

# Capítulo 3

## **Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Retificadores PWM Trifásicos a Três Fios Alimentados em Tensão**

### **3.1 Introdução**

Atualmente, cada vez mais cargas não lineares compostas por conversores estáticos vêm sendo utilizadas em sistemas elétricos. Apesar de seus benefícios para conversão de energia, estas na maioria das vezes podem ocasionar problemas de qualidade de energia nos sistemas. Entre estes problemas, destacam-se principalmente a presença de harmônicos e desequilíbrios de carga, os quais podem afetar o funcionamento tanto de cargas críticas de consumidores de energia elétrica como o desempenho do próprio sistema elétrico das concessionárias de energia elétrica [34].

Por outro lado, mais e mais há uma tendência do mercado da Eletrônica de Potência, e mais especialmente da conversão CA para CC de baixa e média potência [ 35 ], em desenvolver equipamentos que apresentem uma maior qualidade de energia elétrica. Neste sentido equipamentos que utilizam a tecnologia de conversores PWM trifásicos vêm sendo desenvolvidos, a fim de trazer vantagens em termos de qualidade de energia.

Mais especificamente, em sistemas trifásicos a três fios, destacam-se os retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão, os quais atuam como carga ou

parte da carga de um determinado equipamento. Estes oferecem um melhor desempenho em termos de fator de potência e de deslocamento, menor conteúdo harmônico das correntes drenadas pelo retificador e redução de ondulações na tensão no barramento CC.

Além disso, esforços vêm sendo desenvolvidos para que os retificadores PWM trifásicos, operem sob condições adversas dos sistemas elétricos de energia, cada vez mais independentemente da presença de distúrbios nos sistemas elétricos e do tipo de carga a ser atendida, linear ou não. Neste sentido, as seguintes características principais destes retificadores podem ser sumarizadas [ 35-37 ]:

- i. Fator de potência e de deslocamento muito próximo ao unitário;
- ii. Correntes na entrada do retificador próximas à forma de onda senoidal na frequência fundamental, equilibradas e com baixas distorções harmônicas;
- iii. Alta eficiência;
- iv. Fluxo de potência bidirecional.

No intuito de atender tais características, o desenvolvimento e uso de técnicas de controle vem sendo cada vez mais utilizadas e em muitas destas técnicas a utilização de métodos de sincronização se faz necessária para sincronizar os conversores PWM com a rede elétrica. Como já foi abordado no Capítulo 1, atualmente, a tendência das pesquisas sobre novos métodos de sincronização é que, estes, entre outras coisas, operem sob a presença de distúrbios na rede, tais como, desequilíbrios, harmônicos, variação de frequência e outros.

Logo, o método de sincronização *NPSF* proposto no Capítulo 2 apresenta-se como um candidato para sincronização de retificadores PWM com a rede elétrica. Neste sentido, este capítulo aborda a aplicação do método *NPSF* para realizar a sincronização de um retificador PWM trifásico a três fios, o qual foi implementado conforme descrição realizada no Capítulo 5.

Para a análise do método de sincronização *NPSF* aplicado a retificadores PWM trifásicos é necessária a escolha de uma técnica de controle adequada, ou seja, uma técnica de controle que possibilite atender as características anteriormente apresentadas

para retificadores PWM. Além disso, o uso de técnicas de controle empregando a tecnologia digital vem sendo cada vez mais utilizada, pois estas apresentam vantagens, se comparadas às técnicas de controle que utilizam a tecnologia analógica, tais como:

a) Flexibilidade, pois os controladores desenvolvidos podem ser modificados facilmente por software;

b) Freqüência de comutação fixa, que traz facilidades no procedimento de projeto, além da redução do custo do filtro de entrada a ser empregado para redução da distorção harmônica nas correntes de entrada em retificadores PWM.

Várias técnicas de controle de corrente utilizando a tecnologia digital são apresentadas na literatura aplicadas a retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão. Logo, neste capítulo propõe-se uma revisão bibliográfica das principais técnicas, bem como no Anexo B algumas destas são comparadas, a fim de selecionar uma técnica de controle adequada para o controle das correntes de entrada do retificador PWM e que possibilite o emprego do método de sincronização *NPSF*.

Além disso, esta revisão bibliográfica contribuiu para a definição de alguns critérios relevantes para a análise do desempenho do retificador PWM trifásico utilizando o método *NPSF*. Ainda, para o controle completo do retificador PWM trifásico foi escolhida uma técnica de controle para a regulação de tensão do barramento CC deste conversor.

Resultados de simulação e experimentais são apresentados, a fim de verificar o desempenho do método *NPSF*, dos controladores de corrente e tensão escolhidos, bem como o desempenho do retificador PWM como um todo. Por fim algumas conclusões foram obtidas a partir do estudo e análise realizados. A seguir será apresentada a revisão bibliográfica sobre controladores de corrente aplicados a conversores PWM.

### **3.2 Revisão Bibliográfica**

Conversores PWM trifásicos conectados a rede elétrica vêm sendo cada vez mais utilizados em aplicações industriais de baixa e média potência [35], tais como

acionamentos de motores [38], aerogeradores [39] e fontes ininterruptas de potência (UPS) [40], a fim de realizar a interface com a rede elétrica, conforme diagrama esquemático apresentado na Figura 3. 1.

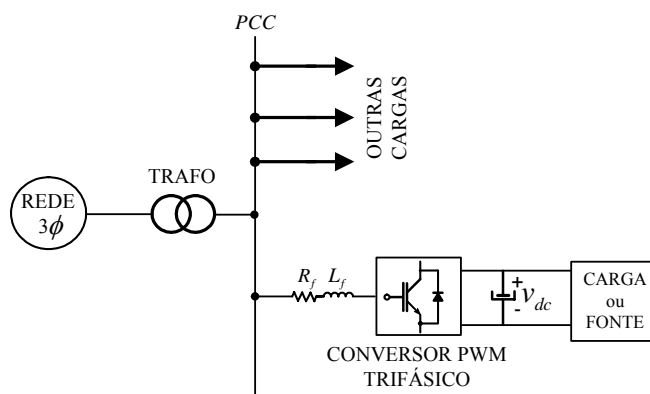


Figura 3. 1 – Diagrama esquemático de um conversor PWM trifásico utilizado como interface entre a carga e o sistema elétrico trifásico.

Estes, se comparados com os tradicionais retificadores não controlados ou comutados pela rede, apresentam como atrativo o fato de fornecerem uma tensão CC regulada com baixa ondulação, enquanto operam com correntes de entrada (lado CA) próximas a forma de onda senoidal. Além disso, apresentam fator de potência e fator de deslocamento próximo ao unitário, e, flexibilidade de operação com fluxo de potência bidirecional [41].

Diversas técnicas de controle de corrente foram propostas na literatura [41-53], algumas destas com aplicação em retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão [8, 44, 49, 53, 54, 56-60].

Vários esforços foram realizados a fim de classificar as técnicas de controle de corrente, tais como as apresentadas em [41, 45, 61, 62], porém a classificação realizada inclui o controlador e a técnica de modulação empregada.

Com o objetivo de apresentar uma classificação simples e clara englobando tanto controladores para a malha de corrente como de tensão aplicados a conversores PWM trifásicos, neste trabalho estas foram divididas em três grupos principais:

- **Técnicas de Controle Analógicas:** estas são implementadas em dispositivos eletrônicos, que utilizam a tecnologia analógica na implementação do controlador, destacando-se os controladores de estrutura variável, como por exemplo, os controladores que utilizam bandas de histerese [45] ou modulação delta [63];

- **Técnicas de Controle Digital:** são implementadas em dispositivos eletrônicos que utilizam tecnologia digital, como exemplo, citam-se os controladores proporcional-integral [29, 36], técnicas preditivas [64], controladores com resposta de tempo mínimo [37, 40, 67] e controladores por retroação de estados [45, 65, 66].

As técnicas de controle digital ainda podem ser divididas em dois subgrupos:

i) **Controladores em Eixos Estacionários:** são os que utilizam sistema de coordenadas estacionárias (ou eixos estacionários), podendo ser em coordenadas  $abc$  [68] ou  $\alpha\beta 0$  [44, 67];

ii) **Controladores em Eixos Síncronos:** são os que utilizam coordenadas girantes (ou eixos síncronos), podendo ser em coordenadas  $dq0$  [28, 29, 44, 65, 66], ou ainda em outro sistema coordenadas previamente definido.

- **Técnicas de Controle Híbridas:** estas são compostas pela associação de tecnologias analógicas e digitais [167, 168].

De uma maneira isolada, o desempenho de controladores de corrente aplicados a retificadores PWM trifásicos alimentados em tensão são investigados na literatura [8, 37, 42-44, 48, 49, 53, 55-58, 66, 69, 70]. Alguns trabalhos propõem a modelagem do sistema e dos controladores para operação de retificadores PWM sob condições de desequilíbrio de tensão da rede [71-74]. Alguns trabalhos realizam um estudo comparativo [28-30,75], porém, entre estes, alguns não estabelecem características básicas ou critérios de comparação [28,29], ou não consideram somente o emprego e a análise de controladores digitais [30]. Além disso, nenhum trabalho realizou a

comparação de controladores de corrente considerando somente sua implementação digital, a partir de características básicas e critérios de comparação pré-definidos. Logo, o ANEXO B traz como contribuição a realização da análise comparativa de técnicas digitais de controle de corrente empregadas a retificadores PWM trifásicos, a fim de estabelecer as semelhanças e diferenças existentes, bem como as vantagens e desvantagens da utilização destas técnicas sob determinadas condições de operação da rede elétrica. Desta comparação foi selecionada uma destas técnicas para o emprego na implementação do retificador PWM trifásico descrito neste capítulo, que possibilita a utilização do método de sincronização *NPSF* proposto.

Antes de apresentar a técnica escolhida e a motivação para a escolha da mesma, na próxima seção foram estabelecidos os critérios considerados relevantes para a análise de desempenho do retificador PWM trifásico, bem como do método de sincronização *NPSF*.

### **3.3 Definição de Critérios para Análise de Desempenho**

O ponto principal para a análise de desempenho, seja para retificadores PWM trifásicos ou qualquer outro tipo de sistema conversor, é a definição de critérios que sejam relevantes. Tais critérios devem ser adequados a um determinado propósito ou aplicação, bem como, considerem a operação do retificador PWM em um sistema elétrico trifásico. Neste sentido, os seguintes critérios relevantes para a análise do desempenho foram considerados:

#### ***3.3.1 Fator de Deslocamento (FD)***

O fator de deslocamento é definido como o co-seno do ângulo de deslocamento de fase entre a componente fundamental da tensão e a componente fundamental de corrente no lado CA de um conversor, de acordo com [76], ou seja,

$$FD = \frac{V_1 I_1 \cos(\theta_1 - \phi_1)}{V_1 I_1} = \cos(\theta_1 - \phi_1). \quad (3.1)$$

### 3.3.2 Fator de Potência (FP)

O fator de potência é definido como a razão entre a potência ativa, dada em W, da forma de onda fundamental pela potência aparente, dada em VA, da forma de onda fundamental conforme [76], isto é,

$$FP = \frac{P}{S}. \quad (3.2)$$

Alternativamente, conforme [77] o fator de potência pode ser calculado com a combinação do fator de deslocamento e da distorção harmônica total, ou seja,

$$FP = FD \sqrt{\frac{1}{1 + THD^2}}. \quad (3.3)$$

### 3.3.3 Taxa de Desequilíbrio (TD)

A taxa de desequilíbrio de corrente (ou tensão), considerando para este caso as correntes de entrada do retificador (no lado CA), é definida como o máximo desvio da média das três fases das correntes, dividido pela média das três fases das correntes, conforme definição em [78], ou seja,

$$TD_i \% = \left( \frac{|I_{fase\_rms} - I_{avg}|_{\max}}{I_{avg}} \right) 100, \quad (3.4)$$

onde  $I_{avg} = \frac{|I_{a\_rms}| + |I_{b\_rms}| + |I_{c\_rms}|}{3}$ .

### 3.3.4 Taxa de Distorção Harmônica Total (THD)

A taxa de distorção harmônica nas correntes, considerando novamente as correntes de entrada do retificador, é definida como a razão entre a raiz quadrada do somatório de todos os harmônicos de corrente ao quadrado pelo módulo da componente fundamental da corrente, segundo [79], ou ainda,

$$THD_i \% = \left( \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \right) 100, \quad (3.5)$$

onde os sub-índices 1 e  $h$  correspondem as componentes fundamental e harmônicos respectivamente. Sendo considerada a faixa de 0-100ª harmônica para análise conforme definido por [79].

### 3.3.5 Esforço Computacional (EC)

O esforço computacional aqui é relacionado ao número de instruções por período de amostragem em uma implementação em processadores digitais de sinais. Tal esforço pode ser um fator determinante na escolha de uma técnica de controle, a qual pode ser implementada principalmente, quando é utilizado um microcontrolador ou DSP com capacidade de processamento limitada. Este fator pode ser usado não só na aplicação em questão como também em outras aplicações que utilizem DSP. Pois dependendo da complexidade do controlador, a operação destes em frequências de amostragem elevadas, na ordem de 20 kHz a 40 kHz, pode ser prejudicada ou mesmo inviabilizar sua implementação.



### 3.3.6 Valor rms do Sinal de Erro

O cálculo do valor *rms* do erro entre o sinal de referência e o sinal de saída do sistema, isto é, o sinal medido ou de realimentação, está diretamente relacionado ao desempenho dinâmico do controlador de corrente. Este índice leva em conta a componente fundamental de corrente [165] e é calculado a partir da seguinte equação relacionada ao vetor de erro *rms*, considerando o sistema de coordenadas utilizado [41]:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left( \sum \boldsymbol{\varepsilon}_x \right)^2}; \quad (3.6)$$

onde o sistema de coordenadas é representado por *x*.

A seguir será apresentada a técnica de controle de corrente escolhida dentre as comparadas no ANEXO B, para implementação do retificador PWM trifásico utilizando o método de sincronização *NPSF*, bem como a técnica de controle utilizada para regulação de tensão do barramento CC do retificador PWM foi escolhida, tão somente, visando o controle completo do retificador PWM.

## 3.4 Controlador Proporcional-Integral

### 3.4.1 Introdução

O controlador proporcional-integral (PI) foi escolhido por ser um dos controladores mais utilizados na literatura [44, 55, 57, 58, 80], conforme Figura 3.3, para a aplicação de retificadores PWM trifásicos. Este controlador é usado com o intuito de possibilitar o controle do fator de potência, garantindo erro nulo em regime permanente. Além disso, este apresenta como vantagens simplicidade em termos de projeto do controlador e um reduzido esforço computacional quando comparado com as demais técnicas em eixos síncronos *dq* analisadas no ANEXO B, o que facilita sua

implementação em DSPs com limitações de recursos de CPU. Ainda, este se comparado às técnicas de controle em eixos estacionários  $\alpha\beta$  estudadas no Anexo B, apresenta melhor desempenho em termos de fator de deslocamento e fator de potência e valor *rms* do sinal de erro, conforme pode ser visto pelas tabelas 3.1 e 3.2, as quais reportam a análise comparativa realizada no Anexo B. Como desvantagens, porém o acoplamento entre as variáveis não é eliminado e apresenta maior número de instruções se comparado aos controladores implementados no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

A seguir será apresentado o procedimento de projeto do controlador PI aplicado a retificadores PWM trifásicos, bem como uma breve descrição deste controlador no domínio discreto.

Tabela 3. 1- VALORES OBTIDOS PARA OS CRITÉRIOS DE COMPARAÇÃO ESTABELECIDOS  $FD$ ,  $FP$ ,  $TD_i$ ,  $THD_i$ ,  $EC$  E VALOR *RMS* DO SINAL DE ERRO.

<b>Técnicas de Controle</b>	$CC_{PI}$	$CP_{PI}$	$DSC_{dq}$	$DRC_q$	$DBT$	$RST$
Critérios						
$FD$	0,999	0,999	0,999	0,999	0,998	0,998
$FP$	0,999	0,999	0,999	0,999	0,981	0,981
$TD_i$ (%)	1,52	1,74	1,53	1,55	1,46	1,52
$THD_i$ (%)	5,14	5,53	5,40	5,82	6,48	4,20
$EC$ em N° de instruções	280	287	288	283	145	120
Valor <i>rms</i> do sinal de erro (%)	1	1	1	1	10	5

\*Considerando a implementação das técnicas de controle de corrente no DSP TMS320F241 conforme apresentado no anexo B. A seguir a simbologia dos controladores é apresentada:

$CC_{PI}$  - Controlador de corrente proporcional-integral;

$CP_{PI}$  - Controlador de potências proporcional-integral;

$DSC_{dq}$  - Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos  $d$  e  $q$ ;

$DRC_q$  - Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo  $q$ ;

$DBT$  - Controle com resposta de tempo mínimo em eixos estacionários  $\alpha\beta$ ;

$RST$  - Controlador ressonante em eixos estacionários  $\alpha\beta$ .

Tabela 3. 2 - ANÁLISE COMPARATIVA PARA AS SEIS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

Critérios	FD	FP	$TD_I$	$THD_i$ nas correntes de entrada do retificador PWM sobre		Nº de Instruções	Valor $rms$ do erro do sinal
				Desequilíbrio nas tensões da rede	Distorções harmônicas nas tensões da rede		
Técnicas de Controle							
$CC_{PI}$	1º	1º	2º	2º	4º	3º	1º
$CP_{PI}$	1º	1º	5º	1º	2º	4º	1º
$DSC_{dq}$	1º	1º	3º	3º	1º	6º	1º
$DRC_q$	1º	1º	4º	4º	3	5º	1º
$DBT$	2º	2º	1º	6º	5º	2º	3º
$RST$	2º	2º	2º	5º	6º	1º	2º

Classificação em ordem crescente de pior caso, ou seja, a classificação 1º corresponde ao controlador com melhor desempenho e a classificação 6º corresponde ao controlador que obteve pior desempenho entre os controladores comparados.

### 3.4.2 Obtenção da Equação de Estado Discreta em Eixos Síncronos $dq$

A fim de que seja simulado o retificador PWM trifásico no domínio discreto será obtida a equação de estado discreta em eixos síncronos  $dq$ . A Figura 3. 2 apresenta o diagrama esquemático do circuito do retificador PWM trifásico implementado, o qual será considerado para o projeto do controlador PI. Este circuito é formado por um filtro de entrada de primeira ordem formado por indutores,  $L_f$ , e sua resistência interna,  $R_f$ , associada, rede trifásica a três fios e carga.

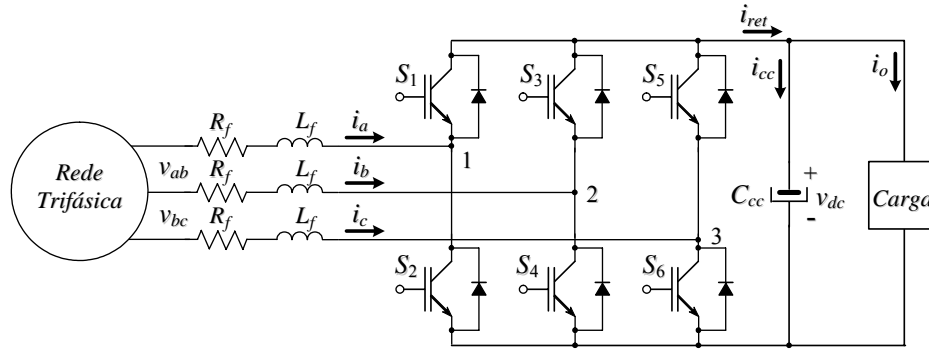


Figura 3.2 – Diagrama esquemático do circuito simplificado do retificador PWM trifásico, filtro de entrada e carga.

Com base na Figura 3.2, as equações de estado da planta para este sistema de coordenadas é obtida conforme descrito no ANEXO C. Para o projeto deste controlador as resistências e indutâncias associadas ao filtro de entrada  $L_f$ , são consideradas e as não linearidades do conversor, a dinâmica do capacitor do barramento CC são desprezadas. A equação de estado em eixos síncronos  $dq$  do retificador PWM trifásico é obtida:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq\_n}(t) = \mathbf{A}_{dq\_n} \mathbf{x}_{dq\_n}(t) + \mathbf{B}_{dq\_n} \mathbf{u}_{dq\_n}(t) + \mathbf{F}_{dq\_n} \mathbf{w}_{dq\_n}(t). \quad (3.7)$$

onde:

$\mathbf{x}_{dq\_n}$  – é o vetor de estados normalizado, relacionado às correntes nos indutores do filtro de entrada em eixo síncrono  $dq$ , ou seja,  $i_d$  e  $i_q$ ;

$\mathbf{u}_{dq\_n}$  – é o vetor de controle normalizado, relacionado às tensões produzidas pelo retificador em eixos síncronos  $dq$ , ou seja,  $u_{dpwm}$  e  $u_{qpwm}$ ;

$\mathbf{w}_{dq\_n}$  – é vetor de distúrbio normalizado relacionado às tensões da rede elétrica em eixos síncronos  $dq$ , ou seja,  $v_d$  e  $v_q$ .

A equação (3.7) pode ser reescrita na forma matricial da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dpwm} \\ u_{qpwm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Visando facilitar o projeto e a implementação do controlador PI em um DSP de ponto fixo, uma equação de estado discreta em eixos síncronos  $dq$  baseada na equação (3.8) para o retificador PWM será obtida. Esta leva em conta as seguintes hipóteses, segundo [81]:

- (i) a frequência de amostragem,  $f_s$ , é muito maior que a frequência fundamental,  $f$ ;
- (ii) a ondulação sobre as variáveis amostradas é considerada ser muito pequena ou as variáveis são amostradas em seus valores médios.

Ainda, para a obtenção do modelo discreto do retificador PWM trifásico é considerado que o tempo necessário para que o processador execute a lei de controle, aqui denominado por “ $T_d$ ”, pode chegar a ser da ordem de grandeza do período de amostragem total, “ $T_s$ ” [82].

Com o objetivo de determinar a equação de estado discreta, será solucionada a equação diferença entrada-estado, do início até o fim do intervalo de discretização, relacionada à equação (3.7) isto é:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq\_n}((k+1)T_s) = & e^{\mathbf{A}_{dq\_n}T_s} \mathbf{x}_{dq\_n}(kT_s) + \int_0^{T_d} e^{\mathbf{A}_{dq\_n}(T_s-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq\_n} \mathbf{u}_{dq\_n}((k-1)T_s) + \\ & + \int_0^{T_s-T_d} e^{\mathbf{A}_{dq\_n}(T_s-T_d-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq\_n} \mathbf{w}_{dq\_n}(kT_s) \end{aligned} \quad (3.9)$$

A solução da equação (3.9) resulta na seguinte equação de estados discreta:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(k+1) \\ \mathbf{v}_{dq-d}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(k) \\ \mathbf{v}_{dq-d}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dq}(k) + \begin{bmatrix} -\mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{w}_{dq}(k), \quad (3.10)$$

onde, um vetor de estado adicional,  $\mathbf{v}_{dq-d}(k)$ , que contempla o atraso computacional associado à implementação digital, é introduzindo no modelo discreto. Na presente análise será considerado que, o atraso computacional é igual ao período de amostragem total, ou seja,  $T_d=T_s$ .

As soluções das matrizes  $\mathbf{G}_{dq\_m}$ ,  $\mathbf{H}_0$  e  $\mathbf{H}_1$  são apresentadas no ANEXO C e seu resultado é apresentado aqui por:

$$\mathbf{G}_{dq\_m} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s \end{bmatrix}; \mathbf{H}_0 = \frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Agora, definindo um novo vetor de estados dado por:

$$\boldsymbol{\psi}(k) = [\mathbf{x}_{dq}(k) \quad \mathbf{v}_{dq\_d}(k)]^T, \quad (3.12)$$

e as matrizes  $\mathbf{G}_{p\_m}$ ,  $\mathbf{H}_p$  e  $\mathbf{F}_p$  dadas por:

$$\mathbf{G}_{p\_m} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq\_m} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \mathbf{F}_p = \begin{bmatrix} -\mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

A equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico no domínio discreto assume a seguinte forma:

$$\boldsymbol{\psi}(k+1) = \mathbf{G}_{p\_m} \boldsymbol{\psi}(k) + \mathbf{H}_p \mathbf{u}_{dq}(k) + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_{dq}(k). \quad (3.14)$$

onde,

$$\mathbf{G}_{p\_m} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & 0 \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & 0 & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (3.15)$$

$$\mathbf{F}_p = \frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A partir da obtenção da equação de estado discreta do retificador PWM trifásico serão descritas as equações básicas do controlador PI relacionadas à lei de controle, projeto, e resposta do controlador, a partir da aplicação de um degrau na referência, diagramas esquemáticos, resultados de simulações e experimentais.

### 3.4.3 Projeto do Controlador de Corrente Proporcional-Integral

Para o projeto do controlador PI o acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$  é desprezado e neste caso o sistema em questão é considerado como dois sistemas SISO, um no eixo  $d$  e outro no eixo  $q$ , sendo que um controlador PI é projetado para cada eixo independentemente.

Adicionando um controlador PI individualmente para os eixos  $d$  e  $q$ , conforme mostrado na Figura 3.3, e considerando que a função de transferência no domínio discreto para os controladores PI é dada por:

$$G_{PI}(z) = \frac{u_j(z)}{e_j(z)} = K_{PZ} + \frac{K_{IZ}}{1-z^{-1}}, \quad (3.16)$$

onde:  $K_{PZ} = K_{PS} - \frac{K_{IS}T_s}{2}$ ,  $K_{IZ} = K_{IS}T_s$  e,  $j$  neste capítulo representa as componentes de eixo  $d$  ou  $q$ .

Logo, convertendo a equação ( 3. 16 ) em uma equação diferença, o seguinte vetor de ação de controle é obtido:

$$u_j(k) = u_j(k-1) + K_1 e_j(k) - K_2 e_j(k-1), \quad (3.17)$$

onde:  $K_1 = K_{PZ} + K_{IZ}$  e  $K_2 = K_{PZ}$ .

O projeto dos ganhos  $K_{PZ}$  e  $K_{IZ}$  para o controlador proporcional-integral é apresentado de forma detalhada no ANEXO G, conforme [83]. Os parâmetros de projeto escolhidos são:  $\zeta=0,7$  e  $\omega_b= 1.300$  rad/s (largura da banda passante). Logo, obtém-se que:  $K_1=0,0238$  e  $K_2=0,0048$ . O termo  $e_j(k)$  é dado por:

$$e_j(k) = ref_j(k) - i_j(k), \quad (3.18)$$

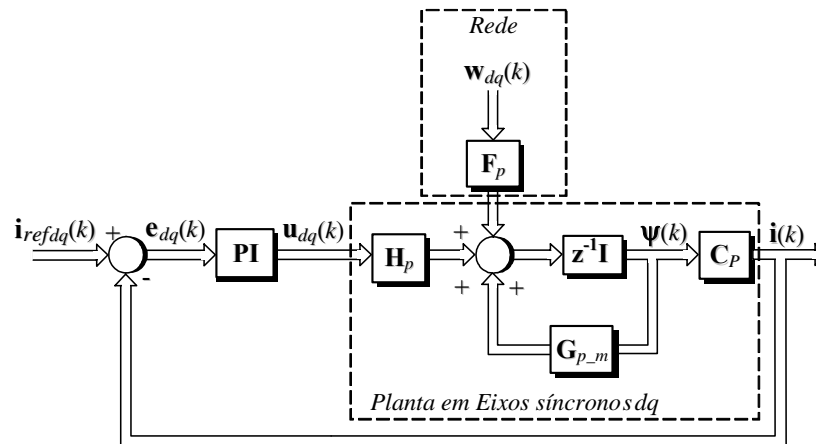


Figura 3. 3 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos  $dq$  com inclusão do controlador PI.

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de bode para a resposta em malha fechada de corrente com a inclusão dos controladores PI da planta da Figura 3.3 para a condição de projeto dos ganhos definidos anteriormente. Estes controladores PI foram incluídos a fim de regular a corrente de realimentação do retificador em um valor desejado.

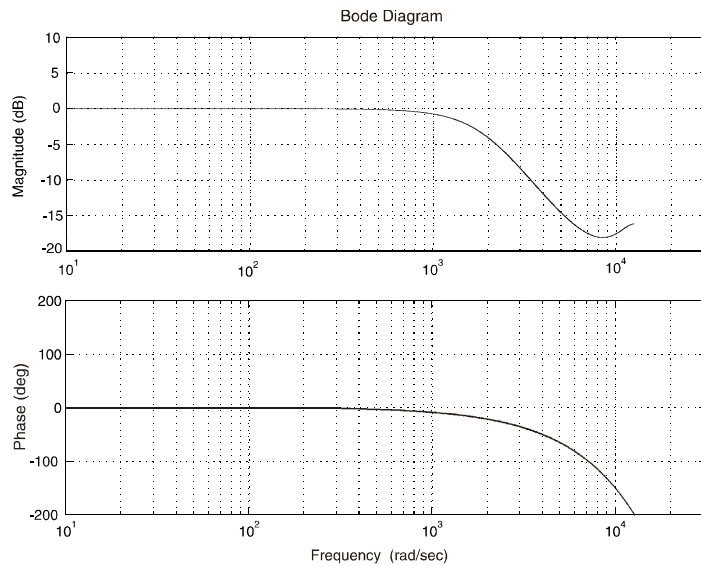


Figura 3. 4 – Diagrama de Bode para a resposta em malha fechada de corrente para a condição de projeto do ganhos  $K_1=0,0238$  e  $K_2=0,0048$ .



A fim de verificar a presença do acoplamento entre as correntes em eixos síncronos  $dq$  obtido, bem como a resposta transitória do controlador PI desprezando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura 3. 5, onde foi aplicado um degrau na referência de corrente no eixo  $d$ ,  $i_{refd}$ .

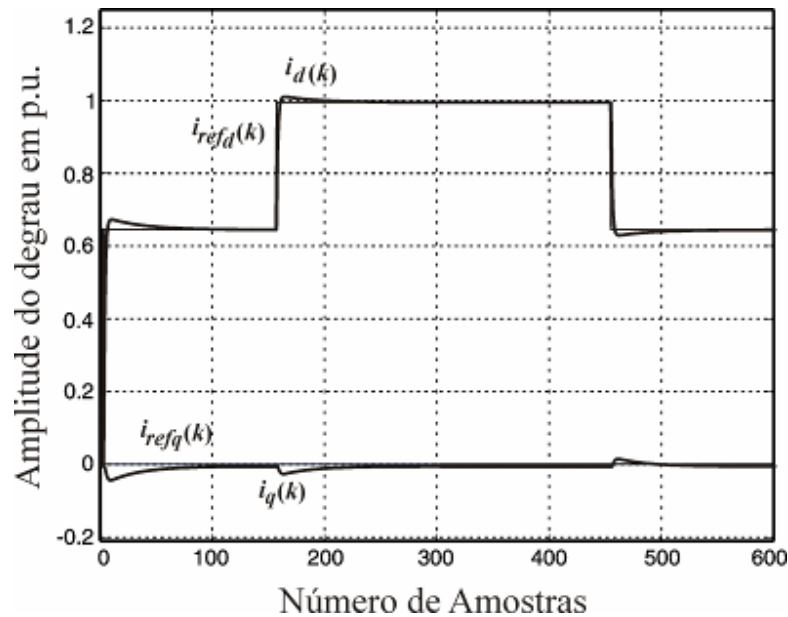


Figura 3. 5 – Resultado de simulação do controlador PI para a malha de corrente com aplicação de um degrau em  $ref_{id}(k)$ .

Observa-se por esta figura que aplicando um degrau na referência do eixo  $d$  este se manifesta na resposta transitória do eixo  $q$ , devido ao acoplamento existente entre os eixos, porém este não é muito significativo (na ordem de 2% a sobrelevação no eixo  $d$ ) com base nos parâmetros de projeto definidos anteriormente.

A seguir uma estratégia de limitação do vetor de ação de controle foi utilizada de forma a limitar as ações de controle da malha de corrente a valores adequados devido, principalmente, a presença do integrador no controlador PI, evitando assim sobrelevações que possam vir a prejudicar a operação do retificador PWM.

### 3.4.4 Limitação da Ação de Controle

O algoritmo desenvolvido tem a função de limitar as ações de controle,  $u_d(k)$  e  $u_q(k)$ , ou seja, de modo a limitar a magnitude do vetor das ações de controle,  $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|$ , devido à presença da ação integral nos controladores PI, ou seja, equação (3.17) e nos servos controladores apresentados no Anexo B.

Logo, de modo a garantir a operação do retificador na região linear,  $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|$ , não deve ultrapassar o círculo de raio  $R=1/\sqrt{2}$ , inscrito no hexágono, definido pelo espaço das tensões de saída no sistema em coordenadas  $\alpha\beta$  para o retificador PWM trifásico com três braços e três fios, conforme a Figura 3.6.

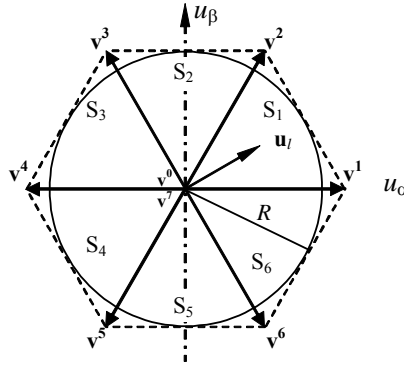


Figura 3. 6 – Limitador da ação de controle do controlador PI.

Caso  $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|$  seja maior que o raio  $R$ , então este será limitado pela função de limitação  $\mathbf{u}_l(k)$ , definida pela seguinte equação:

$$\mathbf{u}_l(k) = \begin{cases} \frac{\mathbf{u}_{dq}(k)}{\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{se } \|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2^2 \geq 1/2 \\ \mathbf{u}_{dq}(k) & \text{se } \|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2^2 < 1/2 \end{cases} \quad (3.19)$$

onde, a magnitude da norma Euclidiana do vetor de ação de controle é dada por:

$$\|\mathbf{u}_{dq}\|_2 = \sqrt{u_d(k)^2 + u_q(k)^2} \quad (3.20)$$

onde as variáveis,  $u_d(k)$  e  $u_q(k)$ , estão representadas em p.u. e em coordenadas  $dq$ .

Então, se o valor proposto na equação (3.19) for superado, a magnitude das ações de controle são divididas pela magnitude da norma Euclidiana, ficando assim  $\|\mathbf{u}_{dq}(k)\|_2$  limitada a valores unitários, os quais são ainda multiplicados pelo valor  $1/\sqrt{2}$ , os quais se encontram dentro do círculo de raio igual a  $1/\sqrt{2}$ .

A comparação com o valor 1/2 na equação (3.19), deve-se ao fato de que as variáveis,  $u_d(k)$  e  $u_q(k)$ , são elevadas ao quadrado, logo pelo máximo valor de raio  $R$ , tem-se:

$$R_{max}^2 = \left(1/\sqrt{2}\right)^2 = 1/2 \quad (3.21)$$

A seguir serão apresentados os resultados de simulação do retificador PWM trifásico.

### ***3.4.5 Resultados de Simulação***

Com base no controlador apresentado, resultados de simulação foram obtidos, a fim de que seja verificada a resposta transitória deste controlador, fator de potência e de deslocamento entre as tensões da rede e correntes de entrada do retificador PWM. O sistema simulado é semelhante ao apresentado na Figura 3. 7, composto basicamente pelo controlador de corrente PI e o método de sincronização *NPSF*.

Esta análise é realizada somente considerando a malha de corrente, onde é definido um valor constante para a referência de corrente no eixo  $d$  e um valor nulo (zero) para a referência no eixo  $q$ , ou seja,  $i_{refd} = cnt$  e  $i_{refq} = 0$ . Além disso, estabeleceu-se um conjunto de parâmetros e componentes, conforme Tabela 3.3, os quais foram utilizados para o desenvolvimento do segundo protótipo descrito no Capítulo 5.

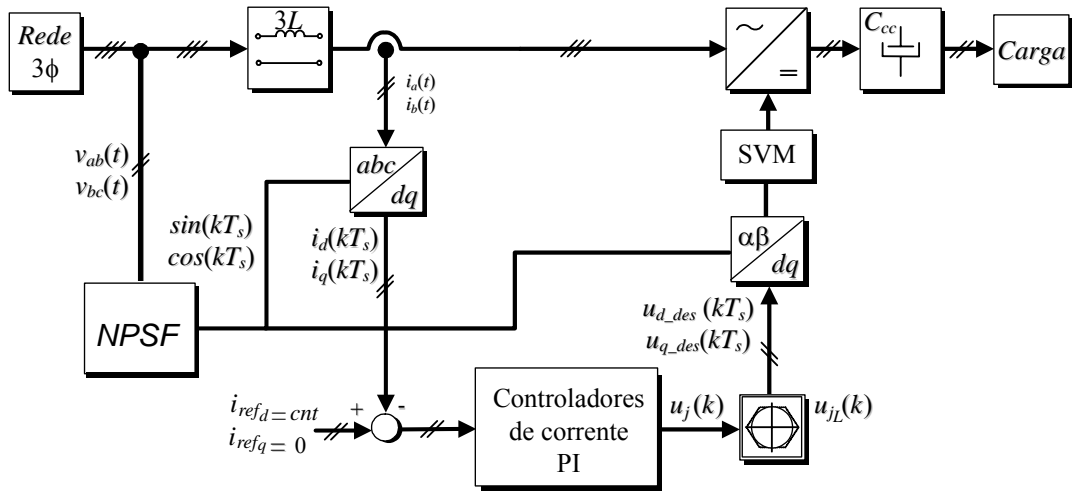


Figura 3. 7 – Diagrama esquemático do retificador PWM e controladores de corrente PI.

Tabela 3. 3- PARÂMETROS DEFINIDOS PARA SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

Parâmetros ou componentes	Grandezas
Tensões de fase da rede	127 V rms
Indutâncias do filtro de entrada ( $L_f$ )	1,3 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	20 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
Método de Sincronização	<i>NPSF</i>
Valor base de tensão	400 V
Valor base de corrente	30 A
Tensão do Barramento CC	400 V
Ganhos do controlador PI	$K_1=0,0238$ e $K_2=0,0048$
Carga Resistiva	10 $\Omega$

A Figura 3. 8 apresenta as tensões (em escala reduzida 1/3) e as correntes de fase do retificador PWM com  $FP$  próximo ao unitário, onde para este caso  $i_{refd}=1$  e  $i_{refq}=0$ , sendo  $i_{refq}$  nula, a fim de obter-se fator de deslocamento unitário, conforme pode ser observado com mais detalhes na Figura 3.9. A Figura 3. 10a apresenta a resposta transitória das correntes do controlador devido à aplicação de um degrau em  $i_{refd}$ , sendo que este varia de 0,65 a 1 e  $i_{refq}=0$ . A diferença da Figura 3.5 e da Figura 3.10(a) é que esta última inclui a modulação PWM no modelo do retificador PWM e esta simulação é

realizada no domínio contínuo. A Figura 3.10(b) apresenta a resposta transitória das correntes em coordenadas  $abc$ .

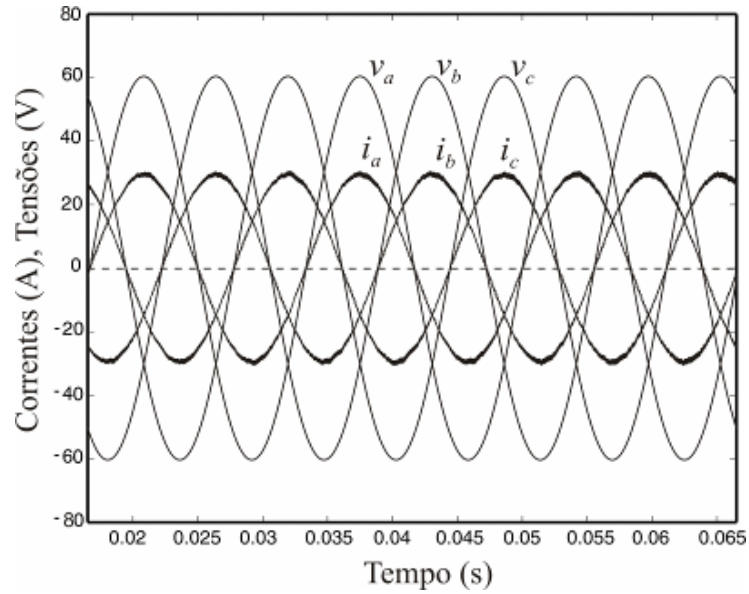


Figura 3. 8 – Resultados de simulação. Tensões da rede em escala reduzida 10 vezes ( $v_x/10$ ) e corrente de entrada do retificador PWM,  $THD_i=3,8\%$  e  $FP=0,99\%$ .

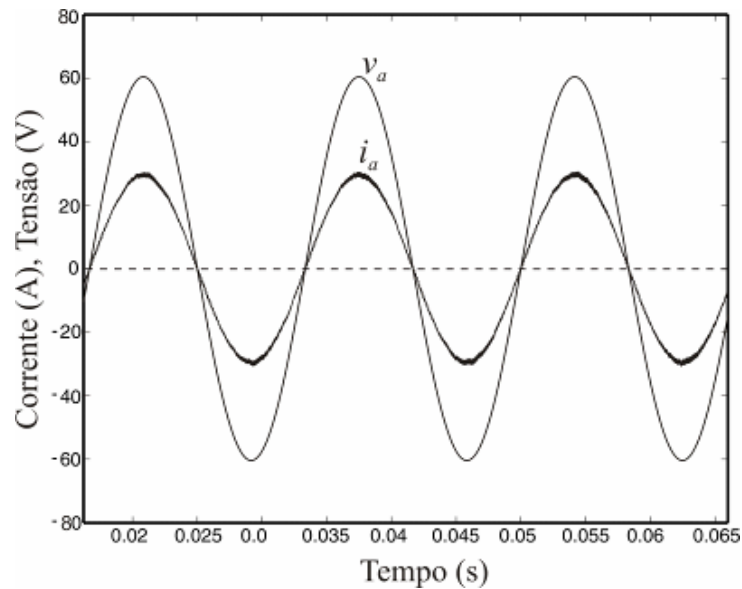
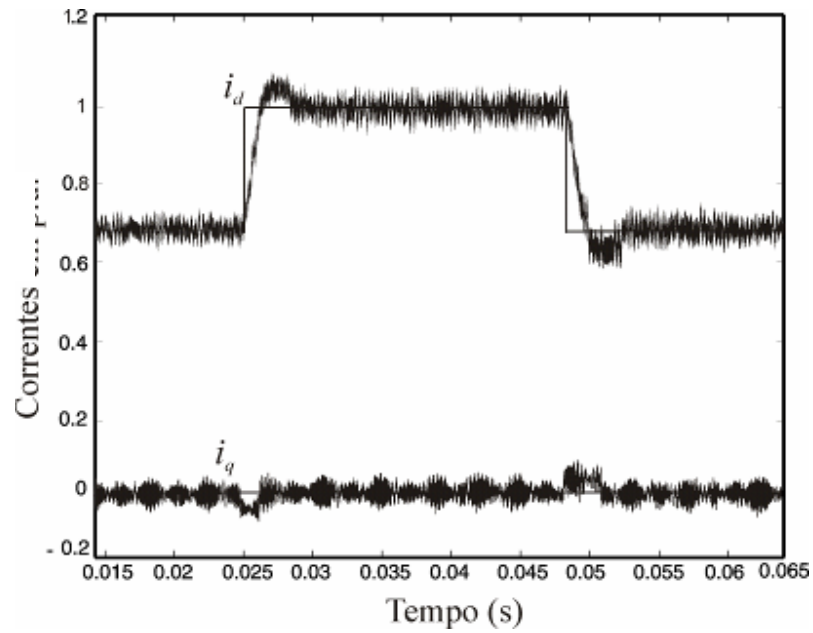
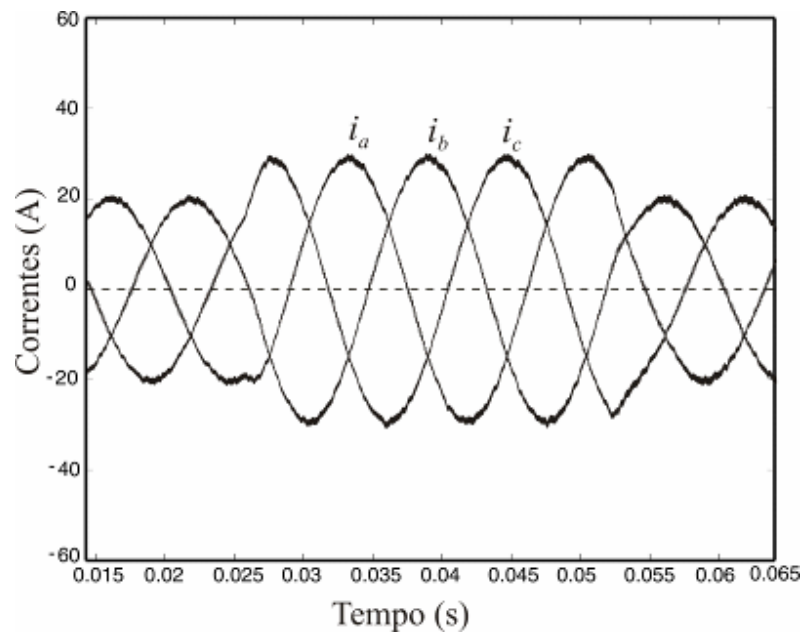


Figura 3. 9 – Resultados de simulação. Tensão e corrente na fase  $a$  na entrada do retificador PWM com  $FD=0,999$ .



(a)



(b)

Figura 3. 10 – Resultados de simulação. Comportamento transitório nas correntes de entrada do retificador PWM. (a) Aplicação de um degrau na referência de corrente de eixo direto  $i_{refd}$  e referência de corrente de eixo de quadratura nula, ou seja,  $i_{refq}=0$ . (b) Correntes em coordenadas  $abc$ .

No intuito de verificar o desempenho da malha de controle das correntes de entrada do retificador PWM trifásico, resultados experimentais foram obtidos, conforme será apresentado a seguir.

### ***3.4.6 Resultados Experimentais***

A fim de comprovar experimentalmente o desempenho do controlador PI na regulação da malha de corrente do retificador PWM trifásico os mesmos ensaios propostos em simulação são reproduzidos experimentalmente com base nos mesmos parâmetros apresentados na Tabela 3.3 e com utilização do segundo protótipo implementado no Capítulo 5. Estes resultados foram obtidos utilizando como base para o controle do sistema o DSP TMS320F2812, devido principalmente a vantagem da disponibilidade em termos de laboratório e levando em conta que o DSP TMS320F241 utilizado no anexo B já não é um dispositivo mais fabricado, logo de difícil reposição.

A Figura 3. 11 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões da rede apresentam uma  $THD_v= 2,5\%$  e taxa de desequilíbrio= $7,8\%$ , tais tensões podem ser comparadas ao *Caso d* do Capítulo 2. A Figura 3. 12 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma  $THD_i=3,41\%$  e uma  $TC_i=1,52\%$ . A Figura 3. 13 mostra a aplicação de um degrau (0,65 p.u. a 1 p.u.) na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura 3. 14 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase *a*), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

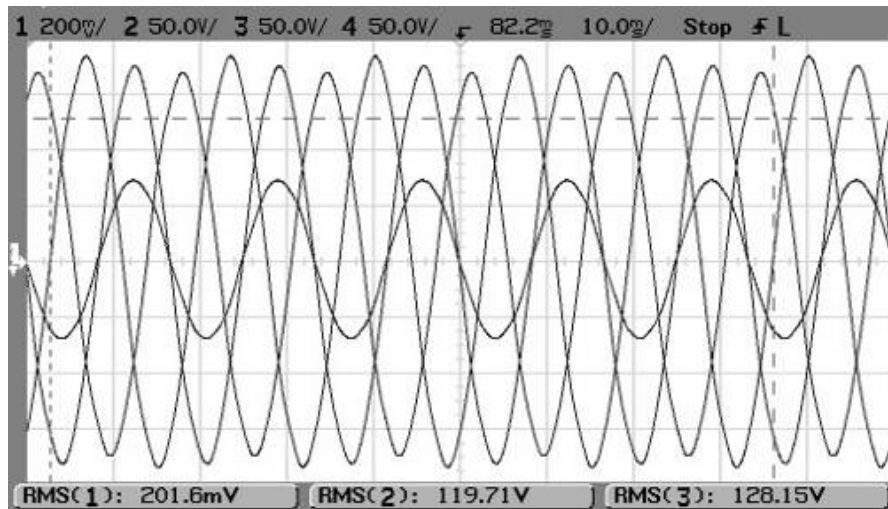


Figura 3. 11 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase  $a$ . Tensões com  $THD_v=2,5\%$  e  $TD_v=7,8\%$ . Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão: 50V/div.

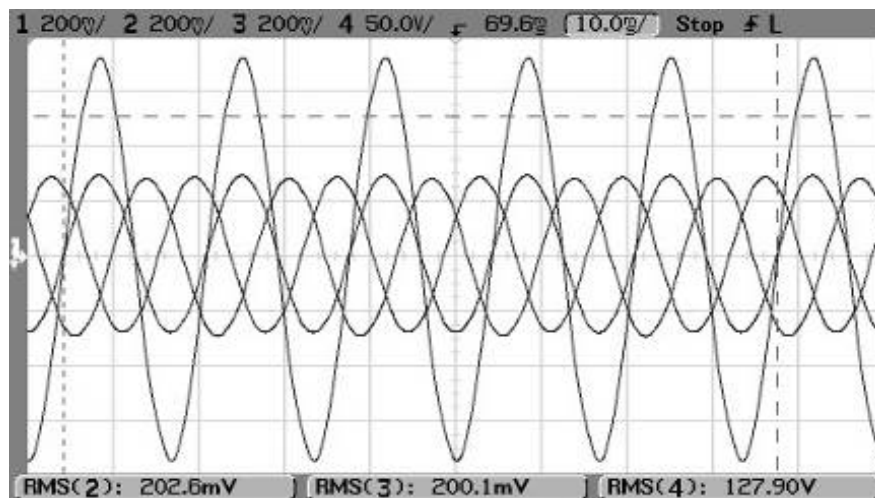


Figura 3. 12 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase  $a$ . Correntes com  $THD_i=3,41\%$  e uma  $TD_i=1,52\%$ . Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão: 50V/div.



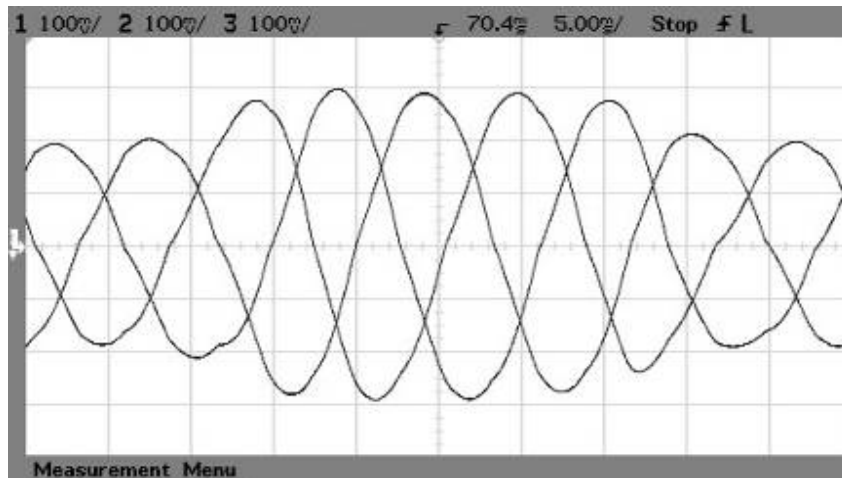


Figura 3. 13 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja,  $i_{refd}$  variando de 0,65 pu a 1 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 10 A/div.

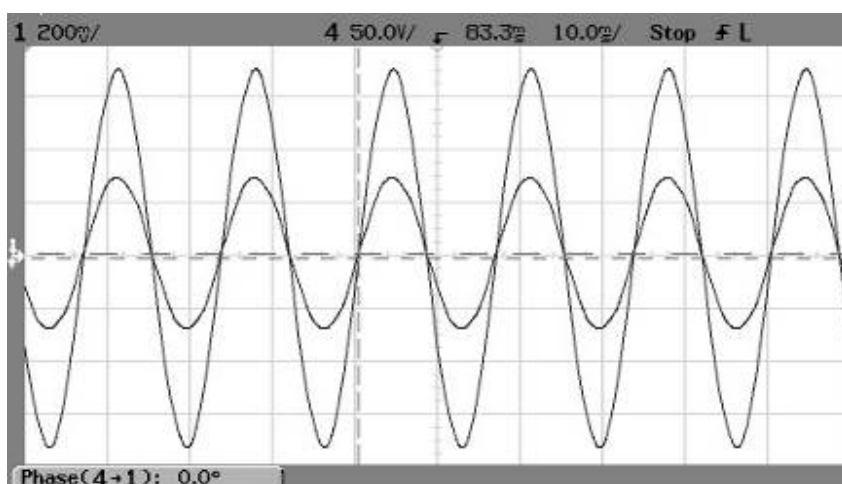


Figura 3. 14 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase  $a$ . Retificador operando com fator de deslocamento unitário. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div (ponteiros de corrente em 10mV/A). Escala Vertical da tensão: 50V/div.

Observa-se a partir dos resultados experimentais obtidos uma boa correspondência com os resultados de simulação. Na próxima seção um servo controlador é adicionado para regular a tensão do barramento CC do retificador PWM trifásico em um valor desejado.

### 3.5 Regulação de Tensão do Barramento CC Utilizando Sistema Servo e Controle de Potência Ativa

A fim de regular a tensão do barramento CC em um valor desejado, um servo controlador é utilizado para controlar a potência ativa do retificador PWM trifásico. Este servo controlador foi escolhido, pois, garante erro nulo em regime permanente relativos as grandezas consideradas. Este é desenvolvido usando o sistema de coordenadas síncronas  $dq$  para o circuito apresentado na Figura 3.15.

Para o projeto do controlador utiliza-se um modelo linear para o retificador PWM com laço interno de corrente, conforme apresentado na seção anterior e malha externa de tensão, a qual é baseada na equação dinâmica de balanço de potências, semelhante ao apresentado em [84] e [85].

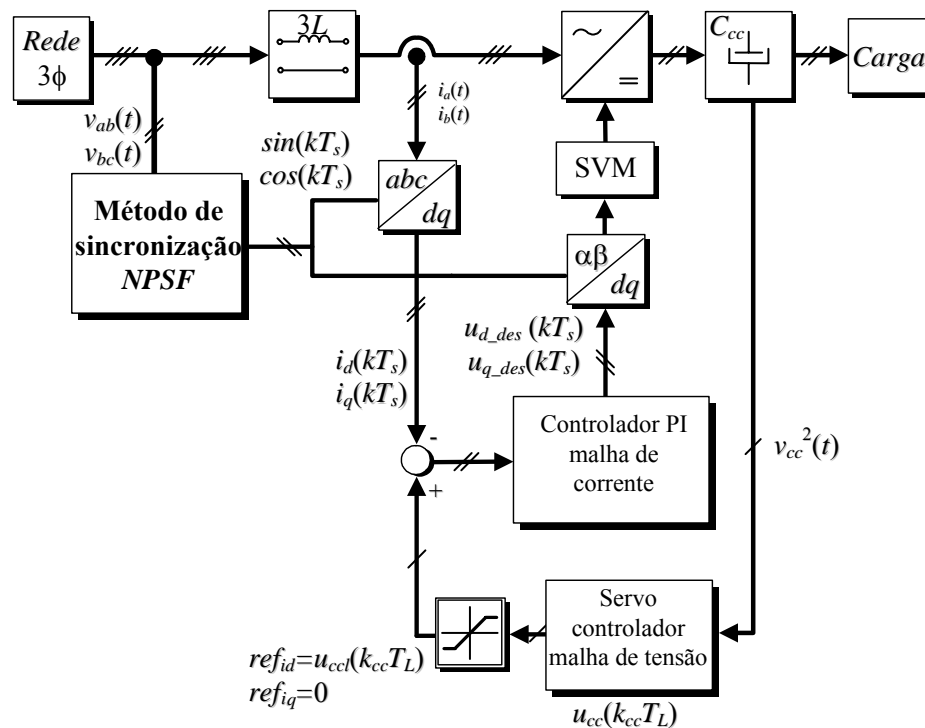


Figura 3. 15 - Diagrama em blocos da malha externa de regulação de tensão do barramento CC do retificador PWM trifásico.

Considerando que, uma carga conectada ao barramento CC consome uma potência constante,  $P_{carga}$ , e desprezando a dinâmica da malha de corrente, as perdas no conversor, e aplicando o teorema de *Tellegen*, tem-se que:

$$P_{capacitor} = P_{rede} - P_{carga}, \quad (3.22)$$

ou ainda,

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left( \frac{dv_{cc}^2}{dt} \right) = (v_d i_d + v_q i_q) - P_{carga}. \quad (3.23)$$

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

Assumindo por simplicidade de projeto que, o retificador opera com fator de potência unitário, e que as tensões da rede são equilibradas e sem distorções, tem-se que  $v_q=0$ . Logo, a equação (3.23), torna-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left( \frac{dv_{cc}^2}{dt} \right) = (v_d i_d) - P_{carga}. \quad (3.24)$$

Ainda, assumindo que o período de discretização da malha de tensão,  $T_L$ , é muito maior que período de discretização da malha de corrente  $T_s$ , e que a banda passante da malha de corrente é muito maior que a banda passante da malha de tensão, pode-se considerar que,

$$i_d \cong ref_d \quad \text{e} \quad i_q \cong ref_q. \quad (3.25)$$

Logo, a corrente  $i_d$  para a malha de corrente pode ser expressa em função de  $u_{cc}$ , ou seja,

$$i_d = u_{cc} \quad \text{e} \quad i_q = 0, \quad (3.26)$$

onde,  $u_{cc}$  é ação de controle da malha de tensão e é a referência para a malha de corrente.

Agora, normalizando a equação (3.24), multiplicando ambos os lados da mesma por  $1/V_{base}^2$ , tem-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left( \frac{dv_{ccn}^2}{dt} \right) = u_{cc} \left( \frac{v_d}{V_{base}^2} \right) - \left( \frac{P_{carga}}{V_{base}^2} \right), \quad (3.27)$$

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

Com o objetivo de obter o modelo discreto para projetar o controlador de  $v_{ccn}^2$ , integra-se a equação (3.27) em um período de discretização  $T_L$ , ou seja,

$$\frac{1}{2} C_{cc} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} \frac{d}{dt} v_{ccn}^2 dt = u_{cc}(k_{cc} T_L) \frac{V_{d-p}}{V_{base}^2} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} v_d^2(t) dt - \frac{P_{carga}}{V_{base}^2} \int_{k_{cc} T_L}^{(k_{cc}+1)T_L} dt. \quad (3.28)$$

Note que,  $u_{cc}(k_{cc} T_L)$  é considerado constante ao longo de um período  $T_L$ . Solucionando a equação (3.28), tem-se:

$$v_{ccn}^2(k_{cc} + 1)T_L = v_{ccn}^2(k_{cc} T_L) + \frac{\sqrt{6} V_{d-p} T_L}{C_{cc} V_{base}^2} u_{cc}(k_{cc} T_L) - \frac{2T_L}{C_{cc} V_{base}^2} P_{carga}. \quad (3.29)$$

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

$$\begin{aligned} x_{cc}[(k_{cc} + 1)T_L] &= \mathbf{G}_{cc} x_{cc}(k_{cc} T_L) + \mathbf{H}_{cc} u_{cc}(k_{cc} T_L) + \mathbf{F}_{cc} w_{cc}(k_{cc} T_L), \\ y_{cc}(k_{cc} T_L) &= \mathbf{C}_{cc} x_{cc}(k_{cc} T_L), \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde,  $\mathbf{G}_{cc} = \mathbf{C}_{cc} = 1$ ,  $\mathbf{H}_{cc} = \sqrt{6} V_{p-d} T_L / C_{cc} V_{base}^2$ ,  $\mathbf{F}_{cc} = -2T_L / C_{cc} V_{base}^2$ ,  $x_{cc} = y_{cc} = v_{ccn}^2$  e  $V_{p-d}$  é a amplitude da componente de eixo direto de tensão.

A Figura 3.16 mostra de forma detalhada o diagrama em blocos do laço externo de controle de  $v_{ccn}^2$ .

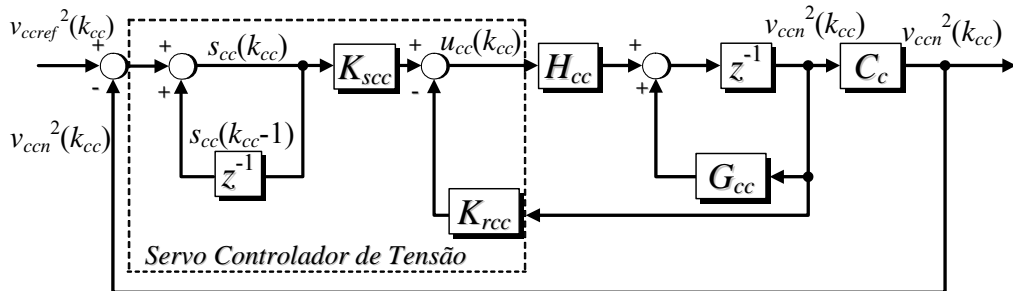


Figura 3.16 - Diagrama do controlador de tensão do barramento CC.

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

De acordo com a Figura 3.16, as equações do erro, servo e ação de controle, são dadas respectivamente por:

$$e_{cc}(k_{cc}T_L) = v_{ccref}^2(k_{cc}T_L) - v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (3.31)$$

$$s_{cc}(k_{cc}T_L) = s_{cc} \left[ (k_{cc} - 1)T_L \right] + e_{cc}(k_{cc}T_L), \quad (3.32)$$

$$u_{cc}(k_{cc}T_L) = K_{scc} s_{cc}(k_{cc}T_L) - K_{rcc} v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (3.33)$$

Para o projeto dos ganhos do servo controlador de tensão foi usada a técnica de projeto por alocação de pólos apresentada em [31], semelhante a abordagem realizada no Anexo F, considerando como critérios de projeto, capacitância do barramento CC de 4,7 mF,  $T_L=2$  kHz, o tempo de acomodação 1 s e sobretensão máxima de 15 % , obtendo-se os ganhos  $K_{scc}=0,005$  e  $K_{rcc}=0,557$ .

A seguir a fim de que sejam limitadas as correntes de entrada do retificador PWM a valores adequados a ação de controle da malha de tensão  $u_{cc}$  será limitada a partir do uso de um algoritmo de limitação de  $u_{cc}$ . Isto se deve porque a ação de controle da malha de tensão é referência para a malha de corrente, logo,  $u_{cc}$  está diretamente relacionada a amplitude das correntes de entrada do retificador PWM.

### 3.5.1 Limitação da Ação de Controle

De forma a limitar a componente de ação de controle,  $u_{cc}$ , apresentada na equação (3.33), devido à presença do integrador no servo controlador, e, conseqüentemente, limitar a amplitude das correntes de entrada do retificador PWM trifásico, foi utilizado um algoritmo de limitação de  $u_{cc}$  dado por:

$$u_{ccL}(k_{cc}T_L) = \begin{cases} 1 & \text{se } u_{cc}(k_{cc}T_L) > 1 \\ -1 & \text{se } u_{cc}(k_{cc}T_L) < -1 \\ u_{cc} & \text{se } -1 < u_{cc}(k_{cc}T_L) < 1 \end{cases}, \quad (3.34)$$

onde,  $u_{ccL}$  é o valor limitado da ação de controle.

Logo  $u_{cc}$  varia entre +1 e -1, onde nesta faixa de variação é garantida a operação linear do retificador. Além disso, para evitar oscilações, a ação integral  $s_{cc}$  deve ser atualizada para que no próximo período de amostragem o seu valor se corresponda com o par entrada-saída  $\{u_{ccL}, v_{cc}^2\}$ . Note que, a referência para a malha interna de corrente de eixo  $d$  é diretamente relacionada a  $u_{cc}$ , conforme mostrado na Figura 3.15, e que o aumento de  $u_{cc}$  se traduz diretamente em um aumento da amplitude da referência de corrente. A seguir serão apresentados resultados experimentais do servo controlador, a fim de verificar o desempenho do mesmo em termos de regulação de tensão e resposta transitória.

### 3.5.2 Resultados Experimentais

A Figura 3. 17 mostra os resultados experimentais da tensão do barramento CC regulada em 400 V e as correntes na entrada do retificador PWM com a utilização do algoritmo de limitação da ação integral no controlador de tensão do barramento CC e a Figura 3. 18 mostra os resultados experimentais sem esta limitação para a malha de tensão do barramento CC, os quais justificam a utilização da equação (3.34) para a regulação das tensões no barramento CC.

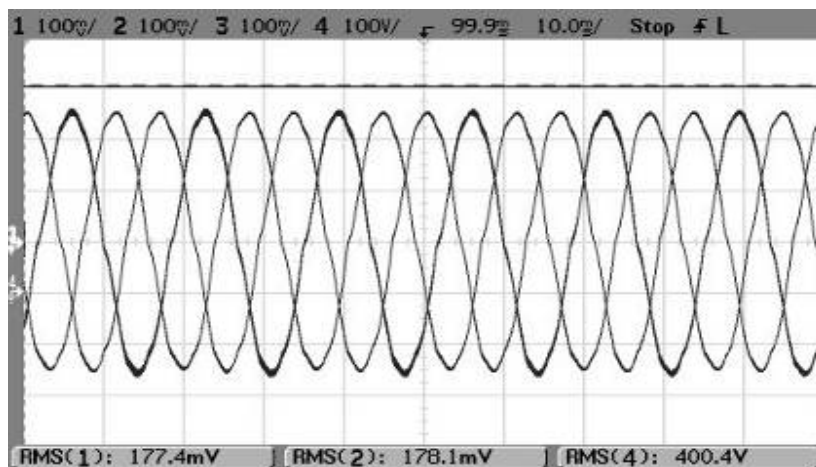


Figura 3. 17 - Resultados experimentais. Escala Horizontal: 10 ms/div. Escala de corrente: 10 A/div.  
Escala de tensão CC: 100 V/div.

A Figura 3. 19 apresenta a aplicação de um degrau de carga no barramento CC. Em um primeiro momento, toda a carga (carga nominal de  $R=10\ \Omega$ ) é retirada do retificador, e em um segundo instante toda carga é recolocada no barramento CC do retificador. Neste transitório a energia em excesso armazenada no capacitor é dissipada na carga.

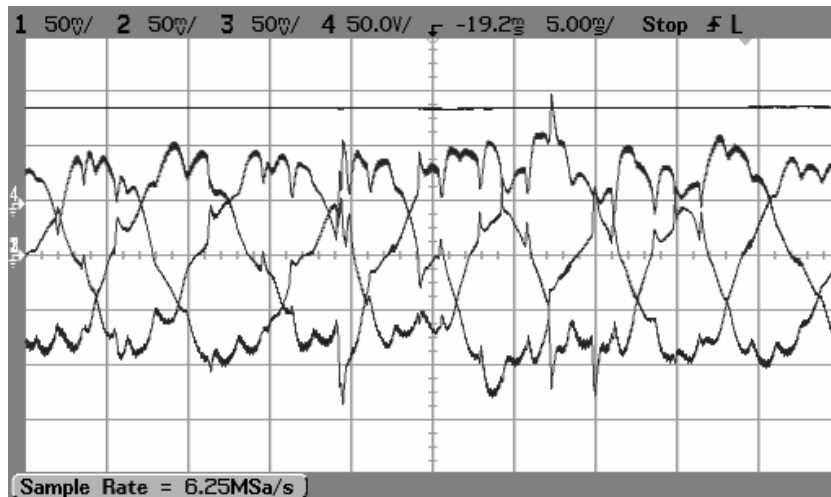


Figura 3. 18 - Resultados experimentais. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala de corrente: 5 A/div. Escala de tensão 50 V/div.

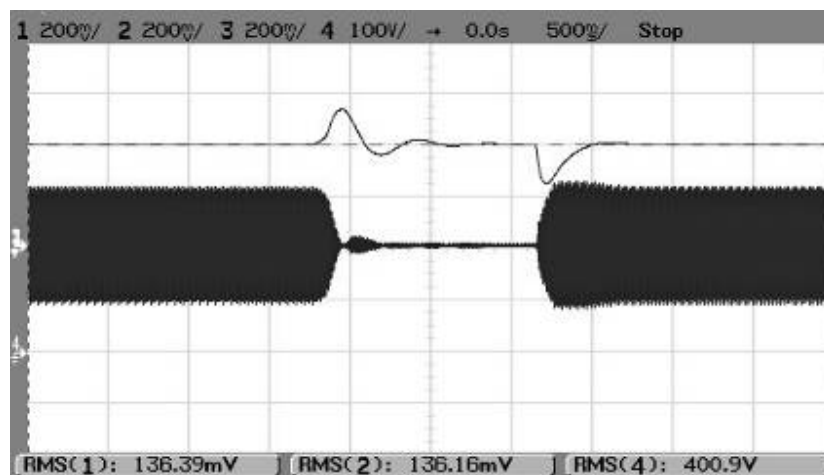


Figura 3. 19 – Resultados experimentais. Escala Horizontal: 500 ms/div. Escala Vertical das correntes: 20 A/div. Escala Vertical da tensão no barramento CC: 100 V/div.

### **3.6 Análise dos Métodos de Sincronização *NPSF* e *MSRF* Aplicados a Retificadores PWM Trifásicos**

Como já comentado na revisão bibliográfica do Capítulo 1, o principal problema dos métodos de sincronização é 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 resultam no aparecimento de distorções nas correntes de entrada do retificador PWM trifásico conforme será mostrado a seguir.

Nesta seção o problema é enfatizado através da análise do desempenho, a partir de resultados de simulação, entre o método *NPSF* proposto e o método *MSRF*. O método *MSRF* foi escolhido devido a sua simplicidade estrutural e fácil implementação e, além disso, apresentar características semelhantes se comparado ao método *NPSF*, no que se refere à utilização das tensões normalizadas para obtenção dos sinais de sincronização. Como todos os controladores de corrente estudados no Anexo B podem utilizar ambos os métodos de sincronização, o controlador PI foi escolhido para analisar o impacto destes distúrbios da rede com respeito ao desempenho em termos da  $TD_i$  e  $THD_i$  das correntes de entrada do retificador.

Novamente, as quatro condições apresentadas no Capítulo 2 considerando resultados de simulação serão abordadas: (i) tensões da rede 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 trifásico analisado opera com tensões de linha da rede com 220 V *rms*, sendo medidas as tensões  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  para as quatro condições citadas anteriormente, porém são mostradas nos gráficos as tensões de fase para melhor visualização das correntes e verificação do fator de deslocamento entre tensão e corrente. 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 são fixadas em valores constantes, com isto



somente os sinais de sincronização podem influenciar as correntes de entrada do retificador PWM.

### 3.6.1 Caso a – Tensões de Linha da Rede Equilibradas

Para este caso e com base na utilização das equações referentes aos dois métodos de sincronização citadas anteriormente, os sinais de sincronização para o método *MSRF* e *NPSF* foram obtidos conforme a Figura 3. 20 e a Figura 3. 21 respectivamente, onde se verifica que para a condição de tensões equilibradas os sinais de sincronização são semelhantes não apresentando distorções para a simulação realizada.

A partir da obtenção dos sinais de sincronização e aplicação dos mesmos nas transformações das correntes de realimentação  $i_a$  e  $i_b$  para eixos síncronos, conforme Figura 3.7 e equação (3.35) abaixo, e também na transformação das ações de controle  $u_d$  e  $u_q$  para eixos estacionários  $u_\alpha$  e  $u_\beta$  segundo equação (3.36). As correntes de entrada do retificador PWM são obtidas conforme a Figura 3. 22 e Figura 3. 23 utilizando os métodos *MSRF* e *NPSF* respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{6}{2}} \cos(\theta) + \sqrt{\frac{2}{2}} \text{sen}(\theta) & \sqrt{2} \text{sen}(\theta) \\ -\sqrt{\frac{6}{2}} \text{sen}(\theta) + \sqrt{\frac{2}{2}} \cos(\theta) & \sqrt{2} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}; \quad (3.35)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Nestas figuras as tensões de fase da rede em escala reduzida (1/4,5 do valor nominal) são mostradas, a fim de verificar o sincronização entre as tensões e correntes de fase. Verifica-se por estas figuras também que, em condições de equilíbrio, as correntes não apresentam desequilíbrio e apresentam semelhante  $THD_i$ . A Figura 3. 24 e Figura 3. 25 apresenta o espectro harmônico referente as correntes na fase  $a$  do retificador PWM obtidas na Figuras 3.22 e 3.23 respectivamente.