

# ALGUMAS CONTRIBUIÇÕES PARA CONTROLE DE FILTROS ATIVOS

Luís Fernando Corrêa Monteiro

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovado por:

---

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

---

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

---

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ-BRASIL

DEZEMBRO DE 2003

MONTEIRO, LUÍS FERNANDO CORRÊA

Algumas Contribuições Para o Controle de  
Filtros Ativos [Rio de Janeiro] 2003

XI, 94p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,  
Engenharia Elétrica, 2003)

Tese – Universidade Federal do Rio de Janeiro,  
COPPE.

1. Filtros Ativos

I. COPPE/UFRJ II. Título (Série)

## AGRADECIMENTOS:

Aos colegas, professores, familiares e amigos gostaria de prestar os meus agradecimentos com algumas palavras.

Ao mestre e amigo **Prof. Maurício Aredes**, o meu agradecimento por seu apoio e orientação ao longo do mestrado, contribuindo muito para o bom andamento do trabalho.

Aos professores do grupo de Eletrônica de Potência, **Edson Watanabe, Richard Stephan, Luís Guilherme Rolim, José Luiz Neto e Walter Suemitsu**, por suas contribuições durante a realização do mestrado, permitindo solidificar os meus conhecimentos em Eletrônica de Potência.

Aos antigos colegas do laboratório de eletrônica de potência **Carlos Cavaliere, Evandro Sasso, André Irani, Octávio Castelhões e Guilherme Sotelo**, pela amizade e companheirismo durante esses anos de uma agradável convivência.

Aos novos e muitos colegas do laboratório de eletrônica de potência, por essa convivência agradável permitindo colher bons frutos, com um bom ambiente de trabalho. Desculpas por não mencionar o nome de cada um de vocês, tamanho é a quantidade. Mas tenham a certeza de que o carinho que tenho por cada um de vocês é enorme.

Aos familiares e amigos não mencionados e não esquecidos, contribuindo para a minha formação como pessoa. Em especial aos meus pais e ao meu irmão pelo amor e carinho prestados em todos os momentos da minha vida.

A todos vocês, de coração, o meu MUITO OBRIGADO!

*Eu dedico este trabalho à minha amada namorada Camila pelo amor e carinho ao longo desses quatro anos em que estamos juntos e pelos outros que virão. Todo este esforço e trabalho não teriam sentido se eu não a tivesse ao meu lado.*

Resumo da Tese apresentada à COPPE / UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M. Sc.)

## ALGUMAS CONTRIBUIÇÕES PARA O CONTROLE DE FILTROS ATIVOS

Luís Fernando Corrêa Monteiro

Dezembro / 2003

Orientador: Maurício Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

Neste trabalho, são apresentadas estratégias de controle para filtros ativos. Estas estratégias estão baseadas no conjunto de definições para as potências ativa e não ativa, em condições não senoidais, propostas por Fryze nos anos 30 do século passado e estendida a aplicações em eletrônica de potência no final dos anos 80. Basicamente são três algoritmos apresentados para aplicações em filtros ativos, sendo eles *Correntes Senoidais de Fryze*, *Tensões Senoidais de Fryze*, e um *Controle de Amortecimento*. Por meio destas estratégias de controle é possível verificar que, em sistemas trifásicos a três fios, as correntes drenadas da fonte e as tensões entregues à carga serão senóides puras, em fase com a componente fundamental de seqüência positiva. Para validar estas estratégias de controle propostas, resultados de simulação do filtro ativo paralelo e do condicionador UPQC (Unified Power Quality Conditioner) são mostrados.

Abstract of Thesis presented to COPPE / UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M. Sc.)

## SOME CONTRIBUTIONS FOR ACTIVE FILTERS CONTROL

Luís Fernando Corrêa Monteiro

December / 2003

Advisor: Maurício Aredes

Department: Electrical Engineering

In this work, control strategies for active filters are presented. They are based on the set of active and non-active power definitions proposed by Fryze in the 30's of the last century and extended to power electronics applications in the 80's. Basically three control algorithms are described, which are the *Sinusoidal Fryze Currents*, the *Sinusoidal Fryze Voltages*, and a *Damping Controller*. By using these control algorithms it is possible to verify that, in a three-phase three-wire system, the source currents, drained from the network, and the load voltages, delivered to the load, are pure sinusoidal waveforms, in phase with the fundamental positive sequence component of the system voltage. Simulation results of the shunt active filter and the UPQC conditioner (Unified Power Quality Conditioner) are shown in order to validate the proposed control strategies.

# SUMÁRIO

---

<b>1</b>	<b><u>INTRODUÇÃO.....</u></b>	<b>1</b>
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA .....	1
1.2	MOTIVAÇÕES PARA O TRABALHO .....	5
1.3	OBJETIVOS .....	6
1.4	RESUMO DOS PRINCIPAIS TÓPICOS .....	6
<b>2</b>	<b><u>DEFINIÇÕES PARA AS POTÊNCIAS EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS.....</u></b>	<b>8</b>
2.1	DEFINIÇÕES PARA AS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA EM CONDIÇÕES SENOIDAIIS PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS .....	9
2.2	DEFINIÇÕES PARA AS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA EM CONDIÇÕES SENOIDAIIS PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS .....	10
2.3	DEFINIÇÕES DA POTÊNCIA EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIIS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	12
2.4	DEFINIÇÕES DAS POTÊNCIAS EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIIS NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	13
2.5	DEFINIÇÃO PARA A POTÊNCIA INSTANTÂNEA NA REFERÊNCIA $\alpha$ - $\beta$ -0 .....	14
2.6	CÁLCULO DAS CORRENTES ATIVA E NÃO ATIVA PELO MÉTODO DOS MÍNIMOS MULTIPLICADORES DE LAGRANGE.....	18
2.7	UMA ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS CORRENTES ATIVA E NÃO ATIVA EM RELAÇÃO ÀS CORRENTES REAL E IMAGINÁRIA .....	22
2.8	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	31
<b>3</b>	<b><u>FILTRO ATIVO PARALELO.....</u></b>	<b>32</b>
3.1	CIRCUITO DE POTÊNCIA DO FILTRO ATIVO PARALELO.....	33
3.2	CONTROLE DE CORRENTE PWM LINEAR DO FILTRO ATIVO PARALELO.....	34
3.3	CONDIÇÕES PARA O FLUXO DE POTÊNCIA ÓTIMO.....	36
3.4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE CORRENTES “GENERALIZADAS DE FRYZE” ....	37
3.4.1	REGULAÇÃO DO ELO DE TENSÃO CC .....	40
3.5	ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES SENOIDAIIS DE FRYZE” .....	40

3.5.1	CIRCUITO DETECTOR DE $V_{+1}$ .....	41
A.	Circuito PLL .....	43
3.6	SIMPLIFICAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES SENOIDAIS DE FRYZE” .....	44
3.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	46
3.7.1	DESEMPENHO DO FILTRO ATIVO PARALELO OPERANDO COM A ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES GENERALIZADAS DE FRYZE” .....	50
3.7.2	DESEMPENHO DO FILTRO ATIVO PARALELO OPERANDO COM A ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES SENOIDAIS DE FRYZE” .....	52
3.7.3	DESEMPENHO DO FILTRO ATIVO PARALELO OPERANDO COM A ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES SENOIDAIS DE FRYZE” SIMPLIFICADA .....	57
3.8	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	62
<b>4</b>	<b><u>O CONDICIONADOR UNIFICADO UPQC.....</u></b>	<b>63</b>
4.1	DESCRIÇÃO GERAL DO UPQC .....	64
4.2	CIRCUITO DE POTÊNCIA DO UPQC .....	65
4.2.1	CONTROLE PWM LINEAR DO CONVERSOR SÉRIE.....	66
4.2.2	CONTROLE PWM LINEAR DO CONVERSOR PARALELO.....	68
4.3	CONTROLADOR PRINCIPAL DO UPQC .....	68
4.3.1	CONTROLE DE AMORTECIMENTO .....	70
4.4	PROCEDIMENTOS PARA A INICIALIZAÇÃO DO UPQC NO SISTEMA .....	72
4.5	AJUSTE DOS GANHOS PD NO CONTROLE DE TENSÃO PWM LINEAR.....	75
4.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	77
4.7	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	88
<b>5</b>	<b><u>CONCLUSÕES.....</u></b>	<b>89</b>
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	90



## LÍSTA DE SÍMBOLOS

---

C	Capacitância
L	Indutância
R	Resistência
$v_l$	Tensão entregue à carga não linear
$v_c$	Tensão de compensação gerada pelo filtro ativo série
$v_s$	Tensão de suprimento
$v_f$	Tensão senoidal balanceada
$v_a, v_b, v_c$	Tensões instantâneas nas fases a-b-c
$v_\alpha, v_\beta, v_0$	Tensões instantâneas na referência $\alpha$ - $\beta$ -0
$V_w$	Tensão ativa instantânea
$V_q$	Tensão não ativa instantânea
$V$	Valor eficaz da tensão
$V_n$	Valor eficaz da tensão no enésimo harmônico
$V_{0n}$	Fasor da tensão de seqüência zero no enésimo harmônico
$V_{1n}$	Fasor da tensão de seqüência positiva no enésimo harmônico
$V_{2n}$	Fasor da tensão de seqüência negativa no enésimo harmônico
$v_n(t)$	Tensão instantânea no enésimo harmônico
$\dot{V}$	Tensão fasorial (quantidade complexa)
$v_{a\_ref}, v_{b\_ref}, v_{c\_ref}$	Tensões instantâneas de referência
$v_{af}, v_{bf}, v_{cf}$	Tensões instantâneas na saída do inversor do filtro ativo série
$v_{cc}$	Tensão instantânea no elo CC do inversor
$i_l$	Corrente da carga não linear
$i_c$	Corrente de compensação gerada pelo filtro ativo série
$i_s$	Corrente drenada da fonte
$i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}$	Correntes instantâneas nas fases a-b-c
$i_\alpha, i_\beta, i_0$	Correntes instantâneas na referência $\alpha$ - $\beta$ -0
$I_w$	Corrente ativa instantânea
$I_q$	Corrente não ativa instantânea
$I$	Valor eficaz da corrente

$I_n$	Valor eficaz da corrente no enésimo harmônico
$i_n(t)$	Corrente instantânea no enésimo harmônico
$\dot{I}$	Corrente fasorial (quantidade complexa)
$i_{a\_ref}, i_{b\_ref}, i_{c\_ref}$	Correntes instantâneas de referência
$i_{af}, i_{bf}, i_{cf}$	Correntes instantâneas na saída do inversor do filtro ativo paralelo
$i_{ac}, i_{bc}, i_{cc}$	Correntes instantâneas filtradas pelo filtro RC
$i_{\alpha c}, i_{\beta c}$	Correntes de referência em $\alpha$ - $\beta$ -0
$i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}$	Correntes ativas
$i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}$	Correntes não ativas
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Correntes instantâneas drenadas da fonte
$p_n(t)$	Potência instantânea no enésimo harmônico
$S$	Potência complexa
$Q$	Potência reativa
$P$	Potência ativa
$\dot{S}$	Potência aparente fasorial
$P_m$	Potência ativa trifásica média
$P_B$	Potência ativa
$Q_B$	Potência reativa
$S_B$	Potência aparente
$D_B$	Potência de distorção
$P_w$	Potência ativa instantânea
$P_S$	Potência aparente
$P_q$	Potência não ativa instantânea
$P_c$	Valor médio da potência de controle
$p$	Potência real instantânea
$p_0$	Potência real de seqüência zero instantânea
$q$	Potência imaginária instantânea
$p_{3\phi}$	Potência trifásica instantânea
$\bar{p}$	Potência real média
$\tilde{p}$	Potência real oscilante
$G_e$	Condutância
$B_e$	Susceptância

$G_{loss}$	Sinal CC na saída do regulador de tensão CC
$G_{bar}$	Condutância média
$\tilde{G}$	Condutância oscilante
$\tilde{B}$	Susceptância oscilante
$T$	Período
$\omega_n$	Frequência angular no enésimo harmônico
$\omega$	Frequência angular
$\omega t$	Fasor sincronizado com a componente fundamental de seq. positiva das tensões.
$\theta$	Ângulo de fase da tensão
$\delta$	Ângulo de fase da corrente
$\varphi$	Defasamento entre os ângulos de fase da tensão e da corrente
$t$	Tempo
$\alpha$	Fasor com amplitude unitária e fase $120^\circ$
$f$	Frequência
$\lambda$	Fator de potência ativa dos multiplicadores de Lagrange
$\lambda_q$	Fator de potência não ativa dos multiplicadores de Lagrange
$k$	Fator de amortecimento
$\psi$	Zero da função de transferência

# 1 INTRODUÇÃO

**C**ONDICIONADORES ativos de potência são equipamentos de última geração no campo da eletrônica de potência aplicada a sistemas de energia elétrica. Estes equipamentos usam os mais modernos dispositivos semicondutores de potência, além da tecnologia de processadores de sinais digitais.

Estes condicionadores podem ser utilizados na compensação de harmônicos, de desbalanços e no controle do fluxo de potência. Estes equipamentos também são usados na compensação da potência reativa e controle de tensão, entre outros.

Este trabalho resume os progressos obtidos a partir de uma estratégia para o controle do filtro ativo paralelo, ineficaz em condições que as tensões do sistema estejam distorcidas e / ou desbalanceadas. A primeira meta foi a de melhorar esta estratégia de controle, permitindo drenar da fonte correntes senoidais, balanceadas e minimizadas mesmo que as tensões de suprimento contenham desbalanços e / ou harmônicos. A partir desta melhora, foi proposto um algoritmo de controle dual para o uso em filtros ativos do tipo série.

Por fim, com o objetivo de implementar o controle de amortecimento utilizado no condicionador unificado UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*), foi feita uma investigação para determinar as correntes não ativas. Será verificado que o uso da forma proposta para determinar as correntes não ativas permite ao controle do filtro ativo uma flexibilidade, podendo compensar, de forma independente, as correntes ativa e não ativa para sistemas trifásicos a três fios.

## 1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Com o avanço da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência, foi possível inserir o seu uso em equipamentos industriais, permitindo o avanço do processo de automatização nas indústrias. Contudo, por apresentarem características não lineares, estes equipamentos industriais passam a ser um dos maiores agentes poluidores do sistema elétrico. Os semicondutores de potência podem também ser encontrados nos equipamentos eletro / eletrônicos presentes nas residências, o que contribui ainda mais para a injeção de harmônicos no sistema elétrico. Diante disto estamos em uma situação paradoxal, pois ao mesmo tempo em que poluem o sistema

elétrico, estes equipamentos necessitam de uma energia de boa qualidade para operarem de forma adequada.

Com isto, nos últimos anos, estudos para o desenvolvimento de equipamentos que melhorem a qualidade de energia foram feitos. Em 1976, L. Gyugyi e E.C. Strycula [1] introduziram os conceitos básicos dos filtros ativos. Estes condicionadores de potência podem ser divididos em duas grandes classes:

- ✓ Filtros Ativos Série e
- ✓ Filtros Ativos Paralelos.

O filtro ativo série se comporta como gerador de tensão controlada, produzindo uma tensão de compensação  $v_c$  em série com a tensão  $v_s$  no ponto de entrega da rede de distribuição a um consumidor especial. A Fig. 1 ilustra o princípio básico de compensação série de tensão, por meio de um filtro ativo.

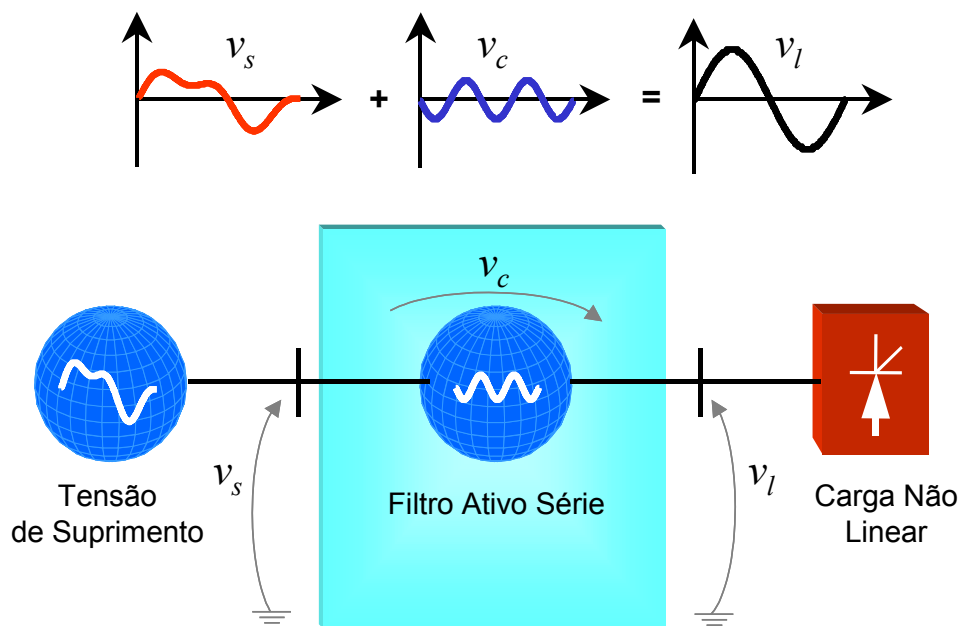


Fig. 1. Princípio de Compensação de Tensão por meio de um Filtro Ativo Série.

Com isto, a tensão compensada  $v_l$  entregue à carga não linear não conterá os harmônicos e desbalanços presentes na tensão de suprimento  $v_s$ . Idealmente, a tensão  $v_l$  será senoidal e equilibrada. Como pode ser observado na Fig. 2, a tensão gerada  $v_f$  é uma senóide pura balanceada. Contudo, as cargas conectadas neste sistema, geram uma corrente harmônica  $i_h$  de tal forma que a queda de tensão provocada pela corrente ( $i_f + i_h$ ), sobre a carga RL, faz com que a tensão de suprimento  $v_s$  contenha os desbalanços e distorções mencionados.

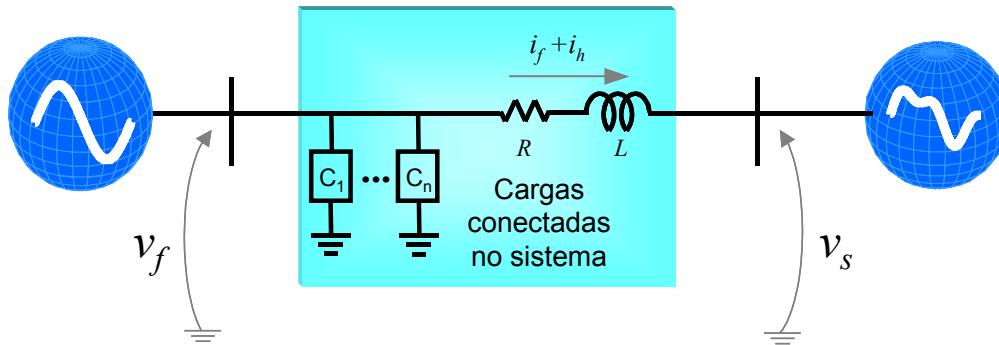


Fig. 2. Presença de harmônicos e desbalanços na tensão de suprimento  $v_s$

De forma dual, o filtro ativo paralelo atua como uma fonte de corrente controlada. A corrente de compensação  $i_c$  somada à corrente da carga não linear  $i_l$  faz com que a corrente drenada da fonte  $i_s$  tenha uma forma de onda senoidal e balanceada. A Fig. 3 ilustra o princípio básico de compensação paralela de corrente, através de um filtro ativo.

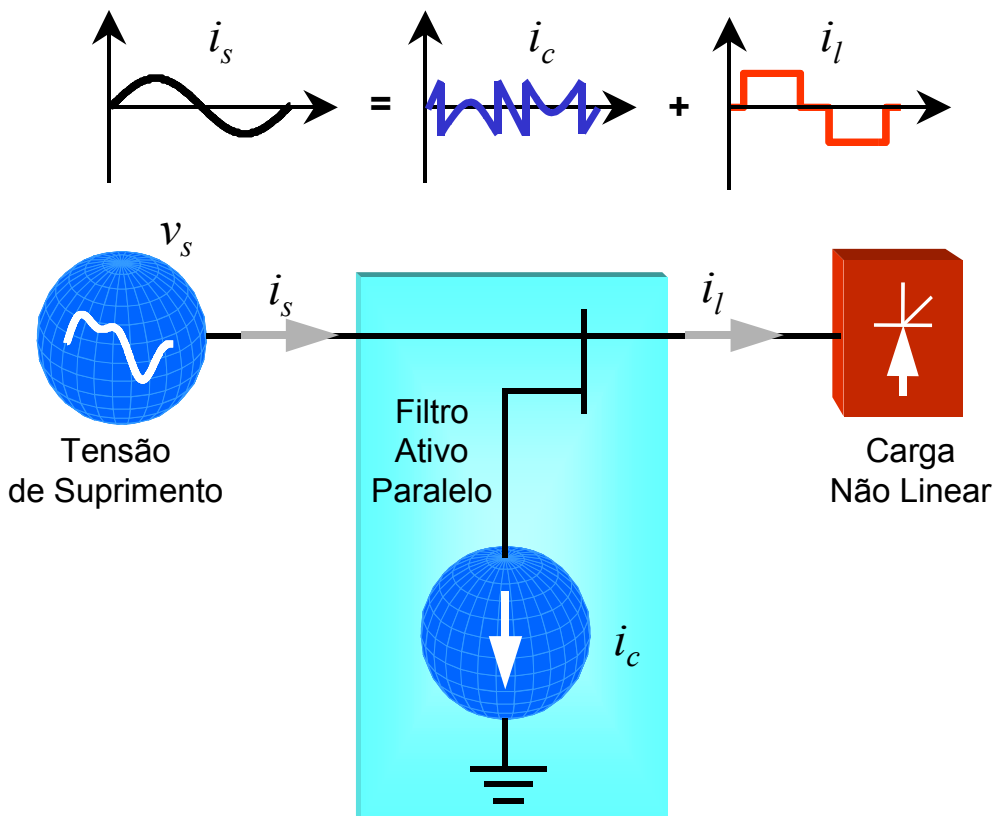


Fig. 3. Princípio de Compensação de Corrente através de um Filtro Ativo Paralelo.

Nas situações em que as correntes drenadas pela carga não linear e as tensões de suprimento apresentam simultaneamente desbalanços e/ou harmônicos, uma combinação de filtro ativo série com o filtro ativo paralelo, conhecida como UPQC, pode ser utilizada, conforme ilustrado na Fig. 4.

Neste caso, a corrente compensada  $i_s$ , drenada da rede e a tensão compensada  $v_l$ , entregue ao consumidor especial, têm forma de onda puramente senoidal e são balanceadas (trifásico equilibrado). Além disso, caso seja desejável, o filtro ativo paralelo pode também compensar o fator de potência da carga, tornando a corrente drenada da fonte  $i_s$  em fase com a tensão  $v_l$ .

Existem compensadores que combinam filtros ativos com filtros passivos, denominados filtros híbridos. Apesar deste tipo de filtro necessitar de um menor investimento para a sua implementação, estes compensadores híbridos não são capazes de realizar todas as funções de compensação que o condicionador UPQC apresenta.

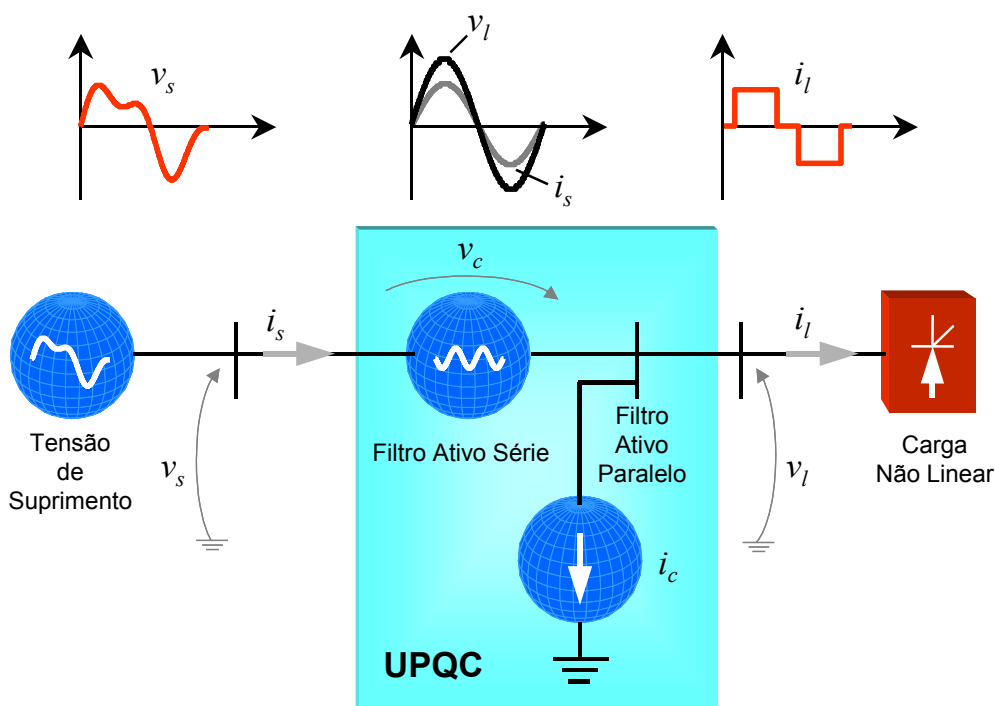


Fig. 4. Princípio de compensação de compensação série e paralelo combinados – o UPQC (Unifed Power Quality Conditioner) –

## **1.2 MOTIVAÇÕES PARA O TRABALHO**

Nos últimos 20 anos a estratégia de controle baseada na teoria da potência instantânea, proposta por Akagi *et al.* em 1983 [2] vem sendo utilizada em aplicações da eletrônica de potência para sistemas de transmissão e distribuição. Apesar de apresentar resultados satisfatórios, a estratégia é criticada devido à necessidade do uso da transformada de Clarke e sua transformada inversa, o que implica num esforço adicional. Contudo, com o avanço da tecnologia nos micro-controladores e processadores de sinal, como por exemplo, o DSP (Digital Signal Processor), este problema já não pode ser considerado como um motivo para que o seu uso seja evitado.

Nos anos 30 do século passado, Fryze [3] propôs um conjunto de definições, no domínio do tempo, para as potências ativa e não ativa em condições não senoidais. A partir destas definições, Tenti *et al.* [4] propuseram um algoritmo para o controle do filtro ativo paralelo em sistemas trifásicos a três fios. A limitação no uso desta estratégia reside no fato de que as correntes drenadas da fonte apresentam formas de onda similares às das tensões. Com isto, as correntes compensadas terão as mesmas distorções e desbalanços encontrados nas tensões de suprimento.

Diante disto, uma das grandes motivações deste trabalho foi no sentido de otimizar a estratégia de controle proposta em [4], permitindo drenar da fonte correntes senoidais, balanceadas e minimizadas mesmo em situações em que as tensões utilizadas no controle estejam distorcidas e / ou desbalanceadas.

Outra grande motivação foi proporcionar uma flexibilidade que permite a compensação independente das correntes ativa e não ativa. Com esta flexibilidade foi possível implementar um controle de amortecimento, necessário para a concepção do condicionador unificado UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*).

Cabe aqui ressaltar que estas motivações resultaram em contribuições. Estas permitem que o condicionador UPQC tenha a mesma robustez de quando opera sob o controle baseado na teoria da potência instantânea [2].



### 1.3 OBJETIVOS

Os principais objetivos deste trabalho são:

- i.) Descrever algumas das principais definições para potência, em condições não senoidais, tanto no domínio da frequência como no domínio do tempo;
- ii.) Descrever o circuito de potência do filtro ativo paralelo;
- iii.) Formular os algoritmos de controle “*Correntes Generalizadas de Fryze*”, “*Correntes Senoidais de Fryze*” e o controle “*Correntes Senoidais de Fryze*” simplificado.
- iv.) Simular o filtro ativo paralelo com o seu controle baseado nas estratégias descritas acima;
- v.) Descrever o circuito de potência do UPQC;
- vi.) Descrever o circuito de controle do UPQC;
- vii.) Simular o condicionador UPQC em um sistema trifásico a três fios.

### 1.4 RESUMO DOS PRINCIPAIS TÓPICOS

O Capítulo 2 relata as definições clássicas para a determinação das potências ativa e reativa tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos, em condições senoidais. Em condições não senoidais estão descritas algumas das principais definições para potência, tanto no domínio da frequência como no domínio do tempo.

No Capítulo 3 está descrito, de forma generalizada, o funcionamento do filtro ativo paralelo. As estratégias de controle “*Correntes Generalizadas de Fryze*”, “*Correntes Senoidais de Fryze*” e “*Correntes Senoidais de Fryze*” simplificada serão implementadas no controle do filtro ativo paralelo, apresentando os resultados de simulação destas estratégias de controle em sistemas trifásicos a três fios.

Dentro da estratégia de controle “*Correntes Senoidais de Fryze*” está descrito, de forma detalhada, o circuito de controle que tem como objetivo extrair das tensões de suprimento a sua componente fundamental de seqüência positiva. Conforme descrito neste capítulo, este circuito corresponde ao modelo de minimização dual observado no controle “*Correntes Generalizadas de Fryze*” em conjunto com o circuito de sincronismo, sendo denominado como “*Detector de  $V_{+1}$* ”. Este controle proposto é utilizado tanto no filtro ativo paralelo como no condicionador unificado UPQC,

conforme pode ser observado no Capítulo 4. Ainda no Capítulo 3, está descrita a operação detalhada do circuito de sincronismo PLL (*Phase-Locked-Loop*).

O Capítulo 4 descreve o condicionador unificado UPQC. O controle para a determinação das correntes ativa e não ativa está descrito de forma detalhada. Os demais controles, inseridos no condicionador unificado UPQC, são apresentados no Capítulo 3. Os resultados de simulação, envolvendo o uso do UPQC em um sistema trifásico a três fios, têm o objetivo de comprovar a eficácia das estratégias de controle apresentadas em um sistema onde as tensões de suprimento e as correntes da carga não linear estão distorcidas e desbalanceadas.

Por fim, no Capítulo 5 estão os comentários finais sobre os temas mais relevantes abordados neste trabalho, as principais contribuições desenvolvidas e propostas para a realização de trabalhos futuros.

## 2 DEFINIÇÕES PARA AS POTÊNCIAS EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS

**A**NTES de iniciar a análise dos condicionadores de potência é necessário estabelecer uma série de conceitos. A determinação da potência elétrica em condições não senoidais talvez seja a parte mais importante para a definição da estratégia de controle a ser implementada nos condicionadores de potência. As definições convencionais usadas em sistemas de corrente alternada são únicas e inequívocas, onde as tensões e correntes envolvidas são senoidais [5]. Contudo, em condições não senoidais, começam a surgir incoerências.

Para entender um pouco desta incoerência, quando o sistema apresenta tensões e correntes senoidais e equilibradas, as potências real e imaginária definidas por Akagi *et al.* [2] irão apresentar apenas valores médios. Outros detalhes envolvendo estas potências, definidas no domínio do tempo, estão descritos ainda neste capítulo. Estes valores médios se equivalem aos obtidos por meio do uso das potências ativa e reativa, que são potências definidas no domínio da frequência. Contudo, em condições não senoidais, haverá a presença de componentes oscilantes tanto na potência real como na imaginária. Estas componentes oscilantes fazem com que os resultados obtidos pelas potências real e imaginária, apresentem valores diferentes se comparadas às determinadas pelas potências ativa e reativa, respectivamente.

Duas importantes propostas para definição de potência, em condições não senoidais, foram feitas por *Budeanu* [6] no final dos anos 20 do século passado e por *Fryze* nos anos 30 do século passado. Enquanto *Budeanu* propôs um conjunto de definições para as potências em condições não senoidais, no domínio da frequência, *Fryze* propôs no domínio do tempo. Pode se dizer que estas duas definições formaram a base para as mais diversas proposições atuais para a determinação da potência em condições não senoidais.

Neste capítulo estão descritas as formulações clássicas para a determinação das potências ativa e reativa, por meio de fasores, tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos em condições senoidais. Em condições não senoidais serão vistas propostas para definir as potências tanto no domínio do tempo como no domínio

da frequência. Maior ênfase será dada ao estudo das definições de potência baseadas no domínio do tempo. Isto se faz necessário, pois os controles empregados nos filtros ativos devem operar adequadamente todo o tempo, incluindo os transitórios que ocorrem no sistema elétrico. As definições de potência no domínio da frequência serão descritas de forma sucinta, contendo basicamente as proposições para as potências em condições não senoidais apresentadas por *Budeanu*.

## 2.1 DEFINIÇÕES PARA AS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA EM CONDIÇÕES SENOIDAIS PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS

A potência elétrica absorvida por uma carga, é determinada pelo produto dos valores instantâneos da tensão com a corrente; sendo:

$$v_n(t) = \sqrt{2} \cdot V_n \cdot \cos(\omega_n t + \theta) \quad ; \quad (2.1)$$

A tensão, em função do tempo, com ângulo  $\theta$  e frequência  $\omega_n$  e,

$$i_n(t) = \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos(\omega_n t + \delta) \quad ; \quad (2.2)$$

A corrente, em função do tempo, com ângulo  $\delta$  e frequência  $\omega_n$ ;

A potência instantânea corresponde a:

$$p_n(t) = V_n \cdot I_n \cdot (\cos(\theta - \delta) + \cos(2 \cdot \omega_n t + \theta + \delta)) \quad . \quad (2.3)$$

Onde  $V_n$  e  $I_n$  correspondem aos valores eficazes da tensão e da corrente. A equação (2.3) apresenta duas parcelas, sendo uma constante no tempo, e a outra variável no tempo com frequência igual a  $2\omega_n$ .

A primeira parcela corresponde à potência absorvida pela carga, sendo transformada em calor, trabalho ou armazenada. Esta parcela é denominada como potência ativa média. A outra parcela, variando no tempo, corresponde à potência ativa oscilante.

Análogo ao circuito de corrente contínua, onde a potência corresponde ao produto da tensão pela corrente, foi definida a potência aparente  $S$ , determinada pelo produto dos valores eficazes da tensão pela corrente, isto é:

$$S = V_n \cdot I_n \quad . \quad (2.4)$$

A potência ativa pode ser calculada como o produto da potência aparente pelo “fator de potência”  $\cos(\theta - \delta)$ .

$$P = V_n \cdot I_n \cdot \cos(\varphi) = S \cdot \cos(\varphi) \quad . \quad (2.5)$$

Onde  $\varphi = \theta - \delta$  é definido como a defasagem entre a tensão e a corrente. Quando esta defasagem for igual a zero, então toda a potência aparente fornecida será absorvida pela carga. Por fim, foi definida a potência reativa  $Q$ , correspondente ao produto da potência aparente pelo seno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente, ou seja:

$$Q = V_n \cdot I_n \cdot \sin(\varphi) = S \cdot \sin(\varphi) \quad . \quad (2.6)$$

É importante comentar que a potência reativa pode ser positiva, quando a tensão está adiantada em relação à corrente, como pode ser negativa, quando a corrente está adiantada à tensão.

As unidades correspondentes da potência aparente, potência ativa e potência reativa estão mencionadas abaixo.

Potência ativa: WATT (W);

Potência reativa: VOLT-AMPÈRE- REATIVO (VAr);

Potência aparente: VOLT-AMPÈRE (VA);

A potência aparente é definida por:

$$\dot{S} = P + jQ = S \cdot \cos(\varphi) + j \cdot S \cdot \sin(\varphi) \quad ; \quad (2.7)$$

A partir da equação (2.7), pode-se determinar a magnitude da potência  $S$  de acordo com (2.8).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad ; \quad (2.8)$$

A potência complexa é calculada por meio do produto do fasor tensão  $\dot{V}$  pelo conjugado complexo do fasor corrente  $\dot{I}^*$ , isto é:

$$\dot{S} = \dot{V} \cdot \dot{I}^* = V_n \angle \theta \cdot I_n \angle -\delta = S \cdot \cos(\varphi) + j \cdot S \cdot \sin(\varphi) \quad . \quad (2.9)$$

## 2.2 DEFINIÇÕES PARA AS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA EM CONDIÇÕES SENOIDAIS PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS

Neste tópico será feito um equacionamento para determinar as potências aparente, ativa e reativa trifásicas. Considerando uma carga trifásica onde os valores instantâneos das tensões e correntes são:

$$\begin{aligned} v_A(t) &= \sqrt{2} \cdot V_A \cdot \cos(\omega_n t + \theta_A) & ; & & i_A(t) &= \sqrt{2} \cdot I_A \cdot \cos(\omega_n t + \delta_A); \\ v_B(t) &= \sqrt{2} \cdot V_B \cdot \cos(\omega_n t + \theta_B) & ; & & i_B(t) &= \sqrt{2} \cdot I_B \cdot \cos(\omega_n t + \delta_B); \\ v_C(t) &= \sqrt{2} \cdot V_C \cdot \cos(\omega_n t + \theta_C) & ; & & i_C(t) &= \sqrt{2} \cdot I_C \cdot \cos(\omega_n t + \delta_C); \end{aligned} \quad (2.10)$$

A potência trifásica total instantânea é dada por:

$$P(t) = v_A(t) \cdot i_A(t) + v_B(t) \cdot i_B(t) + v_C(t) \cdot i_C(t) \quad ; \quad (2.11)$$

Desenvolvendo-se a equação acima, os valores da potência ativa trifásica média ( $P_m$ ) e da potência complexa ( $\dot{S}$ ) estão escritos em (2.12) e (2.13):

$$P_m = \dot{V}_A \cdot \dot{I}_A \cdot \cos(\varphi_A) + \dot{V}_B \cdot \dot{I}_B \cdot \cos(\varphi_B) + \dot{V}_C \cdot \dot{I}_C \cdot \cos(\varphi_C) \quad ; \quad (2.12)$$

$$\dot{S} = \dot{V}_A \cdot \dot{I}_A^* + \dot{V}_B \cdot \dot{I}_B^* + \dot{V}_C \cdot \dot{I}_C^* \quad . \quad (2.13)$$

Onde  $\dot{V}_A, \dot{V}_B, \dot{V}_C, \dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$  são fasores das tensões e das correntes das fases A, B e C, respectivamente. Para facilitar o entendimento destas equações e poder equacioná-las de forma mais simples, algumas condições serão utilizadas. As tensões são simétricas e estão em seqüência direta:

$$V_A = V_B = V_C = V ;$$

$$\theta_B = \theta_A - 2\pi / 3 ;$$

$$\theta_C = \theta_A + 2\pi / 3 ;$$

E a carga equilibrada:

$$\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi$$

$$I_A = I_B = I_C = I$$

Adotando estas condições, as equações (2.12) e (2.13) são simplificadas, conforme escrito abaixo:

$$P_m = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad ; \quad (2.14)$$

$$\dot{S} = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) + j3 \cdot V \cdot I \cdot \text{sen}(\varphi) \quad . \quad (2.15)$$

Onde as potências aparente, ativa e reativa, extraídas da equação (2.15), estão descritas em (2.16):

$$S = 3 \cdot V \cdot I$$

$$P = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad . \quad (2.16)$$

$$Q = 3 \cdot V \cdot I \cdot \text{sen}(\varphi)$$

Assim foi feita uma breve análise dos sistemas elétricos monofásicos e trifásicos em condições senoidais. Contudo, neste trabalho, a carga apresenta-se como sendo não linear e, com isso, não há como garantir que a tensão entregue a esta carga não possua harmônicos e / ou esteja desbalanceada. Isto faz com que seja necessário um estudo de sistemas elétricos trifásicos onde as condições sejam não senoidais.

### 2.3 DEFINIÇÕES DA POTÊNCIA EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

As definições de potência estabelecidas por *Budeanu* [6] [7] em 1927 ainda são uma importante ferramenta para a análise da potência no domínio da frequência. Admitindo que toda e qualquer forma de onda pode ser decomposta nas séries de Fourier, desde que seja periódica, o valor eficaz de cada harmônico pode ser calculado e as seguintes definições para potência são determinadas.

- **Potência aparente  $S$ :**

$$S = V.I \quad ; \quad (2.17)$$

Onde  $V$  e  $I$  representam os valores eficazes das tensões e das correntes, respectivamente, as quais são determinadas por:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_n V_n^2} \quad \text{e} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_n I_n^2} \quad . \quad (2.18)$$

Sendo  $V_n$  e  $I_n$  os valores eficazes de tensão e de corrente do  $n$ ésimo harmônico e  $T$  o período da componente fundamental. A partir destas definições para tensão e corrente são determinadas as potências ativa, reativa e harmônica apresentadas por *Budeanu* [6] [7].

- **Potência ativa  $P_B$ :**

$$P_B = \sum_n P_n = \sum_n V_n I_n \cos \varphi_n \quad ; \quad (2.19)$$

- **Potência reativa  $Q_B$ :**

$$Q_B = \sum_n Q_n = \sum_n V_n I_n \sin \varphi_n \quad ; \quad (2.20)$$

- **Potência harmônica  $D_B$ :**

$$D_B^2 = S_B^2 - P_B^2 - Q_B^2 \quad ; \quad (2.21)$$

onde,

$$S_B = P_B + jQ_B = \sum_n V_n I_n \cos \varphi_n + j \sum_n V_n I_n \sin \varphi_n \quad . \quad (2.22)$$

As potências definidas por meio das equações (2.17) a (2.22) são bem conhecidas e usadas constantemente. Contudo, apenas a potência  $P_B$ , descrita na equação (2.19), apresenta um sentido físico claro tanto em condições senoidais como em não senoidais [8] [9].

Em relação à potência  $Q_B$ , descrita na equação (2.20), e à potência  $D_B$ , descrita na equação (2.21), são formulações matemáticas que podem gerar falsas interpretações, em particular, nos sistemas trifásicos. Estas equações tratam os circuitos elétricos em condições não senoidais como a soma de vários circuitos independentes, excitados em diferentes frequências. Conseqüentemente, não oferecem uma base consistente para ser usada tanto em filtros passivos como em condicionadores de potência [10] [11].

## 2.4 DEFINIÇÕES DAS POTÊNCIAS EM CONDIÇÕES NÃO SENOIDAIS NO DOMÍNIO DO TEMPO

A partir dos anos 30 foram propostas uma série de metodologias para a determinação das potências instantâneas, ativa e reativa, em condições não senoidais. Neste trabalho estão descritas algumas das principais propostas para tal determinação.

Nos anos 30 do século passado, *Fryze* propôs um conjunto de definições para a potência no domínio do tempo em condições não senoidais. As equações básicas propostas por *Fryze* estão descritas em seguida.

- **Potência ativa  $P_w$  :**

$$P_w = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt = V_w I = VI_w \quad ; \quad (2.23)$$

Onde a tensão  $V_w$  e a corrente  $I_w$  são determinadas por meio das equações (2.24) e (2.25) respectivamente.

$$V_w = \frac{P_w}{I}, \text{ onde } I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad ; \quad (2.24)$$

$$I_w = \frac{P_w}{V}, \text{ onde } V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad . \quad (2.25)$$

Os valores eficazes da tensão e da corrente são determinados por meio da equação (2.18). A (2.23) é a equação principal das propostas por *Fryze*. A partir desta equação e das unidades determinadas  $P_w, V_w, I_w$ , são obtidas as demais equações conforme pode ser verificado em seguida.



- **Potência Aparente  $P_S$  :**

$$P_S = V \cdot I \quad ; \quad (2.26)$$

- **Fator da Potência Ativa  $\lambda$ :**

$$\lambda = \frac{P_w}{P_S} = \frac{P_w}{V \cdot I} \quad ; \quad (2.27)$$

- **Potência não ativa  $P_q$ :**

$$P_q = \sqrt{P_S^2 - P_w^2} = V_q \cdot I = V \cdot I_q \quad ; \quad (2.28)$$

- **Fator da potência não ativa  $\lambda_q$ :**

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \quad ; \quad (2.29)$$

- **Tensão Ativa  $V_w$  e Corrente Ativa  $I_w$  :**

$$\begin{aligned} V_w &= \lambda \cdot V \\ I_w &= \lambda \cdot I \end{aligned} \quad ; \quad (2.30)$$

- **Tensão não ativa  $V_q$  e Corrente não ativa  $I_q$ :**

$$\begin{aligned} V_q &= \lambda_q \cdot V \\ I_q &= \lambda_q \cdot I \end{aligned} \quad . \quad (2.31)$$

Fryze entendeu que a potência não ativa pode ser expressa por todas as porções das tensões e das correntes que não contribuem para a potência ativa média  $P_w$ . Da forma como Fryze equacionou, o fator da potência ativa atinge o seu máximo quando  $\lambda$  for igual a 1. Nesta situação as tensões e correntes instantâneas são proporcionais. Em condições não senoidais, é possível que a potência instantânea apresente componentes oscilantes e, ainda assim, as tensões e correntes instantâneas serão proporcionais. Em outras palavras, o fato de haver uma proporcionalidade entre tensões e correntes não garante que o fluxo de energia seja ideal (potência ativa instantânea constante).

## 2.5 DEFINIÇÃO PARA A POTÊNCIA INSTANTÂNEA NA REFERÊNCIA $\alpha$ - $\beta$ -0

Em 1983 Akagi et al. [2] propuseram novos conceitos para a determinação das potências real e imaginária, válidas tanto para regime permanente como durante transitórios para tensões e correntes com harmônicos e desbalanços. Esta teoria é conhecida como teoria da potência instantânea ou *teoria pq*. A transformação  $\alpha$ - $\beta$ -0

é uma transformação algébrica para correntes e tensões trifásicas. A matriz da transformada de *Clarke* e sua inversa, para tensões trifásicas são mostradas a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad , \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad . \quad (2.33)$$

Estas transformações para a determinação das tensões podem ser utilizadas também para a transformação das correntes trifásicas. Uma vantagem desta transformação é a possibilidade de separar as componentes de seqüência zero presentes nas tensões e nas correntes trifásicas (variáveis  $v_0$  e  $i_0$ ). Uma vez determinadas as tensões e correntes nas componentes de *Clarke*, são calculadas as potências real, imaginária e de seqüência zero instantâneas conforme mostrado abaixo:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad . \quad (2.34)$$

A potência real instantânea pode ser escrita substituindo as variáveis a-b-c pelas variáveis  $\alpha$ - $\beta$ -0, conforme equacionado em seguida:

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad . \quad (2.35)$$

Esta equação mostra que potência real instantânea trifásica é sempre igual à soma das potências real e de seqüência zero instantâneas.

Do mesmo modo que a potência real trifásica instantânea, também é possível determinar a potência imaginária trifásica instantânea substituindo as variáveis  $\alpha$ - $\beta$  pelas variáveis a-b-c, conforme equacionado abaixo:

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b) \cdot i_c + (v_b - v_c) \cdot i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b] = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \quad . \quad (2.36)$$

Em um circuito puramente senoidal, a expressão (2.36) é análoga à usada para a determinação da potência reativa em um dado circuito, utilizando ( $Q_{3\phi} = 3VI\text{sen}\phi$ ). Nestas condições, é importante observar que a definição da potência imaginária  $q$  está de acordo com o conceito convencional da potência reativa  $Q$ , ou seja, valores positivos para as cargas indutivas e valores negativos para as capacitivas.

Uma vez determinadas as potências instantâneas real, imaginária e de seqüência zero em função das tensões e correntes nas componentes de *Clarke*, é possível então separar as correntes real e imaginária em função destas potências. Adiante seguem as equações para a determinação das correntes reais e imaginárias nas componentes  $\alpha$  e  $\beta$  e a equação para determinação das mesmas nas componentes a-b-c.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad ; \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} \quad ; \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad . \quad (2.40)$$

É importante observar que as correntes reais e imaginárias obtidas por (2.39) e (2.40) não são influenciadas pelas componentes de seqüência zero. Da mesma forma as tensões, que podem ser obtidas de forma análoga às correntes, também não sofrem influências das componentes de seqüência zero.

Outra facilidade da *teoria pq* é a possibilidade de poder compensar, separadamente, as potências  $p$ ,  $q$  e  $p_0$ . Mais ainda é possível separar as componentes média e oscilante das potências  $p$  e  $q$ , ganhando assim liberdade para especificar quais potências serão utilizadas para a determinação das correntes de compensação. Por exemplo, para obter as correntes de compensação nas componentes de *Clarke* em função da potência imaginária  $q$  junto com a parte oscilante da potência real  $\tilde{p}$ , basta utilizar a matriz representada na equação (2.41):

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad . \quad (2.41)$$

Para determinar estas correntes de referência nas componentes a-b-c, em função das correntes de compensação nas componentes de *Clarke*, basta utilizar a matriz inversa de *Clarke* conforme está equacionado a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad . \quad (2.42)$$

Esta teoria é versátil pois, como pôde ser observado, permite a compensação das componentes real e imaginária de forma independente em sistemas trifásicos a três fios [12] e a quatro fios [13]. Pode-se dizer que a teoria convencional é um caso particular da teoria da potência instantânea. Um outro aspecto concerne aos significados físicos das potências real e imaginária, onde em [14] [15] [5] podem ser encontrados de forma detalhada.

Inicialmente, a *teoria pq* foi usada no controle de filtro ativo paralelo em sistemas trifásicos a três fios, para compensação de correntes harmônicas geradas por cargas não lineares. Foi verificado que o desempenho deste algoritmo de controle fica comprometido se as tensões no ponto de entrega de energia possuem um certo grau de desequilíbrio e / ou distorção. Em 1995, com a aplicação de um circuito de sincronismo (circuito PLL), Aredes *et al.* [13] desenvolveram um circuito que media as tensões do sistema e extraía a componente fundamental de seqüência positiva. Com este circuito, é possível garantir que as correntes drenadas da rede sejam senoidais e equilibradas,

mesmo que as tensões do sistema estejam distorcidas e / ou desequilibradas, tanto em sistemas trifásicos a três fios como em sistemas trifásicos a quatro fios.

## 2.6 CÁLCULO DAS CORRENTES ATIVA E NÃO ATIVA PELO MÉTODO DOS MÍNIMOS MULTIPLICADORES DE LAGRANGE

Conforme em [5], a corrente não ativa de um sistema trifásico é a componente da corrente de carga que não produz fluxo longitudinal de energia entre dois subsistemas, mas proporciona um aumento da amplitude de corrente e perdas nos condutores. Para a formulação deste método, é considerado que as correntes trifásicas vistas na carga apresentem componente ativa e componente não ativa.

As correntes observadas na carga têm como formulação  $i_k$  para  $k = (a,b,c)$ , suas componentes ativas  $i_{wk}$  e, suas componentes não ativas  $i_{qk}$ . Equacionando estas correntes temos que:

$$i_k = i_{wk} + i_{qk}; \quad k = (a,b,c). \quad (2.43)$$

Esta tarefa consiste em determinar o mínimo de:

$$L(i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}) = (i_a - i_{qa})^2 + (i_b - i_{qb})^2 + (i_c - i_{qc})^2, \quad (2.44)$$

Com a restrição de que:

$$g(i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}) = v_a \cdot i_{qa} + v_b \cdot i_{qb} + v_c \cdot i_{qc} = 0. \quad (2.45)$$

Por meio do uso dos mínimos multiplicadores de Lagrange, conforme descrito de forma sucinta em seguida, este problema pode ser solucionado.

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial i_{qa}} + \gamma \frac{\partial g}{\partial i_{qa}} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_{qb}} + \gamma \frac{\partial g}{\partial i_{qb}} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_{qc}} + \gamma \frac{\partial g}{\partial i_{qc}} = 0 \end{cases}, \quad (2.46)$$

A partir das condições apresentadas em (2.46), em conjunto com a equação (2.45), é determinada a equação matricial resultante apresentada por meio da equação (2.47).

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & v_a \\ 0 & 2 & 0 & v_b \\ 0 & 0 & 2 & v_c \\ v_a & v_b & v_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_a \\ 2i_b \\ 2i_c \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.47)$$

Resolvendo a equação matricial acima, o fator  $\gamma$  é determinado de acordo com a equação (2.48):

$$\gamma = \frac{2 \cdot (v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} = \frac{2p_{3\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}, \quad (2.48)$$

Para determinar as correntes não ativas instantâneas, basta substituir a equação (2.48) em (2.47) conforme mostrado na equação (2.49):

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{p_{3\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.49)$$

Sendo as correntes ativas dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.50)$$

A potência trifásica ativa instantânea obtida por meio da combinação das correntes  $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$  com as tensões  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  é a mesma conseguida da combinação destas tensões com as correntes da carga  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ . A diferença está no fato que as correntes  $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$  não geram potência não ativa, apresentando valores eficazes menores. Com isto, se as correntes não ativas instantâneas, definidas em (2.49), forem compensadas próximas dos terminais da carga, o sistema passa a fornecer apenas as correntes ativas instantâneas, reduzindo consideravelmente as perdas na transmissão de energia.

Um algoritmo dual ao apresentado permite a determinação das correntes não ativas sem o uso das correntes ativas. A partir das equações básicas (2.51) a (2.53), as correntes não ativas são calculadas por meio do método dos mínimos multiplicadores de Lagrange. As tensões  $v_{qa}$ ,  $v_{qb}$ ,  $v_{qc}$  (2.51) apresentam a mesma magnitude das tensões  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ , porém defasadas de  $90^\circ$ .

$$\begin{cases} v_{qa} = (v_b - v_c) / \sqrt{3} \\ v_{qb} = (v_c - v_a) / \sqrt{3} \\ v_{qc} = (v_a - v_b) / \sqrt{3} \end{cases} \quad . \quad (2.51)$$

Com isto a tarefa agora consiste em determinar o mínimo de:

$$L(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) = (i_a - i_{wa})^2 + (i_b - i_{wb})^2 + (i_c - i_{wc})^2 \quad ; \quad (2.52)$$

Com a restrição de que:

$$g(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) = v_{qa} i_{wa} + v_{qb} i_{wb} + v_{qc} i_{wc} = 0 \quad . \quad (2.53)$$

Novamente, este problema pode ser resolvido com o uso dos mínimos multiplicadores de Lagrange conforme observado em seguida.

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial i_{wa}} + \gamma_q \frac{\partial g}{\partial i_{wa}} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_{wb}} + \gamma_q \frac{\partial g}{\partial i_{wb}} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_{wc}} + \gamma_q \frac{\partial g}{\partial i_{wc}} = 0 \end{cases} \quad , \quad (2.54)$$

A partir destas condições, em conjunto com a equação (2.53), é determinada a equação matricial de acordo com (2.55).

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & v_{qa} \\ 0 & 2 & 0 & v_{qb} \\ 0 & 0 & 2 & v_{qc} \\ v_{qa} & v_{qb} & v_{qc} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \\ \gamma_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_a \\ 2i_b \\ 2i_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad (2.55)$$

onde,

$$\gamma_q = \frac{2 \cdot (v_{qa} \cdot i_a + v_{qb} \cdot i_b + v_{qc} \cdot i_c)}{v_{qa}^2 + v_{qb}^2 + v_{qc}^2} = \frac{2q}{v_{qa}^2 + v_{qb}^2 + v_{qc}^2} \quad . \quad (2.56)$$

A equação (2.57) mostra a determinação das correntes não ativas em função da potência  $q$ , em conjunto com as tensões  $v_{qa}$ ,  $v_{qb}$ ,  $v_{qc}$ . Em (2.58) é apresentado o cálculo para obter as correntes ativas por meio da diferença entre as correntes da carga não linear pelas correntes não ativas:

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \frac{q}{v_{qa}^2 + v_{qb}^2 + v_{qc}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{qa} \\ v_{qb} \\ v_{qc} \end{bmatrix} \quad ; \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \quad . \quad (2.58)$$

Isto permite a determinação das correntes ativas e não ativas minimizadas, de forma direta, utilizando-se de (2.50) ou (2.58), respectivamente. O uso destes conceitos, em controles de condicionadores de potência, torna possível a determinação das correntes ativa e não ativa de forma independente, dando versatilidade à estratégia de compensação baseada nesta teoria.

Em 1986, Tenti *et al.* [4] desenvolveram um algoritmo baseado nas definições propostas por Fryze para o uso em controladores do filtro ativo paralelo. Em 1993 Depenbrock generalizou esta estratégia de tal forma que as correntes compensadas fossem proporcionais às tensões da carga, conhecida como as *Correntes Generalizadas de Fryze* [16].

Com isto, as correntes compensadas serão senóides puras e equilibradas se as tensões também forem. Porém em situações onde as tensões de suprimento apresentem um certo grau de distorção e / ou desequilíbrios, é impossível, com o uso desta teoria, garantir que as correntes drenadas da fonte sejam equilibradas e senoidais.

Em [17] foi proposto um circuito que extrai a componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento, com o objetivo de atenuar o problema mencionado no parágrafo anterior. As correntes generalizadas de Fryze, que neste trabalho também serão tratadas como correntes ativas, estão apresentadas por  $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$ . A formulação deste algoritmo está descrita em seguida:

$$i_{wk} = G_e \cdot v_k \quad k = (a, b, c); \quad (2.59)$$

$$G_e = \frac{\bar{P}}{\|v_\Sigma\|^2} \quad ; \quad (2.60)$$



$$\bar{p} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t)] dt \quad ; \quad (2.61)$$

$$\|v_{\Sigma}\|^2 = \sum_k \|v_k\|^2 = \sum_k \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_k^2(t) dt \quad k = (a, b, c) \quad . \quad (2.62)$$

As correntes ativas  $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$ , geram apenas potência ativa, assim como as obtidas por meio da equação (2.50). Contudo, o seu valor eficaz será menor em relação às correntes determinadas em (2.50), sendo equivalentes somente em condições senoidais.

De forma análoga, podem ser determinadas as correntes não ativas por meio da dualidade entre a condutância  $G_e$  e uma susceptância  $B_e$ , substituindo as tensões de fase pelas tensões determinadas em (2.51). O algoritmo para a determinação das correntes não ativas  $i_{qa}$ ,  $i_{qb}$ ,  $i_{qc}$  pode ser observado em seguida.

$$i_{qk} = B_e \cdot v_{qk}; \quad k = (a, b, c); \quad ; \quad (2.63)$$

$$B_e = \frac{q}{\|v_{q\Sigma}\|^2} \quad ; \quad (2.64)$$

$$q = v_{qa} \cdot i_a + v_{qb} \cdot i_b + v_{qc} \cdot i_c \quad ; \quad (2.65)$$

$$\|v_{q\Sigma}\|^2 = \sum_k \|v_{qk}\|^2 = \sum_k \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{qk}^2(t) dt \quad k = (a, b, c) \quad . \quad (2.66)$$

Assim foi apresentada uma forma alternativa para a determinação das correntes não ativas de forma independente das correntes ativas. Contudo, como será observado no próximo tópico, a equivalência entre (2.49) e (2.63) somente será possível na ausência de seqüência zero nas tensões. Havendo a presença de seqüência zero nas tensões, as correntes não ativas determinadas pela equação (2.63) serão diferentes das correntes determinadas por meio de (2.49).

## 2.7 UMA ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS CORRENTES ATIVA E NÃO ATIVA EM RELAÇÃO ÀS CORRENTES REAL E IMAGINÁRIA

Neste tópico, o objetivo maior é observar as diferenças entre as correntes real e imaginária e as correntes ativa e não ativa, diante da presença de seqüência zero nas

tensões e / ou nas correntes. Para ilustrar melhor esta diferença alguns resultados, obtidos por meio de simulações, são utilizados.

As correntes reais  $i_{ap}$ ,  $i_{bp}$ ,  $i_{cp}$  são determinadas em função das correntes  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$  conforme está mostrado em (2.39). Por meio de manipulações algébricas é possível determinar estas correntes reais em função das tensões e das correntes da carga não linear, nas variáveis a-b-c, conforme mostram as equações (2.67) e (2.68).

$$\begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{v_1 \cdot i_a + v_2 \cdot i_b + v_3 \cdot i_c}{v_{ab}^2 + v_{bc}^2 + v_{ca}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_1/3 \\ v_2/3 \\ v_3/3 \end{bmatrix}, \quad (2.67)$$

onde,

$$\begin{cases} v_1 = v_{ab} - v_{ca} \\ v_2 = v_{bc} - v_{ab} \\ v_3 = v_{ca} - v_{bc} \end{cases}. \quad (2.68)$$

Desta forma apenas as tensões de linha, em conjunto com as correntes da carga, são utilizadas para a determinação das componentes ativas das correntes da carga. Assim, fica evidenciado que estas correntes reais não sofrerão influência quando as tensões de fase-neutro e / ou correntes de linha apresentarem desbalanços provenientes da seqüência zero. Outro aspecto que deve ser enfatizado é o de que estas correntes reais apresentarão os mesmos valores das correntes ativas  $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$ , determinadas por meio da equação (2.50), se e somente se a soma das tensões de fase  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  for igual a zero.

Da mesma forma é possível transformar as correntes imaginárias por meio de manipulações algébricas em função das tensões e das correntes nas variáveis a-b-c, conforme mostra a solução matricial descrita em (2.69).

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{q \cdot \sqrt{3}}{v_{ab}^2 + v_{bc}^2 + v_{ca}^2} \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{ab} \end{bmatrix}, \quad (2.69)$$

onde a potência instantânea  $q$  corresponde a:

$$q = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{bc} \cdot i_a + v_{ca} \cdot i_b + v_{ab} \cdot i_c] \quad (2.70)$$

Note que (2.57) e (2.69) levam a resultados idênticos, independente dos desbalanços que tanto as tensões como as correntes possam vir a ter [18].

Para exemplificar os conceitos tratados neste tópico, alguns resultados de simulação serão mostrados. A Fig. 5 mostra o princípio básico de compensação do filtro ativo paralelo operando em um sistema trifásico a quatro fios. A partir desta configuração básica, duas formas de compensação são utilizadas, sendo uma delas em função das correntes real e imaginária e a outra em função das correntes ativa e não ativa. O objetivo deste filtro é compensar apenas a componente correspondente à potência imaginária  $q$  presente na corrente da carga não linear ( $i_l$ ). Desta forma, é esperado que a corrente de compensação ( $i_c$ ), gerada pelo filtro ativo paralelo, faça com que a corrente drenada do sistema ( $i_s$ ) esteja em fase com a tensão de suprimento entregue à carga ( $v_s$ ).

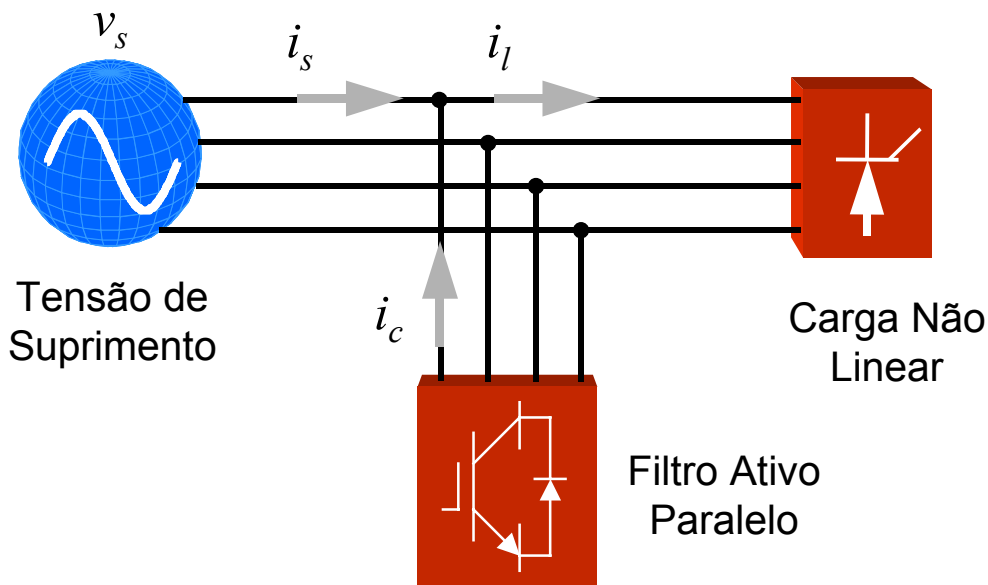


Fig. 5. Princípio básico de compensação do filtro ativo paralelo em um sistema trifásico a quatro fios

As correntes drenadas da fonte  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ , em função das correntes imaginárias  $i_{aq}, i_{bq}, i_{cq}$ , são determinadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad ; \quad (2.71)$$

onde,

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{(v_{bc} \cdot i_a + v_{ca} \cdot i_b + v_{ab} \cdot i_c)}{v_{ab}^2 + v_{bc}^2 + v_{ca}^2} \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{ab} \end{bmatrix} \quad . \quad (2.72)$$

Para o mesmo sistema descrito na equação (2.71) as correntes não ativas, determinadas conforme apresentado por Furuhashi [19], podem ser observadas na solução matricial em seguida.

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix} \quad ; \quad (2.73)$$

sendo,

$$\begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix} = \frac{(v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad . \quad (2.74)$$

Adiante foram propostos três exemplos para observar o desempenho de cada uma das estratégias de controle. No primeiro exemplo há presença de seqüência zero apenas nas correntes. No segundo, há a presença de seqüência zero apenas nas tensões. Finalmente, no terceiro, há a presença de seqüência zero tanto nas tensões como nas correntes.

A Fig. 6 ilustra as tensões e correntes correspondentes ao primeiro exemplo. Nestas condições, as tensões são senóides puras e balanceadas. As correntes apresentam um desbalanço de seqüência zero adicionado a um atraso em relação às tensões utilizadas, caracterizando assim um sistema alimentando uma carga indutiva.

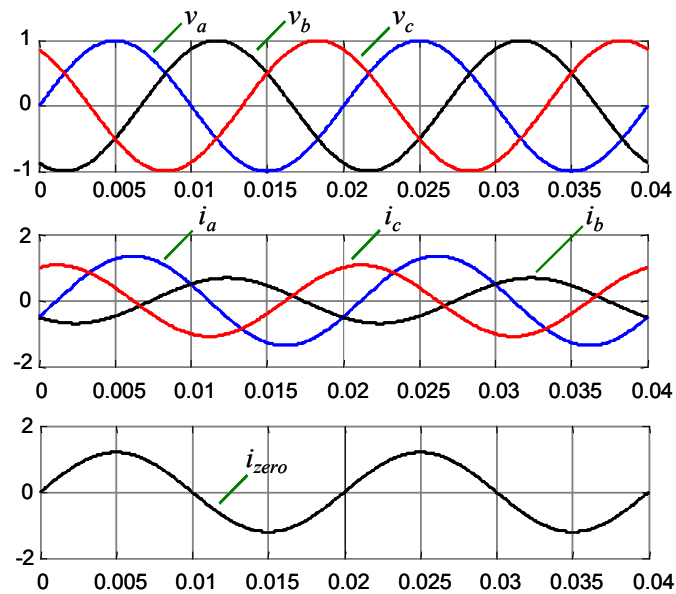


Fig. 6. Tensões de suprimento e correntes da carga com a presença de seqüência zero (caso#1)

A partir destas tensões e correntes, o algoritmo correspondente à teoria da potência instantânea determina as correntes de compensação de tal forma que, as correntes drenadas da fonte apresentam a mesma corrente de seqüência zero observada nas correntes da carga. Conforme pode ser observado na Fig. 7, as correntes drenadas da fonte passam a estar em fase com as tensões de suprimento. O mesmo já não ocorre quando o algoritmo baseado nas correntes ativa e não ativa é utilizado, de acordo com a Fig. 8.

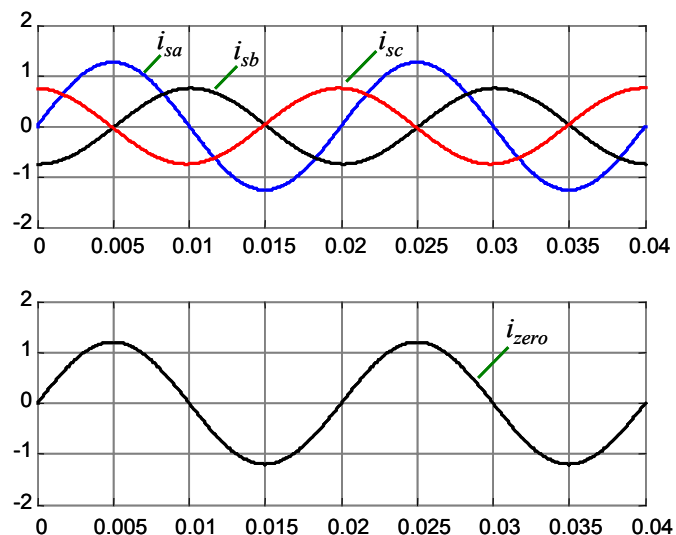


Fig. 7. Correntes drenadas da fonte quando a corrente imaginária é compensada (caso#1)

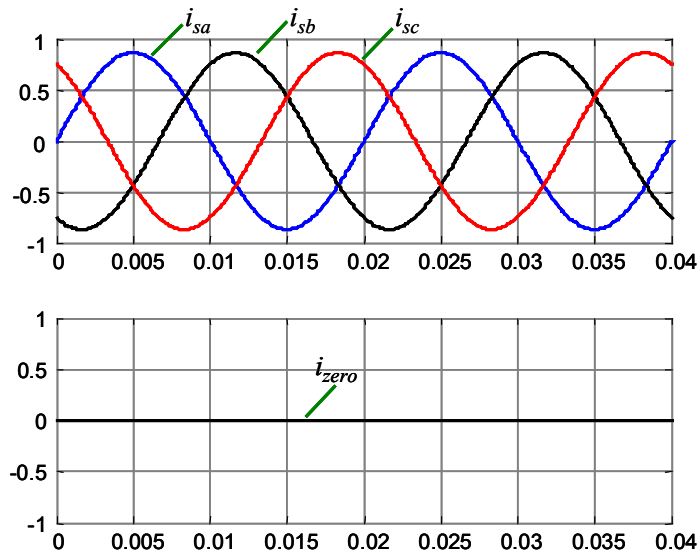


Fig. 8. Correntes drenadas da fonte quando a corrente não ativa é compensada (caso#1)

Apesar das correntes drenadas da fonte estarem em fase com as tensões de suprimento, a corrente de seqüência zero presente na carga foi compensada por esse controle. No segundo exemplo, as correntes da carga são senóides puras, balanceadas e atrasadas das tensões de suprimento, caracterizando uma carga indutiva. Estas tensões apresentam um desbalanço provocado por uma componente de seqüência zero, conforme mostra a Fig. 9.

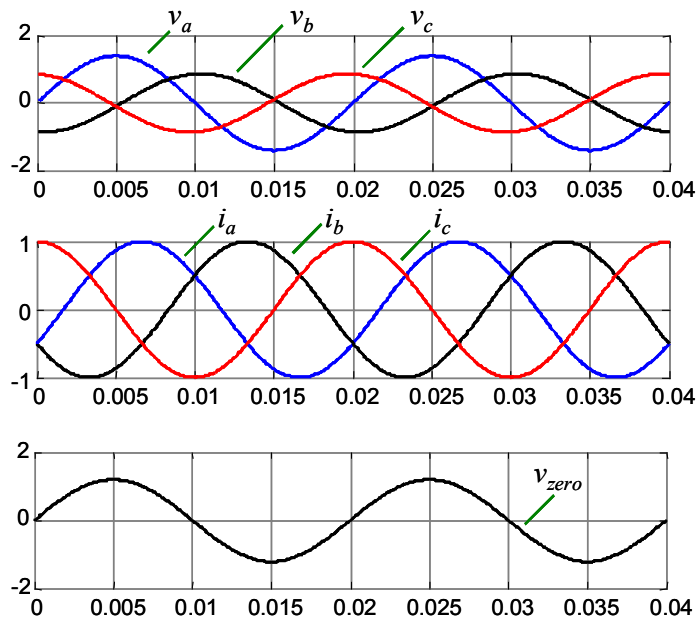


Fig. 9. Tensões de suprimento com a presença de seqüência zero e correntes da carga (caso#2)

Na Fig. 10 estão as correntes drenadas da fonte, determinadas por meio do algoritmo de controle correspondente as correntes real e imaginária dado por (2.72). As correntes compensadas continuam a ser senóides puras, em fase com as tensões de suprimento entregues à carga.

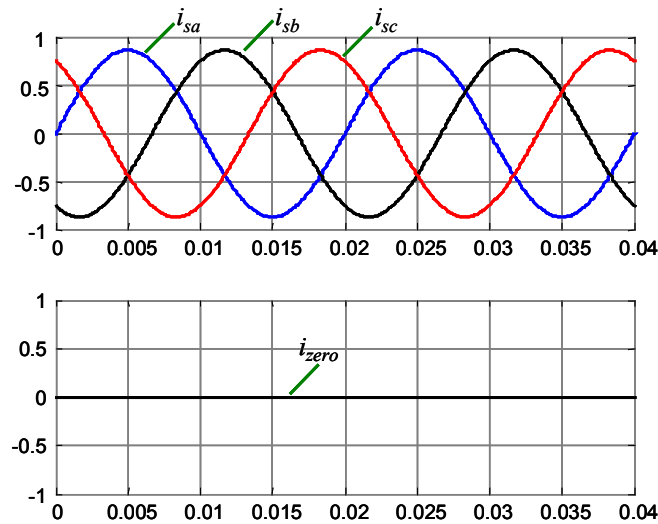


Fig. 10. Correntes drenadas da fonte quando a corrente imaginária é compensada (caso#2)

As correntes de compensação, determinadas por meio das correntes ativa e não ativa, podem ser observadas na Fig. 11. O desbalanço observado nas tensões de suprimento faz com que as correntes drenadas da fonte apresentem um desequilíbrio que até então não tinham.

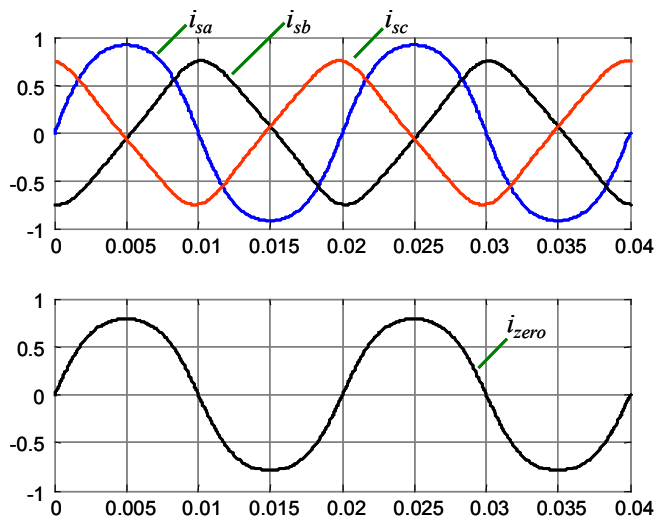


Fig. 11. Correntes drenadas da fonte quando a corrente não ativa é compensada (caso#2)

No terceiro exemplo (Fig. 12) tanto as correntes da carga como as tensões de suprimento apresentam componentes de seqüência zero, sendo que a componente de seqüência zero nas correntes tem uma freqüência correspondente ao dobro da freqüência da rede CA.

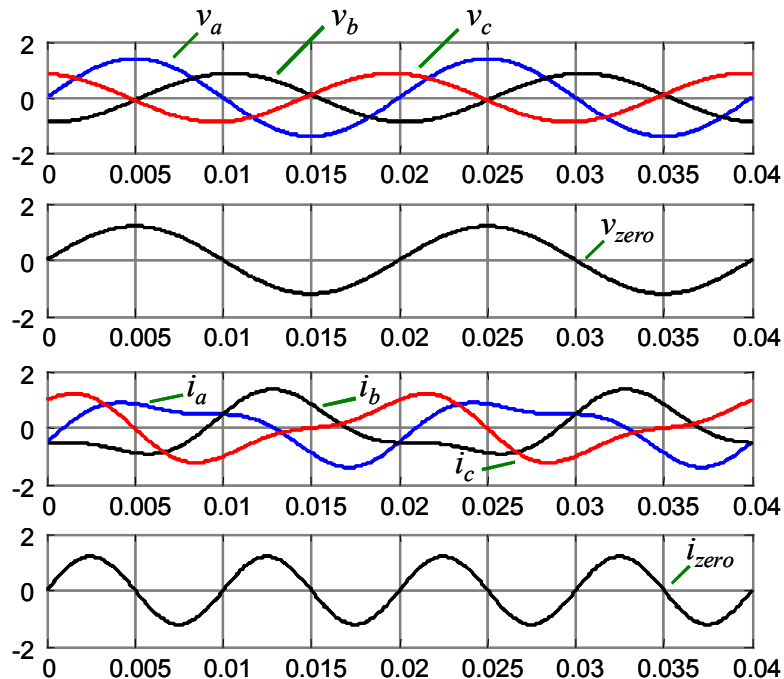


Fig. 12. Tensões de suprimento com a presença de seqüência zero e correntes da carga com a presença de seqüência zero em  $2\omega$  (caso#3)

A Fig. 13 mostra as correntes drenadas da fonte com o controle do filtro ativo paralelo operando com o algoritmo da teoria da potência instantânea. Pode ser observado que as correntes drenadas da fonte apresentam o mesmo desbalanço observado nas correntes da carga, passando a estar em fase com as tensões de suprimento.

Por fim a Fig. 14 mostra as correntes drenadas da fonte com o controle do filtro ativo paralelo operando com o algoritmo correspondente às correntes ativa e não ativa. Apesar destas correntes estarem em fase com as tensões de suprimento, o desequilíbrio que estas correntes apresentam é diferente do desequilíbrio presente tanto nas correntes da carga como nas tensões de suprimento.



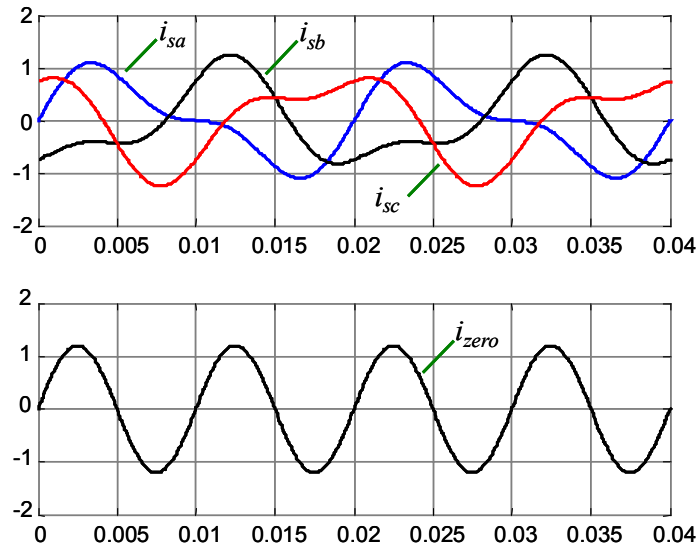


Fig. 13. Correntes drenadas da fonte quando a corrente imaginária é compensada (caso#3)

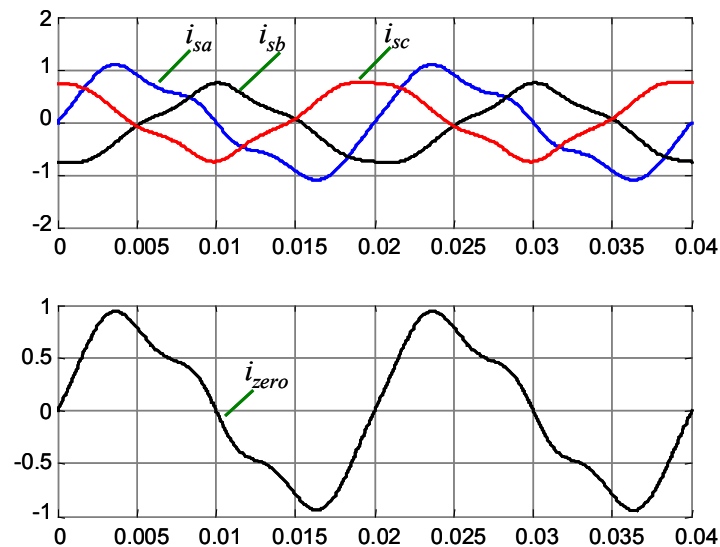


Fig. 14. Correntes drenadas da fonte quando a corrente não ativa é compensada (caso#3)

Após esta análise fica caracterizado que a presença de seqüência zero, tanto nas tensões de suprimento como nas correntes da carga, faz com que os algoritmos correspondentes à teoria da potência instantânea e das correntes ativa e não ativa apresentem resultados diferentes. Para superar tal problema é imperativo o uso das correntes real e imaginária, determinadas pelo algoritmo da teoria da potência instantânea (*teoria pq*), e adicionalmente deve ser tomada uma decisão se a corrente de seqüência zero observada na carga deve ou não ser compensada, conforme os algoritmos propostos em trabalhos anteriores para o controle do filtro ativo paralelo operando em sistemas trifásicos a quatro fios [5][14].

## **2.8 CONCLUSÕES PARCIAIS**

Neste capítulo foram apresentadas algumas das principais definições para as potências tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência. Foi visto que as definições convencionais das potências ativa e reativa, que são definições no domínio da frequência, apresentam incoerências diante da presença de distorções e desbalanços tanto nas tensões como nas correntes.

No domínio do tempo foram analisados a teoria da potência instantânea, proposta no início dos anos 80, e um conjunto de definições para as potências ativa e não ativa propostas nos anos 30. Ficou caracterizado que o uso da transformada de Clarke permite extrair a potência real de seqüência zero ( $p_0$ ) da potência real ( $p$ ). Isto faz com que o algoritmo baseado na teoria da potência instantânea possa ser aplicado em condicionadores que operem em sistemas trifásicos a três e a quatro fios.

No algoritmo proposto para a determinação das correntes ativa e não ativa, ficou comprovado o problema da presença da componente de seqüência zero nas tensões. De acordo com a equação (2.74), a presença da componente de seqüência zero nas tensões força a presença desta componente nas correntes ativas e não ativas, o que gera desentendimentos e divergências quando comparadas às correntes real e imaginária, respectivamente. Diante disto, o uso do controle baseado nas correntes ativa e não ativa, em condicionadores ativos, fica limitado ao seu uso em sistemas trifásicos a três fios.

### 3 FILTRO ATIVO PARALELO

O filtro ativo paralelo atua como uma fonte de corrente controlada, com o objetivo de compensar os desbalanços e os harmônicos indesejados contidos nas correntes da carga não linear. Desta forma as correntes drenadas da rede serão senóides puras, balanceadas e minimizadas. Este equipamento é composto por um circuito de potência (inversor), responsável por sintetizar as correntes de compensação e um circuito de controle para a aquisição de dados e determinação das correntes de referência. A Fig. 15 mostra o diagrama unifilar do filtro ativo paralelo.

Neste capítulo estão descritos o circuito de potência, que compreende a parte física do filtro ativo paralelo, e alguns algoritmos de controle que podem ser implementados em seu controlador. Resultados de simulação com o uso dos algoritmos apresentados anteriormente podem ser observados no último tópico deste capítulo. Neste trabalho, o equipamento em questão é analisado para sistemas trifásicos a três fios. Com isso, a topologia dos conversores e os algoritmos de controle para sistemas trifásicos a quatro fios não serão discutidos, uma vez que o controle apresentado relativo às correntes ativa e não ativa não opera de forma adequada neste tipo de sistema. Outros detalhes sobre o uso deste equipamento para sistemas trifásicos a quatro fios, com o controle baseado na teoria da potência instantânea, podem ser encontrados em [14] [5].

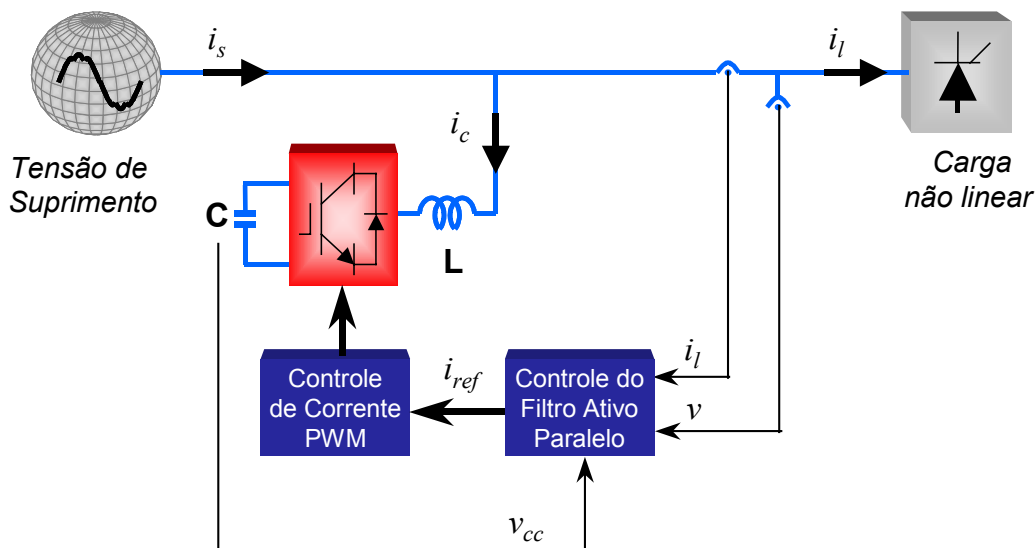


Fig. 15. Configuração básica do filtro ativo paralelo

### 3.1 CIRCUITO DE POTÊNCIA DO FILTRO ATIVO PARALELO

O circuito de potência do filtro ativo paralelo corresponde a um inversor PWM com seis chaves eletrônicas do tipo IGBT e três circuitos do tipo (RLC) nos terminais do inversor. O esquemático deste circuito de potência pode ser observado na Fig. 16. O inversor PWM em questão pode ser do tipo fonte de tensão (VSI) ou do tipo fonte de corrente (CSI). Apesar de apresentarem estruturas diferentes, o princípio de atuação é o mesmo, ou seja, ambos devem atuar na rede CA como uma fonte de corrente controlada. Contudo, neste trabalho, será investigado apenas o uso o inversor do tipo VSI.

Deve ser observado que no elo de tensão CC do inversor em questão não há baterias, mas sim um elemento armazenador de energia que corresponde a um capacitor. Assim, um controle que força o conversor a drenar ou enviar energia à rede CA, deve ser utilizado para que a tensão no elo CC do inversor esteja regulada. Este controle está descrito neste capítulo de forma detalhada.

As correntes geradas pelo inversor PWM apresentam uma distorção harmônica de ordem elevada, devido ao chaveamento do conversor de potência. O uso de pequenos filtros passivos (RC) é uma alternativa simples para este inconveniente, visto que os harmônicos de ordem elevada apresentam uma baixa magnitude e podem ser filtrados com facilidade.

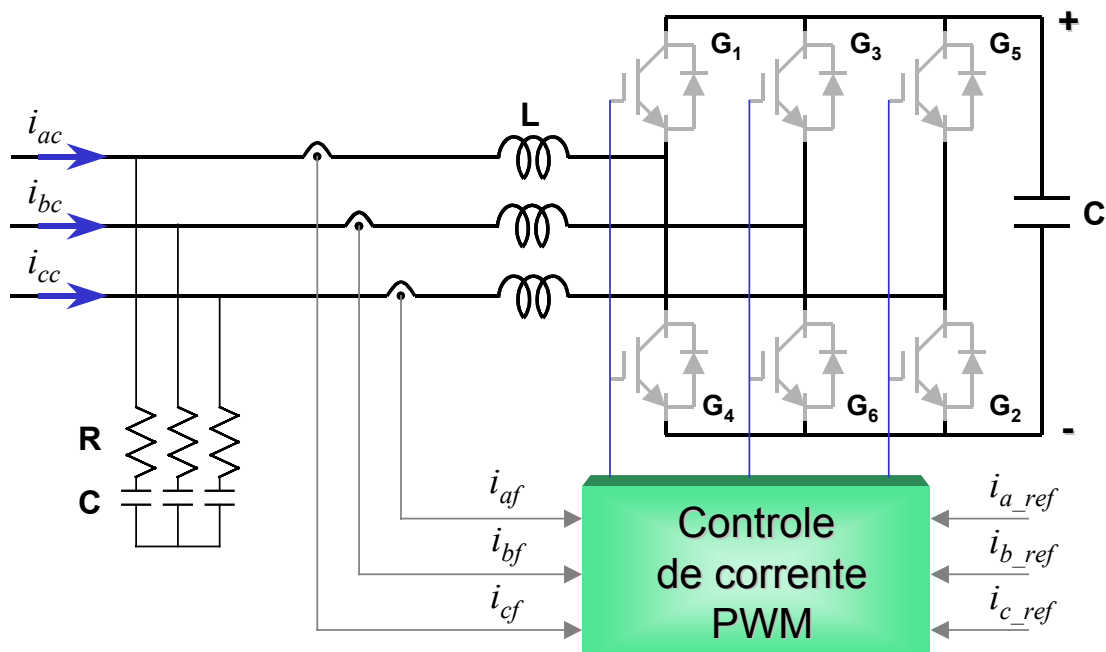


Fig. 16. Inversor fonte de tensão (VSI) utilizado como circuito de potência do filtro ativo paralelo

Existem trabalhos em que é feita uma comparação entre os inversores CSI e VSI [20] [21]. A justificativa em se usar inversores fonte de corrente (CSI) está no fato destes apresentarem uma boa robustez [20]. Os inversores fonte de tensão (VSI) apresentam baixo custo para a sua implementação, além de baixas perdas quando em operação [21].

### 3.2 CONTROLE DE CORRENTE PWM LINEAR DO FILTRO ATIVO PARALELO

O controle PWM linear do conversor paralelo (Fig. 17), utiliza três controladores do tipo PI produzindo os sinais  $i_{a\_PWM}$ ,  $i_{b\_PWM}$ ,  $i_{c\_PWM}$ . Estes sinais serão sintetizados de acordo com a lógica de chaveamento desejada. Conforme descrito em [22] a parte integral do compensador PI é responsável por minimizar os erros nas baixas frequências e a parte proporcional é correlacionada com a magnitude do *ripple* observado no sinal em questão.

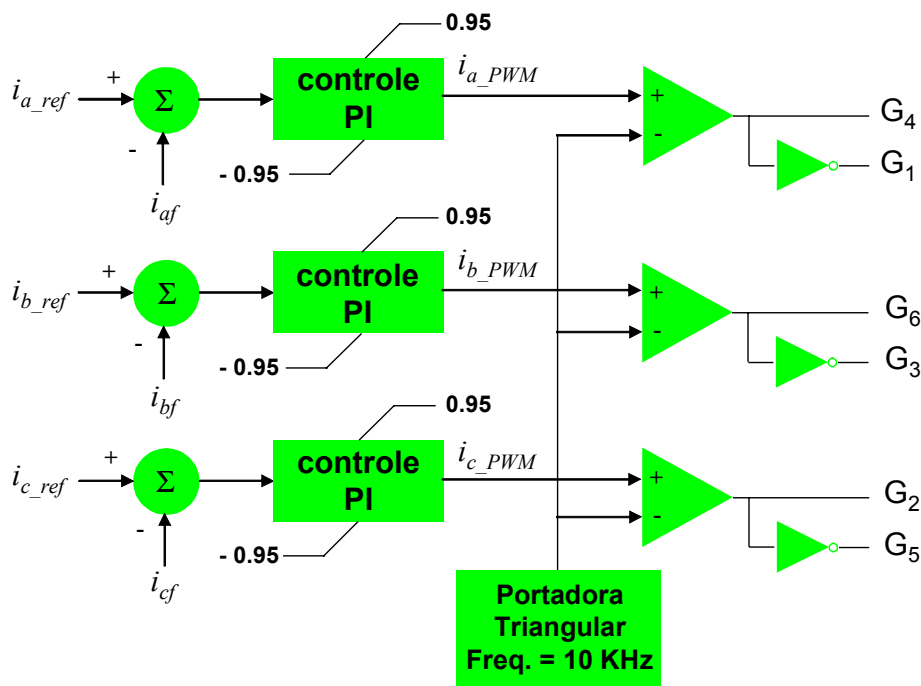


Fig. 17. Controle PWM para o filtro ativo paralelo

Os erros gerados pela diferença entre as correntes de referência  $i_{a\_ref}$ ,  $i_{b\_ref}$ ,  $i_{c\_ref}$  e as correntes na saída do inversor  $i_{af}$ ,  $i_{bf}$ ,  $i_{cf}$  servem de entrada para o controlador PI (Proporcional-Integrador), resultando nos sinais  $i_{a\_PWM}$ ,  $i_{b\_PWM}$ ,  $i_{c\_PWM}$ . Estes sinais

resultantes são comparados com uma portadora triangular com frequência fixa em 10 kHz, o que força o conversor paralelo a chavear com uma frequência fixa de 10 kHz.

Os controladores PI implementados contém limitadores para que a magnitude dos sinais a serem comparados não seja maior do que a magnitude da portadora triangular (que tem magnitude igual a 1). É importante ressaltar que tanto as correntes de referência como as correntes na saída do inversor não foram divididas por um valor base. Assim os ganhos do controlador PI devem ser dimensionados para que a magnitude da diferença entre as correntes de referência e as correntes na saída do inversor amplificada pelo controlador PI, não exceda a magnitude da portadora triangular.

O controle PWM linear do conversor paralelo apresenta uma simplicidade para a sua implementação e robustez. Para a implementação do controle em questão, devem ser levados em consideração dois aspectos, sendo o primeiro o sentido da corrente nas saídas do inversor e o segundo a relação do erro entre a corrente de referência e a corrente na saída do inversor. De acordo com a Fig. 16, a corrente sintetizada está “*entrando*” no inversor e, a Fig. 17 nos mostra que quando a corrente de referência for *maior* do que a corrente na saída do inversor o erro será *positivo*. Do contrário o erro será *negativo*.

De acordo com as referências adotadas e utilizando o ramo correspondente à fase#a como exemplo, pode ser observado que quando a corrente de referência  $i_{a\_ref}$  for *maior* do que a corrente  $i_{af}$  o erro será *positivo*. Esta condição irá forçar o inversor a *elevantar* a magnitude da corrente  $i_{af}$ . Para isto a chave  $G_4$  deverá estar em condução com a chave  $G_1$ , aberta. Quando a corrente  $i_{a\_ref}$  for *menor* do que a corrente  $i_{af}$ , o erro será *negativo*. Isto irá forçar o inversor a *diminuir* a magnitude da corrente na saída do inversor, fazendo com que a chave  $G_1$  esteja em condução com a chave  $G_4$ , aberta. Este mesmo princípio pode ser utilizado para os demais ramos.

### 3.3 CONDIÇÕES PARA O FLUXO DE POTÊNCIA ÓTIMO

Na Fig. 18 pode ser observado o fluxo de potência com o filtro ativo paralelo em operação, onde  $\bar{p}$  corresponde à potência real média,  $\tilde{p}$  corresponde à potência real oscilante e  $q$  corresponde à potência imaginária. Em uma situação ideal, apenas a energia correspondente à componente média da potência real  $\bar{p}$  flui em direção à carga, sendo uma parte desta energia utilizada para a alimentação das perdas do inversor. A energia correspondente à potência imaginária  $q$  circula entre as fases e a energia correspondente à potência ativa oscilante  $\tilde{p}$  flui ora na direção do filtro ativo para a carga, ora na direção da carga para o filtro ativo.

Independente da estratégia de controle a ser aplicada, devem ser considerados os harmônicos e / ou distorções presentes tanto nas tensões do sistema como nas correntes da carga não linear. Fortescue *et al.*, demonstrou que as correntes e tensões trifásicas desequilibradas podem ser divididas em três componentes equilibradas, denominadas como componentes de seqüência positiva, zero e negativa. Na equação (3.1), pode ser vista a solução matricial para a determinação das componentes de seqüência em função das tensões fase-neutro.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{1n} \\ \dot{V}_{2n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

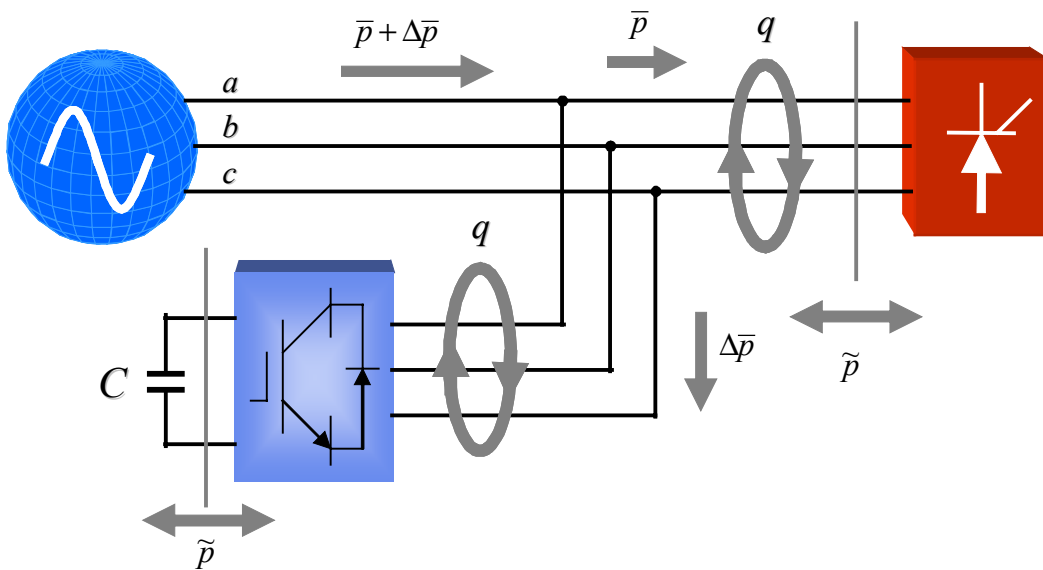


Fig. 18. Fluxo de potência ótimo no sistema a-b-c

De forma análoga, esta formulação pode ser utilizada para as correntes trifásicas. O símbolo alfa ( $\alpha$ ) corresponde a um fasor com amplitude unitária e ângulo de  $120^\circ$ . O objetivo do controlador do filtro ativo é determinar as correntes que façam a compensação das potências imaginária  $q$  e real oscilante  $\tilde{p}$ . Desta forma, estas correntes determinadas pelo controlador deverão eliminar harmônicos e desbalanços presentes nas correntes da carga não linear.

É importante comentar que os harmônicos, independente de sua ordem, podem ser de seqüência positiva, negativa ou zero. Com isto, o filtro ativo paralelo deverá eliminar os harmônicos, mesmo aqueles de seqüência positiva. O sistema em estudo corresponde a um sistema trifásico a três fios, sendo então a sua potência de seqüência zero igual a zero.

Assim, para obter uma condição ótima de fluxo de potência, os harmônicos e desbalanços gerados pela carga não linear devem ser compensados, de tal forma que apenas a energia correspondente à potência real média irá fluir no sistema. Caso a tensão da fonte esteja balanceada, isto é, contenha apenas a componente de seqüência positiva, somente a corrente de seqüência positiva gerada pela carga, em fase com a tensão, irá produzir potência ativa constante, sem gerar potência real oscilante ou potência imaginária. A potência imaginária aparece em condições de defasamento entre as tensões da fonte e as correntes da carga não linear do sistema em questão.

### **3.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE CORRENTES “GENERALIZADAS DE FRYZE”**

Controles para filtros ativos paralelo que garantem uma proporcionalidade entre as correntes da fonte e as tensões de suprimento, podem ser implementados por meio dos conceitos das correntes de minimização e dos conceitos da estratégia de controle denominada *Correntes Generalizadas de Fryze*. Sendo estas tensões de suprimento senoidais e equilibradas, então as correntes drenadas da fonte também serão senóides puras e sem desbalanços. Esta proporcionalidade é garantida se o fator de potência ativa, determinado na equação (2.27), for igual a 1.

A vantagem desta estratégia de controle é a redução do esforço computacional para a determinação das correntes de compensação, uma vez que os cálculos são feitos a partir das tensões de fase e correntes de linha no sistema  $abc$ . A eliminação da transformada de Clarke faz com que o algoritmo para a implementação do seu controle



seja mais simples, se comparado ao controle baseado na teoria da potência constante (*teoria pq*). A Fig. 19 mostra o circuito de controle completo para sua implementação real.

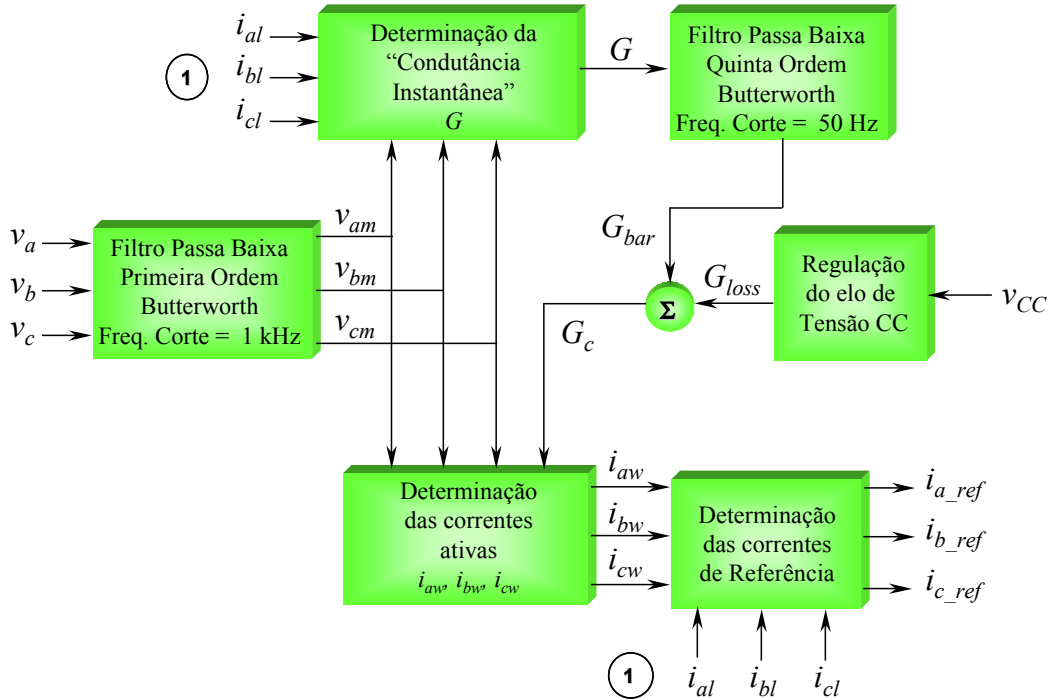


Fig. 19. Estratégia de Controle das Correntes Generalizadas de Fryze

Pelo fato das tensões na carga apresentarem bruscas variações (*Notchs*) devido ao chaveamento realizado pelo retificador, estas são filtradas com um filtro passa baixa do tipo *Butterworth* de primeira ordem, com uma frequência de corte igual a 1 kHz. O sinal de controle denominado como “condutância instantânea”  $G$  é calculado a partir da razão entre a potência ativa trifásica instantânea e a soma do quadrado das tensões de fase filtradas  $v_{am}$ ,  $v_{bm}$ ,  $v_{cm}$ .

$$G = \frac{v_{am} \cdot i_{al} + v_{bm} \cdot i_{bl} + v_{cm} \cdot i_{cl}}{v_{am}^2 + v_{bm}^2 + v_{cm}^2} \quad ; \quad (3.2)$$

Devido aos desbalanços presentes nas tensões de suprimento, juntamente com a distorção encontrada nas correntes da carga não linear, a “condutância instantânea”  $G$  apresenta uma componente oscilante. Com isso, se faz necessário o uso de um filtro passa baixa para a filtragem desta componente oscilante. Como pode ser observado na Fig. 19, a condutância  $G_c$  corresponde à soma das condutâncias  $G_{bar}$  com o sinal de

controle  $G_{loss}$ . Como será visto no próximo tópico deste capítulo, o sinal de controle  $G_{loss}$  é responsável por manter a tensão no elo CC do inversor VSI regulada.

As correntes ativas  $i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}$  são calculadas por meio do produto entre a condutância de controle  $G_c$  e as tensões de fase filtradas  $v_{am}, v_{bm}, v_{cm}$ , conforme mostra a equação (3.3). Como o sinal  $G_c$  contém apenas a componente CC, as correntes ativas  $i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}$  devem apresentar a mesma forma de onda das tensões  $v_{am}, v_{bm}, v_{cm}$ . As correntes de referência a serem sintetizadas pelo inversor VSI  $i_{a\_ref}, i_{b\_ref}, i_{c\_ref}$ , são determinadas por meio da diferença entre as correntes ativas  $i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}$  e as correntes da carga não-linear  $i_{al}, i_{bl}, i_{cl}$ , de acordo com a equação (3.4).

$$\begin{cases} i_{aw} = G_c \cdot v_{am} \\ i_{bw} = G_c \cdot v_{bm} \\ i_{cw} = G_c \cdot v_{cm} \end{cases} ; \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} i_{a\_ref} = i_{aw} - i_{al} \\ i_{b\_ref} = i_{bw} - i_{bl} \\ i_{c\_ref} = i_{cw} - i_{cl} \end{cases} . \quad (3.4)$$

Conforme já comentado, o algoritmo baseado nas correntes ativa e não ativa faz com que uma carga não linear atue como uma carga puramente resistiva, de tal forma que suas tensões e correntes apresentem a mesma forma de onda. Esta estratégia faz com que a única energia a fluir no sistema corresponda à potência ativa média. Como o objetivo maior deste trabalho está na concepção do condicionador UPQC, descrito no Capítulo 4, há então a necessidade de entregar ao sistema correntes senoidais e equilibradas, mesmo que as tensões de suprimento estejam distorcidas e/ou desbalanceadas.

Com isto, o primeiro desafio deste trabalho é o de adicionar a este algoritmo, um controle, baseado nas definições propostas por Fryze, que extraia das tensões de suprimento a sua componente fundamental de seqüência positiva. Assim, pode-se garantir que as correntes drenadas do sistema, com o uso do filtro ativo paralelo, são senoidais e equilibradas conforme o desejado.

### 3.4.1 Regulação do elo de tensão CC

O regulador de tensão CC do filtro ativo controla a tensão nos terminais do capacitor encontrado no elo de tensão CC do inversor. Conforme observado na Fig. 20, o sinal  $G_{loss}$  é gerado por este regulador, a partir da comparação entre a tensão nos terminais do elo de tensão CC com a tensão de referência. Este sinal gerado deve ser incluído na determinação de referência com o intuito de forçar o inversor PWM a estabelecer um balanço de energia do elo de tensão CC. Esta troca de energia ocorre de tal forma que, quando a tensão nos terminais do capacitor do elo de tensão CC for maior do que a tensão de referência, o inversor estará então entregando energia à rede CA.

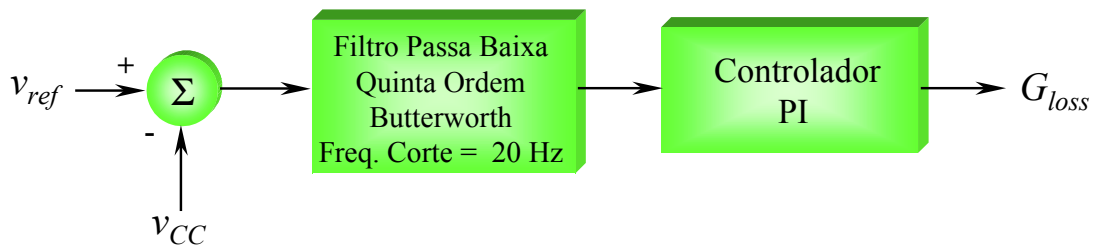


Fig. 20. Controlador de tensão CC

Analogamente, quando a tensão nos terminais do capacitor for menor do que o valor de referência, o inversor absorve energia da rede CA. O uso do controlador PI se faz necessário caso seja requisitado erro zero em regime permanente. É importante ressaltar que estes ganhos devem fazer deste controlador lento o suficiente para não responder à frequência de oscilação da tensão CC, causada pela compensação da potência ativa oscilante ( $\tilde{p}$ ) da carga. O objetivo maior destes ganhos é fazer com que o controlador PI compense os desbalanços provocados por transitórios e impedir que o capacitor CC seja descarregado, suprimindo as perdas no inversor PWM.

### 3.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES SENOIDAIS DE FRYZE”

A estratégia de controle *Correntes Senoidais de Fryze* [17] apresenta a mesma estrutura de controle das *Correntes Generalizadas de Fryze*, conforme mostra a Fig. 21. A diferença consiste na adição de um circuito que extrai a componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento, denominado *circuito detector de  $V_{+1}$* .

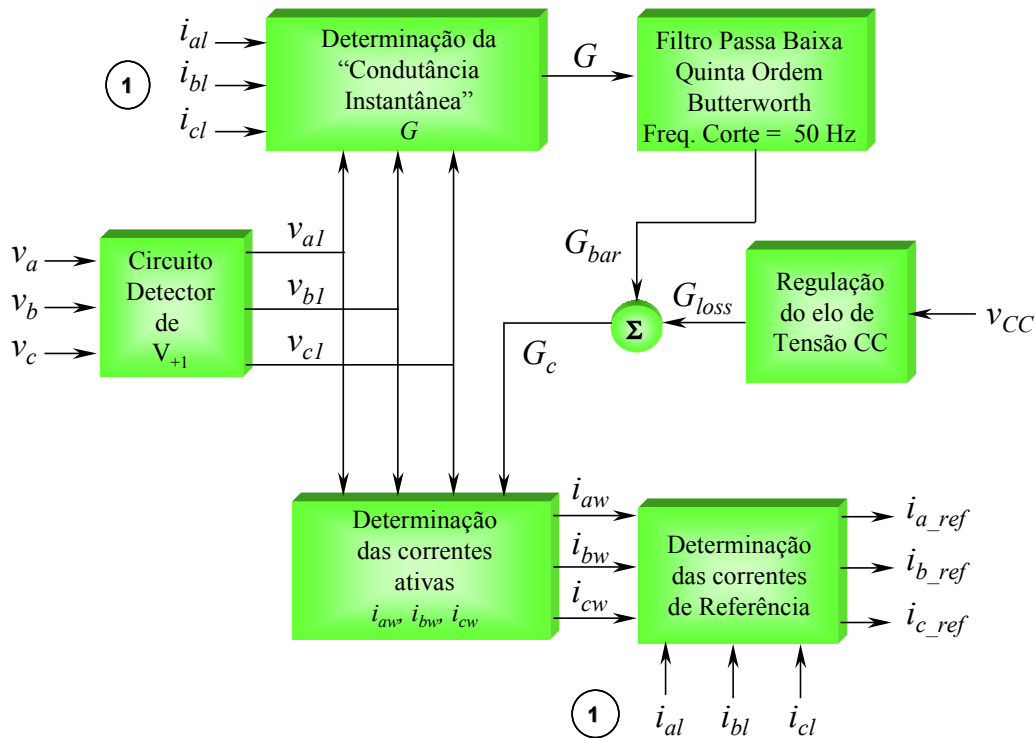


Fig. 21. Estratégia de Controle Correntes Senoidais de Fryze

No *detector de  $V_{+1}$*  encontra-se o circuito de sincronismo (circuito PLL), que é o grande responsável por detectar a fase e a frequência da componente de seqüência positiva das tensões de suprimento.

O uso das tensões obtidas pelo circuito *detector de  $V_{+1}$*  irá permitir que as correntes ativas  $i_{aw}$ ,  $i_{bw}$ ,  $i_{cw}$ , obtidas por meio de (3.3), sejam senóides puras, com a magnitude da componente fundamental da corrente da carga que está em fase com a seqüência positiva das tensões.

### 3.5.1 Circuito detector de $V_{+1}$

Este circuito corresponde ao algoritmo de controle dual ao apresentado na estratégia de controle *Correntes Generalizadas de Fryze*, com a adição de um circuito de sincronismo. As entradas deste circuito são as tensões de suprimento. O circuito PLL, a partir destas tensões, irá determinar a frequência fundamental e a fase da seqüência positiva. As saídas deste circuito de sincronismo serão aqui denominadas correntes de controle  $i_{a\_pll}$ ,  $i_{b\_pll}$ ,  $i_{c\_pll}$ . A “resistência instantânea”  $R$ , conforme descrito na equação (3.5), é determinada por meio das tensões de suprimento em conjunto com as correntes de controle obtidas pelo circuito de sincronismo. É importante observar o princípio da dualidade entre as equações (3.2) e (3.5), com o uso do método dos

mínimos multiplicadores de Lagrange. Com o objetivo de ressaltar esta dualidade, foi utilizado como sinal de controle a “resistência instantânea”  $R$ .

$$R = \frac{v_a \cdot i_{a\_pll} + v_b \cdot i_{b\_pll} + v_c \cdot i_{c\_pll}}{i_{a\_pll}^2 + i_{b\_pll}^2 + i_{c\_pll}^2} ; \quad (3.5)$$

Como as tensões de suprimento podem conter desbalanços e / ou distorções, o sinal de controle  $R$  determinado terá um valor médio e um valor oscilante. Assim se faz necessário o uso de um filtro passa baixa para extrair a sua componente média. O sinal de controle  $R_{bar}$  corresponde à magnitude da componente fundamental de seqüência positiva das tensões  $v_a, v_b, v_c$ . De posse da componente média desta resistência, em conjunto com os sinais determinados pelo circuito de sincronismo, os valores instantâneos da componente fundamental de seqüência positiva das tensões denominadas por  $v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}$  são obtidas.

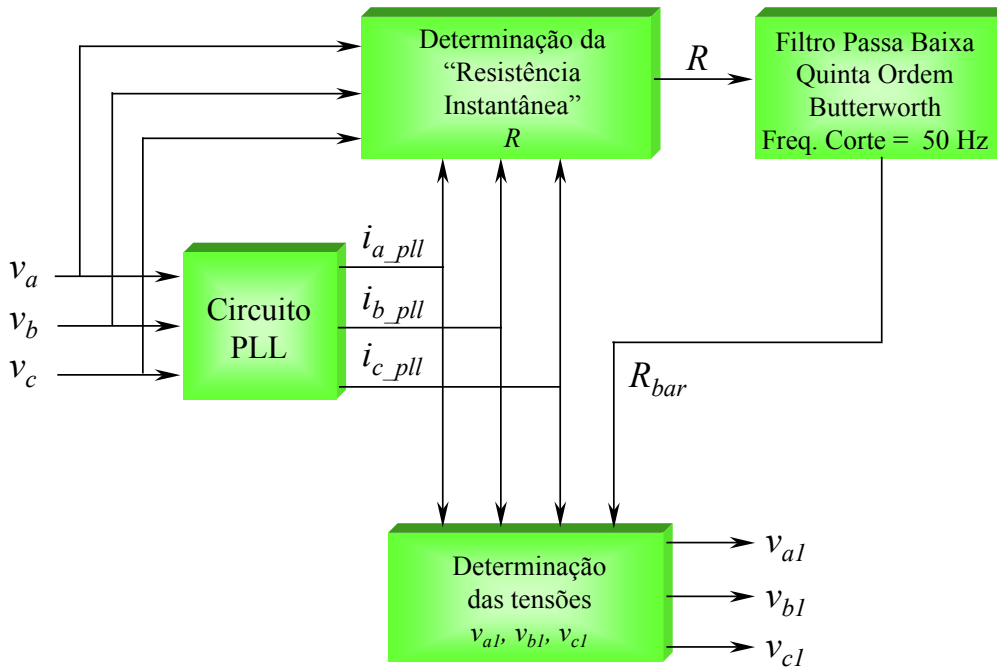


Fig. 22. Circuito Detector de  $V_{+1}$

O produto dos sinais obtidos pelo circuito de sincronismo  $i_{a\_pll}, i_{b\_pll}, i_{c\_pll}$ , em conjunto com o sinal  $R_{bar}$ , assegura que as tensões  $v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}$  são senóides puras e balanceadas, apresentando a magnitude e o ângulo de fase da componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento.

### A. Circuito PLL

O circuito de sincronismo (circuito PLL) detecta de forma contínua a frequência fundamental das tensões do sistema. O projeto deste circuito deve garantir uma boa operação mesmo em situações onde as tensões contenham um alto conteúdo harmônico ou desequilíbrios. O circuito de sincronismo (Fig. 23) determina a frequência e o ângulo de fase da componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento, que correspondem às tensões de fase  $v_a, v_b, v_c$ . As entradas deste circuito são as tensões  $v_{ab} = v_a - v_b$  e  $v_{cb} = v_c - v_b$ . O algoritmo é baseado na expressão da potência fictícia  $P_{3\phi}$ .

$$P_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_{ab} i_a + v_{cb} i_c \quad (3.6)$$

Onde a soma das correntes  $i_a, i_b, i_c$  é igual a zero. Os sinais de realimentação das correntes de controle  $i_a(\omega t) = \sin(\omega t)$  e  $i_c(\omega t) = \sin(\omega t + 2\pi/3)$  foram obtidos pelo circuito PLL, usando apenas a integral no tempo da saída  $\omega$  do controlador PI. Estes sinais apresentam a mesma magnitude estando  $i_c(\omega t)$  adiantado de  $120^\circ$  em relação à corrente de controle  $i_a(\omega t)$ . Isto representa uma realimentação a partir da componente de seqüência positiva na frequência  $\omega$ . O circuito PLL se estabiliza quando o valor médio do sinal  $P_{3\phi}$  for igual a zero.

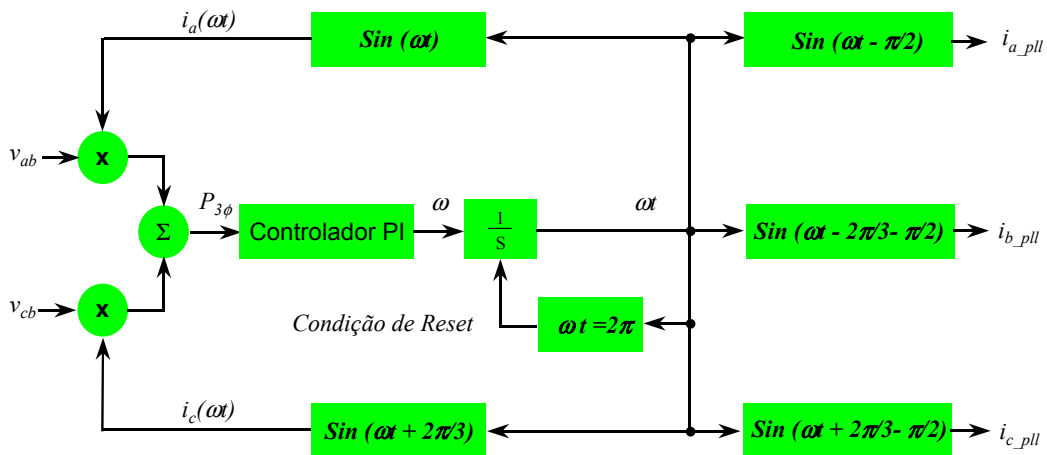


Fig. 23. Circuito de sincronismo PLL

Com isto, se este circuito consegue convergir para um ponto de operação estável, a saída  $\omega$  corresponde à frequência fundamental do sistema e o sinal de realimentação  $i_a(\omega t)$  fica adiantado de  $90^\circ$  em relação à componente de seqüência positiva da tensão medida  $v_a$ . Do contrário, se o sinal  $i_a(\omega t)$  estiver atrasado de  $90^\circ$ , o circuito é instável.

Nesta condição, um eventual distúrbio que provoque um pequeno aumento da frequência do sistema, irá fazer com que o fasor de tensão ( $\dot{V}_{+1}$ ) tenha uma maior rotação em relação ao fasor das correntes de controle obtidas pelo PLL  $i_a(\omega t)$  e  $i_c(\omega t)$ . Desta forma, o defasamento entre  $v_a$  e  $i_a(\omega t)$  será maior do que  $90^\circ$ , fazendo com que o sinal de controle  $P_{3\phi}$  fique negativo, diminuindo a saída do controlador  $\omega$ . Isto fará com que o defasamento aumente ainda mais, caracterizando, assim, um ponto de operação instável.

Na condição do sinal  $i_a(\omega t)$  estar adiantado de  $90^\circ$  em relação a tensão  $v_a$ , um eventual distúrbio irá fazer com que o defasamento seja menor do que  $90^\circ$ . Como consequência,  $P_{3\phi}$  fica positivo, forçando o fasor do sinal  $i_a(\omega t)$  a girar mais rápido, mantendo, assim, a ortogonalidade em relação à tensão  $v_a$ .

A condição de estabilização do PLL é que  $i_a(\omega t) = \sin(\omega t)$  esteja adiantado de  $90^\circ$  da componente fundamental de seqüência positiva das tensões do sistema. Deste modo,  $i_a(\omega t) = \sin(\omega t - \pi/2)$  estará em fase com a seqüência positiva da tensão  $v_a$ .

### 3.6 SIMPLIFICAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE “CORRENTES SENOIDAIS DE FRYZE”

Em 2002 Aredes *et al.* [24] propuseram uma simplificação na estratégia de controle “Correntes Senoidais de Fryze”, diminuindo ainda mais o esforço computacional para a sua implementação, além de reduzir o número de medições para a determinação das correntes ideais. Basicamente, a idéia consiste em extrair, a partir das correntes da carga não linear, a sua componente fundamental de seqüência positiva. Como pode ser observado na Fig. 24, este circuito é dual ao circuito *Detector de  $V_{+1}$* , acrescido do controle para a regulação do elo de tensão CC do inversor VSI.

A partir das correntes da carga não linear, o circuito de sincronismo extrai o sinal  $\omega t$ . Uma vez obtido o sinal  $\omega t$ , são geradas três tensões de controle  $v_{a\_pll}$ ,  $v_{b\_pll}$ ,  $v_{c\_pll}$ . A Fig. 25 mostra o circuito de sincronismo utilizado neste controle, do qual outros detalhes sobre o seu funcionamento estão descritos ainda neste tópico. Estas tensões de controle, em conjunto com as correntes da carga não linear, são utilizadas para a determinação do sinal denominado “condutância instantânea”  $G$ , de forma análoga a descrita na equação (3.2).

Como estas correntes apresentam desbalanços e / ou distorções, o sinal de controle  $G$  irá conter um valor médio e um valor oscilante. Um filtro passa baixa, é utilizado para extrair a componente média desta condutância, denominada  $G_{bar}$ . Posteriormente o sinal  $G_{loss}$  é adicionado a esta componente média da condutância ( $G_{bar}$ ), resultando na condutância equivalente  $G_c$ .

Como pode ser observado na equação (3.7), as correntes  $i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}$  são determinadas pelo produto entre a condutância equivalente  $G_c$  e as tensões de controle obtidas pelo circuito de sincronismo  $v_{a\_pll}, v_{b\_pll}, v_{c\_pll}$ . De acordo com a equação (3.4), as correntes de referência são determinadas pela diferença entre as correntes  $i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}$  e as correntes da carga não linear  $i_{al}, i_{bl}, i_{cl}$ .

$$\begin{cases} i_{aw} = G_c \cdot v_{a\_pll} \\ i_{bw} = G_c \cdot v_{b\_pll} \\ i_{cw} = G_c \cdot v_{c\_pll} \end{cases} \quad (3.7)$$

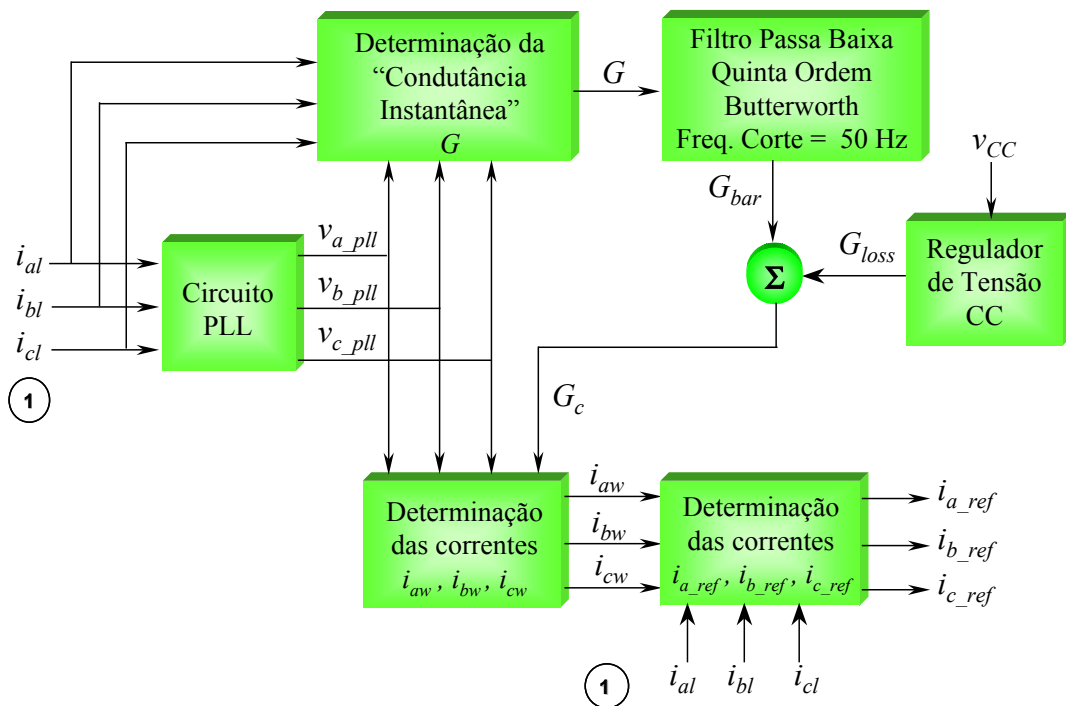


Fig. 24. Estratégia de Controle Correntes Senoidais de Fryze simplificada

O não uso das tensões de suprimento simplifica o controle, além de reduzir o investimento a ser feito, pois o número de equipamentos também será reduzido. Em contrapartida, deve ser observado se o fator de potência é algo que o cliente especial quer que seja compensado. Com este controle é possível compensar os harmônicos e



desbalanços presentes na carga não linear. Caso haja necessidade em regular o fator de potência este controle não deve ser usado, pois sem a informação das tensões do sistema não há como executar tal tarefa.

A Fig. 25 mostra o circuito de sincronismo utilizado para a determinação do sinal de sincronismo  $\omega t$ , que é similar ao circuito utilizado na Fig. 23. As entradas do circuito de sincronismo para este controle são as correntes  $i_{ab} = i_{a1} - i_{b1}$  e  $i_{cb} = i_{c1} - i_{b1}$ . Os sinais de controle  $v_a(\omega t)$  e  $v_c(\omega t)$  são utilizados para a realimentação do circuito em questão. Isto foi feito para que o princípio de funcionamento fosse o mesmo do circuito de sincronismo mostrado na Fig. 23. Assim o circuito será estável quando o valor médio da potência de controle ( $P_c$ ), mostrado na equação (3.8), for igual a zero.

$$P_c = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = i_{ab} v_a + i_{cb} v_c \quad (3.8)$$

De forma análoga ao circuito de sincronismo mostrado na Fig. 23, este circuito apresenta dois pontos de convergência, sendo apenas um deles estável. Esta estabilidade irá ocorrer quando o sinal de controle  $v_a(\omega t)$  estiver adiantado de  $90^\circ$  da corrente  $i_{a1}$ .

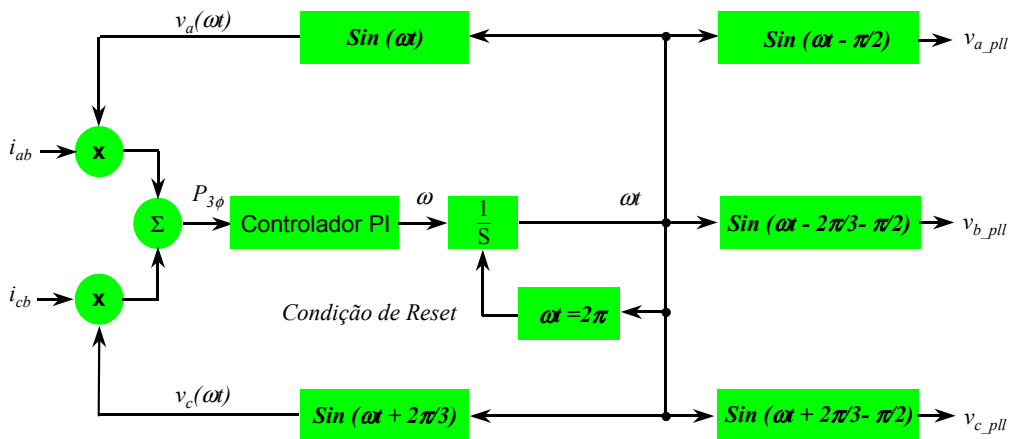


Fig. 25. Circuito de Sincronismo modificado

### 3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste tópico é analisado o desempenho de cada uma das estratégias de controle apresentadas para um filtro ativo paralelo conectado em um sistema trifásico a três fios. Inicialmente são mostradas as tensões e correntes com que o sistema está operando, e a partir destas condições, é analisado o desempenho do filtro ativo paralelo controlado pelas estratégias de controle descritas ao longo deste capítulo. Adiante estão os

parâmetros básicos, caracterizando o sistema em questão. Vale ressaltar que estes parâmetros, para cada um dos casos simulados, são os mesmos.

O tempo total de simulação especificado é de 1.2 segundos, com um passo de integração igual a 8  $\mu$ s. O filtro ativo paralelo em questão inicia a sua operação em 0.25 segundos. A tensão base adotada  $V_{base}$  é igual a 440 V, e a potência  $S_{base}$  igual a 38kVA. A impedância na entrada equivale a 5% da impedância base do sistema. A partir destes valores, os parâmetros do filtro e da carga elétrica não linear suprida foram especificados. O sistema opera com uma frequência de 50Hz.

A tensão de suprimento contém desbalanço de 5% de seqüência negativa mais 5% de sétimo harmônico (seqüência positiva). A carga corresponde a uma ponte retificadora trifásica de seis pulsos a tiristor, com o valor RMS da corrente medida no lado CA igual a 50A. Os tiristores foram programados com um ângulo de disparo igual a 30graus.

As indutâncias na entrada da carga foram especificadas em 2mH, correspondendo a, aproximadamente, 7% da impedância base do sistema. O elo de tensão CC do inversor VSI é igual a 800V, com os indutores na saída equivalentes a 0.8mH, correspondendo a 3.5% da impedância base do sistema. A frequência de chaveamento do inversor é igual a 10kHz com pequenos filtros do tipo RC, com o valor do resistor igual a 0.8 $\Omega$  e do capacitor igual a 10 $\mu$ F.

O capacitor utilizado como armazenador de energia no elo de tensão CC apresenta um valor de 1100 $\mu$ F. Para se ter uma idéia da dimensão do capacitor utilizado, o UCC (*Unit of Constant Capacitor*) foi determinado, como mostra a equação (3.9). Teoricamente, o capacitor em questão tem energia o suficiente para suprir menos da metade de um ciclo de operação até ser totalmente descarregado.

$$UCC = \frac{\frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2}{S} = \frac{\frac{1}{2} \cdot (1100\mu) \cdot (800)^2}{38000} = 9.263ms \quad . \quad (3.9)$$

Os ganhos utilizados no controlador PI do regulador do elo de tensão CC do inversor VSI são: proporcional igual a 0.4 (1/ $\Omega$ .V) e um ganho integral igual a 2.5 (1/ $\Omega$ .V.s). No controlador PI utilizado no circuito de sincronismo, o ganho proporcional equivale a 70 (rad/s.W) e o ganho integral a 3000 (rad/s<sup>2</sup>.W). Por fim, o controlador PI do controle PWM linear, apresenta um ganho proporcional igual a 0.07 e

um ganho integral igual a 1250 (1/s). O ganho proporcional é adimensional uma vez que a dimensão da entrada é igual à dimensão da saída.

A Fig. 26 mostra as tensões  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  antes do filtro ativo paralelo ser conectado no sistema. Além dos desbalanços, estas tensões apresentam “notches” nos instantes em que as correntes geradas pela carga não linear comutam. Este fenômeno fica evidente quando a ponte retificadora inicia sua operação. Estas tensões apresentam uma rampa inicial, que cessa em 0.05 seg. Ao término da operação da rampa, as tensões se encontram em regime estacionário.

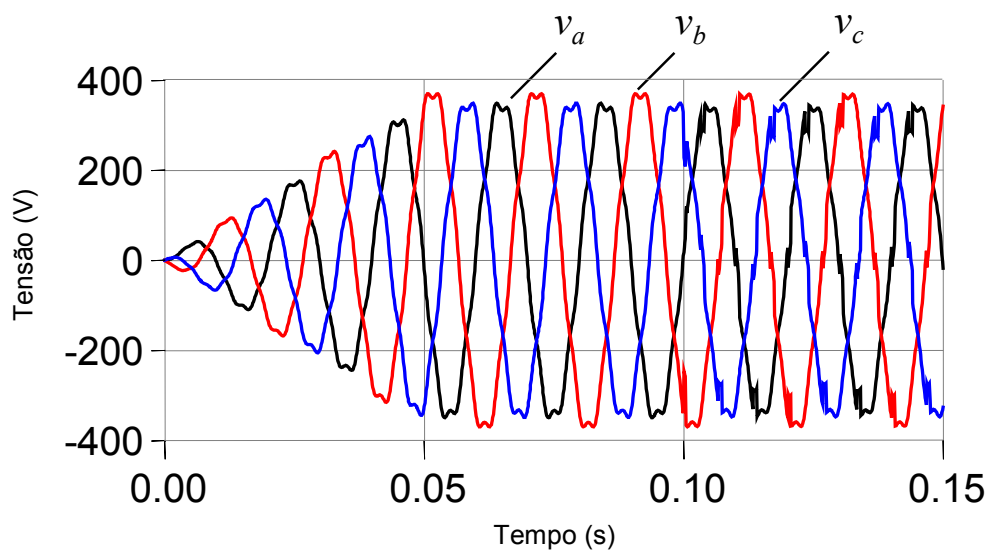


Fig. 26. Tensões de suprimento entregues à carga não linear

A Fig. 27 mostra as correntes da carga não linear  $i_{al}$ ,  $i_{bl}$ ,  $i_{cl}$ . Como o controle do disparo dos tiristores só inicia em 0.1 segundo, estas correntes, neste intervalo, apresentam suas magnitudes iguais a zero. Isto foi necessário, pois o controle do disparo dos tiristores é correlacionado ao sinal  $\omega t$ , determinado pelo circuito de sincronismo.

Na Fig. 28 estão mostradas a tensão e corrente correspondentes à fase#a do sistema em questão, com o defasamento previsto, devido ao ângulo de disparo dos tiristores. Isto faz com que as correntes da carga estejam atrasadas das tensões de suprimento em  $30^\circ$ .

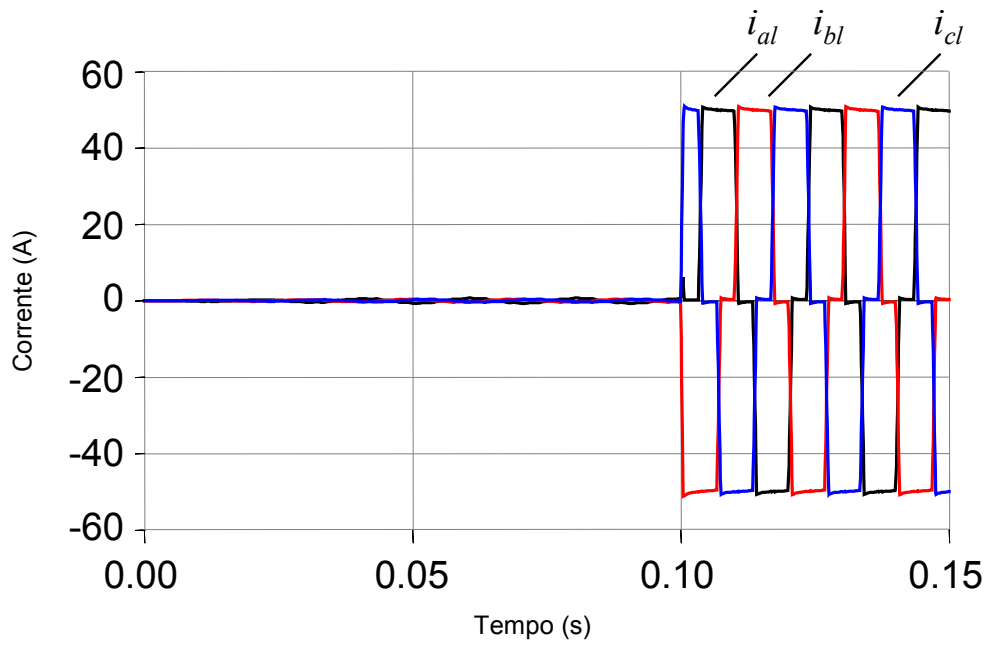


Fig. 27. Correntes da carga não linear

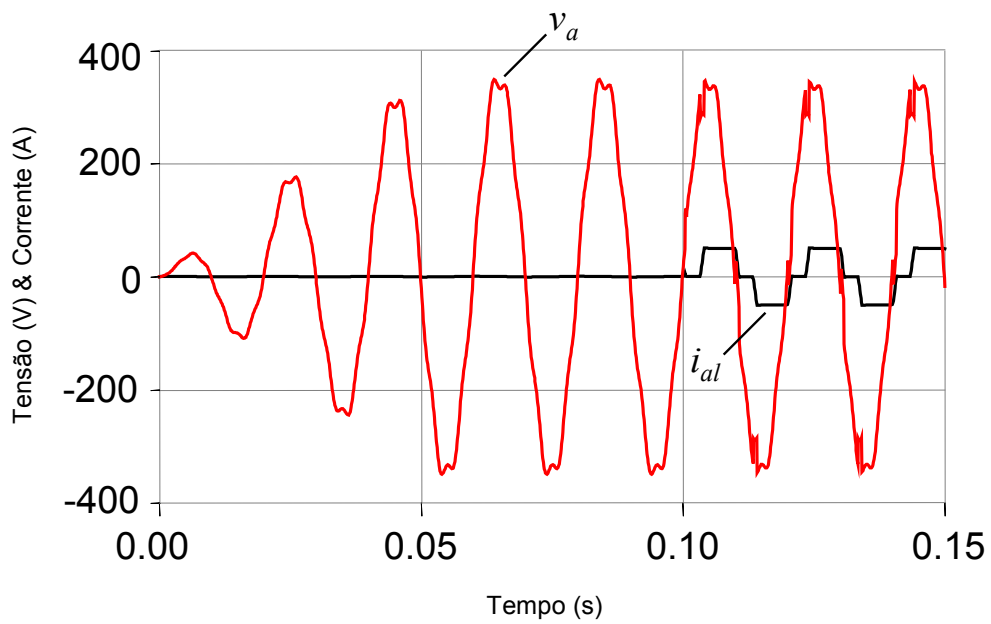


Fig. 28. Tensão de suprimento e Corrente da carga não linear correspondente à (fase#a) do sistema

### 3.7.1 Desempenho do Filtro Ativo Paralelo operando com a estratégia de Controle “Correntes Generalizadas de Fryze”

A Fig. 29 mostra as correntes drenadas da fonte antes e depois do filtro ativo paralelo ser conectado no sistema, operando sob o controle baseado nas “Correntes Generalizadas de Fryze”, cujo diagrama de blocos foi mostrado na Fig. 19. Como era esperado, a forma de onda destas correntes drenadas da fonte apresentam os mesmos desbalanços e distorções observados nas tensões de suprimento, de tal forma que a energia correspondente à potência ativa média ( $\bar{p}$ ) é a única a fluir no sistema em questão. Este de tipo de controle foi denominado em [5] como a estratégia da potência constante.

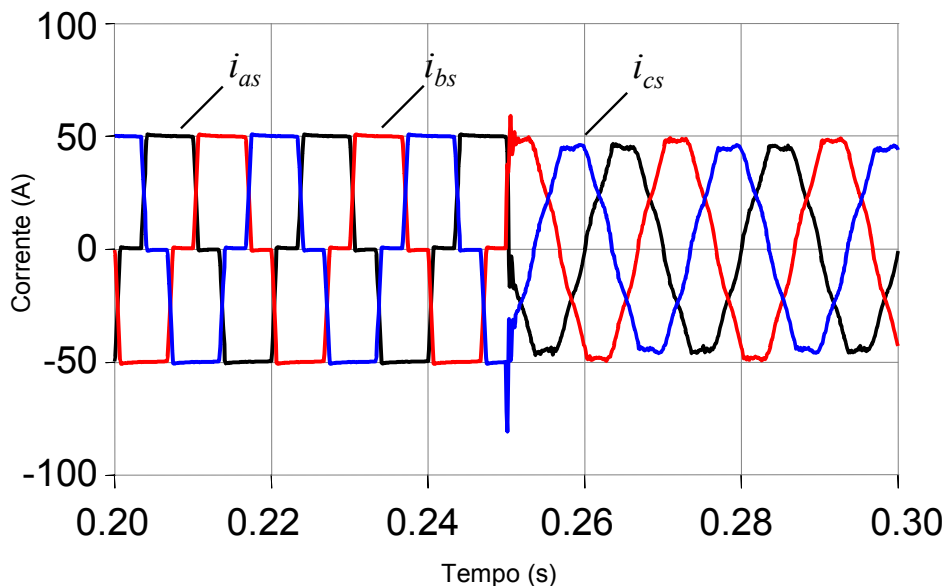


Fig. 29. Desempenho do filtro ativo paralelo com o controle “Correntes Generalizadas de Fryze”

Nas Fig. 30, Fig. 31 e Fig. 32 estão mostradas as tensões de suprimento e as correntes compensadas, de cada uma das fases, antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar sua operação. No instante em que o filtro ativo paralelo inicia sua operação (o que ocorre em 0.25 segundos) estas tensões e correntes, que até então estavam defasadas, passam a operar em fase, ou seja, com o uso do controle em questão, apenas a componente não ativa presente nas correntes da carga não linear é compensada.

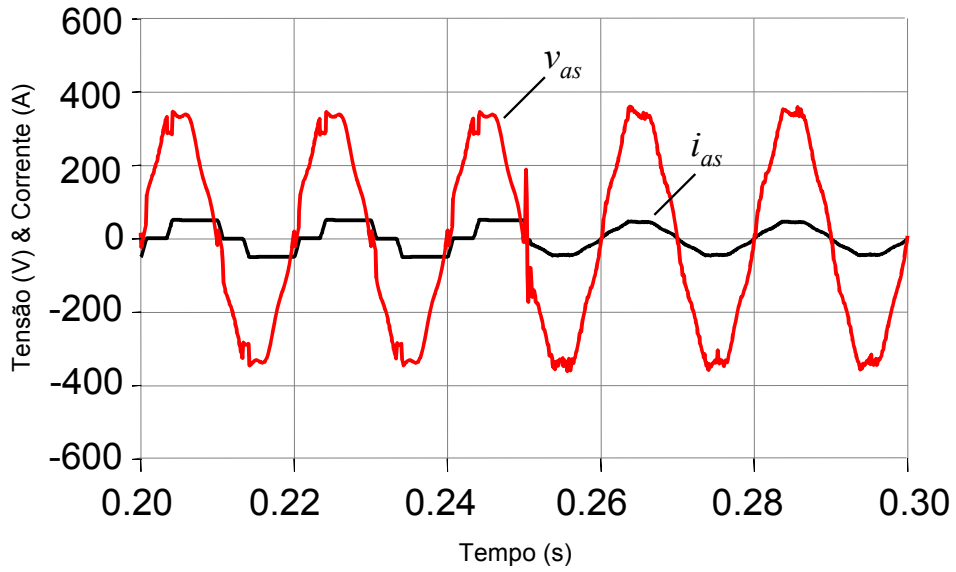


Fig. 30. Correntes e tensões drenadas da fonte (fase#a) durante o processo em que o filtro ativo paralelo é conectado

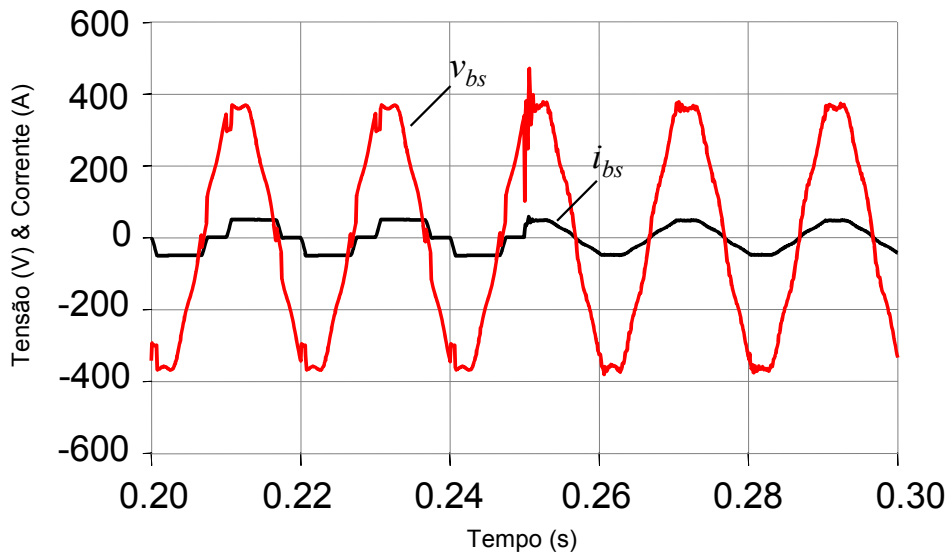


Fig. 31. Correntes e tensões drenadas da fonte (fase#b) durante o processo em que o filtro ativo paralelo é conectado

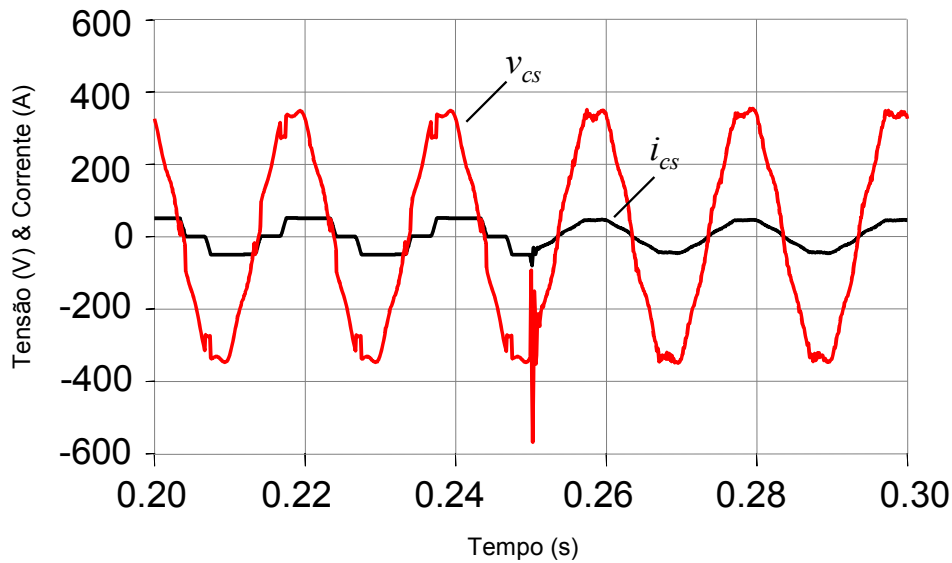


Fig. 32. Correntes e tensões drenadas da fonte (fase#c) durante o processo em que o filtro ativo paralelo é conectado

### 3.7.2 Desempenho do Filtro Ativo Paralelo operando com a estratégia de controle “Correntes Senoidais de Fryze”

Neste item, é analisado o desempenho do filtro ativo paralelo com o seu controle baseado na estratégia de controle “*Correntes Senoidais de Fryze*”, o qual foi mostrado na Fig. 21. A partir das tensões de suprimento, como mostra a Fig. 26, o circuito de sincronismo detecta a frequência fundamental em que o sistema opera  $\omega$  (Fig. 33). Com um pouco mais de 0.10 segundos, o circuito de sincronismo já se encontra estabilizado. É importante ressaltar que o tempo que o circuito de sincronismo leva para atingir sua resposta estacionária poderia ser menor, caso as tensões de suprimento não apresentassem uma rampa inicial com duração de 0.05 segundos.

Devido ao elevado conteúdo harmônico e desbalanços presentes nas tensões da entrada do circuito PLL como nas correntes da carga não linear, o sinal  $\omega$  apresenta consideráveis oscilações. Contudo, em caráter de simulação, este problema presente na frequência  $\omega$  é atenuado pelo integrador localizado na saída do controlador PI, conforme mostrado na Fig. 23.

A Fig. 34 apresenta as tensões obtidas pelo circuito “Detector de  $V_{+1}$ ”. Mesmo com a parcela oscilante presente na frequência  $\omega$ , o controle em questão conseguiu extrair das tensões de suprimento a sua componente fundamental de seqüência positiva. É importante comentar, que apesar das tensões determinadas por esse controle  $v_{a1}$ ,  $v_{b1}$ ,  $v_{c1}$  aparentarem ser senóides puras e equilibradas, é esperado que, em uma

possível montagem de um protótipo do condicionador em questão, estas tensões contenham um pequeno índice de distorção. Isto se deve ao fato do o integrador utilizado no saída do controlador PI (Fig. 23), não ser capaz de filtrar totalmente a componente oscilante presente na frequência  $\omega$ .

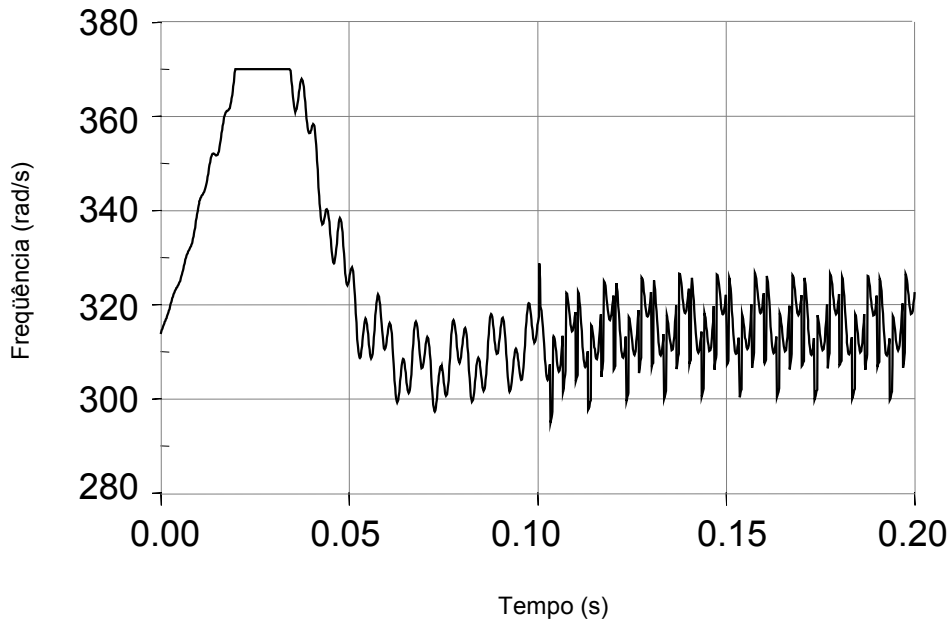


Fig. 33. Frequência fundamental do sistema detectada pelo circuito de sincronismo

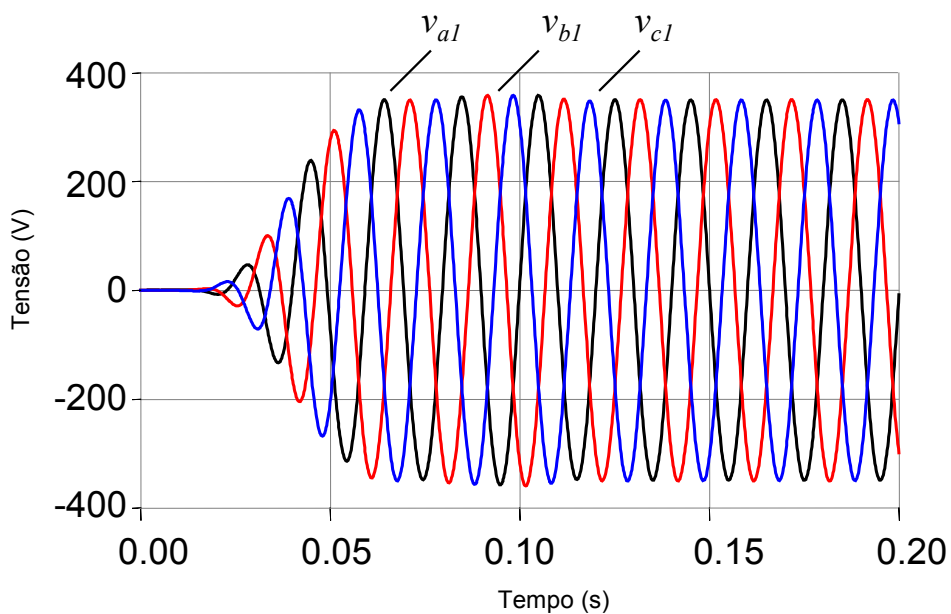


Fig. 34. Tensões de controle determinadas pelo circuito de controle “Detector de  $V_{+1}$ ”



A Fig. 35 mostra a componente correspondente à fase#a da tensão de suprimento com a tensão determinada pelo circuito de controle “Detector de  $V_{+1}$ ”. Novamente, o fato das tensões de suprimento apresentarem uma rampa inicial até 0.05 segundos faz com que estas tensões levem mais tempo para atingirem o regime estacionário, o que ocorre com um pouco mais de 0.1 segundos.

A Fig. 36 mostra as correntes drenadas da fonte quando o filtro ativo paralelo está operando com o controle “Correntes Senoidais de Fryze”. No instante em que o condicionador inicia sua operação estas correntes passam a ser senóides equilibradas.

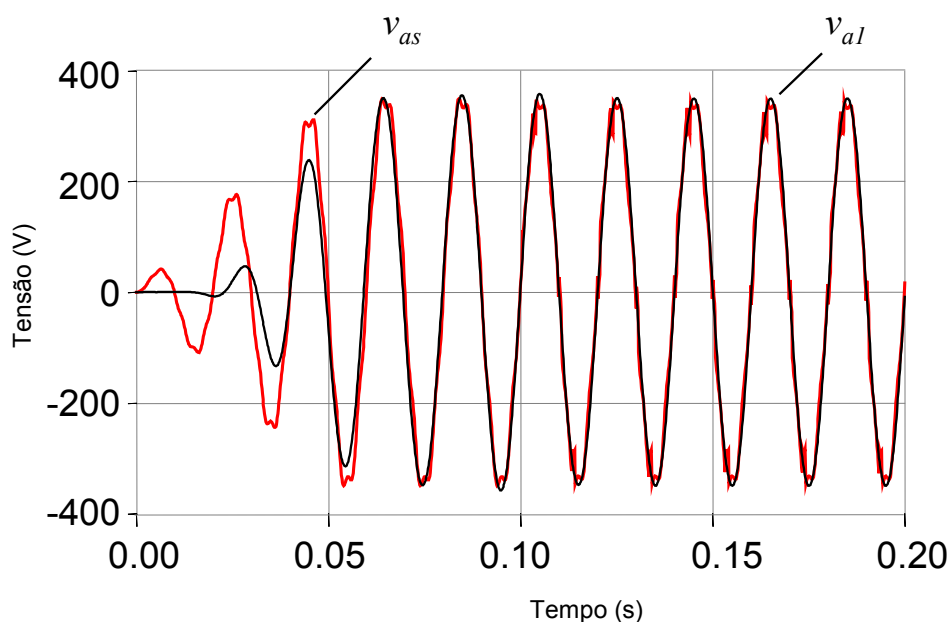


Fig. 35. Tensão determinada por “Detector de  $V_{+1}$ ” comparada com a tensão de suprimento

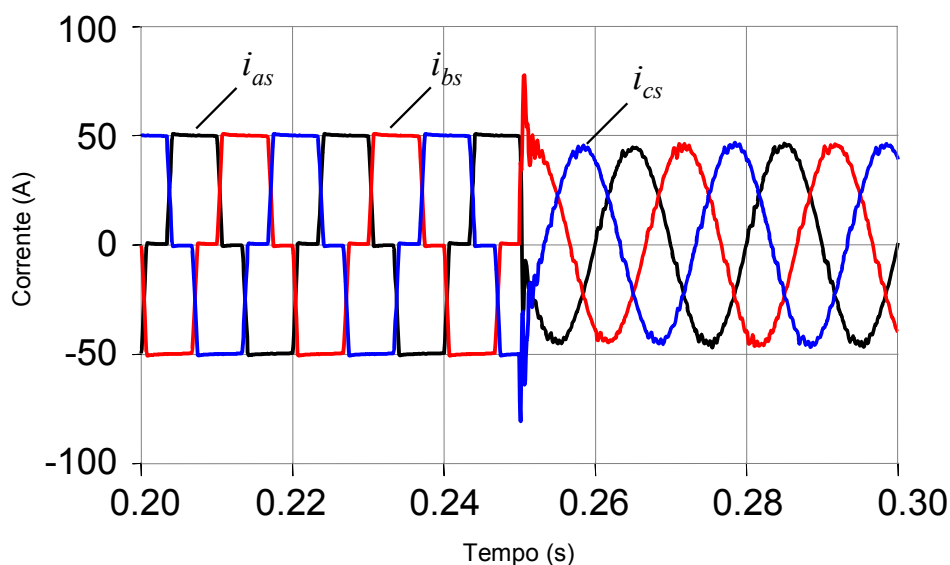


Fig. 36. Correntes drenadas da fonte antes e depois do filtro ativo paralelo ser conectado

As Fig. 37, Fig. 38 e Fig. 39 mostram, em cada uma das fases, as tensões de suprimento e as correntes compensadas antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar a sua operação. O controle “Correntes Senoidais de Fryze” atua sobre as componentes não ativa e ativa oscilante presentes nas correntes da carga não linear. Dessa forma os desbalanços e as distorções da carga são compensados.

O uso do controle “Detector de  $V_{+1}$ ” faz com que estas correntes estejam em fase com a componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento, corrigindo assim o fator de potência.

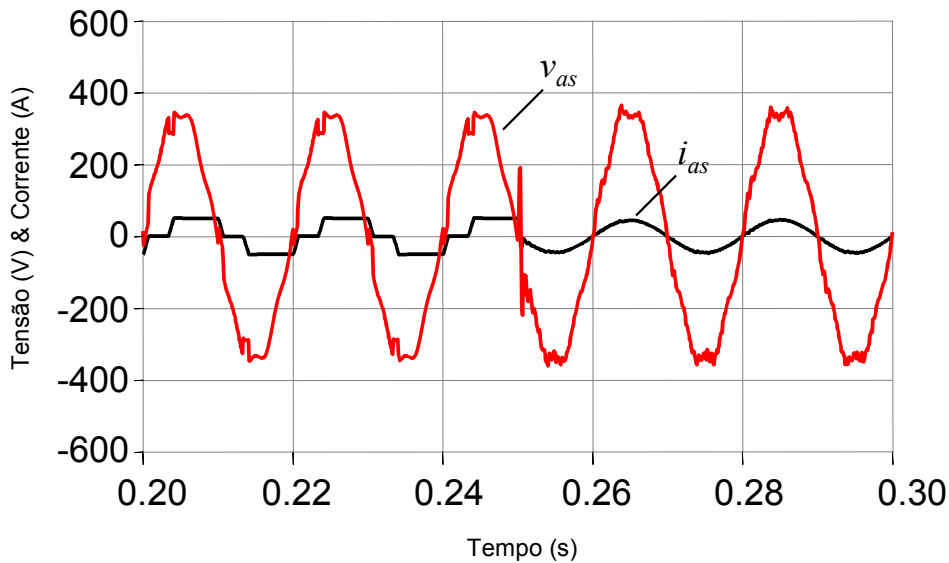


Fig. 37. Tensão e Corrente (fase#a) antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar sua operação

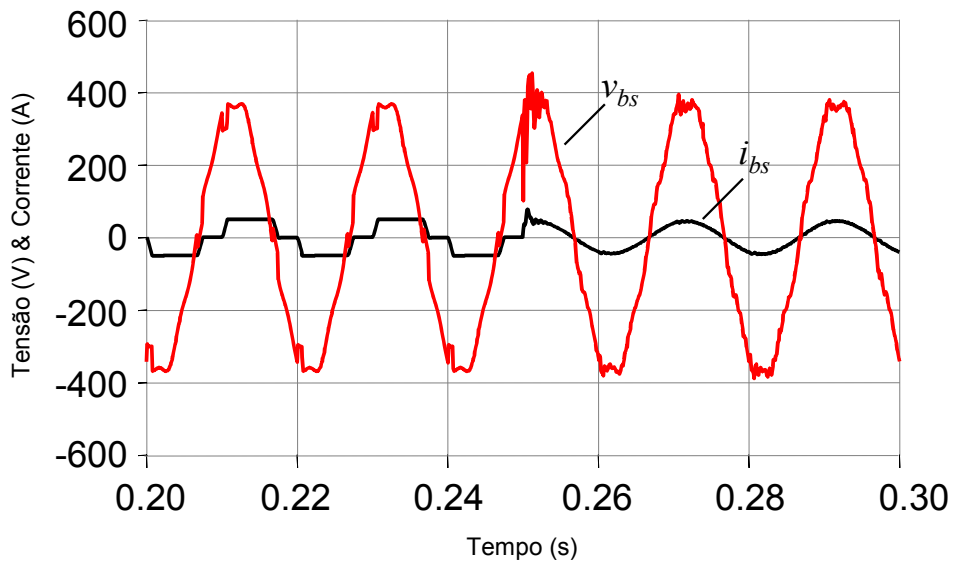
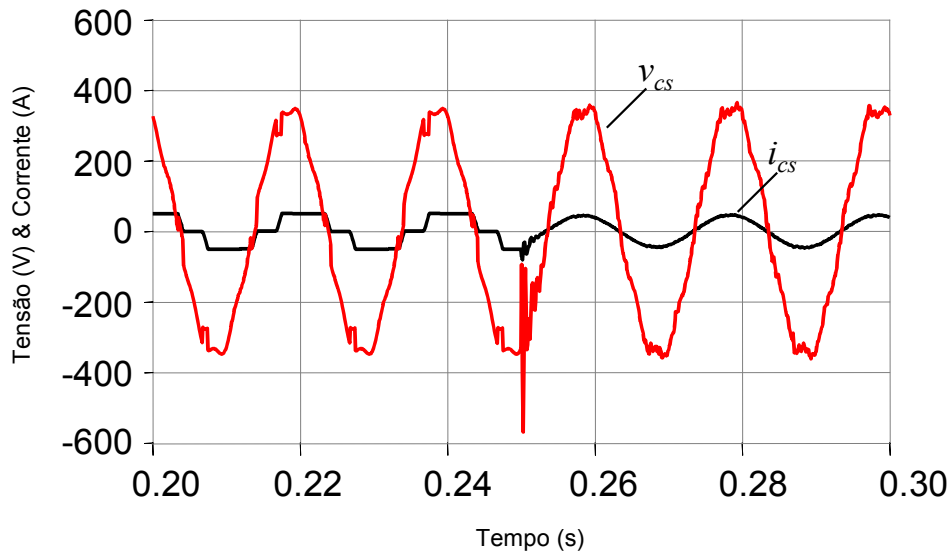
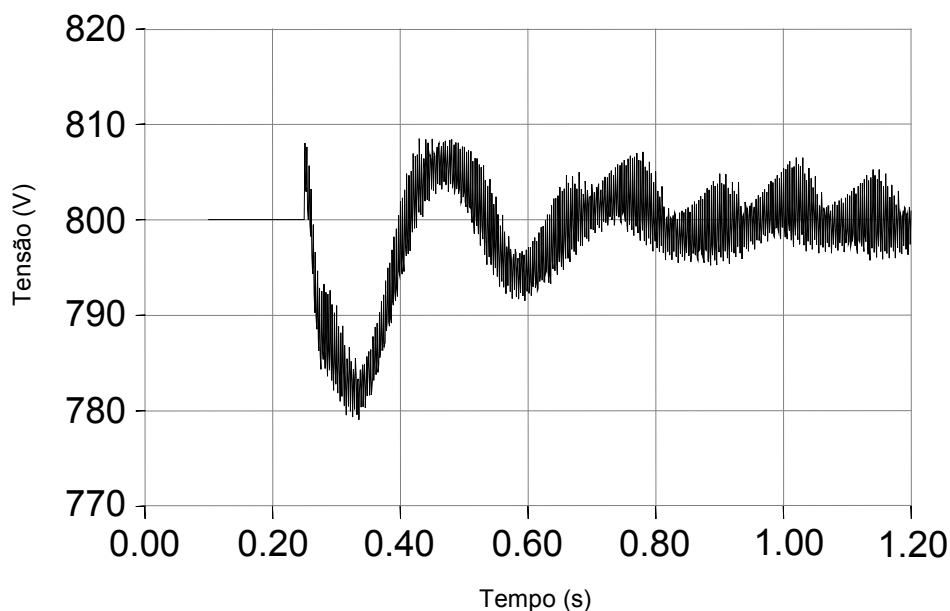


Fig. 38. Tensão e Corrente (fase#b) antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar sua operação



**Fig. 39. Tensão e Corrente (fase#c) antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar sua operação**

A Fig. 40 mostra a tensão no elo CC do inversor VSI. No instante em que o filtro ativo paralelo inicia sua operação, a tensão CC apresenta uma oscilação entre 780 e 810 V o que equivale a, aproximadamente, 3.75% em relação à tensão base de 800 V do controlador “Regulador de Tensão CC”. Em torno de 0.7 segundos a tensão no elo CC se encontra estabilizada com oscilações entre 795 e 805 V, que equivale a, aproximadamente, 1.25% da tensão de referência.



**Fig. 40. Tensão regulada no elo de tensão CC**

### 3.7.3 Desempenho do Filtro Ativo Paralelo operando com a estratégia de controle “Correntes Senoidais de Fryze” simplificada

Por fim será analisado o desempenho do filtro ativo paralelo com o algoritmo de controle “Correntes Senoidais de Fryze” simplificada. Na Fig. 41 está mostrada a frequência  $\omega$  determinada pelo circuito de sincronismo de acordo com a Fig. 25, em radianos por segundo. Devido ao elevado conteúdo harmônico das correntes da carga ,a frequência  $\omega$  apresenta um valor oscilante elevado. Contudo este problema é atenuado devido ao integrador utilizado para a determinação do sinal  $\omega t$ , que também pode ser observado no circuito de sincronismo descrito na Fig. 25.

A frequência angular  $\omega$  apresenta um valor inicial igual a 280 rad/s. Isto ocorre por dois motivos, sendo um deles o uso de limitadores no controlador PI do circuito de sincronismo em questão. Estes limitadores forçam que o sinal seja limitado entre 280 rad/s e 360 rad/s. O outro motivo é o fato da ponte retificadora iniciar a sua operação somente em 0.1 segundo. Assim o sinal  $\omega$  é forçado a apresentar o valor de 280 rad/s.

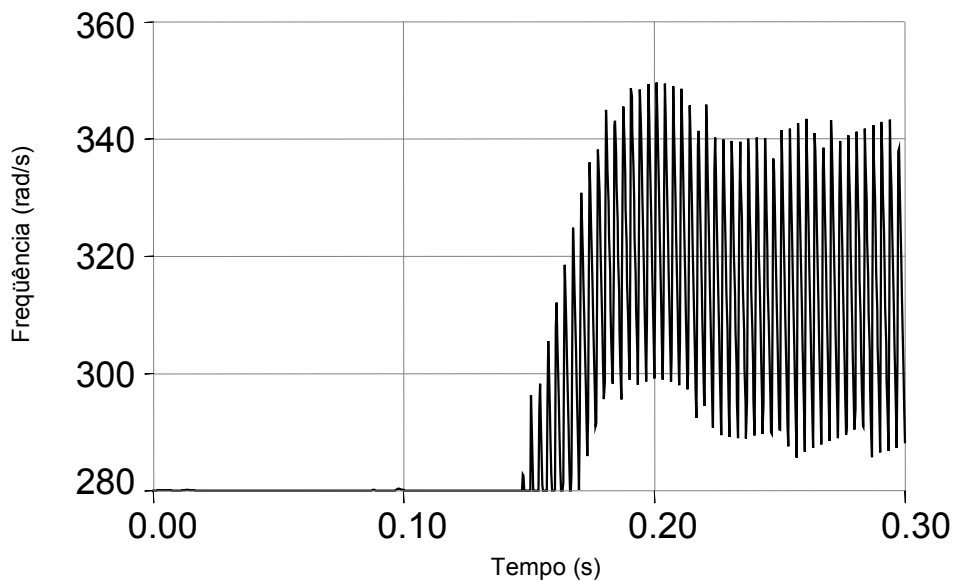


Fig. 41. Frequência angular  $\omega$  determinada pelo circuito de sincronismo

A Fig. 42 ilustra as correntes “ideais” determinadas pela estratégia de controle em questão. Na simulação estas correntes “ideais” aparentam ser senóides puras e balanceadas. Novamente é enfatizado que em caso de uma possível implementação em bancada do filtro ativo paralelo, operando com o controle em questão, estas correntes “ideais” podem conter uma pequena distorção harmônica, pela mesma razão já descrita

na Seção 3.7.2 deste capítulo. A partir destas correntes “ideais”, as correntes de compensação são determinadas pela diferença entre correntes  $i_{a1}$ ,  $i_{b1}$ ,  $i_{c1}$  e as correntes da carga não linear. Como pode ser observado, o valor da magnitude destas correntes “ideais” é igual a zero até 0.1 segundos, instante em que a ponte retificadora inicia sua operação.

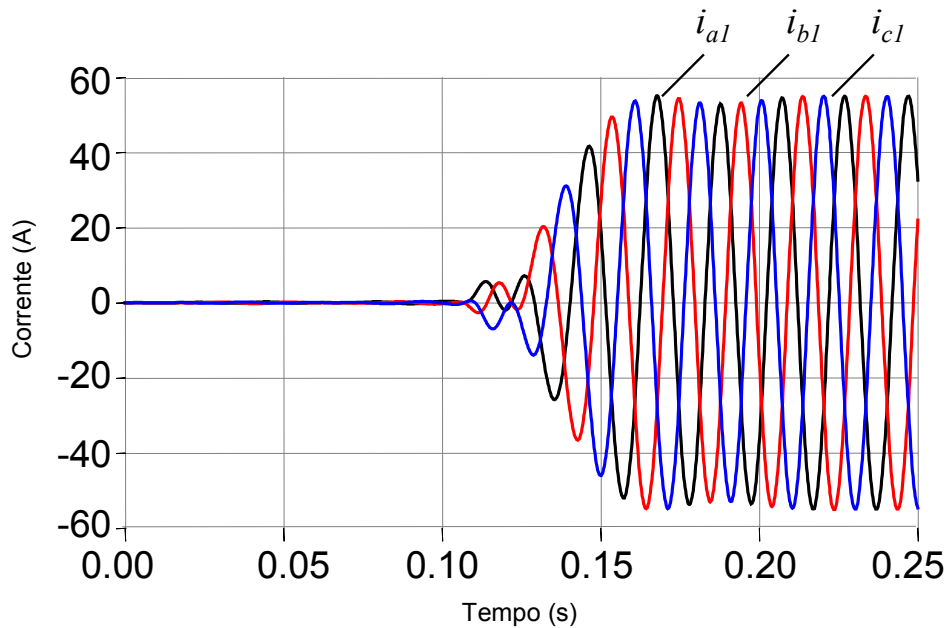


Fig. 42. Correntes ideais determinadas pelo circuito de controle “Correntes Senoidais de Fryze” Simplificada

A Fig. 43 mostra as correntes da carga, de compensação e da fonte, antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar a sua operação, denominadas, respectivamente,  $i_{al}$ ,  $i_{ac}$ ,  $i_{as}$ . No instante em que o condicionador paralelo inicia sua operação a corrente  $i_{as}$  passa a ser uma senóide com a fase e a frequência fundamental correspondentes à componente fundamental de seqüência positiva das correntes da carga não linear.

A Fig. 44 ilustra as correntes drenadas da fonte  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$  antes e depois do filtro ativo paralelo ser conectado no sistema em questão, o que ocorre em 0.25 segundos. No instante em que o condicionador paralelo passa a operar no sistema, as correntes drenadas na fonte, que até então apresentavam elevado grau de distorção, passam a ser senóides equilibradas que correspondem à componente fundamental de seqüência positiva das correntes da carga não linear.

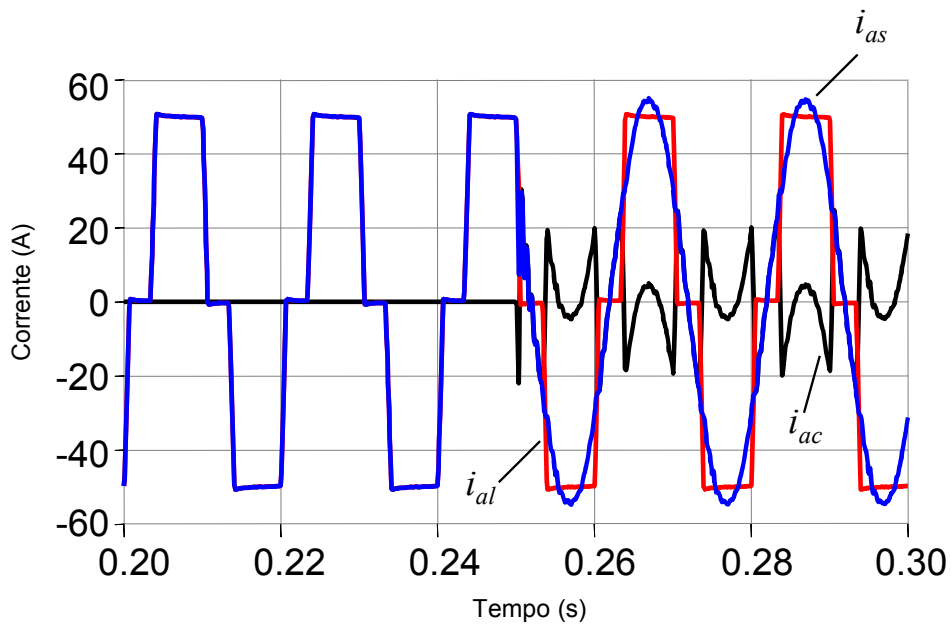


Fig. 43. Correntes da carga, compensação e fonte antes e depois do filtro ativo paralelo iniciar sua operação

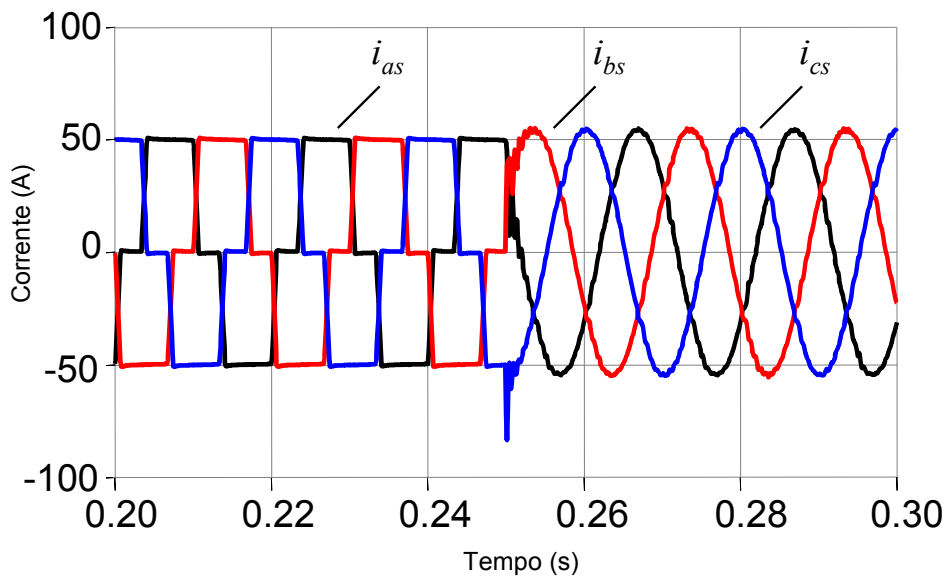


Fig. 44. Correntes drenadas da fonte antes e depois do filtro ativo paralelo ser inserido no sistema

Nas Fig. 45, Fig. 46 e Fig. 47 estão as tensões de suprimento e as correntes compensadas. Nestas figuras pode ser observada a consequência de não utilizar as tensões de suprimento no controle. Sem o uso destas tensões, não há como as correntes compensadas estarem em fase com as tensões de suprimento, de tal forma que o fator de potência não é compensado.

Outra consequência é que a magnitude das correntes compensada não é alterada, havendo ou não uma defasagem entre as correntes da carga não linear e as tensões de suprimento.

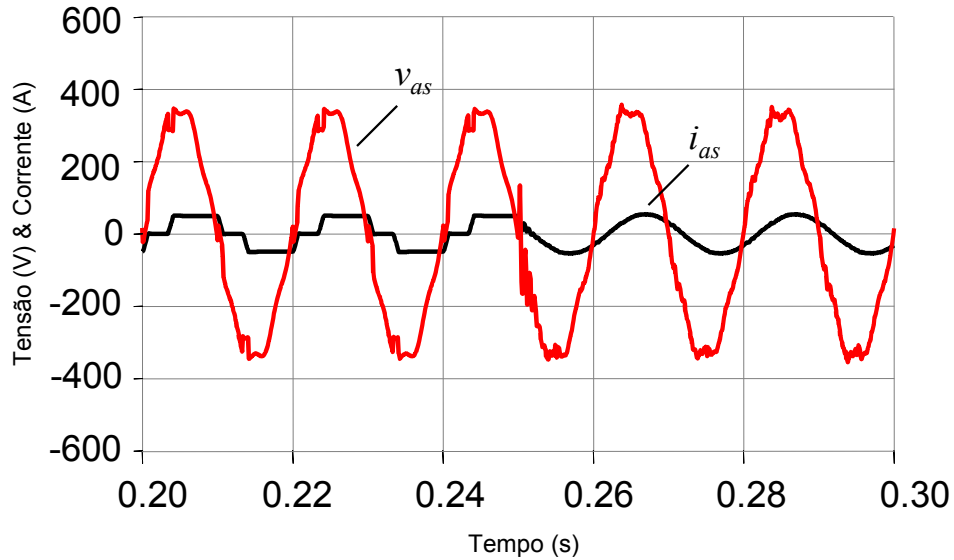


Fig. 45. Tensões e correntes (fase#a) antes e depois do filtro ativo paralelo ser interligado ao sistema

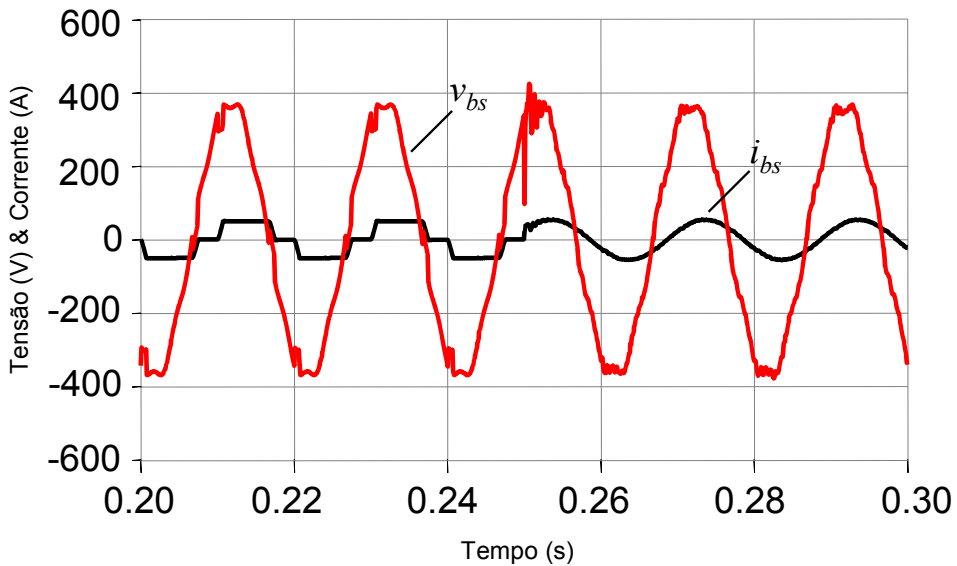
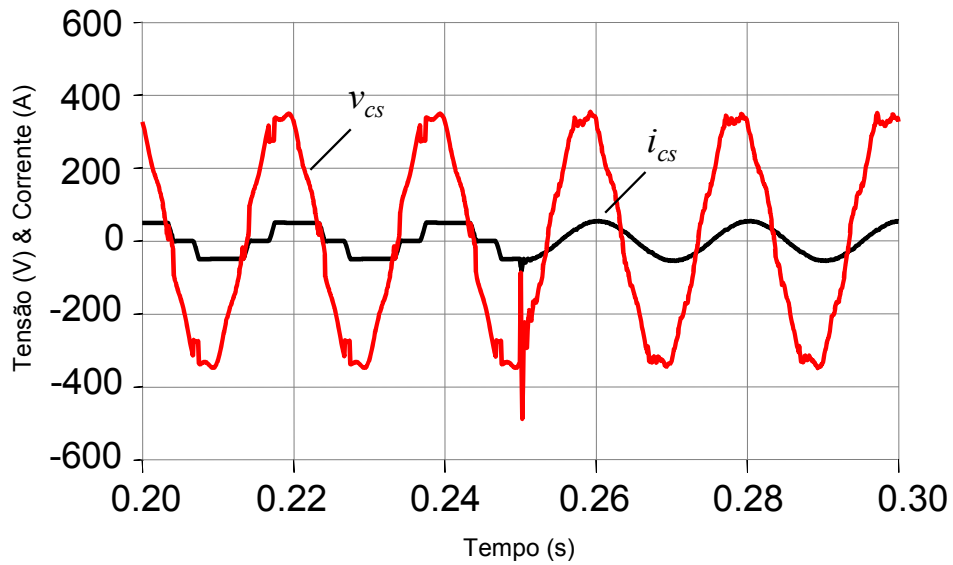
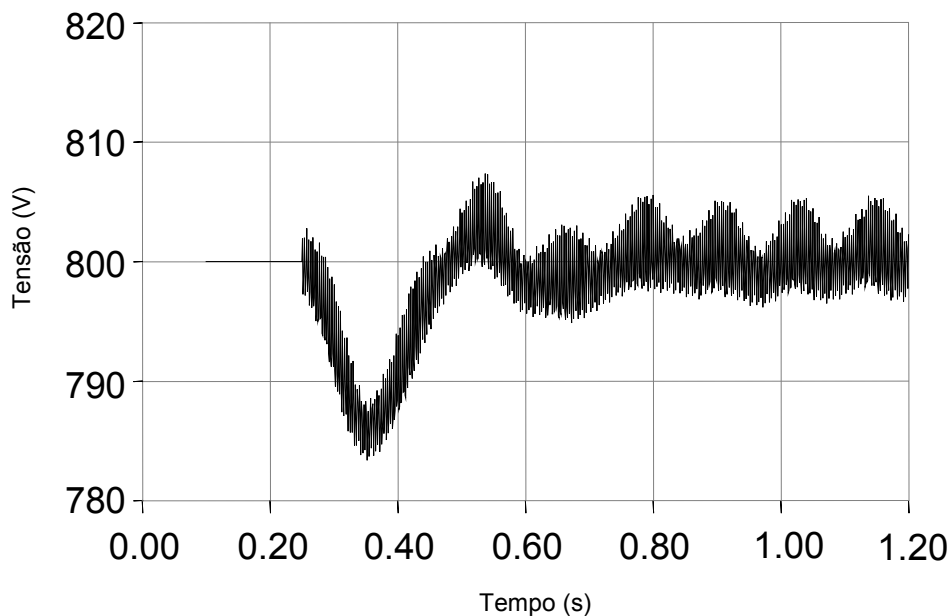


Fig. 46. Tensões e correntes (fase#b) antes e depois do filtro ativo paralelo ser interligado ao sistema



**Fig. 47. Tensões e correntes (fase#c) antes e depois do filtro ativo paralelo ser interligado ao sistema**

A tensão no elo CC do inversor VSI está mostrada na Fig. 48. É importante comentar que, neste caso, a regulação do elo de tensão CC se dará com um incremento de corrente na fonte, com o mesmo fator de potência da carga. Assim, em um caso extremo, no qual o condicionador paralelo esteja compensando uma carga quase que puramente capacitiva ou indutiva, o controle para a regulação do elo tensão CC não conseguirá atuar de forma adequada.



**Fig. 48. Tensão no elo CC do inversor VSI**



### 3.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

O objetivo maior deste capítulo foi utilizar o filtro ativo paralelo para validar as contribuições apresentadas, como o controle “Detector  $V_{+1}$ ”. O uso deste controle, em conjunto com o controle “Correntes Generalizadas de Fryze”, permitiu drenar da fonte correntes senoidais e balanceadas mesmo que as tensões de suprimento estejam distorcidas e/ou desbalanceadas. No Capítulo 4, o controle “Detector de  $V_{+1}$ ” corresponde a um dos três grandes blocos de controle do condicionador unificado UPQC.

Outra contribuição deste trabalho foi a simplificação do controle “Correntes Senoidais de Fryze”. Neste controle não são utilizadas as tensões de suprimento, o que, em uma implementação real, diminui o seu custo. Contudo a não medição destas tensões faz com que este filtro ativo paralelo perca a capacidade de regular o fator de potência. É importante ressaltar que um dos argumentos mais utilizados no uso do filtro ativo paralelo é a sua capacidade de compensar o fator de potência do consumidor que venha a utilizar este condicionador, evitando assim o uso de banco de capacitores.

A utilização do banco de capacitores para a regulação do fator de potência é uma técnica bem conhecida e muito aplicada pelas indústrias de grande porte. Porém, estes capacitores, em conjunto com as impedâncias que o sistema apresenta, geram ressonâncias, prejudicando, ainda mais, a qualidade da energia. Assim, fica a questão se a economia feita é mais importante que a não compensação do fator de potência.

No próximo capítulo é descrito o condicionador UPQC, com a estratégia de controle baseada nas definições para as correntes ativa e não ativa. Estas definições foram propostas por Fryze no final dos anos 30 e estendidas, no final dos anos 80, para aplicações em eletrônica de potência. Como foi visto no Capítulo 2 o uso destas definições no controle de condicionadores ativos é válida em sistemas trifásicos a três fios. Resultados de simulação são mostrados para validar a estratégia de controle em questão.

## 4 O CONDICIONADOR UNIFICADO UPQC

O equipamento UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) consiste em uma combinação dos filtros ativos série e paralelo para a compensação simultânea das tensões de suprimento, que podem estar já distorcidas e desequilibradas e das correntes de carga do consumidor especial [25] [26]. Com isto, a qualidade da energia oferecida à carga não linear melhora consideravelmente. Estes equipamentos podem ser utilizados em sistemas de distribuição, próximo das cargas que geram correntes harmônicas, que podem afetar outras cargas sensíveis, conectadas ao mesmo barramento. A Fig. 49 mostra o diagrama unifilar do condicionador de potência UPQC.

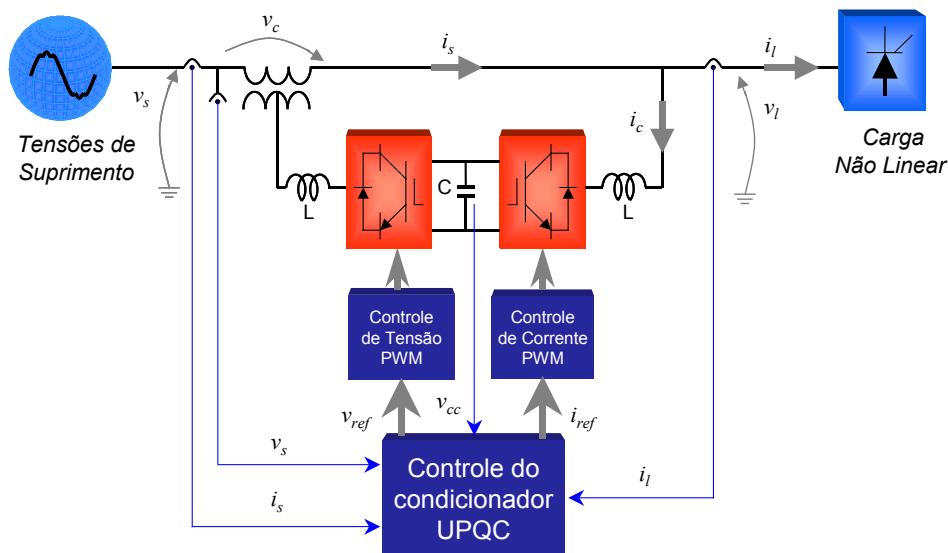


Fig. 49. Configuração Geral do UPQC

A partir dos resultados obtidos nos estudos dos filtros ativos paralelo e série operando isoladamente, teve início a análise relativa à operação combinada destes filtros. O filtro série atuando como uma fonte de tensão controlada e o filtro paralelo comportando-se como uma fonte de corrente controlada. Sendo assim, tomando como base o sistema a três fios, serão apresentadas as características gerais do UPQC modelado no programa PSCAD<sup>®</sup>/EMTDC<sup>™</sup>.

Em uma implementação real, o UPQC pode ser desenvolvido com o uso de dois conversores PWM, acoplados em um elo de tensão CC, e um DSP (*Digital Signal Processor*) para a determinação das tensões e correntes de referência a serem sintetizadas pelos seus respectivos conversores. Neste capítulo serão vistos, de forma

detalhada, seus circuitos de potência e controle com resultados de simulação comprovando a eficácia do equipamento em questão, em um sistema com tensões e correntes desequilibradas e distorcidas.

#### 4.1 DESCRIÇÃO GERAL DO UPQC

O condicionador UPQC apresenta duas partes distintas

- Circuito de Potência (Conversores PWM Série e Paralelo)
- Circuito de Controle (Controle integrado dos filtros ativos Série e Paralelo)

O conversor PWM série do UPQC comporta-se como uma fonte de tensão controlada (filtro ativo série), enquanto o conversor PWM paralelo funciona como uma fonte de corrente controlada (filtro ativo paralelo). Somente um capacitor CC relativamente pequeno é conectado no elo CC dos inversores. O controle integrado dos filtros ativos série e paralelo (Controle do UPQC) determina, em tempo real, as tensões de compensação (referência)  $v_{ref}$  e as correntes de compensação (referência)  $i_{ref}$ . A expressão (4.1) mostra a relação entre as tensões da carga  $v_L$ , de compensação  $v_C$  e da fonte  $v_S$ . A expressão (4.2) mostra a relação entre as correntes na carga  $i_L$ , compensação  $i_C$  e na fonte  $i_S$ , respectivamente.

$$v_L = v_C + v_S \quad (4.1)$$

$$i_S = i_C + i_L \quad (4.2)$$

Para simplificar as análises que são feitas neste capítulo as seguintes hipóteses são assumidas para os filtros série e paralelo:

##### Filtro Ativo Série

- ☞ Compensar os harmônicos presentes nas tensões de suprimento e desbalanços (seqüência negativa) na frequência fundamental.
- ☞ Promover um isolamento harmônico entre a rede e a carga, impedindo que correntes harmônicas fluam através dos transformadores do Filtro Ativo Série.
- ☞ Melhorar a estabilidade do sistema por meio de um controle de amortecimento.

### Filtro Ativo Paralelo

- ☞ Compensar os harmônicos presentes nas correntes da carga não linear e desbalanços na frequência fundamental.
- ☞ Regulação do fator de potência por meio da compensação da potência imaginária da carga.
- ☞ Regular a tensão no elo de tensão CC

## **4.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA DO UPQC**

O circuito de potência do UPQC é constituído por dois conversores com chaveamento em altas frequências, do tipo PWM. Podem ser alimentados por fonte de tensão (VSI – *Voltage Sourced Inverter*) ou por fonte de corrente (CSI – *Current Sourced Inverter*). Seguindo uma tendência mundial do emprego de VSI em filtros ativos, optou-se pelo uso deste tipo de conversor para o presente estudo de desenvolvimento de um UPQC trifásico a três fios, conforme mostrado na Fig. 50. O controle PWM associado ao conversor série é diferente do controle PWM associado ao conversor paralelo. O controle para o conversor paralelo deve ser do tipo PWM de corrente, pois deve gerar correntes harmônicas de compensação. Por outro lado, o controle PWM do conversor série deve impor características de fonte de tensão controlada. Mais adiante serão apresentados detalhes sobre os dois tipos de controle PWM utilizados.

As correntes e tensões de compensação geradas pelos conversores PWM contêm harmônicos de altas frequências, devido ao seu chaveamento em frequências elevadas. Salienta-se que a frequência de chaveamento do conversor PWM deve ser pelo menos 10 vezes maior que a maior frequência harmônica de corrente da carga não linear ou, 10 vezes maior que a maior frequência harmônica da tensão de suprimento. O uso de pequenos filtros passivos do tipo (RC) após as indutâncias de comutação  $L_s$  e  $L_p$ , é uma alternativa simples e eficaz para filtrar os harmônicos de chaveamento, visto que são harmônicos de ordem elevada e de pequena magnitude.

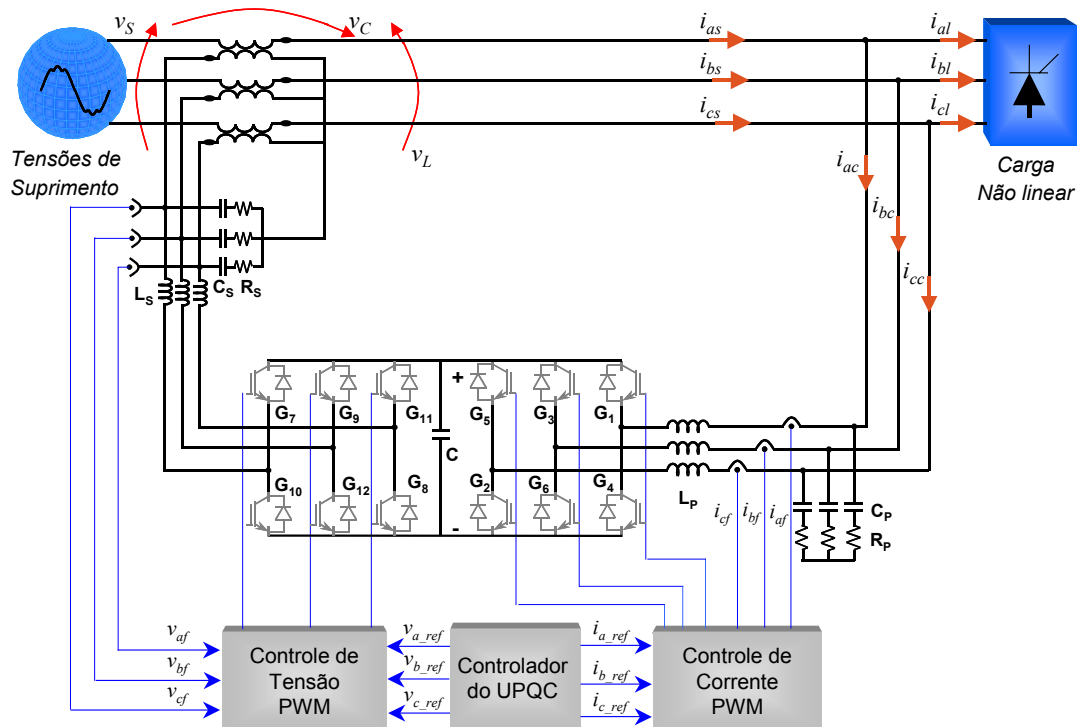


Fig. 50. Circuito de Potência do UPQC

A conexão série interligando o filtro ativo série com o sistema é feita por meio de três transformadores monofásicos. Como o sistema é trifásico a três fios, os lados destes transformadores em relação ao conversor série, são conectados em estrela com o neutro suspenso.

#### 4.2.1 Controle PWM Linear do Conversor Série

O controle PWM linear para o conversor série (Fig. 51), utiliza três controladores do tipo PD (Proporcional-Derivativo) produzindo os sinais  $v_{a\_PWM}$ ,  $v_{b\_PWM}$ ,  $v_{c\_PWM}$ . Estes sinais são comparados com a onda triangular portadora para gerar os pulsos de chaveamento desejado.

Sua estratégia de controle é bem simples onde os erros gerados pela diferença entre as tensões de referência  $v_{a\_ref}$ ,  $v_{b\_ref}$ ,  $v_{c\_ref}$  e as tensões  $v_{af}$ ,  $v_{bf}$ ,  $v_{cf}$  servem de entrada para o controlador PD, resultando nos sinais  $v_{a\_PWM}$ ,  $v_{b\_PWM}$ ,  $v_{c\_PWM}$ . Na Seção 4.2.2 deste capítulo está a justificativa do uso do controlador PD ao invés do PI. Estes sinais resultantes são comparados com uma portadora triangular com frequência fixa em 10 kHz. Portanto, este tipo de controle PWM de tensão impõe uma frequência de chaveamento fixa de 10 kHz para o conversor série. Assim como no controle PWM linear do conversor paralelo, descrito na Seção 3.2 do Capítulo 3, tanto as tensões de

referência como as tensões na saída do conversor série não foram divididas por um valor base. Com isso os ganhos utilizados no controlador PD devem ser dimensionados de tal forma que a diferença entre as tensões de referência e as tensões na saída do conversor série, amplificadas pelo controlador PD, não tenham uma magnitude maior do que a magnitude da portadora triangular.

A lógica de chaveamento adotada para o filtro ativo série está convencionada de acordo com a equação (4.1). Deste modo quando a tensão de referência  $v_{a\_ref}$  for *maior* do que a tensão  $v_{af}$ , será gerado um erro positivo forçando o inversor a *aumentar* a tensão  $v_{af}$ . Com isto a chave  $G_7$  permanecerá fechada por mais tempo que a chave  $G_{10}$ , forçando um aumento da tensão  $v_{af}$  para redução do erro. Analogamente, quando a tensão  $v_{a\_ref}$  for *menor* do que a tensão  $v_{af}$ , é gerado um erro negativo forçando o conversor a *diminuir* a tensão  $v_{af}$ .

Idealmente, este erro pode ser considerado desprezível e os *ripples* de tensão podem ser filtrados satisfatoriamente pelos elementos  $L_s$ ,  $C_s$  e  $R_s$ . Isto faz com que as tensões série efetivamente inseridas entre rede e carga, sigam fielmente suas referências, determinadas pelo controlador do UPQC. O uso de limitadores nos controladores no PD é necessário, uma vez que a magnitude da portadora triangular é igual a 1.

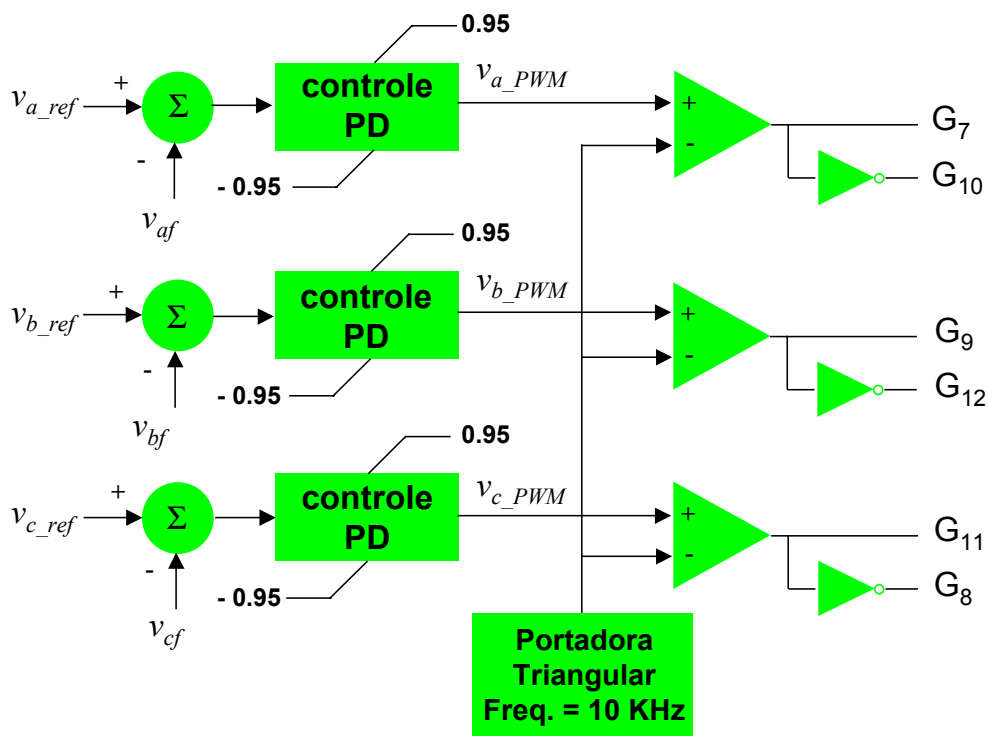


Fig. 51: Controle PWM linear para o filtro ativo série

#### 4.2.2 Controle PWM Linear do Conversor Paralelo

O controle PWM linear do conversor paralelo corresponde ao apresentado no capítulo referente ao filtro ativo paralelo, onde todo o seu detalhamento e a lógica do disparo das chaves estão descritos com a Fig. 17, ilustrando o seu diagrama de blocos.

Cabe ressaltar que o controle PWM linear de tensão utiliza-se de um controlador PD, enquanto no de corrente basta um controlador PI. A principal razão está no fato que a função de transferência entre a tensão  $v_{INV}$  que o conversor série gera na sua saída e a tensão  $v_f$  que aparece no secundário do transformador é dada por:

$$\frac{v_f(s)}{v_{INV}(s)} = \frac{sRC + 1}{s^2LC + sRC + 1} \quad ; \quad (4.3)$$

A planta acima em questão apresenta dois pólos e um zero. O uso do controlador PD irá adicionar um zero, de tal forma que a frequência natural de oscilação da função de transferência dada em (4.3) seja atenuada. A Seção 4.5 deste capítulo descreve o projeto para a determinação dos ganhos do controlador PD em relação à função de transferência da equação (4.3).

A função de transferência envolvendo a corrente  $i_{af}$  que flui através da indutância de comutação  $L_p$  (Fig. 50) é determinada pela equação (4.4). A planta em questão corresponde a uma função de primeira ordem, onde o controlador PI atuou de forma satisfatória no controle PWM linear de corrente.

$$i_{af}(s) = \frac{v_{aL}(s) - v_{aINV}(s)}{sL} \quad . \quad (4.4)$$

#### 4.3 CONTROLADOR PRINCIPAL DO UPQC

Os circuitos de controle dos filtros ativos série e paralelo podem ser concatenados em um circuito unificado do condicionador UPQC, conforme mostra a Fig. 52. Este controle pode ser dividido em três grandes blocos:

- Detector de  $V_{+1}$ ;
- Cálculo das Correntes de Referência;
- Controle de Amortecimento (*Damping*).

O bloco “Detector de  $V_{+1}$ ” apresenta como entradas as tensões de suprimento  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$ , e fornece as tensões ideais  $v_{a1}$ ,  $v_{b1}$ ,  $v_{c1}$ . De posse destas tensões, juntamente com as correntes da carga  $i_{al}$ ,  $i_{bl}$ ,  $i_{cl}$  e da tensão do elo CC  $v_{cc}$ , o bloco de controle “Cálculo das correntes de Referência”, conforme apresentado na Fig. 19 determina as correntes de referência  $i_{a\_ref}$ ,  $i_{b\_ref}$ ,  $i_{c\_ref}$  a serem entregues ao conversor PWM paralelo.

Por fim, com as mesmas tensões determinadas pelo bloco de controle “Detector de  $V_{+1}$ ”, junto com as correntes da fonte, o “Controle de Amortecimento” irá determinar as tensões harmônicas  $v_{ah}$ ,  $v_{bh}$ ,  $v_{ch}$ . Estas tensões irão oferecer uma resistência adicional para as correntes harmônicas que fluem no sistema CA [27] [28] [29]. Os circuitos de controle referentes ao detector de  $V_{+1}$  e ao circuito detector das correntes de compensação já foram descritos no Capítulo 3. Adiante está detalhado o controle de amortecimento proposto em [30]. Como uma contribuição deste trabalho, a diferença entre o controle original [29] e o apresentado em [30] está no fato de que o último se utiliza diretamente das corrente e das tensões de fase abc. Desta forma, o controle em questão não necessita do uso da transformada de Clarke para a sua implementação.

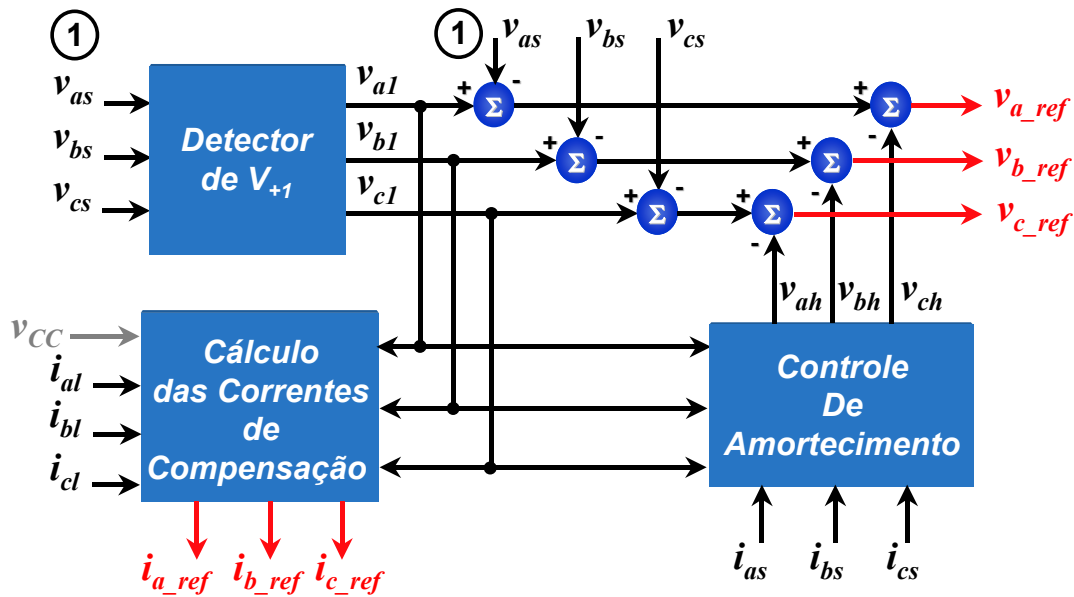


Fig. 52. Diagrama de blocos do Condicionador UPQC



### 4.3.1 Controle de Amortecimento

Para implementar o algoritmo do controle de amortecimento é necessário o uso das correntes de linha  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ , que fluem através dos transformadores monofásicos do conversor série. A partir destas correntes são determinadas as correntes harmônicas  $i_{ah}$ ,  $i_{bh}$ ,  $i_{ch}$ . A Fig. 53 mostra o algoritmo de controle para o cálculo das correntes  $i_{ah}$ ,  $i_{bh}$ ,  $i_{ch}$  usando as definições das correntes ativa e não ativa propostas em [30]. As tensões harmônicas  $v_{ah}$ ,  $v_{bh}$ ,  $v_{ch}$  são determinadas pelo produto das correntes harmônicas com o ganho  $k$ . Este ganho pode ser interpretado como um resistor para as correntes harmônicas que fluem da carga para a rede. Tal algoritmo não tem efeito algum sobre as componentes de corrente na frequência fundamental, ou seja, o filtro ativo série representa um curto-circuito para a corrente fundamental.

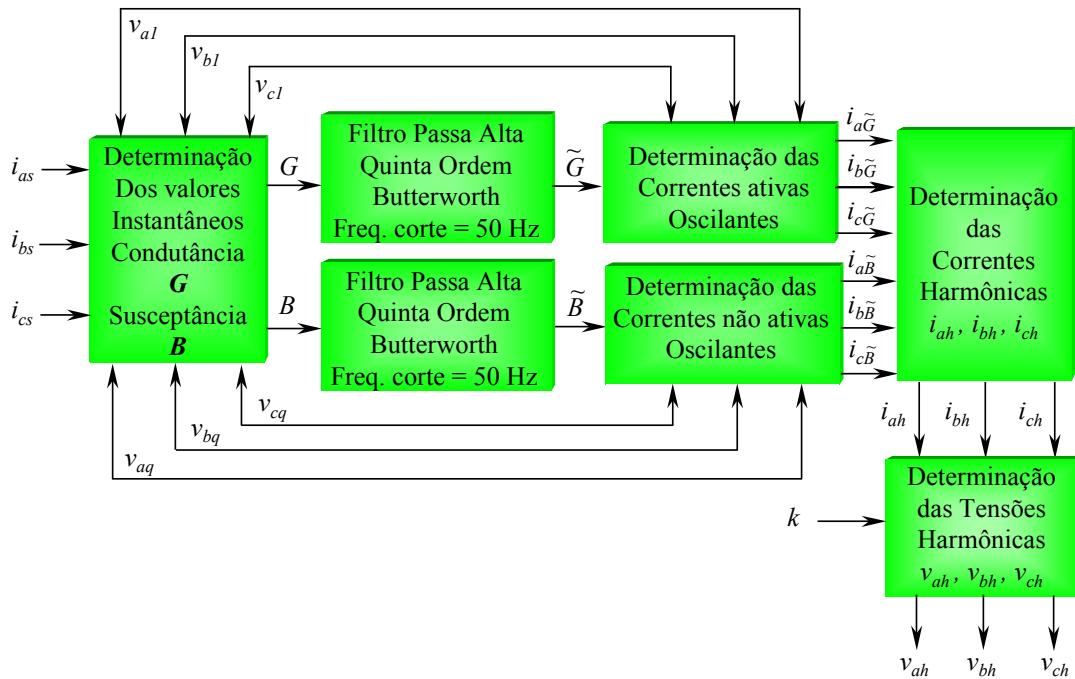


Fig. 53. Diagrama de blocos do algoritmo de controle para o amortecimento

A partir das correntes da fonte, em conjunto com as tensões determinadas no circuito de controle “Detector de  $V_{+1}$ ”, são determinados os sinais denominados  $p$  e  $q$ , conforme mostram as equações (4.5) e (4.6).

$$\begin{aligned} p &= v_{a1} \cdot i_{as} + v_{b1} \cdot i_{bs} + v_{c1} \cdot i_{cs} \\ q &= v_{aq} \cdot i_{as} + v_{bq} \cdot i_{bs} + v_{cq} \cdot i_{cs} \end{aligned} \quad ; \quad (4.5)$$

onde,

$$\begin{cases} v_{aq} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (v_{b1} - v_{c1}) \\ v_{bq} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (v_{c1} - v_{a1}) \\ v_{cq} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (v_{a1} - v_{b1}) \end{cases} ; \quad (4.6)$$

As tensões  $v_{aq}$ ,  $v_{bq}$ ,  $v_{cq}$  apresentam a mesma magnitude das tensões determinadas pelo controle “Detector de  $V_{+1}$ ”, porém defasadas em  $90^\circ$  (atrasadas). Desta forma o produto entre estas tensões com as correntes medidas na carga irá produzir apenas a potência  $q$ , conforme é o desejado. O sinal denominado como “condutância instantânea”  $G$  é determinado a partir do sinal  $p$ , em conjunto com o quadrado das tensões fictícias geradas pelo circuito de controle “Detector de  $V_{+1}$ ”.

$$G = \frac{v_{a1} \cdot i_{as} + v_{b1} \cdot i_{bs} + v_{c1} \cdot i_{cs}}{v_{a1}^2 + v_{b1}^2 + v_{c1}^2} ; \quad (4.7)$$

Da mesma forma, o sinal denominado como “susceptância instantânea”  $B$  é determinado pela relação entre o sinal  $q$ , em conjunto com as tensões  $v_{aq}$ ,  $v_{bq}$ ,  $v_{cq}$  de acordo com a equação (4.8).

$$B = \frac{v_{aq} \cdot i_{as} + v_{bq} \cdot i_{bs} + v_{cq} \cdot i_{cs}}{v_{aq}^2 + v_{bq}^2 + v_{cq}^2} ; \quad (4.8)$$

Após obtidos os valores instantâneos dos sinais  $G$  e  $B$ , filtros do tipo passa alta são utilizados para extrair suas respectivas componentes oscilantes. De posse das componentes oscilantes de  $G$  e  $B$ , os sinais correspondentes as componentes oscilantes das correntes ativa e não ativa são calculadas.

$$\begin{cases} i_{a\tilde{G}} = \tilde{G} \cdot v_{a1} \\ i_{b\tilde{G}} = \tilde{G} \cdot v_{b1} \\ i_{c\tilde{G}} = \tilde{G} \cdot v_{c1} \end{cases} ; \quad (4.9)$$

$$\begin{cases} i_{a\tilde{B}} = \tilde{B} \cdot v_{aq} \\ i_{b\tilde{B}} = \tilde{B} \cdot v_{bq} \\ i_{c\tilde{B}} = \tilde{B} \cdot v_{cq} \end{cases} ; \quad (4.10)$$

As correntes harmônicas  $i_{ah}$ ,  $i_{bh}$ ,  $i_{ch}$  são determinadas por meio da soma entre as componentes oscilantes da corrente ativa e as da corrente não ativa.

$$\begin{cases} i_{ah} = i_{a\tilde{G}} + i_{a\tilde{B}} \\ i_{bh} = i_{b\tilde{G}} + i_{b\tilde{B}} \\ i_{ch} = i_{c\tilde{G}} + i_{c\tilde{B}} \end{cases} ; \quad (4.11)$$

Por fim, as tensões harmônicas são obtidas pelo produto entre as correntes harmônicas  $i_{ah}$ ,  $i_{bh}$ ,  $i_{ch}$  e o ganho  $k$ . Conforme já mencionado, este ganho pode ser entendido como uma resistência para as componentes harmônicas, sem afetar a componente fundamental das correntes que fluem através dos transformadores série do filtro ativo série.

$$\begin{cases} v_{ah} = k \cdot i_{ah} \\ v_{bh} = k \cdot i_{bh} \\ v_{ch} = k \cdot i_{ch} \end{cases} . \quad (4.12)$$

Com o circuito de amortecimento, fica completo todo o circuito de controle do condicionador unificado UPQC para sistemas trifásicos a três fios. Talvez no momento, o maior desafio seja o de aprimorar o controle descrito para sistemas trifásicos a quatro fios, sem a necessidade do uso de transformadas que extraíam a seqüência zero.

#### 4.4 PROCEDIMENTOS PARA A INICIALIZAÇÃO DO UPQC NO SISTEMA

Neste tópico está detalhado o procedimento adotado para a conexão do condicionador UPQC ao sistema. Para ilustrar algumas figuras do circuito simulado no programa PSCAD<sup>®</sup>/EMTDC<sup>™</sup> são utilizadas.

Para uma melhor visualização do circuito de potência em questão, este está dividido em três figuras sendo uma delas correspondente ao compensador série (Fig. 54), a segunda ao compensador paralelo (Fig. 55) e, a terceira à configuração dos conversores série e paralelo conectados em *Back-to-Back* (Fig. 56). Na figura correspondente ao compensador série há as chaves BRK1 e BRK2. Na correspondente ao compensador paralelo há a chave BRK3. Por fim na figura relacionada aos conversores série e paralelo, conectados em *Back-to-Back*, há a chave BRK4.

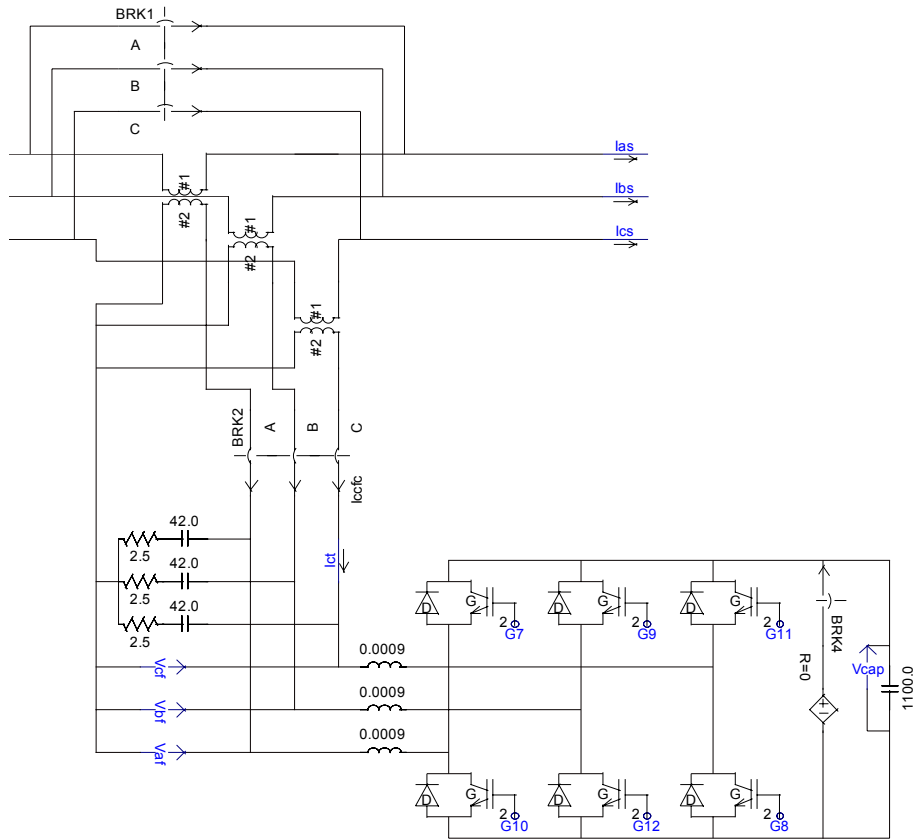


Fig. 54. Circuito de potência série do UPQC implementado no PSCAD<sup>®</sup>/EMTDC<sup>™</sup>

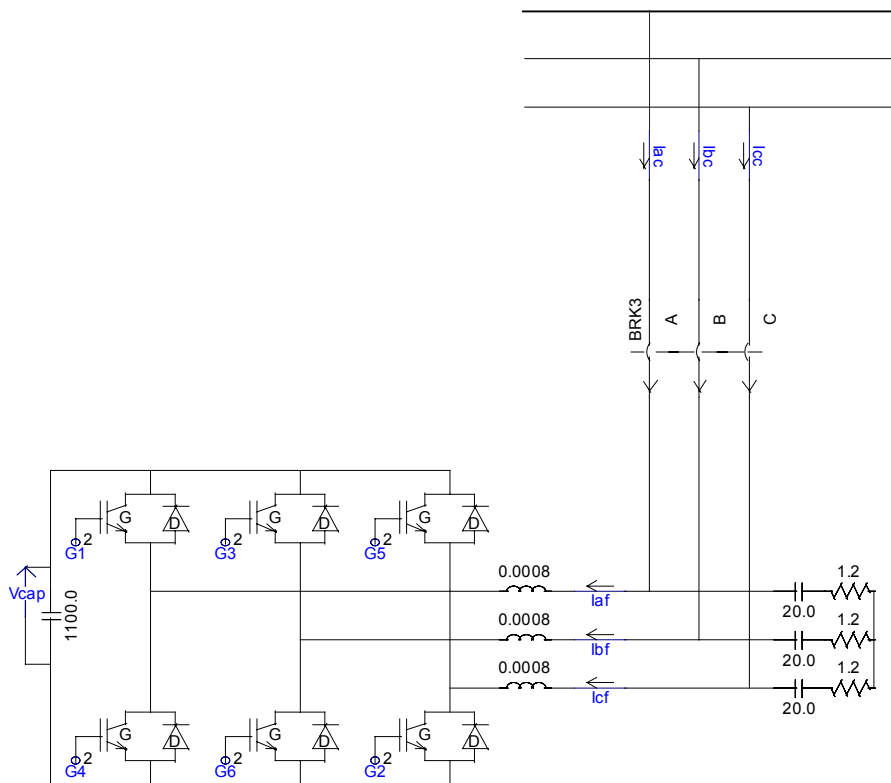
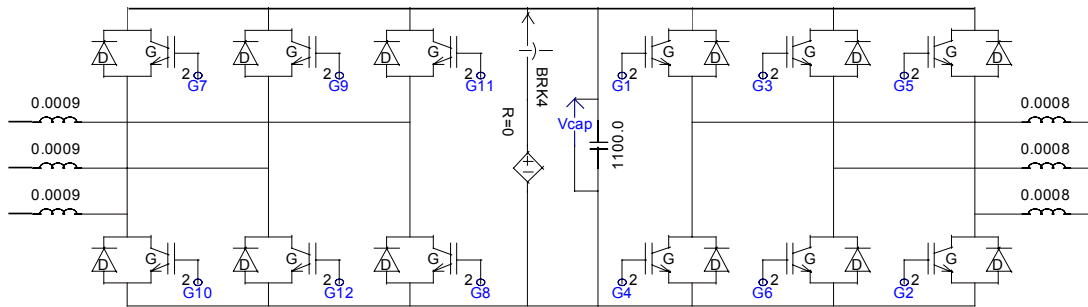


Fig. 55. Circuito de potência paralelo do UPQC implementado no PSCAD<sup>®</sup>/EMTDC<sup>™</sup>



**Fig. 56. Conversores série e paralelo do UPQC conectados em *Back-to-Back***

Nestas condições, o procedimento para a conexão do UPQC no sistema em questão está descrito em seguida:

1. A chave BRK4, utilizada para a energização do capacitor do elo de tensão CC, está programada para operar, no início da simulação, em condução. A mudança de estado de condução para aberto ocorre em 0.05 segundos após o início da simulação.

2. Os IGBT's G7, G9 e G11, do conversor série, estão programados para ficar em estado de condução em 0.1 segundos após o início da simulação. Em 0.28 segundos, instante em que o conversor série inicia sua operação, o comando que força estes IGBT's a permanecerem em condução deixa de operar. A partir deste instante, estas chaves irão entrar ou não em condução de acordo com a sua lógica de chaveamento.

3. As chaves BRK2 e BRK3, localizadas nas saídas dos conversores série e paralelo respectivamente, estão programadas para permanecerem abertas até 0.2 segundos após o início da simulação. A partir deste instante, estas chaves entram em condução, permanecendo neste estado até o término da simulação. Este estágio é denominado, neste trabalho, como Conexão dos Filtros Série e Paralelo (CFSP).

4. A chave BRK1, localizada nos terminais dos transformadores série, está programada para permanecer em condução até 0.22 segundos após o início da simulação. A partir deste instante, esta chave é aberta, permanecendo neste estado até o final da simulação. Este estágio é denominado, neste trabalho, como Conexão dos Transformadores Série (CTS).

5. Os conversores paralelo e série iniciam sua operação em 0.25 e 0.28 segundos, respectivamente.

#### 4.5 AJUSTE DOS GANHOS PD NO CONTROLE DE TENSÃO PWM LINEAR

Neste tópico está descrito o procedimento adotado para a estimação dos ganhos PD utilizados no controle de tensão PWM linear. Primeiro foi determinado o lugar das raízes da planta a ser controlada. A função de transferência da planta em questão está descrita na equação (4.13) podendo ser observada em seguida.

$$\frac{v_f(s)}{v_{INV}(s)} = \frac{sRC + 1}{s^2LC + sRC + 1} \quad (4.13)$$

A planta em questão corresponde a uma função de segunda ordem, contendo dois pólos e um zero. Os parâmetros RLC podem ser observados na Fig. 54, cujos valores são:

Resistor (R) = 2.5Ω;

Indutor (L) = 0.9mH;

Capacitor (C) = 42μF;

Na Seção 4.6 está descrito o procedimento básico adotado para a escolha destes valores. O diagrama do lugar das raízes (root locus) da planta em questão, para uma constelação de ganhos, está mostrado na Fig. 57.

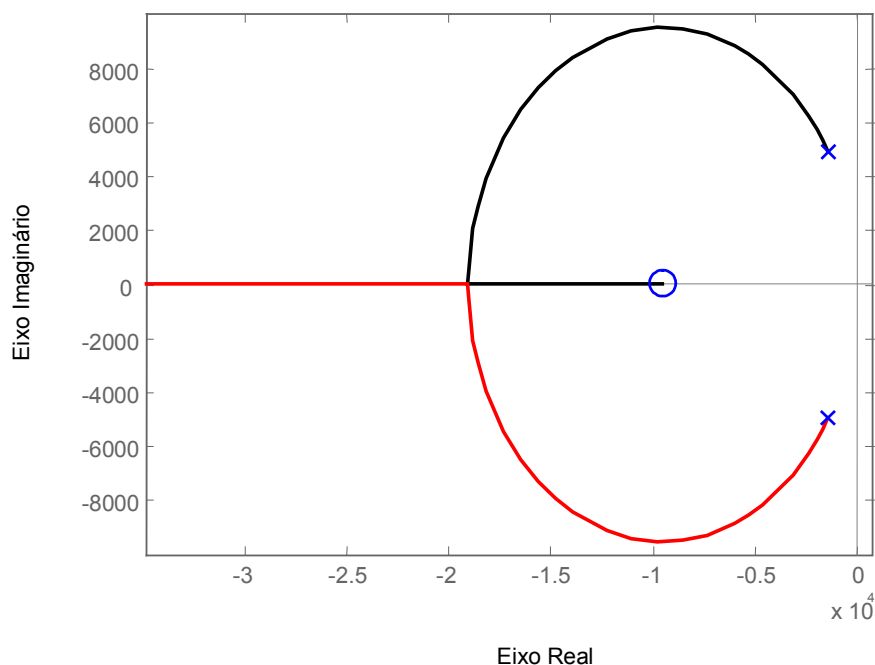


Fig. 57. Constelação de pólos e zeros

A função de transferência do controlador PD corresponde a uma função que apresenta apenas um zero ( $\psi$ ), de acordo com a equação (4.14).

$$PD = sK_d + K_p = K \cdot (s - \psi) \quad (4.14)$$

Assim, o controlador PD foi projetado de tal forma que a tensão na saída do inversor seja amortecida e que tenha uma resposta satisfatória em regime estacionário. O ganho  $K$  foi ajustado para que a resposta em frequência esteja atenuada e o erro do sinal, amplificado pelo controlador PD, não ultrapasse a magnitude da portadora triangular.

A Fig. 58 mostra o diagrama do lugar das raízes da função de transferência envolvendo o controlador PD em conjunto com a planta do sistema. Resultados de simulação envolvendo uma comparação entre a tensão de referência e a tensão nos terminais dos transformadores do filtro ativo série são mostrados no próximo tópico deste capítulo. A partir da Fig. 58, os ganhos do controlador PD são iguais a:

Ganho Proporcional ( $K_p$ ) = 0.054;

Ganho Derivativo ( $K_d$ ) =  $9 \cdot 10^{-7}$  (s).

A função de transferência do controle em malha fechada apresenta sua entrada e saída com a mesma dimensão, o que torna o ganho proporcional adimensional.

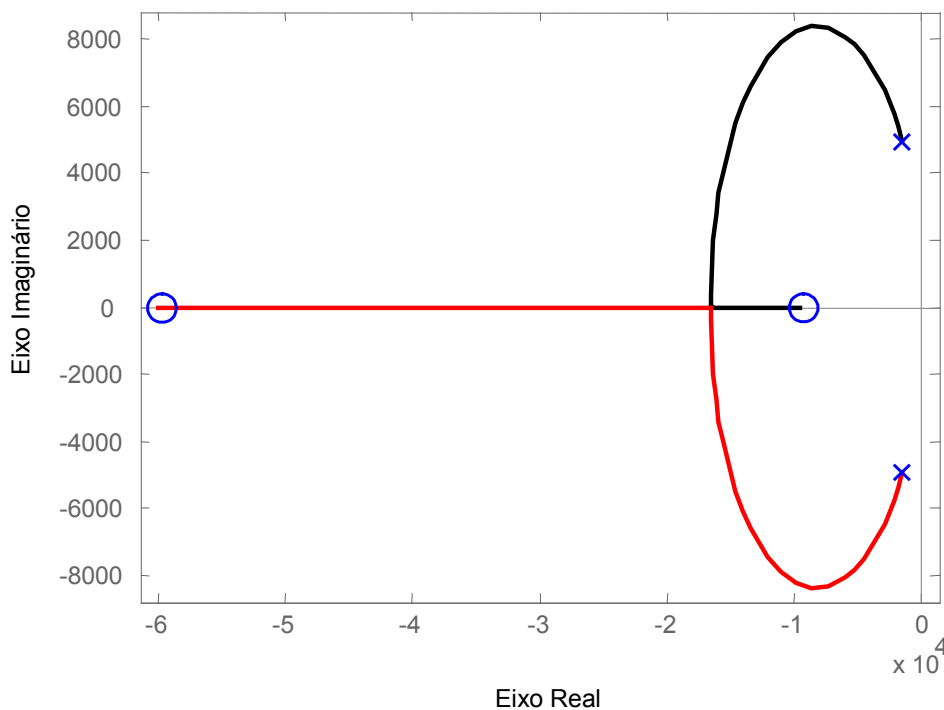


Fig. 58. Diagrama do lugar das raízes da planta com o controlador PD

#### **4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO**

O sistema trifásico a três fios analisado é similar ao utilizado para a simulação do filtro ativo paralelo, onde a tensão base adotada  $V_{base}$  é igual a 440 V, e a potência  $S_{base}$  igual a 38 kVA. O período de simulação foi de 1.2 segundos, com passo fixo em 8  $\mu$ s. As tensões de suprimento apresentam uma rampa inicial com duração de 0.05 segundos. Os resistores e indutores, colocados logo após as tensões de suprimento, apresentam uma impedância igual a 5% da impedância base do sistema, onde o valor da reatância indutiva equivale a 10 vezes o valor da resistência. A frequência utilizada foi de 50 Hz. A partir destes valores os parâmetros do filtro e da carga elétrica especial suprida foram especificados.

A tensão de suprimento contém desbalanço de 5% de seqüência negativa, com defasamento de 120° mais 5% de sétimo harmônico sem defasamento (seqüência positiva). Os transformadores monofásicos, do conversor série, apresentam uma relação de tensão de 1:1 com potência nominal de 12 kVA, e reatância de dispersão igual a 10% em relação a sua própria base.

A carga corresponde a duas pontes retificadoras trifásicas de seis pulsos sendo uma a diodos, com a corrente no lado CC igual a 10 A, e a outra ponte a tiristor com ângulo de disparo a 30 graus com o valor da corrente no lado CC igual a 40 A. As indutâncias na entrada carga não linear são iguais a 2mH. Isto equivale, aproximadamente, a 7% da impedância base do sistema.

Os indutores na saída do conversor série são iguais a 0.9 mH, o que equivale a 3.5% da impedância base do sistema. A indutância na saída do conversor paralelo é igual a 0.8 mH, o que equivale a 3.2% da impedância base do sistema. A frequência do chaveamento para ambos os inversores é igual a 10 kHz com pequenos filtros do tipo RC, onde o valor do resistor é de 2.5  $\Omega$  e do capacitor igual a 42  $\mu$ F para o filtro série. Para o filtro paralelo o valor do resistor é de 1.2  $\Omega$  e do capacitor igual a 20  $\mu$ F. O ganho  $k$ , utilizado no controle de amortecimento (Fig. 53) é igual a 5, com limitadores de tensão, utilizados na saída do controle de amortecimento, iguais a  $\pm 35$ V. Para a determinação dos parâmetros RLC dos conversores série e paralelo foi adotado o seguinte procedimento:



1. Os indutores foram determinados de tal forma que suas indutâncias fossem menores do que 5% do valor da impedância base do sistema, uma vez que as indutâncias dos transformadores somada à reatância indutiva do sistema é elevada.

2. Os capacitores foram projetados de tal forma que, em conjunto com os indutores, as tensões e correntes de compensação apresentem seus harmônicos, de ordem de 10 kHz, atenuados.

3. Os resistores foram utilizados para amortecer a ressonância gerada pelos filtros (LC) nas saídas dos conversores série e paralelo. O resistor do conversor série ( $R_s$  mostrado na Fig. 50) melhora a estabilidade do sistema. O resistor do conversor paralelo ( $R_p$  mostrado na Fig. 50) deve ser baixo o suficiente para atenuar o fenômeno da ressonância sem afetar ainda mais as tensões de suprimento já comprometidas, pois a corrente harmônica que flui por esse resistor gera uma queda de tensão com elevado conteúdo harmônico.

É importante ressaltar que o procedimento ideal para a determinação destes parâmetros é por meio do uso da resposta em frequência. Em [5] há uma Seção que descreve o procedimento para a determinação destes filtros, em função da resposta em frequência do condicionador UPQC. No trabalho aqui desenvolvido tal tipo de procedimento não é utilizado, pois a metodologia adotada corresponde de forma satisfatória. Ao longo deste Capítulo são apresentados gráficos que mostram isso.

O elo de tensão CC do inversor VSI está regulado para operar com uma tensão em seus terminais igual a 800 V. O capacitor utilizado como armazenador de energia no elo de tensão CC apresenta um valor de 1100 $\mu$ F. Da mesma forma que para o filtro ativo paralelo, o UCC (*Unit of Constant Capacitor*) foi calculado conforme mostra (4.15). Como o sistema empregado para o uso do condicionador UPQC é semelhante ao utilizado para o filtro ativo paralelo mostrado no Capítulo 3, o valor do UCC é o mesmo já determinado para o conversor paralelo e dado por:

$$UCC = \frac{1}{2S} CV^2 = 9.210ms \quad (4.15)$$

Para completar os parâmetros utilizados nesta simulação, os ganhos proporcional e integral do controlador PI para a regulação do elo de tensão CC do inversor são, respectivamente, de 1.0 (1/ $\Omega$ .V) e 5 (1/ $\Omega$ .V.s). Para o controlador PI utilizado no circuito de sincronismo, os ganhos proporcional e integral utilizados são,

respectivamente, de 70 (rad/s.W) e 3000 (rad/s<sup>2</sup>.W). Os ganhos proporcional e integral, utilizados no controle PWM linear para o conversor paralelo, correspondem a 0.01 e 1000 (1/s). O ganho proporcional do controle PWM linear de corrente é adimensional, pois a entrada e a saída do controlador PI apresentam a mesma unidade.

A Fig. 59 mostra as tensões de suprimento entregues à carga não linear  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$ . Conforme o esperado, estas tensões estão distorcidas e desbalanceadas, com uma rampa inicial de período igual a 0.05 segundos. A Fig. 60 ilustra as correntes da carga não linear  $i_{al}$ ,  $i_{bl}$ ,  $i_{cl}$ . Assim como ocorreu no sistema envolvendo o filtro ativo paralelo, a ponte controlada a tiristor inicia a sua operação em 0.1 segundos.

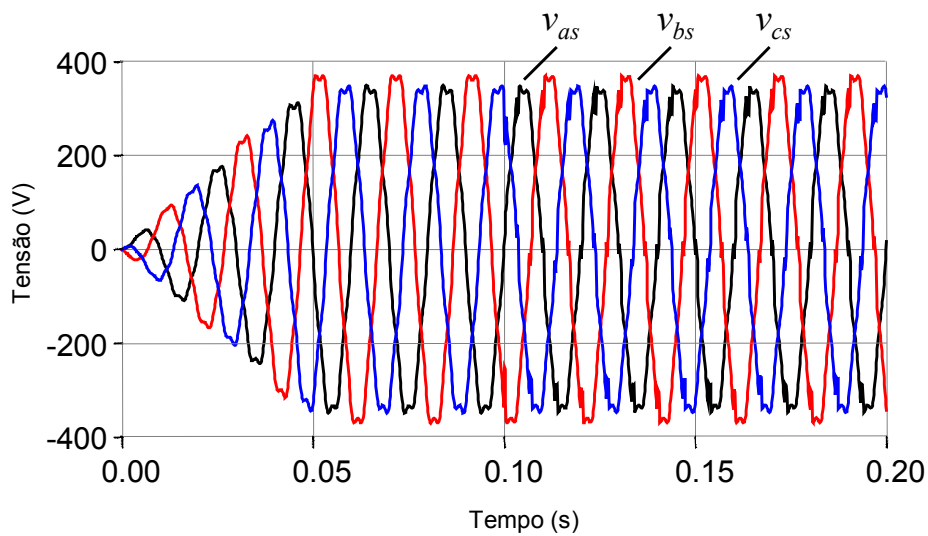


Fig. 59. Tensões distorcidas e desbalanceadas entregues à carga

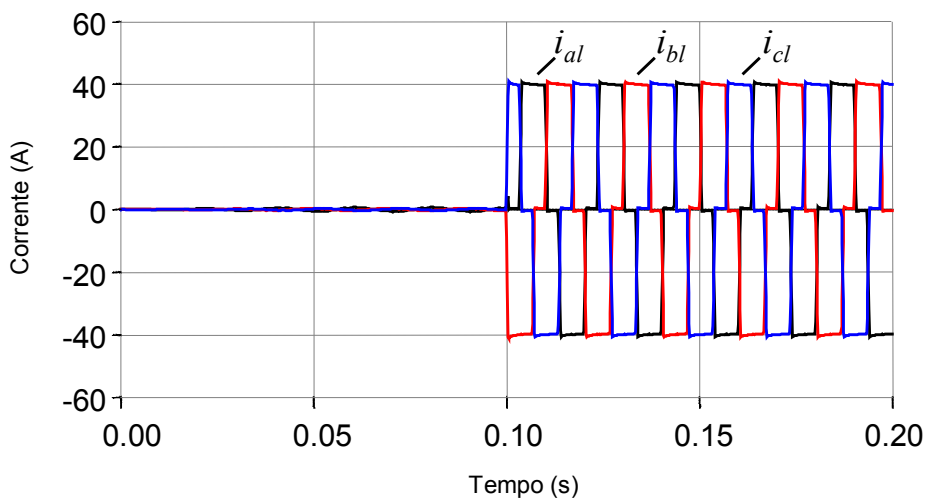


Fig. 60. Correntes da carga não linear

A Fig. 61 mostra as correntes da carga não linear, no intervalo de tempo em que ocorre a conexão da segunda carga não linear (ponte trifásica a diodos). A conexão da segunda carga ocorre no instante de tempo igual a 0.40 segundos. A Fig. 62 mostra a tensão drenada da fonte e a corrente da carga não linear, correspondentes à fase#a do sistema. Estas estão defasadas devido ao ângulo de disparo igual a  $30^\circ$  da ponte retificadora controlada a tiristor.

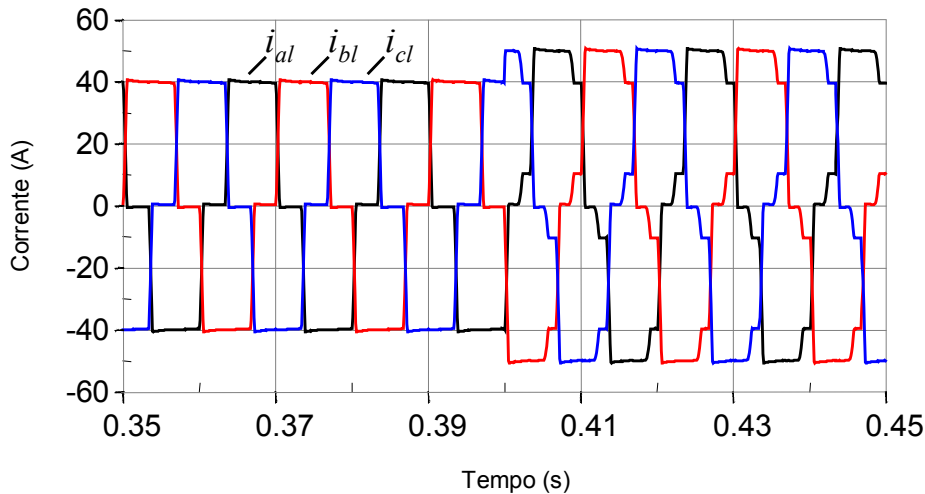


Fig. 61. Correntes da carga não linear durante a conexão da segunda carga

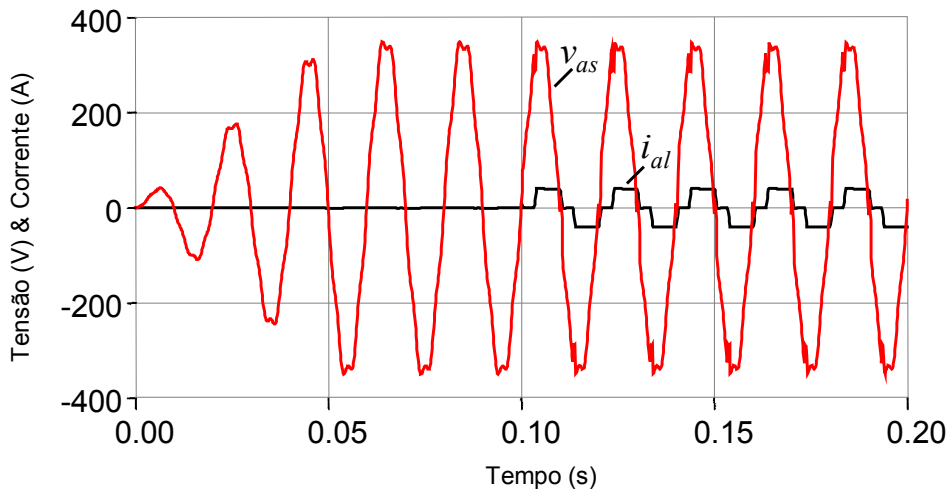
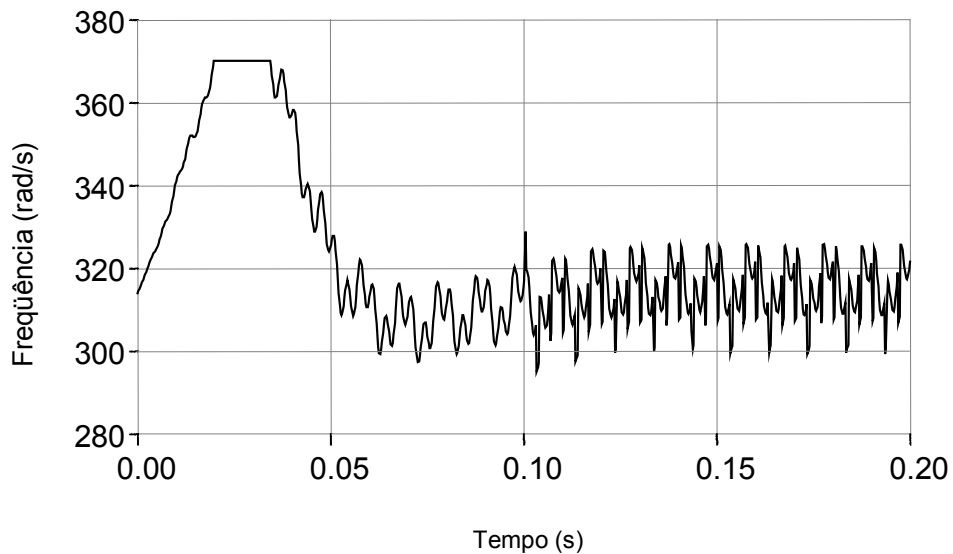


Fig. 62. Tensão de suprimento e corrente da carga não linear (fase#a)

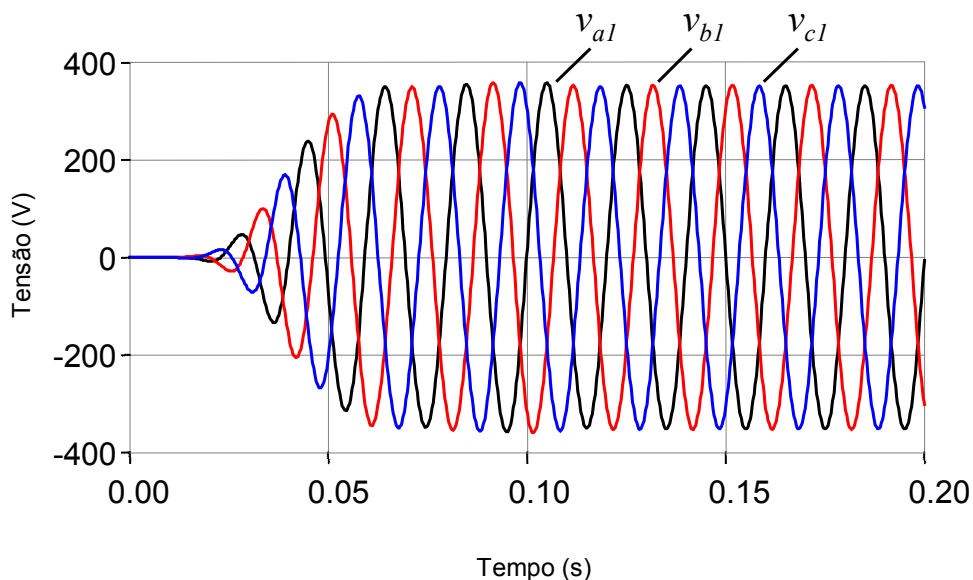
A partir das tensões de suprimento, o circuito de sincronismo detecta a frequência fundamental  $\omega$ , conforme mostra a Fig. 63. Assim como ocorreram nas simulações envolvendo o circuito de sincronismo no filtro ativo paralelo, o sinal  $\omega$  apresenta uma parcela oscilante devido às distorções e desbalanços presentes tanto nas tensões de

suprimento quanto na carga não linear. O sinal de sincronismo  $\omega$  se estabilizou em torno de 0.1 segundo devido à presença da rampa inicial nas tensões de suprimento.



**Fig. 63. Frequência  $\omega$  determinada pelo circuito de sincronismo**

A Fig. 64 mostra as tensões determinadas pelo circuito de controle “Detector de  $V_{+1}$ ” (ilustrado na Fig. 52),  $v_{a1}$ ,  $v_{b1}$ ,  $v_{c1}$ . Assim como ocorreu nas simulações envolvendo o filtro ativo paralelo, o integrador localizado na saída do controlador PI (Fig. 23), atua de forma satisfatória, filtrando a componente oscilante presente na frequência  $\omega$ .



**Fig. 64. Tensões determinadas pelo circuito de controle “Detector de  $V_{+1}$ ”**

Em uma possível implementação de um protótipo do condicionador em questão, este integrador pode não ser capaz de filtrar a componente oscilante presente na frequência  $\omega$  por completo. A Fig. 65 mostra a tensão  $v_{al}$  determinada pelo circuito de sincronismo em conjunto com a tensão de suprimento  $v_{as}$ . Com um pouco mais de 0.10 segundos estas tensões já se encontram em fase. Ao término da rampa inicial presente nas tensões de suprimento, o sinal de controle  $v_{al}$  leva três ciclos, aproximadamente, para estar sincronizado com a tensão  $v_{as}$ .

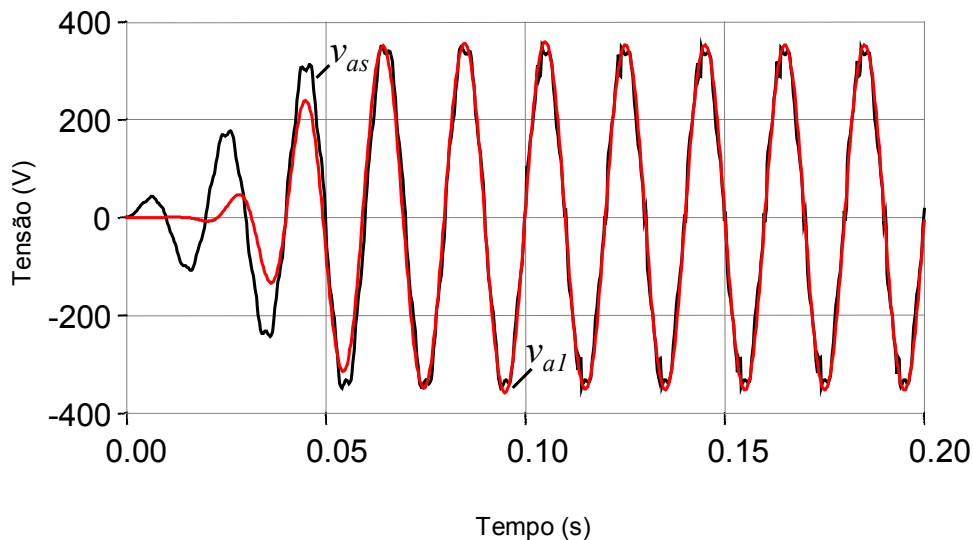


Fig. 65. Tensão  $v_{as}$  em conjunto com a tensão  $v_{al}$

As correntes de linha drenadas na fonte durante o processo de conexão do condicionador UPQC, são mostradas na Fig. 66. Apesar da melhora sensível destas correntes, no instante em que o condicionador UPQC é conectado no sistema, elas ainda apresentam um pequeno conteúdo harmônico.

Durante o intervalo de tempo correspondente ao processo de conexão do condicionador UPQC no sistema é notório o seu efeito nas correntes drenadas da fonte. Em 0.2 segundos, instante em que ocorre a conexão dos filtros série e paralelo (CFSP), há uma ressonância provocada pelo filtro RC do conversor paralelo em conjunto com a impedância do sistema. Em 0.22 segundos, instante em que ocorre a conexão dos transformadores série do conversor série (CTS), o filtro RC do conversor série aumenta ainda mais o fenômeno de ressonância. Em 0.25 segundos, instante em que o filtro ativo paralelo inicia sua operação, o fenômeno de ressonância é atenuado, porém estas correntes não se encontram em sua forma de onda ideal. Finalmente em 0.28 segundos,

instante em que o filtro ativo série inicia sua operação, as correntes drenadas da carga passam a ser senoidais, com um pequeno conteúdo harmônico, e equilibradas.

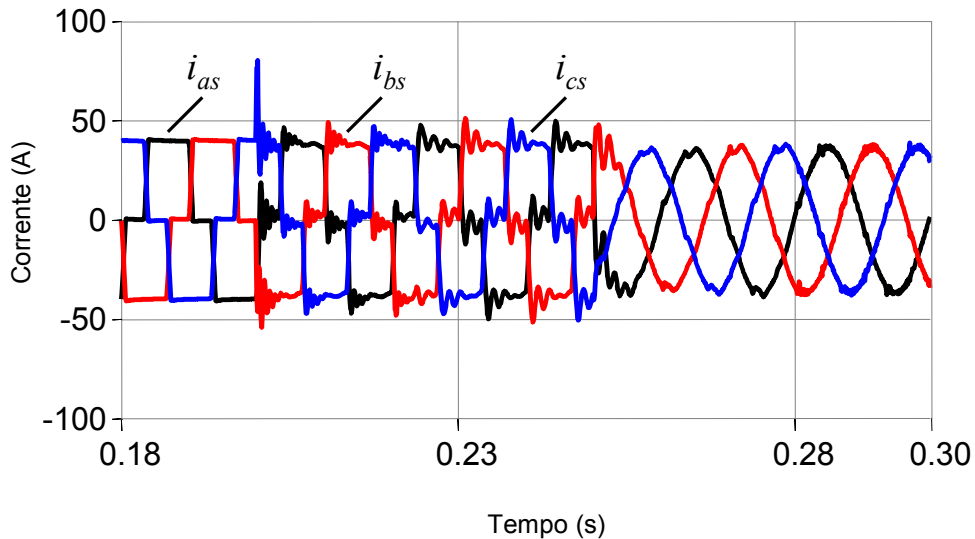


Fig. 66. Correntes drenadas na fonte durante o processo da conexão do UPQC

A Fig. 67 mostra as correntes drenadas da fonte com o UPQC operando em regime permanente. O pequeno conteúdo harmônico apresentado no instante em que o condicionador inicia sua operação é reduzido.

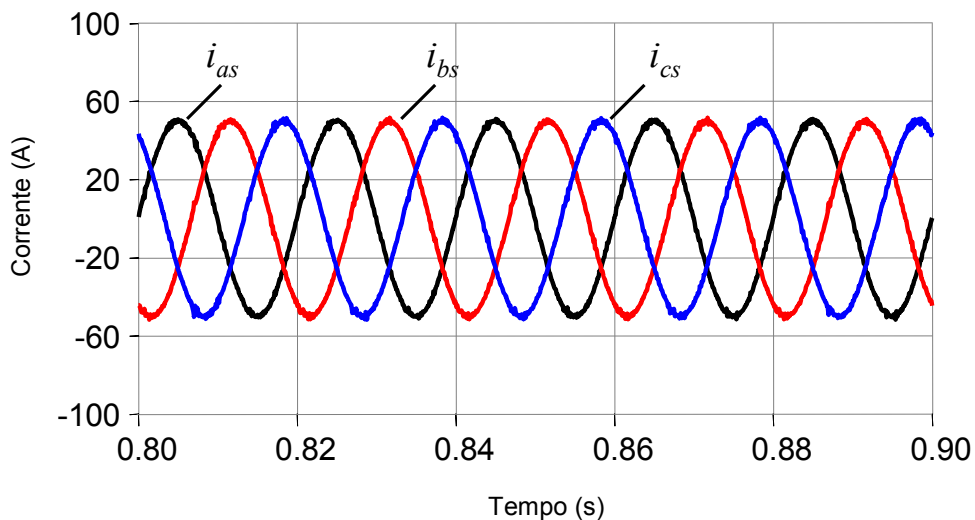
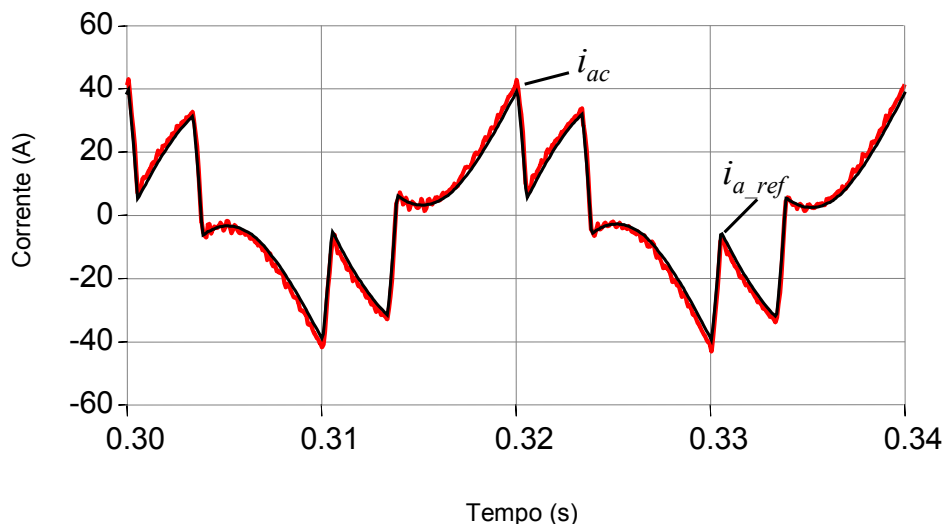


Fig. 67. Correntes drenadas da fonte com o UPQC operando em regime permanente

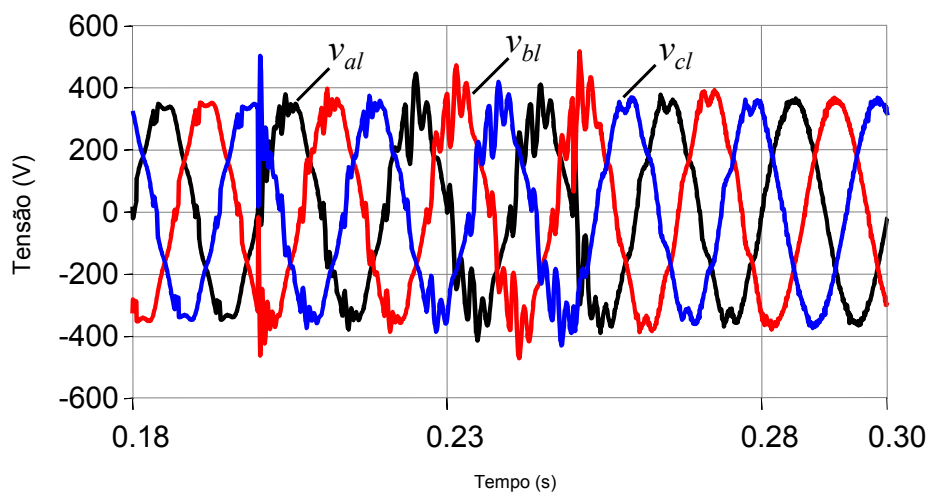
Deste modo, estas correntes podem ser consideradas como senoidais, apresentando a fase e a frequência da componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento. A Fig. 68 mostra a relação entre a corrente de referência com a corrente

efetivamente observada nos terminais do conversor paralelo. Este gráfico mostra que a metodologia utilizada para a determinação do conjunto RLC do conversor paralelo correspondeu de forma satisfatória.



**Fig. 68. Comparação entre a corrente gerada pelo controle do UPQC e a corrente efetivamente medida nos terminais do conversor paralelo**

A Fig. 69 mostra as tensões medidas na carga  $v_{al}$ ,  $v_{bl}$ ,  $v_{cl}$  durante o processo em que o condicionador UPQC é conectado no sistema em questão. Ao término deste processo, estas tensões são senóides com um pequeno conteúdo harmônico, em fase com a frequência da componente fundamental de seqüência positiva das tensões de suprimento. O mesmo efeito observado no gráfico correspondente às correntes drenadas da fonte, durante a conexão do UPQC, ocorre com as tensões entregues à carga não linear.



**Fig. 69. Tensões entregues à carga durante a conexão do UPQC**

A Fig. 70 mostra as tensões entregues à carga não linear  $v_{al}$ ,  $v_{bl}$ ,  $v_{cl}$  com o UPQC operando em regime estacionário. O pequeno conteúdo harmônico que persiste nestas tensões se deve ao fato da frequência de chaveamento adotada estar limitada em 10 kHz.

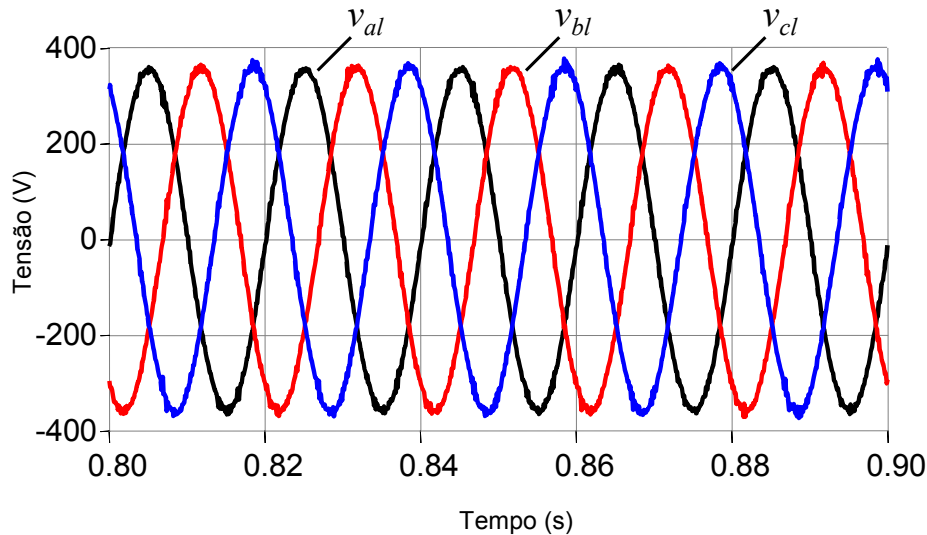


Fig. 70. Tensões medidas na carga com o UPQC operando em regime estacionário

A Fig. 71 mostra a tensão de referência  $v_{a\_ref}$  em conjunto com a tensão nos terminais do transformador  $v_{af}$ , onde a tensão  $v_{af}$  rastrea de forma satisfatória a tensão  $v_{a\_ref}$ . Assim, pode-se dizer que o procedimento para a determinação dos ganhos do controlador PD utilizado foi adequado. Outro aspecto é relacionado à metodologia para a escolha dos parâmetros RLC para o conversor série. As Fig. 70 e Fig. 71 comprovam que o método utilizado apresenta resultados satisfatórios.

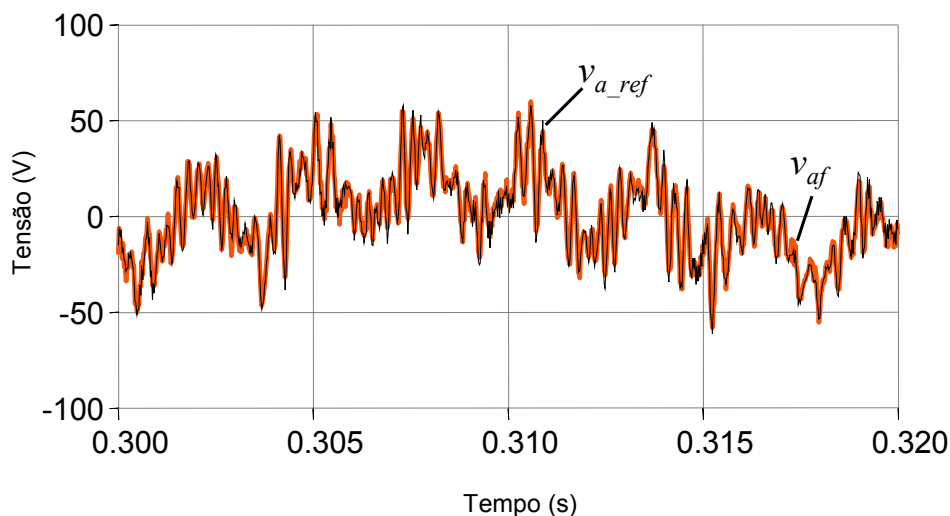


Fig. 71. Tensão  $v_{a\_ref}$  comparada com a tensão  $v_{af}$



As Fig. 72, Fig. 73 e Fig. 74 ilustram as correntes drenadas da fonte em conjunto com as tensões entregues à carga não linear. Estas figuras mostram o intervalo de tempo em que o condicionador UPQC está operando em regime estacionário. Pode ser observado que, com o UPQC em operação, estas tensões e correntes estão em fase. Os filtros RC utilizados estão adequados para o uso, pois não contribuem para um defasamento entre  $v_{al}$  e  $i_{as}$ .

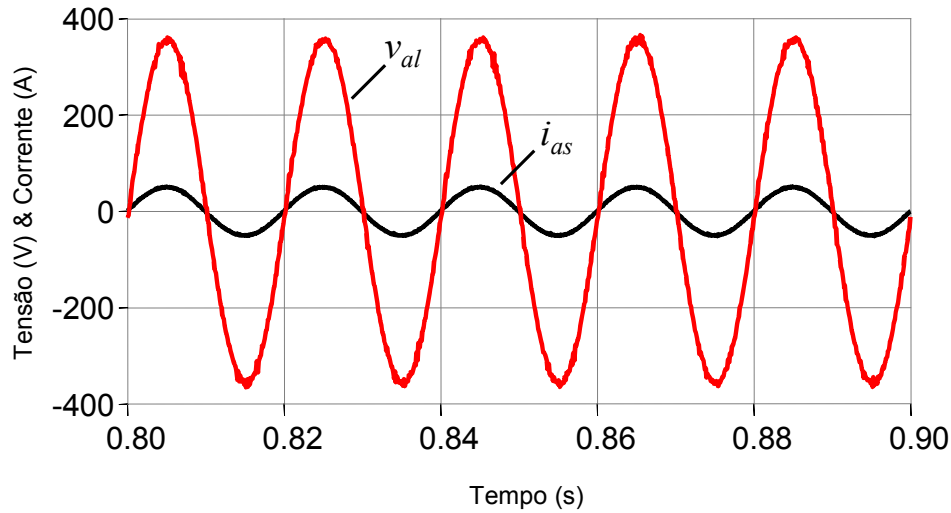


Fig. 72. Tensão entregue à carga não linear e corrente drenada da fonte (fase#a) com o UPQC operando em regime estacionário

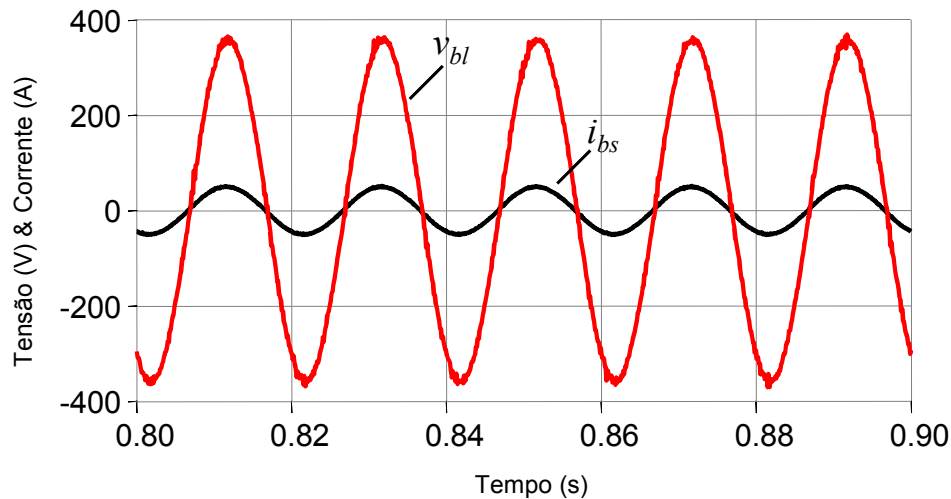
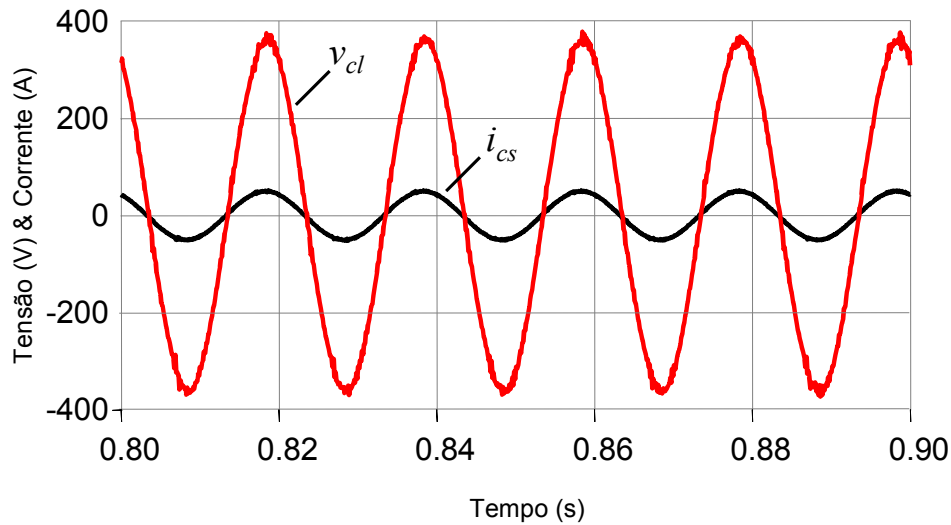
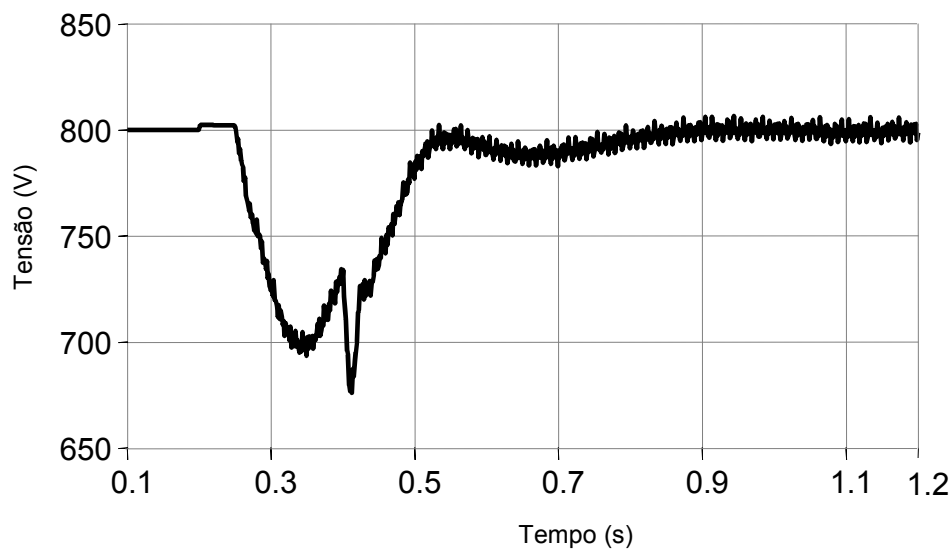


Fig. 73. Tensão entregue à carga não linear e corrente drenada da fonte (fase#b) com o UPQC operando em regime estacionário



**Fig. 74. Tensão entregue à carga não linear e corrente drenada da fonte (fase#c) com o UPQC operando em regime estacionário**

A Fig. 75 mostra o comportamento da tensão no elo CC do UPQC. Com a conexão do equipamento no sistema esta tensão sofre uma variação e, mesmo antes de alcançar o valor de referência, apresenta uma segunda perturbação com a entrada da segunda carga (ponte a diodos) em 0.4 segundos. Deste modo, o ajuste nos ganhos do controlador PI do regulador CC deve ser feito de tal forma que ocorra uma resposta dinâmica rápida às necessidades do UPQC.



**Fig. 75. Tensão no elo CC do UPQC**

Durante o processo de conexão a tensão no elo CC sofre uma pequena elevação. No instante em que o processo de conexão termina, esta sofre uma variação, chegando a 700 V. Antes da tensão estar regulada, a segunda carga é inserida no sistema,

provocando mais uma variação. Isto faz com que a tensão fique abaixo dos 700 V. Após sofrer a variação devido a conexão da segunda carga, a tensão no elo CC tende a atingir o patamar de 800 V, se estabilizando em 0.9 segundos. A partir deste instante, a tensão permanece estabilizada com o UPQC operando em regime permanente.

#### **4.7 CONCLUSÕES PARCIAIS**

Neste capítulo foi descrito o algoritmo de controle para o condicionador UPQC, com o uso de resultados de simulação para a sua validação. É importante comentar que, com a adição das contribuições aqui apresentadas, o condicionador se mostrou capaz de melhorar a qualidade de energia do sistema, entregando tensões e correntes senoidais e equilibradas. Outro aspecto interessante deste controle é o uso direto das tensões e correntes do sistema nas fases a-b-c, sem a necessidade do uso da transformada de Clarke. Contudo, estas contribuições fizeram com que o esforço computacional desta estratégia aumentasse consideravelmente.

Deste modo, o argumento até então utilizado em [17][24] e [30] sobre a redução do esforço computacional com o uso do algoritmo baseado no método das correntes ativa e não ativa não deve ser mais considerado. O algoritmo de controle apresentado neste trabalho apresenta três operações a menos, em relação ao número de operações necessárias para implementar o controle descrito em [5][13].

## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, são apresentadas algumas contribuições para o controle de filtros ativos de tal forma que o uso da transformada de Clarke é evitado para a determinação das tensões e / ou correntes de referência, se configurando como uma proposta para o cálculo das tensões e correntes de referência a partir das tensões e correntes nas fases a-b-c. A alternativa aqui apresentada faz a combinação do uso dos mínimos multiplicadores de Lagrange, em conjunto com um circuito de sincronismo robusto.

Outro aspecto a ser ressaltado é a utilização dos controles PWM lineares nos inversores dos condicionadores série e paralelo. No controle de tensão PWM linear foi apresentado o projeto para a determinação dos ganhos do controlador PD, a partir do diagrama do lugar das raízes da planta a ser controlada. O controlador PD em questão mostra que nem sempre o uso do integrador nos controladores se faz necessário.

Uma das contribuições mais significativas aqui apresentadas é a forma alternativa para a determinação das correntes não ativas. Da forma como Furuhashi [19] descreveu, as correntes não ativas ficam sujeitas à determinação das correntes ativas, e como foi visto neste trabalho, em sistemas trifásicos a quatro fios este cálculo pode levar a resultados indesejáveis. Da forma como é proposta neste trabalho, as correntes não ativas estão em função das tensões de linha, não ficando, portanto, sujeitas a desbalanços de seqüência zero presente nas tensões e / ou correntes. Além disto, a forma para a determinação das correntes não ativas aqui utilizada permitiu o desenvolvimento do controle de amortecimento, importante em um condicionador do tipo UPQC.

A simplicidade para a implementação das estratégias de controle para o filtro ativo paralelo pôde ser comprovada. O uso de um circuito de sincronismo se faz necessário caso o objetivo seja drenar da fonte correntes senoidais, balanceadas e minimizadas. A estratégia de controle simplificada da *Corrente Senoidal de Fryze* permite a determinação das correntes de referência sem a necessidade do uso das tensões de suprimento. Desta forma esta estratégia ganha em simplicidade, além de reduzir os custos uma vez que o número de medições é reduzido. Contudo, esta simplificação faz

com que o compensador paralelo perca a capacidade de compensar o fator de potência do sistema, conforme mostraram os resultados de simulação.

O capítulo 4 apresenta a eficácia do condicionador unificado UPQC em um sistema trifásico a três fios, onde as tensões e correntes encontram-se distorcidas e/ou desequilibradas. Com o uso deste equipamento foi possível drenar da fonte correntes senoidais, balanceadas e minimizadas, além de entregar à carga tensões senoidais e balanceadas.

## **5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

Uma melhor investigação do uso das estratégias de controle apresentadas em sistemas trifásicos a quatro fios deve ser feita. Em uma das simulações realizadas no último tópico do Capítulo 2, pôde ser observado que a estratégia de controle baseada nas correntes ativa e não ativa, compensou o desbalanço de seqüência zero observado na corrente da carga não linear, utilizando tensões senoidais, balanceadas e minimizadas.

Com isto, fica caracterizada a possibilidade de utilizar tal estratégia de controle para filtros ativos do tipo paralelo em sistemas trifásicos a quatro fios, com a condição de que o detector de tensão  $V_{+1}$  extraia das tensões de suprimento a sua componente fundamental de seqüência positiva.

Da mesma forma pode-se então pensar na implementação para a estratégia de controle do filtro ativo série operando em sistemas trifásicos a quatro fios. Assim, o desafio passa a ser a implementação do controle de amortecimento para o uso do condicionador UPQC em um sistema trifásico a quatro fios.

Um estudo mais aprofundado deve ser feito para um melhor aproveitamento do condicionador série aplicado em sistemas de distribuição. Nos dias de hoje, são notórias as consideráveis perdas nas indústrias de médio e grande porte com a má qualidade da tensão entregue. Problemas como afundamentos, cintilações, interrupções momentâneas de energia entre tantos outros, fazem com que estas indústrias tenham consideráveis prejuízos, tendo que parar a produção ou perdendo uma linha de montagem devido ao mau funcionamento dos equipamentos.

Diante disto, é interessante o estudo para conceber e validar o condicionador UPQC de tal forma que o seu conversor série consiga entregar ao consumidor especial tensões senoidais e equilibradas, com a capacidade de manter esta tensão regulada contra afundamento e / ou elevação da tensão.

Por fim cabe ressaltar que os esforços para os trabalhos futuros estarão concentrados em implementar, em bancada, um protótipo do condicionador UPQC com a estratégia de controle proposta. Para executar tal tarefa será necessário um estudo profundo em processadores de sinal digital (DSP), além de pesquisas em técnicas de modulação vetorial = “*Space Vector*”. Utilizando tal técnica de modulação, a frequência de chaveamento pode ser reduzida, o que permite pensar no uso do condicionador em questão em sistemas com uma potência elevada. Uma outra alternativa para a elevação da potência dos conversores é o uso da topologia em multi-nível, o que também deve ser melhor pesquisado nos trabalhos futuros.

## Referências Bibliográficas

---

- [1] Gyugyi, L. e Strycula, E. C., "Active ac Power Filters," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Ann. Meeting*, vol. 19-C, 1976, pp. 529-535.
- [2] Akagi, H., Kanazawa, Y. e Nabae, A., "Generalized theory of the Instantaneous reactive power in three-phase circuits," in *Proc. JIEEE IPEC - Tokyo*, 1983, pp. 1375 - 1386.
- [3] Fryze, S., "Wirk-, Blind- und Scheinleistung in elektrischen Stromkaisen mit nicht-sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung," *ETZ-Arch. Elektrotech.*, vol. 53, 1932, pp. 596-599, 625-627, 700-702.
- [4] Malesani, L., Rosseto, L. e Tenti, P., "Active filter for reactive power and harmonics compensation," in *IEEE PESC*, 1986, pp. 321-330.
- [5] Aredes, M., "Active Power Line Conditioners," Doktor Ing. Thesis, Techischen Universität Berlim, março 1996.
- [6] Budeanu, C. I., "Puissances reactivas et fictives," *Instytut Romain de l'Energie*, pub. no.2, 1927.
- [7] Budeanu, C. I., "The Different Options and Conceptions Regarding Active Power in Non-sinusoidal Systems", *Instytut Romain de l'Energie*, pub. no.4, 1927.
- [8] Filipk, P. e Arsenau, R., "Definition and Measurement of the Apparent power under distorted Waveform Conditions," *IEEE Tutorial Course on Non-sinusoidal Situations*, 90EH0327-7, 1990, pp. 37-42.
- [9] Czarneck, L. S., "What Is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should Be Abandoned," *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol. IM-36, no. 3, 1987, pp. 834-837.
- [10] Czarneck, L. S., "Comparison of Power Definitions for Circuits with Sinusoidal Waveforms," *IEEE Tutorial Course on Non-sinusoidal Situations*, 90 EH0327-7, 1990, pp. 43-50.
- [11] Depenbrock, M., Marshall, D. A. e van Wyk, J. D., "Formulating Requirements for a Universally Applicable Power Theory as Control Algorithm in Power Compensators," *ETEP – Eur. Trans. Elect. Power Eng.*, vol. 4, no. 6, Nov. / Dez. 1994, pp. 445-455.
- [12] Häffner, J., Aredes, M. e Heumann, K., "A shunt active filter applied to high voltage distribution systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 12, no. 1, Janeiro 1997.
- [13] Aredes, M., Häffner, J. e Heumann, K., "A combined Series and Shunt Active Power Filters," *IEEE / KTH– Stockholm Power Tech. Conf., SPT PE 07-05-0643*, vol. Power Elect., Suécia, Junho 1995, pp. 237–242.
- [14] Aredes, M. e Watanabe, E. H., "New control algorithms for series and shunt three-phase for-wire active power filter," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, no. 3, Julho 1995.

- [15] Watanabe, E. H., Stephan, R. M. e Aredes, M., “New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, Abril 1993.
- [16] Depenbrock, M., “The FBD-Method, a Generally Applicable Tool for Analysing Power Relations,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 2, Maio 1993, pp. 381-387.
- [17] Monteiro, L. F. C. e Aredes, M., “A comparative analysis among different control strategies for shunt active filters,” Proc. (CDROM) of the V INDUSCON – Conferência de Aplicações Industriais, Salvador, Brasil, Julho 2002, pp. 345-350.
- [18] Aredes, M. e Monteiro, L. F. C., “Compensation Algorithms based on instantaneous powers defined in the phase-mode and in the  $\alpha\beta 0$  reference frame,” Proc. (CDROM) of the VII COBEP – Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Fortaleza, Brasil, Setembro 2003, pp. 344-349.
- [19] Furuhashi, T; Okuma, S e Uchikawa, Y., “A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power,” *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 86-90, Fevereiro 1990.
- [20] Fukuda, S. e Endoh, T., “Control Method for a Combined Active Filter System Employing a Current Source Converter and a High Pass Filter,” *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 31, no. 3, Maio /Junho 1995, pp. 590-595.
- [21] Akagi, H., “Trends in Active Power Line Conditioners,” *IEEE Trans. Power Electronics App.*, vol. 9, no. 3, Maio 1994, pp. 263-268.
- [22] Kazmierkowski, M. P. e L. Malesani, “Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source Power Converters: A Survey,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, Outubro 1998, pp. 691-703.
- [23] Fortescue, C. L., “Method of Symmetrical Co-ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks,” *A.I.E.E. Trans.*, vol. 37, Junho 1918, pp. 1027-1140.
- [24] Aredes, M. e Monteiro, L. F. C. , “A Control Strategy for Shunt Active Filter,” 10<sup>th</sup> ICHQP – IEEE/PES 10<sup>th</sup> Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power, Rio de Janeiro, Brasil, Outubro 2002, vol. 1, pp. 472-477.
- [25] Akagi, H., “New Trends in Active Filters,” EPE’95 – Eur. Conf. Power Electronics, vol. 0, Spain, Sevilla, Setembro 1995, pp. 0.017–0.026.
- [26] Akagi, H., Fujita, H., “A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, n°3, Julho 1995, pp. 1570-1575.
- [27] Peng, F. Z., Akagi, H., Nabae, A., “A Novel Harmonic Power Filter,” Power Electronics Specialists Conference, PESC '88 Record., 19th Annual IEEE , 11-14 Abril 1988, vol. 2, pp. 1151 -1159.
- [28] Peng, F. Z., Akagi, H., Nabae, A., “A New Harmonic Compensation in Power Filter,” Ind. Appl. Society, Annual Meeting, 1988. Conference Record of the 1988 IEEE, 2-7 Outubro 1988, vol. 1, pp. 874 -880.



- [29] Peng, F. Z., Akagi, H., Nabae, A., "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System – A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26 , no. 6, Nov./Dez. 1990, pp. 983–990.
- [30] Monteiro, L. F. C., Aredes, M., Neto, J. A. M., "A Control Strategy for Unified Power Quality Conditioner," Proc. (CDROM) of ISIE – International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro, Brasil, Julho 2003.