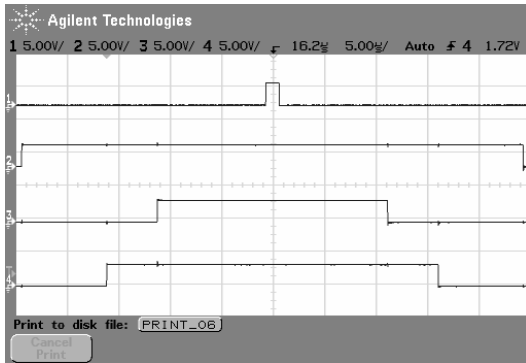
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 8.



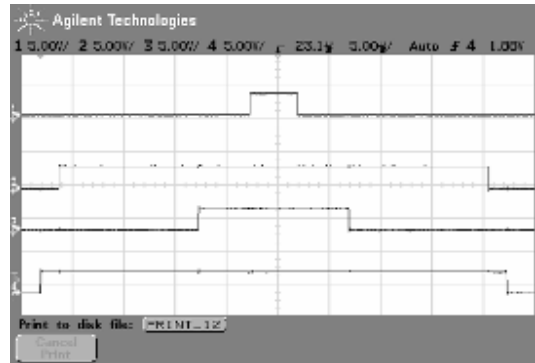
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 9.



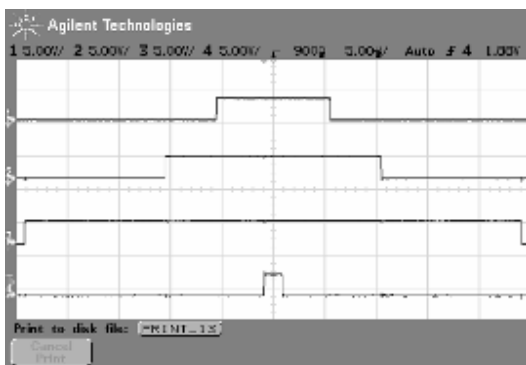
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 10.



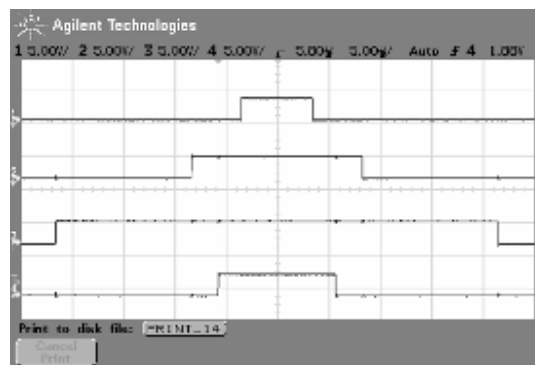
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 11.



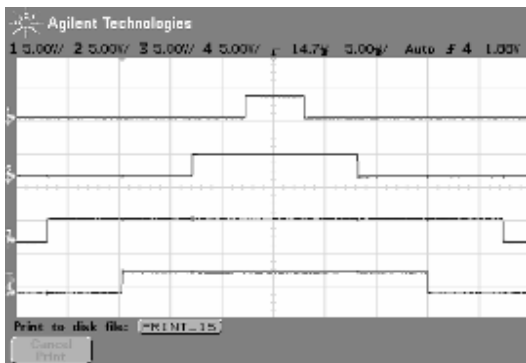
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 12.



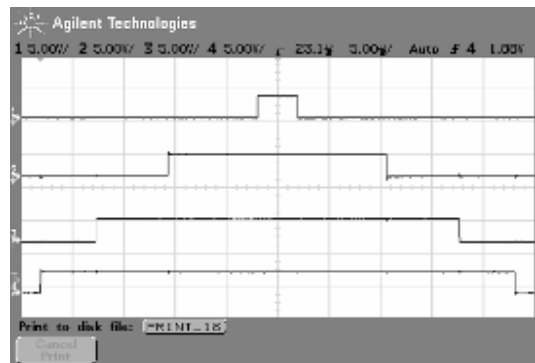
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 13.



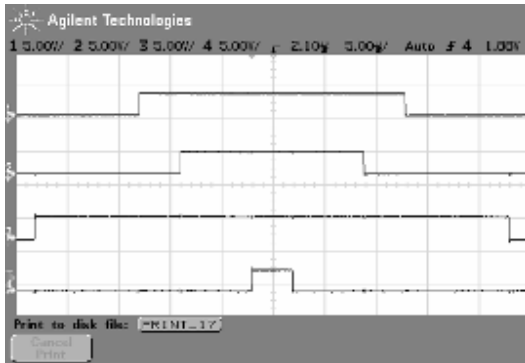
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 14.



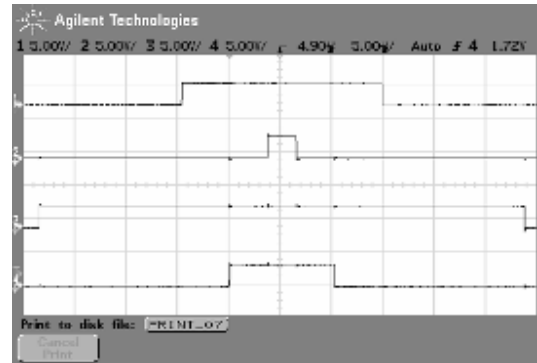
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 15.



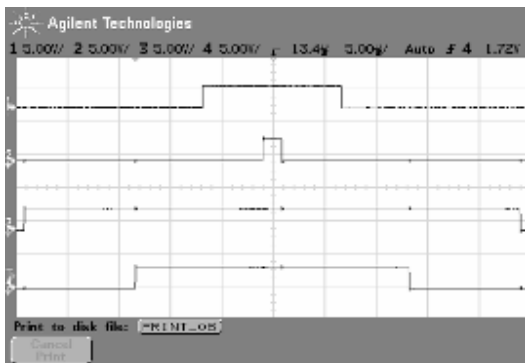
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 16.



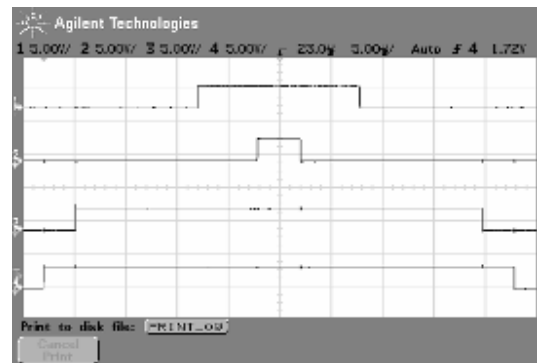
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 17.



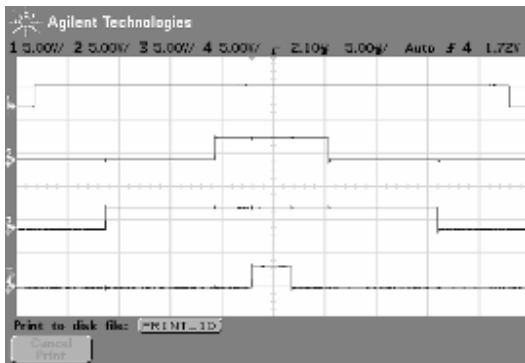
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 18.



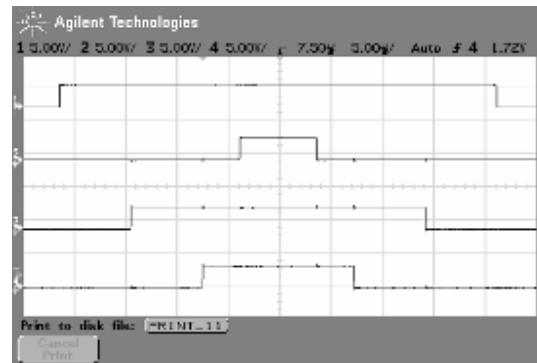
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 19.



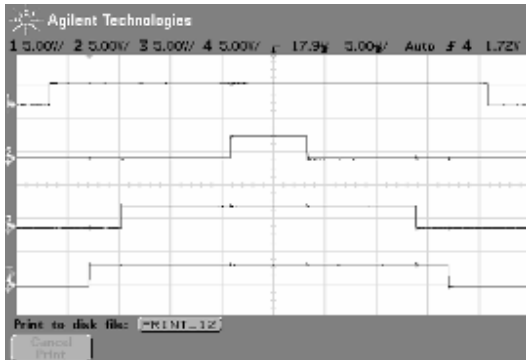
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 20.



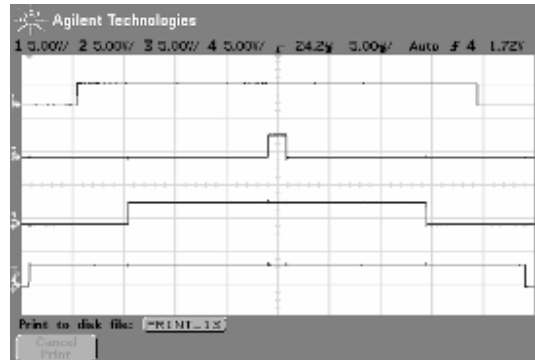
Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 21.



Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 22.



Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 23.



Seqüência de comutação simétrica. Tetraedro 24.

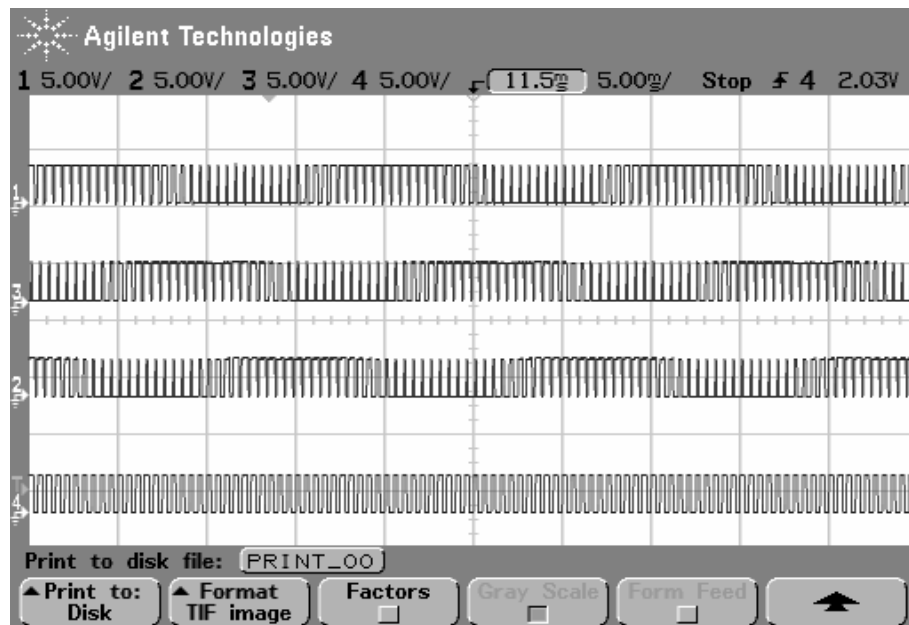


Figura 5. 13 – Sinais PWM para os quatro braços do inversor.

### 5.3.2.1.12 Módulo de Cálculo da Ação de Controle para a Malha Externa de Tensão

O algoritmo desenvolvido para o cálculo da ação de controle para a malha externa de tensão que, tem a função regular a tensão do barramento CC num valor

desejado e também gerar parte da referência para o eixo  $d$  para a malha interna de corrente. Este módulo utiliza-se das equações (4.39) a (4.41). Além disso, este módulo implementa, a partir da equação (3.32), o algoritmo de limitação de ação de controle do servo controlador utilizado tanto para operação do sistema como retificador PWM trifásico como FAPP.

A Figura 5.14 apresenta o fluxograma dos módulos que compõem o algoritmo implementado no DSP TMS 320F2812 da Texas Instrument.

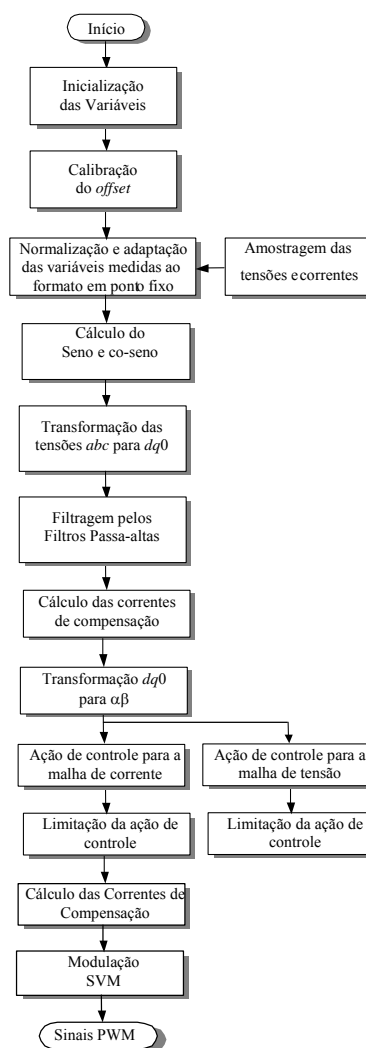


Figura 5. 14 – Fluxograma do algoritmo desenvolvido no DSP TMS 320F2812.



### 5.3.3 Circuito de Potência

O circuito de potência é formado por um inversor PWM trifásico de 20 kVA, um filtro de saída com quatro indutores e um barramento CC formado por capacitores.

O conversor é formado por uma ponte trifásica com quatro braços desenvolvida pela empresa SEMIKRON com 8 IGBT's SKM 75GB 124D de 75A de corrente de coletor e 1.200V de tensão coletor-emissor.

O filtro de entrada é formado por quatro indutores, com indutâncias de aproximadamente 1,3 mH, dispostos um em cada fase. O banco capacitivo do barramento CC é formado por quatro capacitores em ligação série e paralela com capacitância total de 4.700  $\mu$ F, arranjados conforme esquema elétrico representado na Figura 5.15. Adicionalmente, foram colocados capacitores como filtro de saída pra atenuação de ruído na frequência de comutação do sistema 10 kHz.

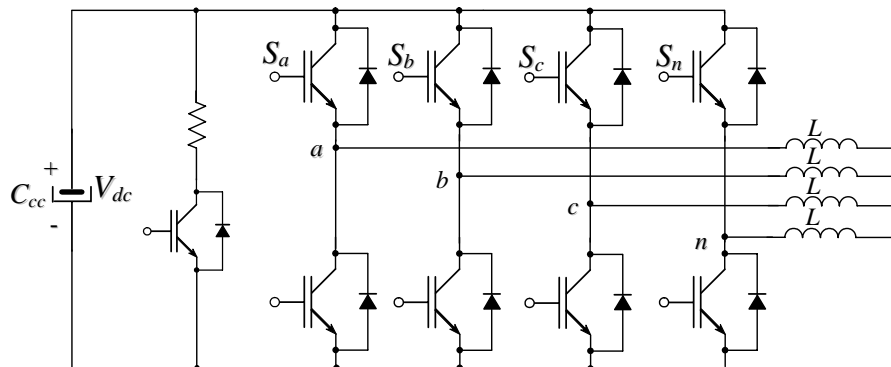


Figura 5. 15 - Diagrama esquemático da ponte trifásica constituída por 8 IGBT's 75GB 124D com  $I_c=75A$   $V_{CE}=1.200V$ , filtro de entrada de 1,3 mH e capacitivo de 4.700  $\mu$ F.

A Tabela 5.2 apresenta os principais parâmetros que foram utilizados neste protótipo e a seguir são descritos os principais componentes utilizados na montagem realizada no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle da Universidade Federal de Santa Maria. As figuras 5.16 e 5.17 mostram detalhes da parte frontal e posterior do protótipo desenvolvido.

Tabela 5. 2- PARÂMETROS ESCOLHIDOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

<i>Parâmetros ou componentes</i>	<i>Grandezas</i>
Indutâncias do filtro de entrada ( $L_f$ )	1,3 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	20 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	2 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F2812
Capacitância Barramento CC	4,7 mH
Capacitores para filtro de saída	15 $\mu$ F

### **5.3.3.1 Parte Frontal**

Formada basicamente pelos sistemas de medição e controle. As seguintes subpartes desta foram definidas:

- ① Botoneira – chave liga\desliga do sistema desenvolvido;
- ② Fusíveis – proteção para conexão de entrada do sistema desenvolvido com a rede elétrica trifásica a quatro fios (63 A – 500 V);
- ③ Filtro supressor de RF (rádio frequência) trifásico – usado para filtrar ruídos causados por interferência eletromagnética (40 A–500 V);
- ④ Capacitores – três capacitores em configuração estrela para filtragem das tensões de saída do conversor (capacitores de 15  $\mu$ F – 380 V);
- ⑤ Sensores de corrente – utilizados para medição das correntes de realimentação do FAP;
- ⑥ Sensores de tensão – utilizados para aquisição das tensões de fase da rede;
- ⑦ Fontes de Alimentação - para alimentação dos sensores (tensão e corrente), placas de interface analógico-digital e *drives* de comando;
- ⑧ Placa de interface analógico-digital - constituída basicamente por processador de sinais digitais (TMS320F2812) que realiza o controle

das tensões e correntes do sistema;

- ⑨ Filtro supressor de RF (rádio frequência) monofásico – usado para filtrar ruídos causados por interferência eletromagnética nas fontes de alimentação das placas de interface (de 1 A – 250 V).
- ⑩ Conjunto de Varistores – usado para proteção contra surtos provenientes da rede (275 V– 10 kA).

### **5.3.3.2 Parte Posterior**

Formada basicamente pelos circuitos de partida e de potência. As seguintes subpartes desta foram definidas:

- ① Rede trifásica a quatro fios – cabos que alimentam o protótipo com as tensões provenientes da rede de distribuição;
- ② Circuitos de Partida – composto basicamente por contadoras, relé temporizador, e disjuntor para conexão do sistema com a rede elétrica trifásica a quatro fios;
- ③ Resistores – utilizados no circuito de partida do sistema (três resistores de 10  $\Omega$  – 50 W);
- ④ Indutores – para filtragem das tensões geradas pelo conversor PWM. Estes são compostos por quatro indutores de 1,3 mH cada;
- ⑤ Conversor PWM trifásico a quatro braços – formados basicamente por *drives* de comando SKHI 22A e interruptores de potência SKM 150 GB 124D;
- ⑥ Placa de interface do conversor PWM – recebe os sinais dos *links* de fibra ótica provenientes do DSP e transmite estes sinais ao *drives* de comando do conversor;
- ⑦ Ventilação forçada – utilizada para ventilação dos interruptores de potência e *drives* do conversor PWM;
- ⑧ Gabinete metálico – são utilizados para alocação dos componentes internos do *FAPP* e isolamento deste com o meio externo;
- ⑨ Fontes de Alimentação – utilizada para alimentação da placa de interface do conversor PWM, ventilação forçada e *drives* de comando.

**SETUP - (20 kVA; 127 V/220V; 40 A;  $V_{cc}$ =400 V/800 V )**

Parte Frontal

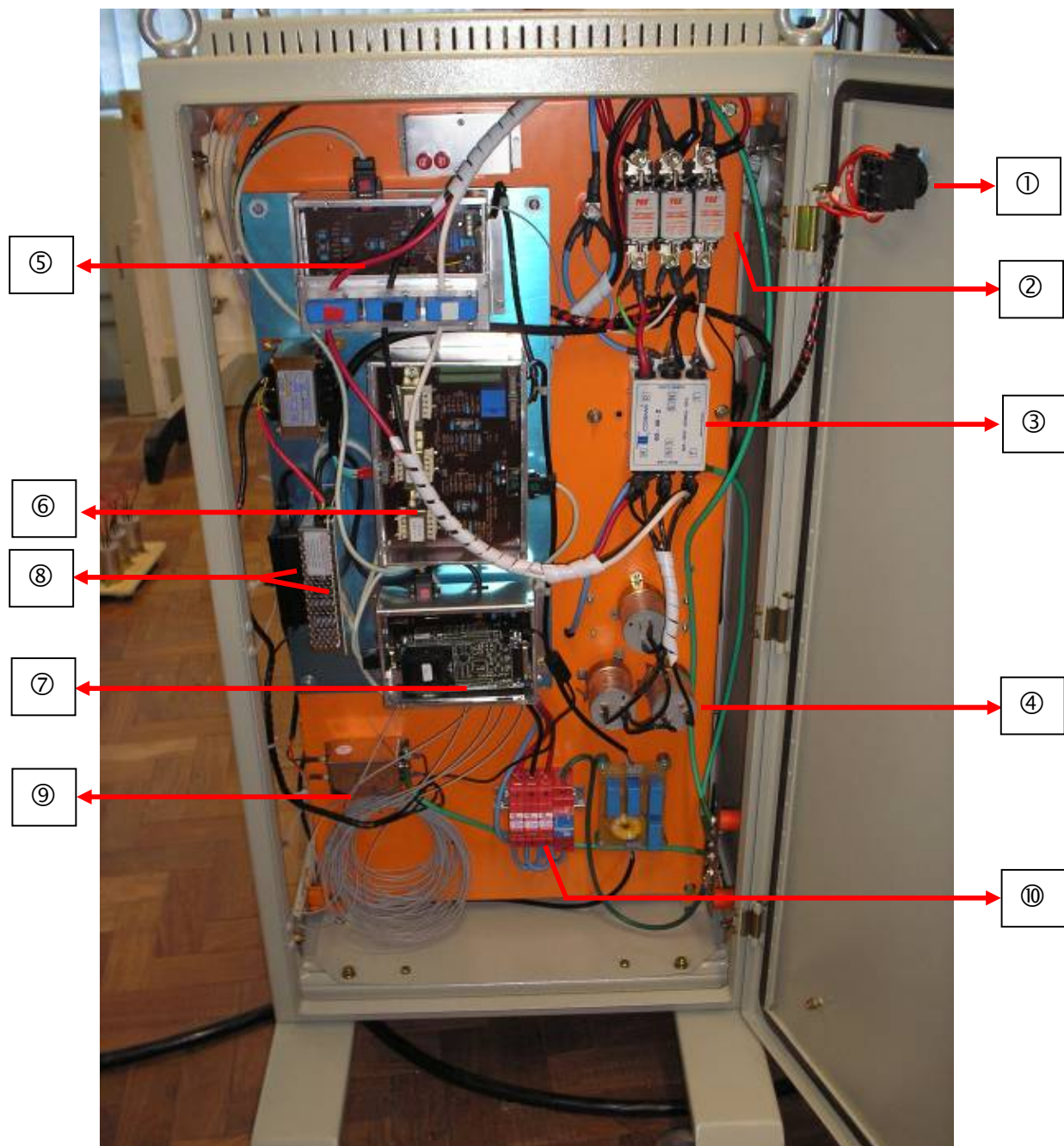


Figura 5. 16 – Parte frontal do protótipo com suas respectivas subpartes.

Parte Posterior

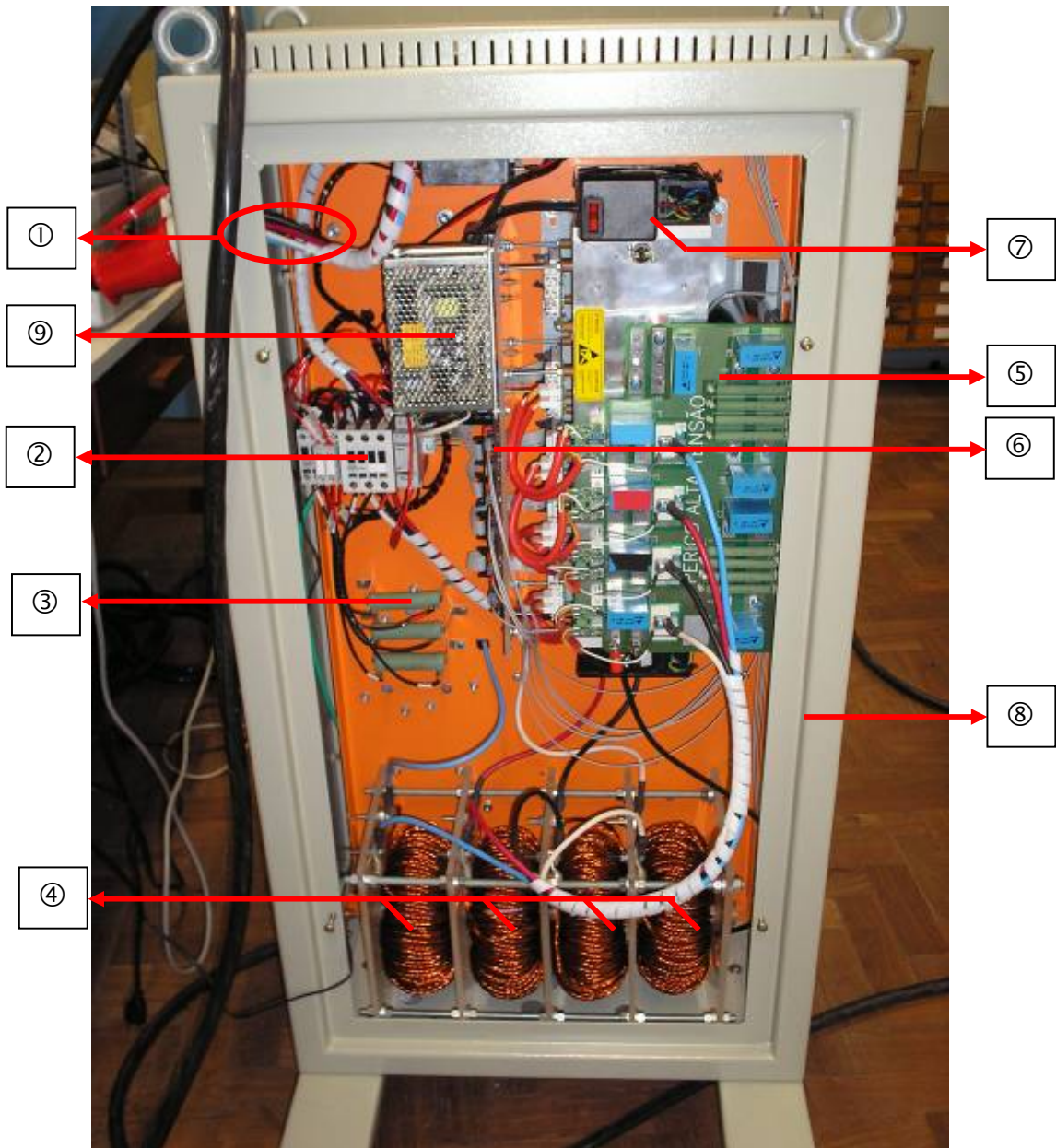


Figura 5. 17 – Parte posterior do protótipo com suas respectivas subpartes.

A seguir serão descritos os procedimentos básicos para testes do circuito de potência do protótipo desenvolvido.

### ***5.3.3.3 Procedimentos para Realização de Testes na Parte de Potência do Protótipo Desenvolvido***

Os procedimentos realizados para a verificação do funcionamento da parte de potência do sistema desenvolvido são compostos por cinco etapas básicas:

- i) Procedimento de teste das tensões PWM geradas pelo conversor;
- ii) Procedimento de teste de sincronização do conversor com as tensões da rede;
- iii) Procedimento de teste de curto-circuito na saída do conversor;
- iv) Procedimento de teste do conversor conectado a rede elétrica;
- v) Procedimento de teste do sistema operando como retificador PWM trifásico conectado a rede elétrica;
- vi) Procedimento de teste do sistema operando como *FAPP* conectado a rede elétrica.

## **5.4 Conclusões**

Neste capítulo foram apresentadas as principais sub-partes implementadas nos dois protótipos desenvolvidos. O primeiro operando em potência reduzida 4 kVA funcionando como retificador PWM trifásico e o segundo operando em potência mais elevada, 20 kVA, para funcionamento tanto como retificador PWM como filtro ativo de potência paralelo. Estes foram utilizados para a aplicação do *Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada* proposto no Capítulo 2, das técnicas de controle de corrente e da técnica de controle de tensão do barramento CC utilizada.

Foram abordadas as principais partes das implementações relacionadas a retificadores PWM e *FAPP*, constituído basicamente de um circuito de medição das grandezas de tensão e corrente, circuito de controle no qual foram apresentadas uma descrição detalhada dos principais algoritmos implementados nos DSP's TMS320F241 e

TMS320F2812, e, além disso, detalhes do circuito de potência formado basicamente pelo conversores PWM trifásicos a três e a quatro fios.

Resultados experimentais relativos a modulação *SV* desenvolvida foram apresentados com o intuito de demonstrar sua aplicação em conversores trifásicos a quatro braços. Ainda, resultados experimentais apresentados nos Capítulos 2, 3, 4 e Anexo B foram obtidos através dos protótipos apresentados neste capítulo.