

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE STATCOM *QUASI* 24 PULSOS

Francisco da Costa Lopes

DISSERTAÇÃO 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.

Aprovada por:

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.

Prof. José Luiz da Silva Neto, Ph. D.

Prof^a. Maria Dias Bellar, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MARÇO DE 2006

LOPES, FRANCISCO DA COSTA

Análise de Desempenho de STATCOM
quasi 24 Pulsos [Rio de Janeiro] 2006

VIII, 110 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ,
M.Sc., Engenharia Elétrica, 2006)

Dissertação – Universidade Federal do
Rio de Janeiro, COPPE

1. STATCOM

2. Implementação de um STATCOM

3. Análise em Regime Permanente e Dinâmica

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Aos meus pais Lourival e Alcina.

Agradecimentos

Agradeço acima de tudo a Deus, Sabedoria infinita, pois por um ato de sua bondade nos criou e nos deu a inteligência para que a usemos para o Bem.

Agradeço aos meus pais que sempre me incentivaram nos meus estudos e me indicaram o caminho do conhecimento. Ao meu pai Lourival, que sempre me encorajou na busca de um ideal profissional. À minha mãe Alcina por sua dedicação incondicional, por sua paciência e por suas correções. Agradeço a eles por todo o apoio que me deram ao longo do curso de Mestrado e pela força que me deram nos momentos mais difíceis.

À minha namorada Rita Azevedo por suas palavras de incentivo e por sua paciência e compreensão quando tive que dedicar mais horas aos estudos e não pude lhe dar tanta atenção.

Às minhas irmãs Carla e Cristina, que me incentivaram e aconselharam.

Não posso deixar de agradecer também aos meus sobrinhos, Arthur e Matheus, um presente “duplo” de Deus, que, sem saber, ajudaram a tornar minha vida ainda mais alegre.

Ao meu orientador Edson Watanabe por todas as suas críticas, sugestões, incentivo, compreensão e aconselhamento... um orientador exemplar!

Aos colegas e amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência.

A todos os meus amigos que me incentivaram e me acompanharam nesta jornada que é a elaboração de uma Dissertação de Mestrado.

Agradeço aos meus colegas do CEPTEL por todo apoio que me deram, especialmente José Geraldo e Leonardo Vieira.

À CAPES pela bolsa de estudo concedida a mim.

A todos os cidadãos brasileiros que com seus impostos mantém a universidade pública e gratuita.

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

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE STATCOM *QUASI* 24 PULSOS

Francisco da Costa Lopes

Março/2006

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho mostra uma análise em regime estacionário e dinâmico de um compensador síncrono estático (*Static Synchronous Compensator* – STATCOM) *quasi* 24 pulsos. É descrita a implementação de um STATCOM com esta topologia e são apresentados resultados experimentais com este equipamento injetando corrente reativa (indutiva ou capacitiva) controlada na rede elétrica. Fazendo uso do programa de simulações PSCAD/EMTDC é mostrada a influência que os componentes passivos do STATCOM, isto é, reatância do lado CA e capacitância CC, têm nos harmônicos de tensão e corrente CA e nos harmônicos e no nível da tensão CC em regime permanente. É feito um estudo de um filtro passivo para atenuar os harmônicos característicos da tensão CA do STATCOM, que pode ser estendido a outras topologias de STATCOM. Um estudo do comportamento dinâmico do STATCOM operando em malha fechada é feito analisando sua resposta ao degrau. Uma análise em malha aberta foi realizada mostrando a influência da reatância CA e da capacitância CC na constante de tempo do STATCOM. É obtida sua resposta em frequência onde se verifica que o STATCOM em malha aberta tem comportamento semelhante ao de um sistema de primeira ordem. Neste trabalho é feito ainda um estudo mostrando a influência da corrente de magnetização dos transformadores e de erros no chaveamento dos inversores no aparecimento de harmônicos não-característicos na tensão CA do STATCOM.

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

PERFORMANCE ANALYSIS OF THE QUASI 24-PULSE STATCOM

Francisco da Costa Lopes

March/2006

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

This work shows a steady state and dynamic analysis of a *quasi* 24-pulse *Static Synchronous Compensator* – STATCOM. It is described the implementation of a prototype and experimental results are presented with this equipment injecting controlled reactive current (inductive or capacitive) in electrical grid. By using the simulation program PSCAD/EMTDC, the influence of the AC reactor and the DC capacitance on AC voltage and current harmonics and on the level and harmonics of the CC voltage in steady state are shown. It is done a study of a passive filter to attenuate AC voltage characteristic harmonics, which can be used in other STATCOM topologies. By evaluating its step response a study of the closed loop dynamic performance was done. An open loop analysis was realized and it was shown the influence of the AC reactor and of the CC capacitance on the STATCOM time response. Its frequency response was obtained and it was verified that open loop STATCOM has similar behavior of a first order system. In this work a study is done showing the influence of the transformers inrush current and switching errors on non-characteristics harmonics on AC voltage.

Sumário

CAPÍTULO I INTRODUÇÃO.....	1
I.1. INTRODUÇÃO	2
I.2. O COMPENSADOR SÍNCRONO ESTÁTICO.....	4
I.2.1. Princípio de funcionamento	4
I.2.2. Topologias de STATCOM.....	5
I.2.3. STATCOM multipulso	8
I.3. MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS.....	13
CAPÍTULO II STATCOM QUASI 24 PULSOS EXPERIMENTAL	15
II.1. O STATCOM EXPERIMENTAL	16
II.1.1. Inversores	17
II.1.2. Transformadores	17
II.1.3. Circuitos de acionamento e proteção.....	20
II.1.4. Sistema de controle.....	21
II.1.4.1. Sistemas de controle aplicáveis ao STATCOM.....	21
II.1.4.1.a. Controle da potência reativa.....	22
II.1.4.1.b. Controle baseado na tensão CC.....	26
II.1.4.1.c. Controle baseado no valor rms agregado de tensão	26
II.1.4.2. Controle do STATCOM experimental.....	27
II.1.4.2.a. Aquisição de tensões	28
II.1.4.2.b. Condicionamento de sinais	28
II.1.4.2.c. Microcontrolador	28
II.1.4.2.d. Placa de interface óptica.....	35
II.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	37
II.2.1. Geração dos 24 pulsos com o STATCOM desconectado da rede.....	37
II.2.2. Operação do STATCOM conectado à rede.....	38
II.3. CONCLUSÕES PARCIAIS.....	42
CAPÍTULO III DESEMPENHO EM REGIME PERMANENTE – INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS BÁSICOS.....	43
III.1. INFLUÊNCIA DA REATÂNCIA DO LADO CA	44
III.1.1. Comportamento indutivo	46
III.1.2. Comportamento capacitivo	51
III.2. INFLUÊNCIA DA CAPACITÂNCIA CC NA RESPOSTA.....	57
III.2.1. Dimensionamento do capacitor mínimo baseado na Teoria p-q	57
III.2.2. Influência da capacitância CC nos harmônicos	60
III.3. ESTUDO DE UM FILTRO PASSIVO PARA ATENUAR OS HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS	68
III.4. CONCLUSÕES PARCIAIS.....	75
CAPÍTULO IV ESTUDO DO DESEMPENHO DA RESPOSTA DINÂMICA	77

IV.1.	RESPOSTA AO DEGRAU	78
IV.2.	ANÁLISE EM MALHA ABERTA - DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO E LEVANTAMENTO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	88
IV.3.	ESTUDO DOS HARMÔNICOS NÃO-CARACTERÍSTICOS	93
IV.4.	CONCLUSÕES PARCIAIS.....	98
CAPÍTULO V CONCLUSÕES.....		100
V.1.	CONCLUSÕES.....	101
V.2.	TRABALHOS FUTUROS	103
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		105
ANEXO A DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DO STATCOM EXPERIMENTAL		108

Capítulo I

Introdução

Neste capítulo é feita uma breve introdução aos equipamentos FACTS e, em especial, compensadores conectados em paralelo. É mostrado o princípio de funcionamento do STATCOM e são apresentadas as topologias mais comuns, classificadas de acordo com o tipo de conversor CC-CA utilizado e de acordo com a técnica de chaveamento empregada, com ênfase na topologia multipulso. Ao final do capítulo é apresentada a motivação para o desenvolvimento deste trabalho e os objetivos a que se propõe.

I.1. Introdução

Em 1988 Hingorani [1] criava o conceito de sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada. Nascia então o conceito FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*, inicialmente proposto para sistemas de transmissão. Mais tarde, em 1995, o mesmo Hingorani [2] estendeu o conceito de FACTS a sistemas de distribuição criando o conceito de *Custom Power* visando atender a exigências específicas dos clientes junto às distribuidoras de energia elétrica.

Equipamentos FACTS (ou Controladores FACTS [1]) dão ao sistema uma maior flexibilidade e complementam certas deficiências de sistemas controlados eletro-mecanicamente, uma vez que equipamentos FACTS são compostos de chaves semicondutoras de potência [3] que têm resposta muito mais rápida que qualquer atuador eletro-mecânico. Controladores FACTS e Custom Power têm por finalidade suprir ou otimizar determinadas necessidades de um sistema de transmissão ou distribuição, dentre as quais pode-se citar:

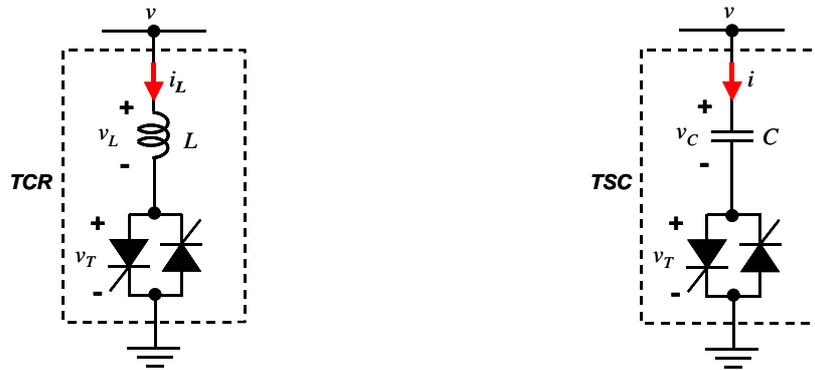
- Viabilizar o aumento de fluxo de potência em uma linha de transmissão;
- Regular a tensão em um ponto ou corrigir suas flutuações;
- Controlar o ângulo de fase em determinado ponto da linha de transmissão ou do sistema de distribuição;
- Corrigir fator de potência junto a uma carga.

Os equipamentos FACTS podem ser divididos em duas categorias principais: série e paralelo (*shunt*). Existem ainda os Controladores série-série combinados e os série-paralelo combinados.

Equipamentos FACTS do tipo paralelo capazes de injetar corrente reativa (indutiva ou capacitiva) controlada no ponto de conexão são genericamente definidos pelo IEEE¹ como SVGs (*Static Var Generators/Absorbers*) [4]. Um SVG pode ser de impedância variável ou baseado em conversores chaveados. Os de impedância variável empregam tiristores, que são chaves comutadas pela linha (*line-commutated switches*) [3], enquanto que os baseados em conversores chaveados utilizam na composição de seu conversor chaves autocomutadas (*self-commutated switches*), isto é, com capacidade de controle de condução e corte.

¹ *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

No primeiro caso, isto é, os equipamentos FACTS paralelo de impedância variável, são chamados SVCs (*Static Var Compensators*) ou compensadores de reativos estáticos. Os dois principais compensadores desta categoria são: *Thyristor Controlled Reactor*, TCR, mostrado na Figura I-1(a), e *Thyristor Switched Capacitor*, TSC, mostrado na Figura I-1(b).



(a) TCR - *Thyristor Controlled Reactor*.

(b) TSC - *Thyristor Switched Capacitor*.

Figura I-1 - Tipos de compensador de reativos estático – SVC.

E no segundo caso, quando o SVG é baseado em conversores estáticos de potência, o equipamento é chamado de STATCOM (*Static Synchronous Compensator*) ou compensador síncrono estático. Um diagrama do STATCOM conectado à rede elétrica é mostrado na Figura I-2, onde são mostradas suas partes componentes: conversor CC-CA com um capacitor em seu lado CC, transformador e sistema de controle. Estes componentes serão mais bem explicados ao longo do capítulo.

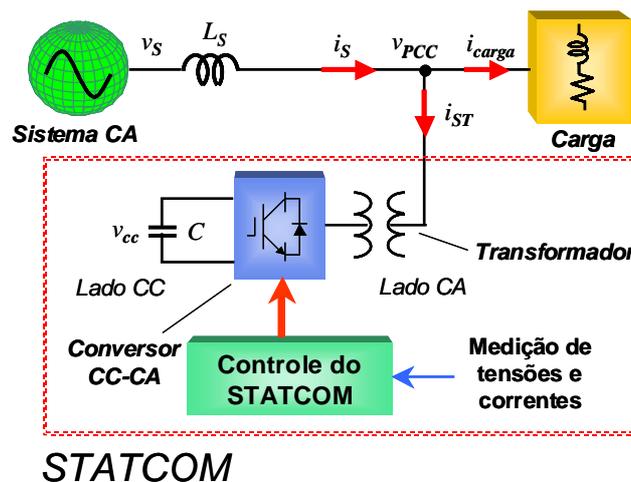


Figura I-2 - Diagrama de um STATCOM genérico conectado à rede elétrica.

Alguns autores consideram os equipamentos SVC como uma alternativa de menor custo ao STATCOM, embora este último apresente diversas vantagens e melhor desempenho que o SVC em vários aspectos.

O STATCOM tem aplicações tanto dentro do conceito FACTS como em *Custom Power*. Em aplicações FACTS o controle de potência reativa é feito para aumentar, em regime permanente ou transitoriamente, a capacidade de transmissão de energia em uma linha de transmissão. Em aplicações *Custom Power*, o controle da potência reativa visa a correção do fator de potência ou a regulação de tensão.

1.2. O Compensador Síncrono Estático

1.2.1. Princípio de funcionamento

O funcionamento do STATCOM como compensador de potência reativa [5] pode ser visualizado com o auxílio do diagrama unifilar da Figura I-3, que é uma simplificação da Figura I-2 com as variáveis tensão e corrente representadas por fasores² e os harmônicos sendo desconsiderados. O sistema CA é representado pela fonte de tensão V_S com impedância nula e a tensão nos terminais do conversor que compõe o STATCOM é representada pelo fasor V_{ST} , que, por simplicidade, deve ser também entendido como uma fonte de tensão. A reatância equivalente entre o ponto de conexão comum (denominado PCC) e os terminais do STATCOM é representada por X_L .

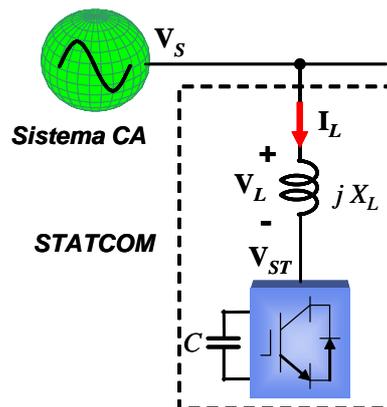


Figura I-3 – Diagrama unifilar equivalente do STATCOM conectado ao sistema CA.

² Convenção:

Fasor é representado por letra maiúscula em negrito e não-italico (Ex.: V_S , V_{ST} , V_L , I_L);

Módulo de um fasor é representado por letra maiúscula em itálico sem negrito (Ex.: V_S , V_{ST});

Um número complexo é representado da mesma forma que um fasor, ou seja, por letra maiúscula em negrito e não-italico. As partes real e imaginária de um complexo são da mesma forma que o módulo de um fasor, ou seja, letra maiúscula em itálico sem negrito (Ex.: $Z = R + jX_L$).

As equações da potência ativa fluindo entre essas duas fontes e da potência reativa [6] são dadas por:

$$P_S = \frac{V_S \cdot V_{ST}}{X_L} \sin \delta, \quad (\text{I-1})$$

$$Q_S = \frac{V_S^2}{X_L} - \frac{V_S \cdot V_{ST}}{X_L} \cos \delta, \quad (\text{I-2})$$

onde:

- V_S é o módulo do fasor \mathbf{V}_S ;
- V_{ST} é o módulo do fasor \mathbf{V}_{ST} ;
- δ é o ângulo entre os fasores \mathbf{V}_S e \mathbf{V}_{ST} , chamado de ângulo de potência;
- X_L é a reatância indutiva dada por $2\pi fL$, onde f é a frequência da rede e L o valor da indutância equivalente entre o STATCOM e o PCC.

De (I-1) tem-se que quando a tensão \mathbf{V}_S está adiantada em relação à \mathbf{V}_{ST} , isto é, $90^\circ > \delta > 0$, há um fluxo de potência ativa na direção do STATCOM (fonte \mathbf{V}_{ST}) e um carregamento do capacitor do lado CC. Quando a tensão \mathbf{V}_S está atrasada em relação à \mathbf{V}_{ST} , isto é, $-90^\circ < \delta < 0$, há um fluxo de potência ativa na direção do sistema (fonte \mathbf{V}_S) e um descarregamento do capacitor do lado CC.

De (I-2) tem-se que quando V_{ST} é **menor** que V_S , isto é, $V_{ST} < V_S$ e $\delta = 0$, a potência reativa nos terminais do STATCOM é **indutiva**, isto é, $Q_S > 0$. Neste caso a corrente \mathbf{I}_L está atrasada em relação à \mathbf{V}_S . Quando V_{ST} é **maior** que V_S , isto é, $V_{ST} > V_S$ e $\delta = 0$, a potência reativa nos terminais do STATCOM é **capacitiva**, isto é, $Q_S < 0$. Neste caso a corrente \mathbf{I}_L está adiantada em relação à \mathbf{V}_S .

1.2.2. Topologias de STATCOM

As topologias de STATCOM podem ser classificadas de acordo com o tipo de conversor CC-CA utilizado ou de acordo com a técnica de chaveamento empregada.

Conversores CC-CA, ou inversores, podem ser de dois tipos [7]: Inversor Fonte de Tensão (VSI, *Voltage Source Inverter*) e Inversor Fonte de Corrente (CSI, *Current Source Inverter*). O que diferencia um do outro é basicamente o tipo das chaves e o tipo de fonte CC conectada aos seus terminais CC. No VSI a fonte do lado CC é de

tensão e tem sempre uma única polaridade, sendo que a corrente CC pode ser bidirecional. No CSI a fonte do lado CC é de corrente, que tem sempre um único sentido e a tensão pode ter polaridade positiva ou negativa [1]. A maior parte dos STATCOMs utiliza VSIs em sua composição, como ilustrado na Figura I-2 e Figura I-3, apesar de existirem STATCOMs baseados em CSIs, como o proposto por Shen em [8].

Freqüentemente inversores VSI mais simples são agrupados para compor um conversor CC-CA mais complexo e de maior capacidade. Dentre os vários tipos de VSIs que podem ser utilizados para compor o conversor CC-CA de um STATCOM os mais comuns são apresentados a seguir.

- VSI trifásico em ponte completa [1][3][9], mostrado na Figura I-4, que é freqüentemente referido como inversor de seis pulsos ou Ponte de Graetz.
- VSI em ponte-H [1][3][9]. A Figura I-5 mostra um arranjo com três VSIs em ponte-H monofásicos compondo um VSI trifásico. Pode-se ainda agrupar vários inversores em ponte-H em cascata de modo a obter um VSI com tensão multinível, como o proposto por Peng em [10].
- VSI *Neutral Point Clamped* (NPC) [1][9][11]. A Figura I-6 mostra um inversor NPC de três níveis, que é chamado assim devido à presença de três níveis na tensão fase-fase de saída. Porém o princípio de funcionamento do inversor NPC pode ser estendido para qualquer número de níveis de tensão. Uma aplicação de um conversor CC-CA NPC de cinco níveis no STATCOM pode ser encontrada em [12] e de sete níveis em [13].

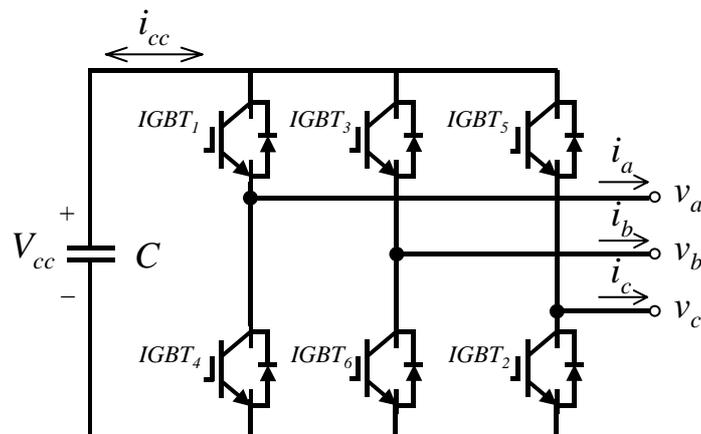


Figura I-4 - Inversor VSI trifásico em ponte completa.

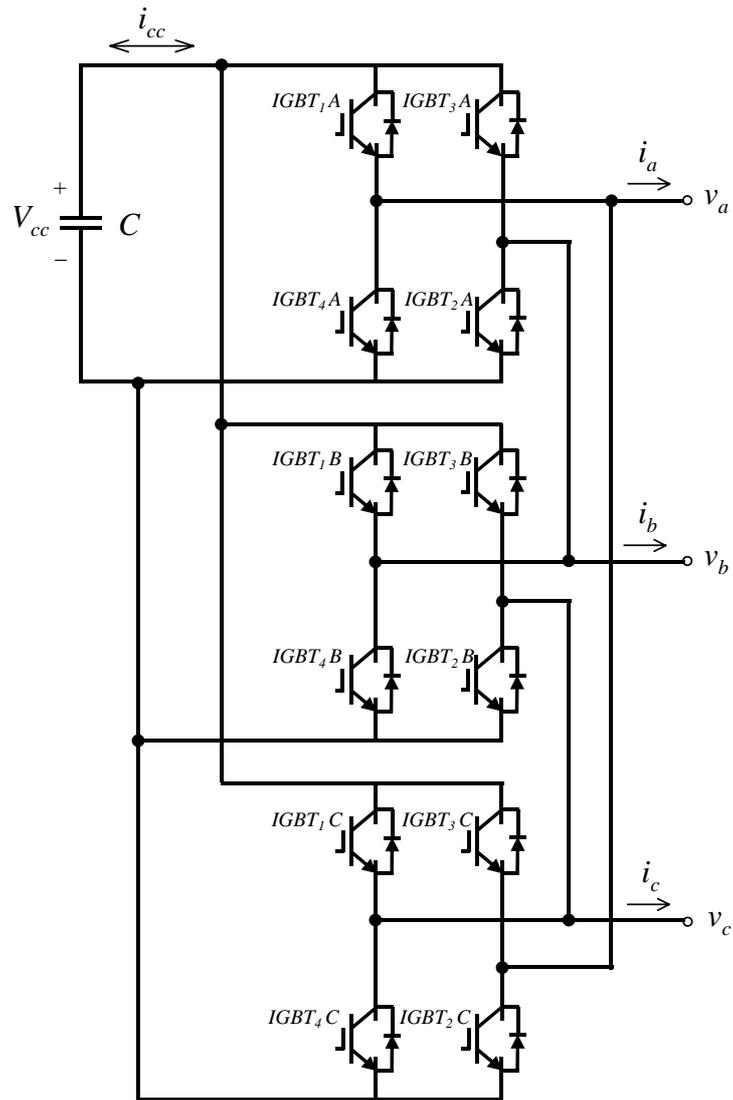


Figura I-5 - Inversor VSI trifásico composto por três VSIs em ponte-H.

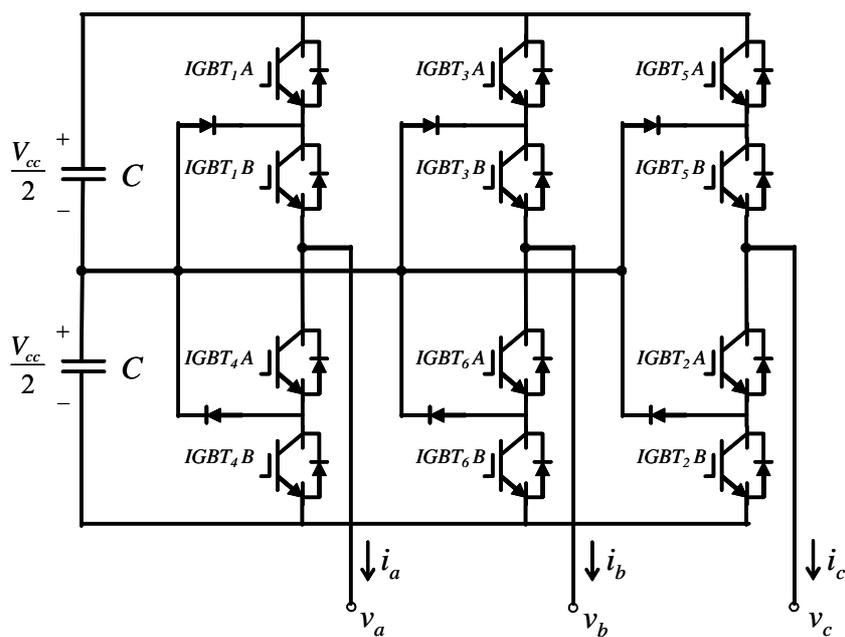


Figura I-6 - Inversor VSI Neutral Point Clamped de três níveis.

Existem dois tipos de STATCOMs classificados de acordo com o método de chaveamento utilizado [14][15]: o primeiro modifica o ângulo δ para controlar a tensão CA em seus terminais e, conseqüentemente, regular a potência reativa na saída mantendo fixo o índice de modulação. Este método de chaveamento é chamado de PAM, *Pulse Amplitude Modulation*. O segundo método modifica ao mesmo tempo tanto o ângulo δ como o índice de modulação m [3] para regular a tensão e a potência reativa nos terminais CA do STATCOM. Este método de chaveamento é chamado de PWM, *Pulse Width Modulation*. Enquanto que no primeiro método a amplitude da tensão CA varia conforme a amplitude da tensão CC, no segundo a tensão CC é mantida constante.

No STATCOM PAM cada chave é acionada uma vez a cada ciclo e com isto há menos perdas por chaveamento. No STATCOM PWM as chaves são acionadas muitas vezes por ciclo, havendo mais perdas por chaveamento. Por outro lado, o STATCOM PWM está menos sujeito aos efeitos das oscilações na tensão CC e sua resposta transitória é, em geral, mais rápida que a do STATCOM PAM. Além disso, os harmônicos presentes na tensão CA do STATCOM PAM são de baixa freqüência, enquanto que no STATCOM PWM os harmônicos são de alta freqüência e, portanto, mais fáceis de serem filtrados.

I.2.3. STATCOM multipulso

O STATCOM que utiliza conversores CC-CA associados a transformadores e técnica de chaveamento PAM é denominado STATCOM **multipulso**. O número de pulsos ou transições na tensão CA deste STATCOM depende do tipo e do número de VSIs utilizados na composição de seu conversor CC-CA. No caso de se utilizar VSIs trifásicos em ponte, como é o caso do presente trabalho, o número de pulsos da tensão CA é dado por $P = 6m$, onde m é o número de VSIs trifásicos em ponte completa.

Um exemplo de um conversor que utiliza chaveamento PAM e um único VSI trifásico em ponte a IGBT é mostrado na Figura I-7. O circuito de controle e acionamento dos IGBTs foram omitidos por questões de simplicidade. Conectado ao inversor está um transformador trifásico em Δ -Y. Os pulsos de disparo dos IGBTs são mostrados na Figura I-8(a)-(f) e a tensão da fase a para o neutro (v_{an}) decorrente deste chaveamento é mostrada na Figura I-8(g), onde é possível observar que esta forma de onda apresenta quatro níveis de tensão ($1/3 V_{cc}$, $2/3 V_{cc}$, $-1/3 V_{cc}$, $-2/3 V_{cc}$) ou seis

pulsos, isto é, seis transições em cada ciclo. Por este motivo, o STATCOM que utiliza esta topologia de conversor é chamado de STATCOM de 6 pulsos, que na prática não é utilizado devido ao alto conteúdo harmônico em sua tensão CA, como será visto adiante.

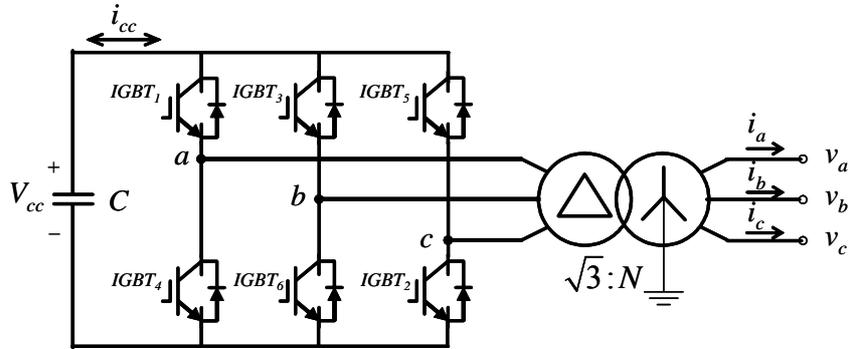


Figura I-7 - Conversor de 6 pulsos.

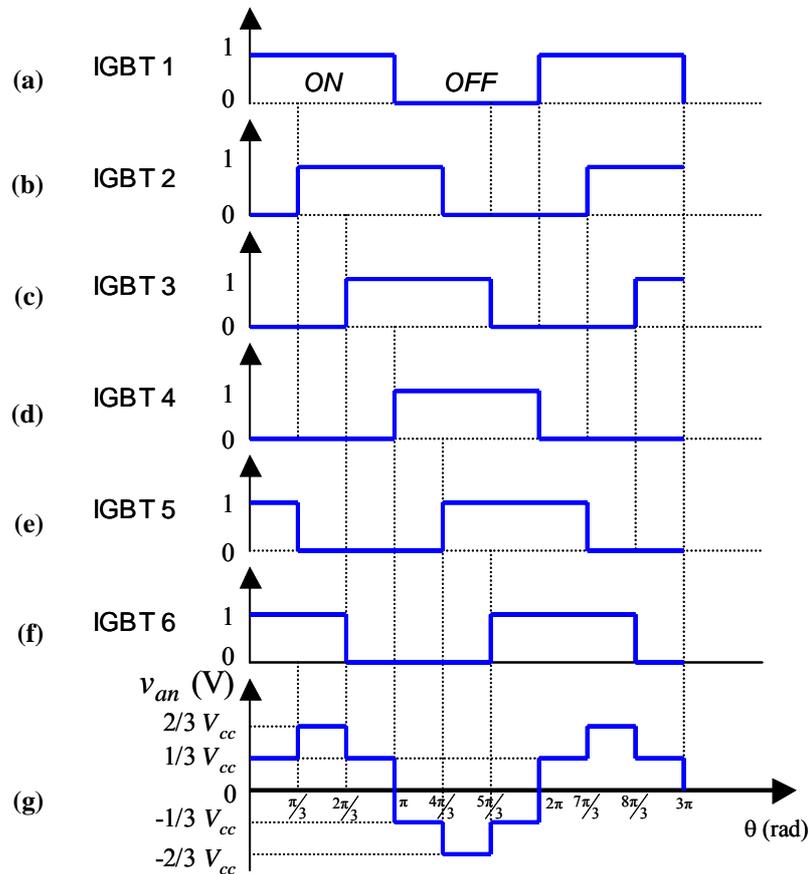


Figura I-8 - Pulsos de disparo e tensão na fase a de um conversor de 6 pulsos.

A expressão da tensão v_{an} desenvolvida em Série de Fourier é dada por:

$$v_{an}(t) = \frac{2}{\pi} V_{cc} \left[\sin\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right]. \quad (\text{I-3})$$

A expressão para as fases b e c são obtidas substituindo ωt por $\omega t - \frac{2}{3}\pi$ e $\omega t + \frac{2}{3}\pi$, respectivamente. O espectro harmônico da tensão v_{an} deste conversor é mostrado na Figura I-9.

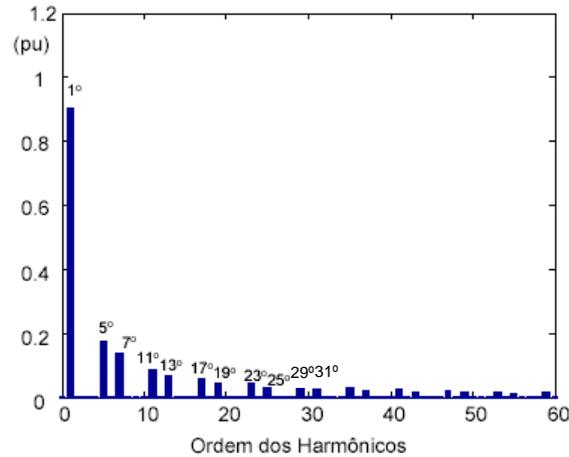


Figura I-9 - Espectro harmônico de tensão de um conversor de 6 pulsos - fase a .

Como se pode observar, a tensão fase-neutro de um conversor de 6 pulsos apresenta harmônicos de ordem $6n \pm 1$ (n inteiro) e não apresenta os harmônicos múltiplos de 3. Naturalmente este conteúdo de harmônicos não é razoável para uma aplicação prática.

Outra topologia de conversor multipulso que pode ser utilizada no STATCOM é a de 12 pulsos [5][16], conforme mostrado na Figura I-10. Esta é composta por dois VSIs de 6 pulsos e dois transformadores, um conectado em Y-Y e outro em Δ -Y. O transformador em Y-Y não insere defasagem na tensão, mas a conexão Δ -Y insere uma defasagem de $+30^\circ$ na tensão de saída. Entre os pulsos de disparo de cada inversor deve haver uma defasagem de -30° , o que é desejável, pois esta defasagem anula o efeito da defasagem inserida pelo transformador Δ -Y, proporcionando o cancelamento do 5º e do 7º harmônico na tensão CA de saída. A forma de onda de tensão nos terminais de saída do conversor de 12 pulsos é mostrada na Figura I-11 (a).

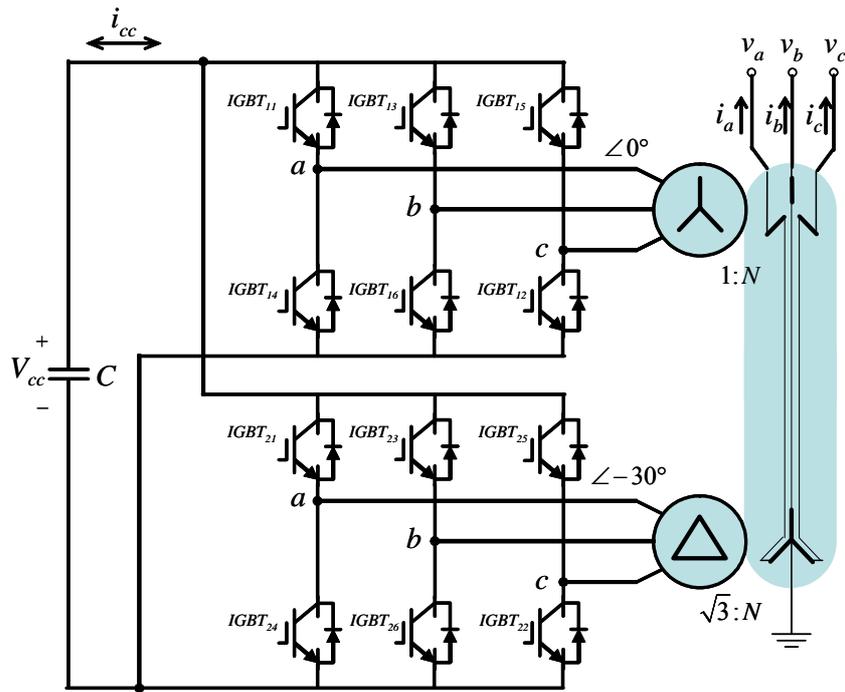


Figura I-10 - Conversor de 12 pulsos.

Os harmônicos presentes na tensão CA de saída da topologia de 12 pulsos são os de ordem $12n \pm 1$ (n inteiro), como pode ser visto na Figura I-11 (b).

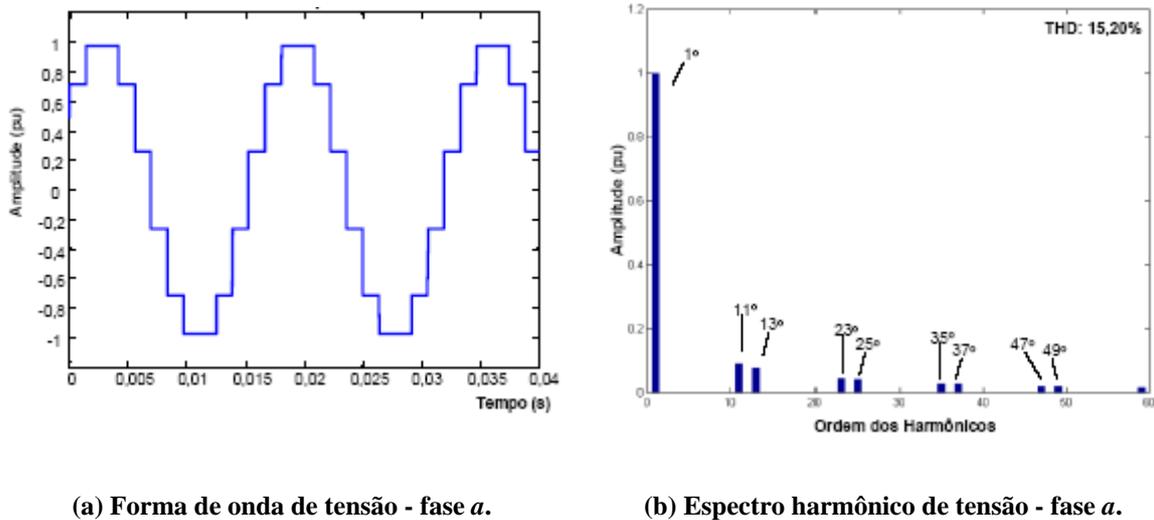


Figura I-11 - Forma de onda de tensão do conversor de 12 pulsos e espectro harmônico.

Outras topologias multipulso encontradas com frequência na literatura são as de 24 pulsos [1][5][15] e 48 pulsos [5][15][17]. A topologia de 24 pulsos utiliza quatro VSIs de 6 pulsos e quatro transformadores. Contudo, no conversor de 24 pulsos os transformadores estão conectados em Y-Y e em *zigue-zague*. Este tipo de conexão insere defasagens específicas na tensão de cada enrolamento possibilitando a eliminação

de alguns harmônicos da tensão CA. Com isto, no conversor de 24 pulsos estão presentes apenas os harmônicos de ordem $24n \pm 1$ (n inteiro) na tensão CA. A topologia de 48 pulsos é composta por oito VSIs de 6 pulsos e oito transformadores, também conectados em Y-Y e em *zigue-zague*. Nesta topologia apenas os harmônicos de ordem $48n \pm 1$ estão presentes na tensão CA de saída.

Tanto no STATCOM de 24 pulsos como no de 48 pulsos as conexões em *zigue-zague*, mais complexas de se implementar devido às relações de espiras fracionárias, elevam consideravelmente o custo do equipamento.

Existem topologias que usam estruturas magnéticas mais simples que permitem também a eliminação de alguns harmônicos ou ao menos a minimização de alguns. As mais conhecidas são as topologias *quasi* 24 pulsos [15][18] e *quasi* 48 pulsos [15].

A topologia *quasi* 24 pulsos, estudada neste trabalho, é composta por quatro VSIs de 6 pulsos, um capacitor comum do lado CC e quatro transformadores conectados em Y-Y e Δ -Y dois a dois, sendo que do lado CA estes transformadores estão em Y aberto com seus enrolamentos conectados em série como mostra a Figura I-12. Os VSIs 3 e 4 são acionados com uma defasagem de -15° em relação aos VSIs 1 e 2. Desta maneira, pode-se entender também o conversor *quasi* 24 pulsos como dois conversores de 12 pulsos em série, com os VSIs 1 e 2 adiantados em relação aos VSIs 3 e 4.

Como já foi dito, as conexões em Δ -Y inserem uma defasagem de $+30^\circ$ e, além disso, como os pulsos de disparo dos VSIs 1 e 2 estão adiantados em $+15^\circ$ em relação aos pulsos de disparo dos VSIs 3 e 4, os harmônicos de ordem $6n \pm 1$ (n inteiro ímpar) são eliminados e os harmônicos de ordem $12n \pm 1$ (n inteiro ímpar) são significativamente reduzidos. Os outros harmônicos presentes na tensão CA do conversor *quasi* 24 pulsos são os de ordem $24n \pm 1$ (n inteiro), como no conversor de 24 pulsos. A forma de onda de tensão do conversor *quasi* 24 pulsos e seus respectivos harmônicos são mostrados na Figura I-13.

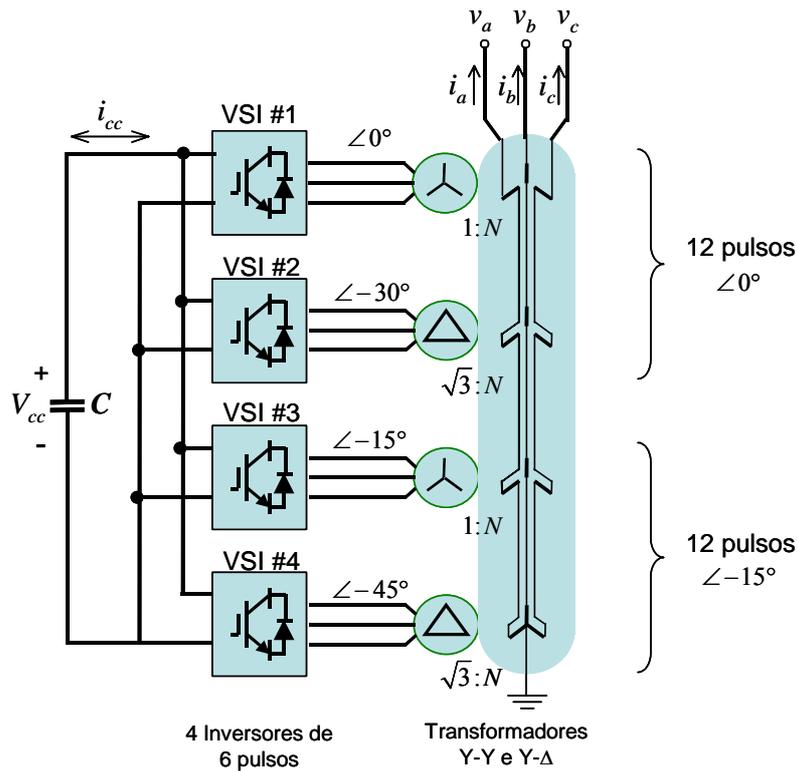
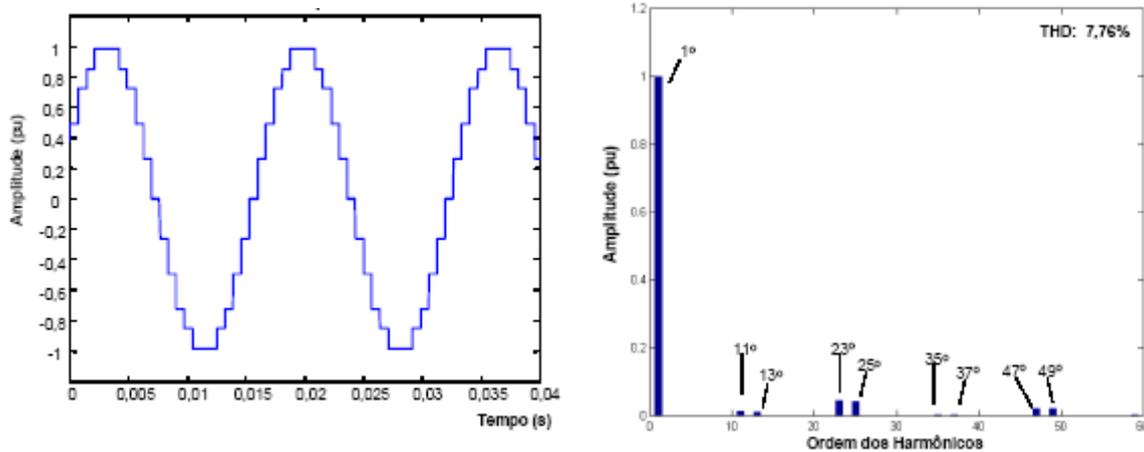


Figura I-12 - Conversor *quasi* 24 pulsos – conexão de transformadores e inversores.



(a) Forma de onda de tensão - fase *a*.

(b) Espectro harmônico de tensão - fase *a*.

Figura I-13 - Forma de onda de tensão do conversor *quasi* 24 pulsos e espectro harmônico.

1.3. Motivação e objetivos

Vários autores já analisaram o desempenho do STATCOM, muitos deles utilizando modelos matemáticos. Na referência [14] Shen descreve uma modelagem generalizada que pode ser aplicada tanto ao STATCOM PWM como ao PAM. Uma modelagem no domínio da frequência é feita por Wood em [19]. Outros estudos foram desenvolvidos com foco no sistema de controle do STATCOM onde seu desempenho

dinâmico foi investigado, como no trabalho de Norouzi [20] e de Lehn [21]. Em [22] Jain descreve uma técnica de controle aplicada ao STATCOM com o objetivo de obter uma rápida regulação de tensão na carga.

Alguns estudos já foram feitos visando avaliar o comportamento do STATCOM frente a um sistema desbalanceado [5][23] ou desbalanceado e com distorções [24][25]. Outros estudos foram feitos com o propósito de analisar o desempenho de uma topologia específica de STATCOM, como a de 12 pulsos [16]. Alguns trabalhos envolvendo o STATCOM de 24 ou *quasi* 24 pulsos foram feitos, como o de Fujita [26] onde um modelo matemático do STATCOM foi desenvolvido com o objetivo de analisar sua resposta transitória. Outros estudos com o STATCOM *quasi* 24 pulsos foram feitos visando validar sua atuação na correção do fator de potência e na regulação de tensão [27].

Porém, uma análise de desempenho detalhada em regime permanente e dinâmica do STATCOM *quasi* 24 pulsos ainda carece de ser feita. O dimensionamento dos componentes passivos deste STATCOM, como por exemplo o capacitor do elo CC e indutância de dispersão dos transformadores, interferem diretamente no seu desempenho. O quanto e como estes parâmetros interferem é objeto de investigação deste trabalho.

Portanto, os objetivos deste trabalho são:

- Mostrar o desenvolvimento de um protótipo de STATCOM *quasi* 24 pulsos e apresentar alguns resultados experimentais;
- Analisar a influência que os componentes passivos, isto é, capacitor CC e reatância equivalente do lado CA têm no desempenho do STATCOM em regime permanente;
- Estudo de um filtro passivo para atenuar os harmônicos característicos do STATCOM *quasi* 24 pulsos;
- Analisar a influência que os componentes passivos têm no desempenho dinâmico do STATCOM;
- Estudo do efeito transitório da corrente de magnetização dos transformadores nos harmônicos de corrente e de erros no chaveamento dos inversores nos harmônicos de tensão do STATCOM.

Capítulo II

STATCOM *quasi* 24 pulsos

Experimental

Neste capítulo é feita uma descrição da montagem experimental de um protótipo de STATCOM *quasi* 24 pulsos onde alguns detalhes técnicos são descritos. São apresentados alguns sistemas de controle que podem ser utilizados no STATCOM. São mostrados resultados experimentais obtidos com o STATCOM desconectado da rede e ao final do capítulo são mostrados os resultados do STATCOM conectado à rede e operando no modo indutivo e capacitivo.

II.1. O STATCOM experimental

Neste capítulo é apresentado o protótipo do STATCOM *quasi* 24 pulsos implementado no Laboratório de Eletrônica de Potência da COPPE/UFRJ em cooperação com a WEG Automação e em parceria com a Companhia de Eletricidade do Rio de Janeiro - CERJ (atual Ampla). Esta seção descreve os detalhes técnicos e construtivos da montagem experimental deste protótipo.

A Figura II-1 mostra o diagrama de blocos do protótipo de STATCOM experimental deste projeto. Os blocos de aquisição de tensões e correntes, condicionamento de sinais, microcontrolador e interface óptica constituem o controlador do STATCOM. O circuito de potência é composto pelos transformadores e inversores em conjunto com um capacitor CC. A seguir cada um desses componentes são descritos.

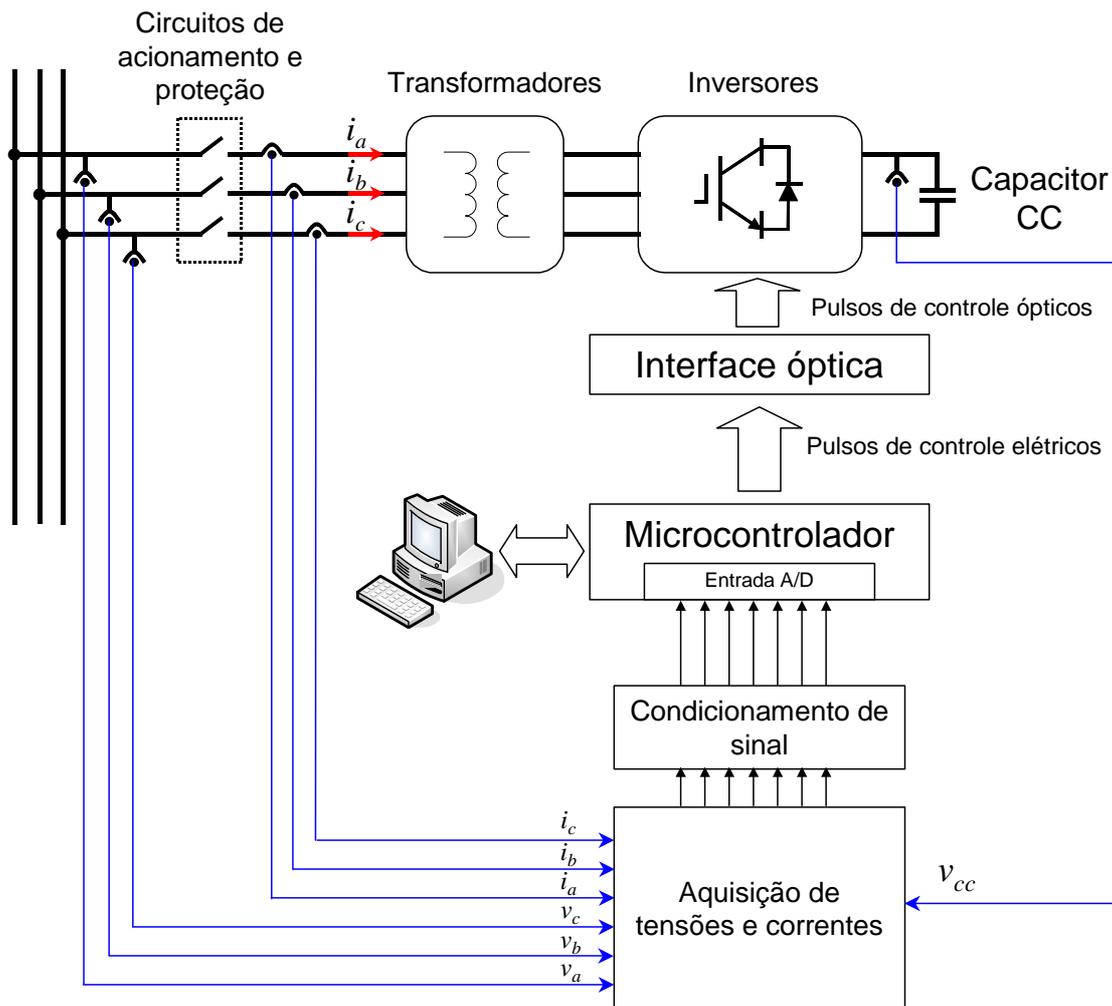


Figura II-1 - Diagrama de blocos do STATCOM experimental.

II.1.1. Inversores

O protótipo de STATCOM *quasi* 24 pulsos é composto por quatro inversores comerciais de 6 pulsos a IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), modelo CFW-09, fabricados pela WEG Automação [28]. Os dados técnicos destes inversores são mostrados na Tabela II-1.

Tabela II-1- Dados dos inversores CFW-09 da WEG.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor Individual</i>	<i>Valor Conjunto</i>
Potência Nominal (kVA)	15	60
Tensão de linha (V)	220	220
Corrente de linha (A)	39	39
Capacitor do lado CC (μF)	4.000	16.000

Originalmente estes inversores já vêm com um circuito interno de disparo dos IGBTs para acionamento em velocidade variável. Porém, para que os inversores pudessem operar de forma independente foram adicionadas placas de interface óptica de modo a receber os pulsos de disparo de um sistema de controle externo através de fibras ópticas.

II.1.2. Transformadores

Na montagem experimental os transformadores estão conectados de acordo com o que foi mostrado na Figura I-12, sendo que, a partir do barramento de entrada, eles estão na seguinte ordem: Y- Δ , Y- Δ , Y-Y, Y-Y. Naturalmente, os pulsos de disparo têm de ser devidamente sincronizados como será explicado mais adiante.

Para que se pudesse ter 127 V fase-neutro no lado da rede, que foi a tensão escolhida para o protótipo, a tensão em cada enrolamento do lado dos enrolamentos Y abertos deve ser de $\frac{1}{4}$ de 127 V, isto é, 31,75 V, uma vez que estes enrolamentos estão em série. As conexões Y-Y e Y- Δ experimentais dos transformadores, as tensões em cada enrolamento e as conexões com os inversores são mostradas no diagrama esquemático da Figura II-2. As defasagens adequadas das tensões CA dos inversores

para que o STATCOM possa sintetizar a onda *quasi* 24 pulsos são indicadas também na Figura II-2.

O modelo equivalente na frequência fundamental de cada transformador é mostrado na Figura II-3 e os parâmetros fornecidos pelo fabricante são mostrados na Tabela II-2. A numeração de cada transformador segue a ordem mostrada na Figura II-2. O lado primário é o lado conectado aos inversores e o lado secundário é o lado conectado à rede CA.

A resistência equivalente, denominada aqui R_{eq} , e a reatância de dispersão equivalente, denominada X_{eq} , foram calculadas referidas ao secundário (lado conectado à rede) levando em consideração as relações de transformação de cada transformador. Também foram calculados os valores equivalentes R_{meq} e X_{meq} , que correspondem aos parâmetros R_m e X_m referidos ao secundário. Os valores de R_{eq} , X_{eq} , R_{meq} e X_{meq} são obtidos através das seguintes expressões:

$$R_{eq} = \frac{r_1}{a^2} + r_2, \quad (\text{II-1})$$

$$X_{eq} = \frac{X_1}{a^2} + X_2, \quad (\text{II-2})$$

$$R_{meq} = \frac{R_m}{a^2}, \quad (\text{II-3})$$

$$X_{meq} = \frac{X_m}{a^2}, \quad (\text{II-4})$$

onde a é a relação de transformação do transformador em questão.

Os valores de R_{eq} , X_{eq} , R_{meq} e X_{meq} encontrados para cada transformador são mostrados na Tabela II-3. Estes cálculos serão importantes na modelagem digital dos transformadores e nas simulações computacionais do STATCOM no próximo capítulo.

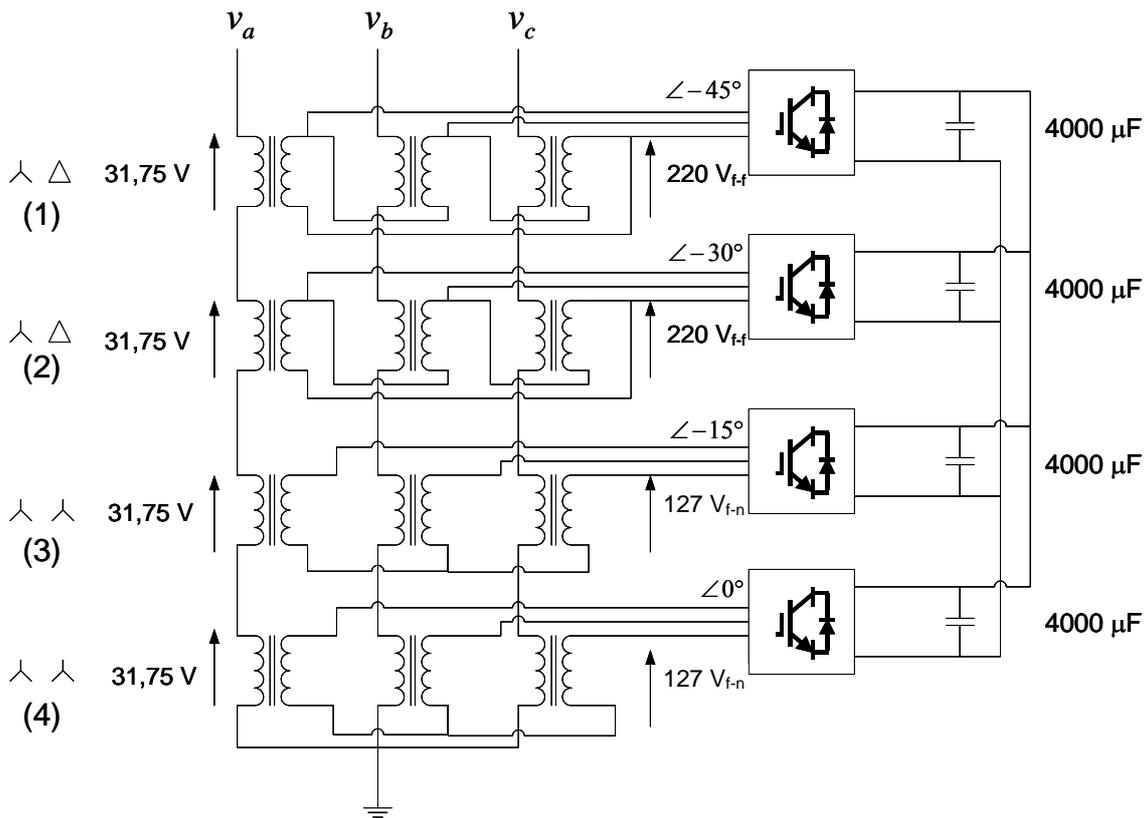


Figura II-2 - Esquemático experimental de conexão de transformadores e inversores.

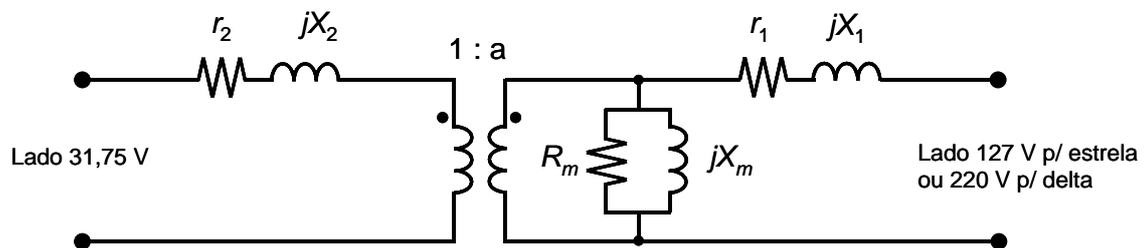


Figura II-3 - Modelo dos transformadores utilizados no STATCOM experimental.

Tabela II-2 - Parâmetros dos transformadores experimentais fornecidos pelo fabricante.

	<i>Primário</i>	<i>Secundário</i>	r_1 (Ω)	X_1 (Ω)	r_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_m (Ω)	X_m (Ω)
1	Δ (220 V)	Y (31,75 V)	0,16281	0,13769	0,002948	0,002869	1285	125,7
2	Δ (220 V)	Y (31,75 V)	0,16646	0,14391	0,002852	0,002998	1231	121,3
3	Y (127 V)	Y (31,75 V)	0,05189	0,04863	0,003026	0,003039	520	61,0
4	Y (127 V)	Y (31,75 V)	0,05092	0,05074	0,003023	0,003171	526	63,4

Tabela II-3 - Parâmetros dos transformadores referidos ao lado conectado à rede (secundário).

	<i>Primário</i>	<i>Secundário</i>	<i>Relação de transformação</i>	$R_{eq} (\Omega)$	$X_{eq} (\Omega)$	$R_{meq} (\Omega)$	$X_{meq} (\Omega)$
1	Δ (220 V)	Y (31,75 V)	6,9282	0,00634	0,00574	26,77	2.62
2	Δ (220 V)	Y (31,75 V)	6,9282	0,00632	0,00600	25,65	2.53
3	Y (127 V)	Y (31,75 V)	4	0,00627	0,00608	32,50	3.81
4	Y (127 V)	Y (31,75 V)	4	0,00621	0,00634	32,88	3.96

II.1.3. Circuitos de acionamento e proteção

Os circuitos de acionamento e proteção são compostos por contatores, disjuntores, interruptores de comando e sinaleiros. Há também um circuito auxiliar, composto por disjuntor, contator, resistores de atenuação e retificador, que realiza a pré-carga do capacitor CC. Este circuito tem por finalidade carregar o capacitor com uma tensão CC, V_{cc} , inicial de 282 V, que é o valor necessário para se ter potência reativa nula nos terminais CA do STATCOM caso a tensão da rede elétrica seja de 127 V fase-neutro. Por isto, este é o valor base para a tensão CC.

Quando o interruptor principal é acionado, o contator de pré-carga é ligado fazendo a carga do capacitor CC através de um retificador a diodos cuja corrente é limitada por uma resistência. Depois de concluída a pré-carga, detectada por sensores internos dos inversores, o contator geral de saída conecta transformadores e inversores à rede elétrica. Os diagramas esquemáticos unifilares, trifilares e desenhos mecânicos do painel do protótipo são apresentados no Anexo A.

A Figura II-4 mostra uma fotografia do conjunto, isto é, de todas as partes que compõem o protótipo do STATCOM: inversores, transformadores, circuitos de acionamento e proteção e circuito de disparo.

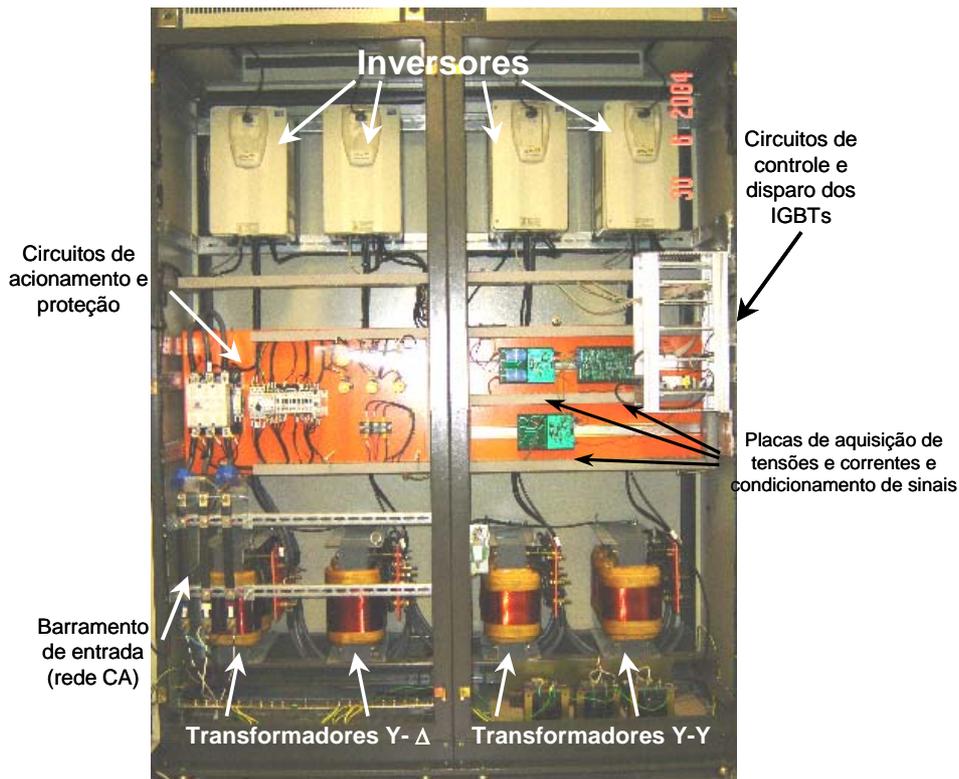


Figura II-4 - Protótipo de um STATCOM *quasi* 24 pulsos.

II.1.4. Sistema de controle

Até aqui foram descritos os blocos de potência do STATCOM experimental mostrados na Figura II-1, isto é, os detalhes técnicos dos inversores e transformadores, as conexões e os circuitos de acionamento e proteção. Porém, para que o STATCOM possa funcionar como um compensador de reativos um sistema de controle deve ser inserido. Nesta seção são mostrados inicialmente os possíveis sistemas de controle que podem ser empregados no STATCOM. Em seguida é mostrado em detalhes o controle implementado no protótipo.

II.1.4.1. Sistemas de controle aplicáveis ao STATCOM

Em termos gerais e de forma simplificada, um sistema de controle aplicado ao STATCOM tem um diagrama de blocos conforme mostrado na Figura II-5. O bloco do STATCOM é freqüentemente denominado **planta**. Num sistema real existem sensores (omitidos por questão de simplicidade) que medem a(s) variável(eis) de saída e um processador (também omitido) que eventualmente realiza operações algébricas com o sinal medido. O sinal resultante é então comparado com a entrada através de um **somador** e o erro decorrente desta soma algébrica é aplicado ao controlador que atua sobre a planta.

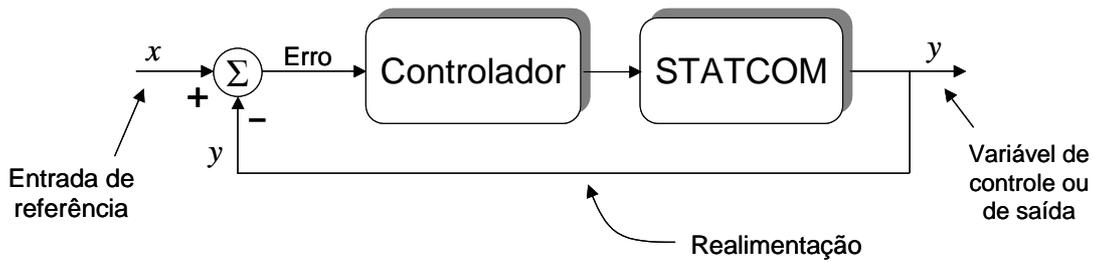


Figura II-5 - Sistema de controle aplicado ao STATCOM.

Assim sendo, o sistema de controle mostrado na Figura II-5 é um sistema **realimentado** ou em **malha fechada**, que, segundo Ogata [29], torna a variável de controle (ou de saída) menos sensível a perturbações externas e a variações internas nos parâmetros do sistema. Porém, algumas vezes é conveniente utilizar um sistema em **malha aberta** (sem realimentação), por exemplo, quando se deseja investigar a estabilidade ou as características intrínsecas de uma planta, como sua constante de tempo e sua resposta em frequência, para a partir daí se projetar um **controlador** adequado que torne o sistema estável e/ou mais rápido. Os controladores mais usados em sistemas de controle aplicados a equipamentos de Eletrônica de Potência são: **Proporcional-Integral**, usualmente chamado de controlador **PI**, **Proporcional-Derivativo**, **PD** e **Proporcional-Integral-Derivativo**, **PID**.

Portanto, o controlador deve ser projetado para que o sistema de controle em malha fechada atenda aos seguintes requisitos:

- **Precisão:** o erro em regime permanente em relação à entrada de referência deve ser menor que um percentual pré-estabelecido, no caso do STATCOM foi adotado 2%;
- **Resposta rápida:** a velocidade de resposta do STATCOM deve ser rápida quando ocorre uma mudança na entrada de referência. Em termos práticos, uma resposta é considerada rápida se esta atinge a referência em menos de um ciclo;
- **Overshoot pequeno:** É desejável que o STATCOM tenha um *overshoot* pequeno, de no máximo 10%. O mesmo se aplica ao *undershoot*.

II.1.4.1.a. Controle da potência reativa

Sendo o STATCOM um compensador de reativos, o sistema de controle mais utilizado é aquele onde a variável de controle é a potência reativa medida no ponto de conexão com a rede. Quando se deseja controlar a potência reativa medida num

ponto da rede onde possam existir perturbações causadas por harmônicos ou desbalanços, é mais conveniente utilizar a **potência imaginária q** como variável de controle ao invés da potência reativa convencional Q_s , obtida de (I-2). Quando existem perturbações e desbalanços, a potência reativa convencional corresponde a uma parcela do valor médio da potência imaginária q . E quando não há perturbações nem desbalanços, a potência reativa é igual à potência imaginária q . Assim, vê-se que a potência imaginária q é uma forma mais genérica de se tratar a potência reativa. O conceito de potência imaginária foi introduzido por Akagi em [30] quando propôs a Teoria Generalizada das Potências Instantâneas. Mais tarde, estudos de aplicabilidade foram feitos pelo mesmo Akagi [31][32] e a extensão detalhada da teoria para sistemas trifásicos a 4 fios foi feita por Watanabe *et al.* [33][34].

A Teoria das Potências Instantâneas, também chamada de Teoria p-q, foi desenvolvida para contornar alguns problemas encontrados na teoria de potência ativa e reativa convencional. Uma das limitações da teoria convencional é que, em princípio, ela só é válida para sistemas operando em regime permanente, enquanto que a Teoria p-q é válida para regimes permanente e transitório.

Na Teoria p-q utilizam-se tensões e correntes transformadas para um sistema de coordenadas α - β -0, onde as coordenadas α - β são ortogonais entre si. Esta transformação é conhecida como Transformação de Clarke e é dada pela seguinte expressão matricial:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (\text{II-5})$$

A matriz de transformação para as correntes é a mesma, bastando substituir as tensões v_a , v_b e v_c por i_a , i_b e i_c e as tensões v_0 , v_α e v_β por i_0 , i_α e i_β .

Este sistema de coordenadas tem a vantagem de separar a componente de seqüência zero (v_0 e i_0) e, deste modo, permitir o uso de apenas duas coordenadas (α e β) nos sistemas a três fios, como no caso do STATCOM.

De posse das tensões e correntes nas coordenadas α - β -0, as potências **real** p , **imaginária** q e de **seqüência zero** p_0 são obtidas através de:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{II-6})$$

Qualquer que seja o sistema de controle adotado no STATCOM, é necessário sincronizar as tensões em seus terminais com as tensões da rede para que posteriormente seja inserida uma defasagem momentânea que proporcione um fluxo de potência ativa conforme estabelecido em (I-1). O circuito que realiza este sincronismo chama-se *Phase Locked Loop*, ou PLL, que tem como principal objetivo detectar a frequência e o ângulo de fase das componentes de seqüência positiva da componente fundamental da tensão da rede elétrica na qual o STATCOM está conectado. O diagrama de blocos do PLL é mostrado na Figura II-6.

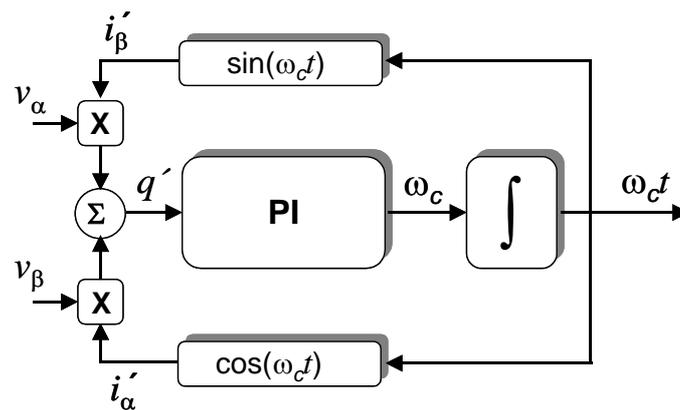


Figura II-6- Diagrama em blocos do PLL.

O PLL também utiliza tensões e correntes nas coordenadas α - β -0. As tensões v_α e v_β são multiplicadas por correntes fictícias i_β' e i_α' , respectivamente. O produto das tensões com as correntes fictícias resulta em uma potência imaginária instantânea q' , também fictícia, conforme a expressão matricial dada em (II-6). Este sinal de potência imaginária fictícia é alimentado a um controlador PI e a saída deste bloco representa o sinal de frequência ω_c . O sinal de frequência é utilizado como entrada de um bloco integrador e a saída deste bloco é o sinal de sincronismo, $\omega_c t$. Quando a frequência angular ω_c (rad/s) gerada pelo PLL for igual à frequência angular da componente fundamental da rede ω (rad/s) e a saída $\omega_c t$ do integrador for igual ao

ângulo de fase instantâneo da fase a da rede, as correntes fictícias i'_α e i'_β estarão em fase com as tensões do sistema v_α e v_β e, portanto, o valor médio do sinal q' se anulará. O bloco integrador do PLL possui um “reset”, cuja função é “zerar” o resultado da integração do sinal ω_c gerando o ângulo de sincronismo $\omega_c t$ variável entre 0 a 2π rad.

Portanto, o PLL produz um sinal de saída que está sincronizado tanto em fase como em frequência com a componente fundamental de seqüência positiva da tensão de entrada. Uma descrição mais detalhada do PLL pode ser encontrada em [5] [23][35][36] e [37].

O diagrama de blocos do sistema de controle baseado na potência imaginária q , incluindo os blocos do PLL, é mostrado na Figura II-7:

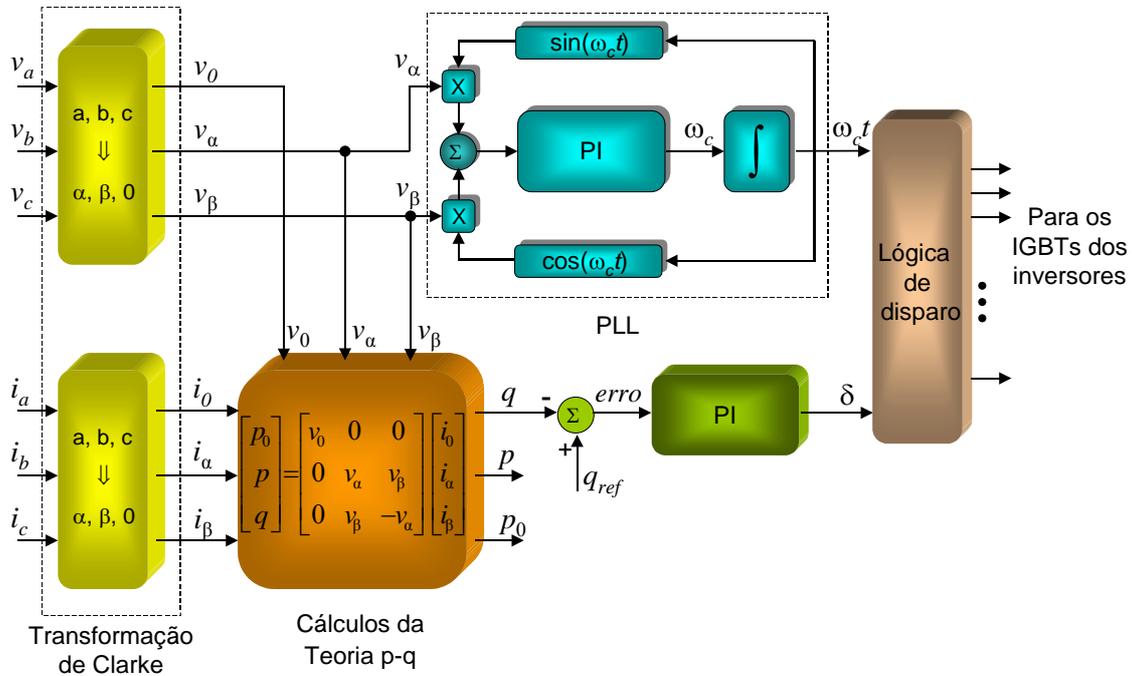


Figura II-7 - Diagrama de blocos do controle baseado na potência imaginária q .

Uma vez medida a potência imaginária q , esta é comparada com uma referência q_{ref} e o erro proveniente desta operação é aplicado a um controlador PI, que retorna o ângulo de potência δ .

A lógica de disparo recebe o ângulo de sincronismo $\omega_c t$ do PLL e o ângulo de potência δ e aciona os IGBTs dos inversores. Deste modo é possível atrasar ou

adiantar a tensão nos terminais do STATCOM em relação à tensão da rede para que haja um fluxo de potência que carregue ou descarregue o capacitor CC.

II.1.4.1.b. Controle baseado na tensão CC

Uma outra forma de obter o ângulo de potência δ consiste na medição da tensão CC (V_{cc}) do conversor. Uma vez que a potência reativa nos terminais do STATCOM depende do módulo de sua tensão CA e que esta tensão é diretamente proporcional à tensão CC, pode-se controlar indiretamente a potência reativa em seus terminais, controlando-se a tensão CC. Este tipo de controle tem a vantagem de minimizar o número de sensores em um circuito experimental. Ao invés de se utilizar três sensores para corrente e três para tensão como no controle da potência imaginária q , totalizando seis sensores, o controle baseado na tensão CC necessita de apenas um sensor para medir a tensão CC e três para medir as tensões da rede, utilizadas no PLL, totalizando quatro sensores. O diagrama de blocos do sistema de controle baseado na medida da tensão CC é mostrado na Figura II-8.

Eventualmente, pode ser incluído um filtro passa-baixas para eliminar ruídos da medida de V_{cc} , como está ilustrado na Figura II-8, porém seu uso não é obrigatório.

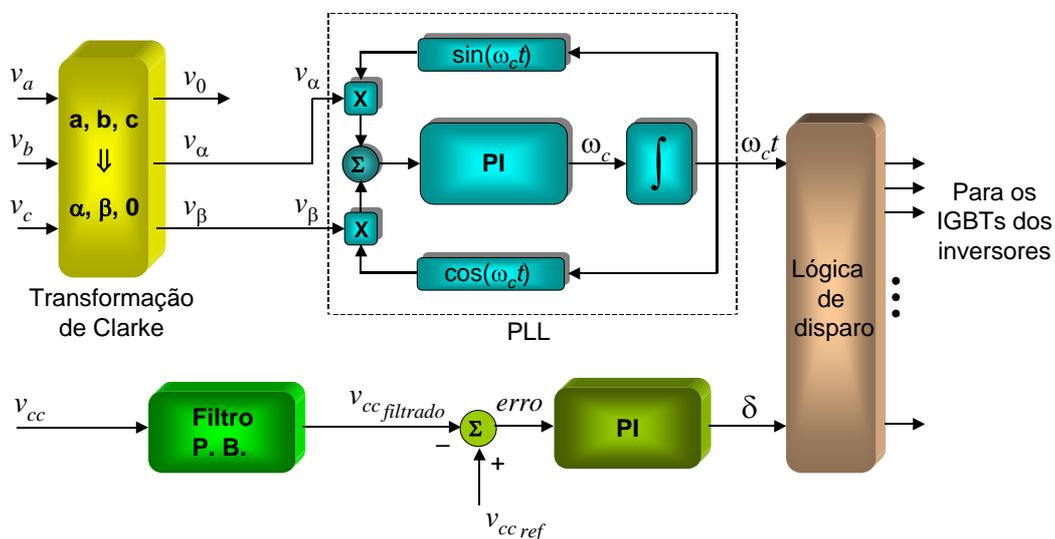


Figura II-8 - Diagrama de blocos do controle baseado na tensão CC.

II.1.4.1.c. Controle baseado no valor rms agregado de tensão

Uma vez que o STATCOM pode ser utilizado para regular a tensão no ponto onde é conectado, é interessante que haja um sistema de controle baseado na tensão CA eficaz (rms) da rede. Em [38] Aredes *et al.* propõe que após medir as tensões de fase da

rede, seja calculado o valor rms agregado de tensão ($v_{\Sigma rms}$) e este seja usado como variável de controle. O cálculo de $v_{\Sigma rms}$ assim como todo o diagrama de blocos deste tipo de controle é mostrado na Figura II-9. Este controle tem por base o fato de que o valor agregado de tensão é constante e proporcional à tensão de linha do sistema quando as tensões estão equilibradas. Se houver desequilíbrio, haverá ondulação no valor de $v_{\Sigma rms}$ medido. Se houver um afundamento momentâneo de tensão nas três fases, por exemplo, devido à conexão de uma carga, isto será detectado pelo controle que atuará de forma a corrigir tal afundamento, injetando ou drenando corrente reativa.

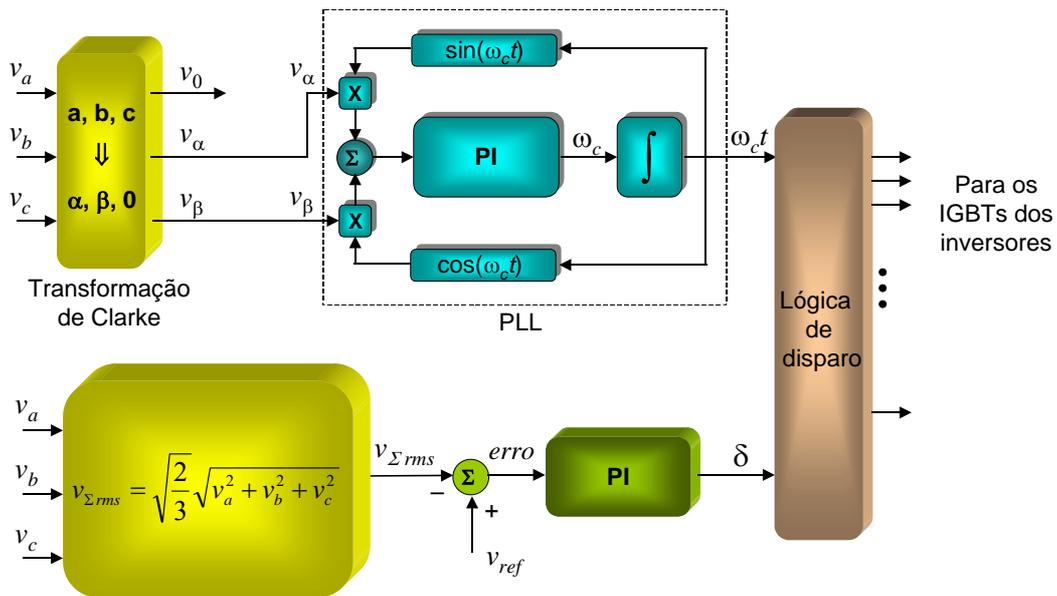


Figura II-9 - Diagrama de blocos do controle baseado no valor rms agregado de tensão.

II.1.4.2. Controle do STATCOM experimental

Os blocos que compõem o *hardware* do controle do STATCOM são mostrados na Figura II-1, a saber: aquisição de tensões e correntes, condicionamento de sinal, microcontrolador e interface óptica. É importante salientar que uma vez escolhido um dos sistemas de controle apresentados acima, este é implementado no microcontrolador através de uma rotina de *software*. O sistema de controle implementado no microcontrolador foi o de controle baseado na tensão CC, devido à sua maior simplicidade de implementação no microcontrolador, que tem limitações quanto à área de memória disponível para acumular as variáveis relacionadas ao algoritmo de controle e ao número de operações matemáticas que podem ser realizadas. Além disso, como o objetivo inicial do protótipo desenvolvido é demonstrar e avaliar o funcionamento do STATCOM como um equipamento capaz de injetar corrente reativa

na rede, sem estar compensando potência reativa diretamente, o controle baseado em V_{cc} atende perfeitamente a este propósito.

II.1.4.2.a. Aquisição de tensões

O controle baseado na tensão CC utiliza apenas sensores de tensão, o que é outra vantagem deste tipo de controle. A principal função do sensor de tensão é transformar as tensões da rede para níveis aceitáveis para que posteriormente sejam utilizadas no microcontrolador. Foi montada uma placa com quatro sensores de tensão, sendo que somente três deles foram utilizados. Como a entrada dos sensores é diferencial, uma positiva e outra negativa, é possível realizar medidas das tensões de linha, isto é, v_{ab} e v_{bc} , a partir das tensões de fase v_a , v_b e v_c . Deste modo dois sensores são utilizados para a medida de v_{ab} e v_{bc} e um terceiro para a medição de V_{cc} . Com isto economiza-se um sensor. As medidas de v_{ab} e v_{bc} serão posteriormente utilizadas no PLL e a medida de V_{cc} servirá para calcular o ângulo de potência δ . O PLL implementado foi modificado de modo a usar apenas duas tensões fase-fase ao invés das três tensões de fase v_a , v_b e v_c como foi dito anteriormente. Na seção que trata do microcontrolador esta modificação é descrita com mais detalhes.

II.1.4.2.b. Condicionamento de sinais

Como as tensões adquiridas pelos sensores de tensão possuem semiciclos positivo e negativo, é necessário inserir um nível CC de tensão nestes sinais para que sejam aplicadas às entradas A/D do microcontrolador, que só operam com sinais positivos. Assim, os sinais de tensão na saída da placa de condicionamento oscilam sempre acima do zero, isto é, têm uma excursão somente positiva.

II.1.4.2.c. Microcontrolador

O microcontrolador utilizado para a implementação do controle do STATCOM é o SH7047 da Hitachi Micro Systems Europe (atual Renesas) [39], que integra o kit de desenvolvimento EDK7047. Este kit é composto por memória RAM auxiliar, cristal gerador de *clock*, conector de comunicação serial, alguns interruptores de comando (*reset*, liga/desliga), *jumpers* de configuração e pinos de entrada/saída conectados aos terminais do microcontrolador. Uma foto do kit de desenvolvimento EDK7047 é mostrada na Figura II-10.

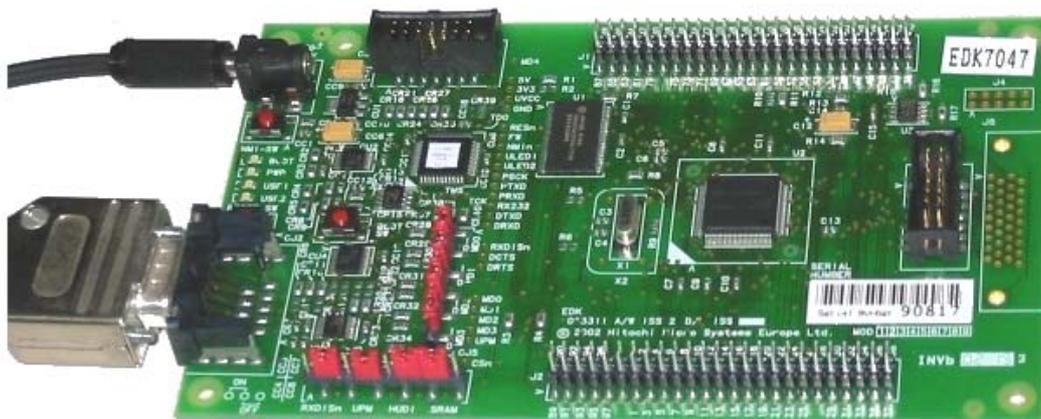


Figura II-10 - Kit de desenvolvimento EDK7047 com o microcontrolador SH7047.

As características principais do microcontrolador SH7047 são listadas na Tabela II-4:

Tabela II-4 - Principais características do microcontrolador SH7047.

Tipo de arquitetura	RISC (<i>Reduced Instruction Set Computer</i>)
Tipo de operações matemáticas	Aritmética de ponto fixo
Registradores	16 registradores de 32 bits
Barramento interno	32 bits
Tamanho da palavra de instrução	16 bits
Clock máximo	40 MHz
Número de pinos de I/O	53
Conversor A/D	16 canais de 10 bits
Temporizador	5 canais de 16 bits
Comunicação com o usuário	Porta Serial Universal (USART)
Linguagem de programação	Linguagem C
Memória FLASH	256 kbytes
Memória RAM interna	12 kbytes

O objetivo principal do programa escrito para o microcontrolador é a obtenção da frequência e do ângulo de fase da tensão CA da rede, obtenção do ângulo

de potência δ e geração dos pulsos de disparo das chaves. Esses objetivos estão relacionados ao algoritmo do PLL, algoritmo do controlador PI do STATCOM e algoritmo de geração dos pulsos de disparo, respectivamente.

Esses algoritmos estão escritos em um só bloco de programa e estão inter-relacionados entre si, como será descrito a seguir.

O SH7047 possui cinco *timers* (contadores) internos e assim como outros microcontroladores, possui um recurso que permite estabelecer um limite de contagem para esses contadores de tempo. Ao se atingir este limite pode ser gerada uma interrupção na rotina principal e o programa é desviado para uma rotina chamada de “rotina de interrupção”. O valor do limite de contagem para cada *timer* é armazenado em registradores internos do SH7047, que podem ser reprogramados a qualquer momento pelo programa, gerando assim o intervalo de tempo desejado. Sendo assim, foram utilizados três contadores (0, 1 e 2), cada qual com um limite de contagem que é especificado em um registrador, como mostra a Tabela II-5.

Tabela II-5- Contadores e respectivos registradores.

<i>Contador (timer)</i>	<i>Registrador onde é armazenado limite de contagem</i>
Contador 0	tempo_amostragem
Contador 1	tempo_pulso
Contador 2	tempo_periodo

Os *timers* contam o tempo simultaneamente e uma vez atingido qualquer limite de contagem, o programa é desviado para uma das seguintes rotinas de interrupção:

- Rotina de interrupção relacionada ao contador 0: aquisição de tensões, cálculos da Transformação de Clarke e obtenção do ângulo de potência δ baseado na medida de V_{cc} ;
- Rotina de interrupção relacionada ao contador 1: obtenção dos pulsos de disparo e envio do comando de disparo das chaves;
- Rotina de interrupção relacionada ao contador 2: envio do comando de *reset* de fim de período.

O fluxograma do algoritmo de controle mostrado na Figura II-11 dá uma visão geral das operações realizadas em cada rotina de interrupção.

A rotina de interrupção relacionada ao contador 0 ocorre a cada 100 microssegundos, ou seja, o limite de contagem armazenado em “tempo_amostragem” é fixo. Nesta rotina são realizadas as aquisições das tensões v_{ab} , v_{bc} e V_{cc} por meio do conversor A/D do microcontrolador. Como os sinais de tensão provenientes da placa de condicionamento de sinais vêm com um nível CC, nesta etapa do programa é feita uma operação de subtração do valor CC inserido. O gráfico dessas tensões adquiridas pelo microcontrolador é mostrado na Figura II-12. Percebe-se que as tensões estão ligeiramente distorcidas. Estas distorções possivelmente são em parte devidas à blindagem inadequada dos cabos que levam os sinais de tensão da placa de aquisição de tensões ao microcontrolador.

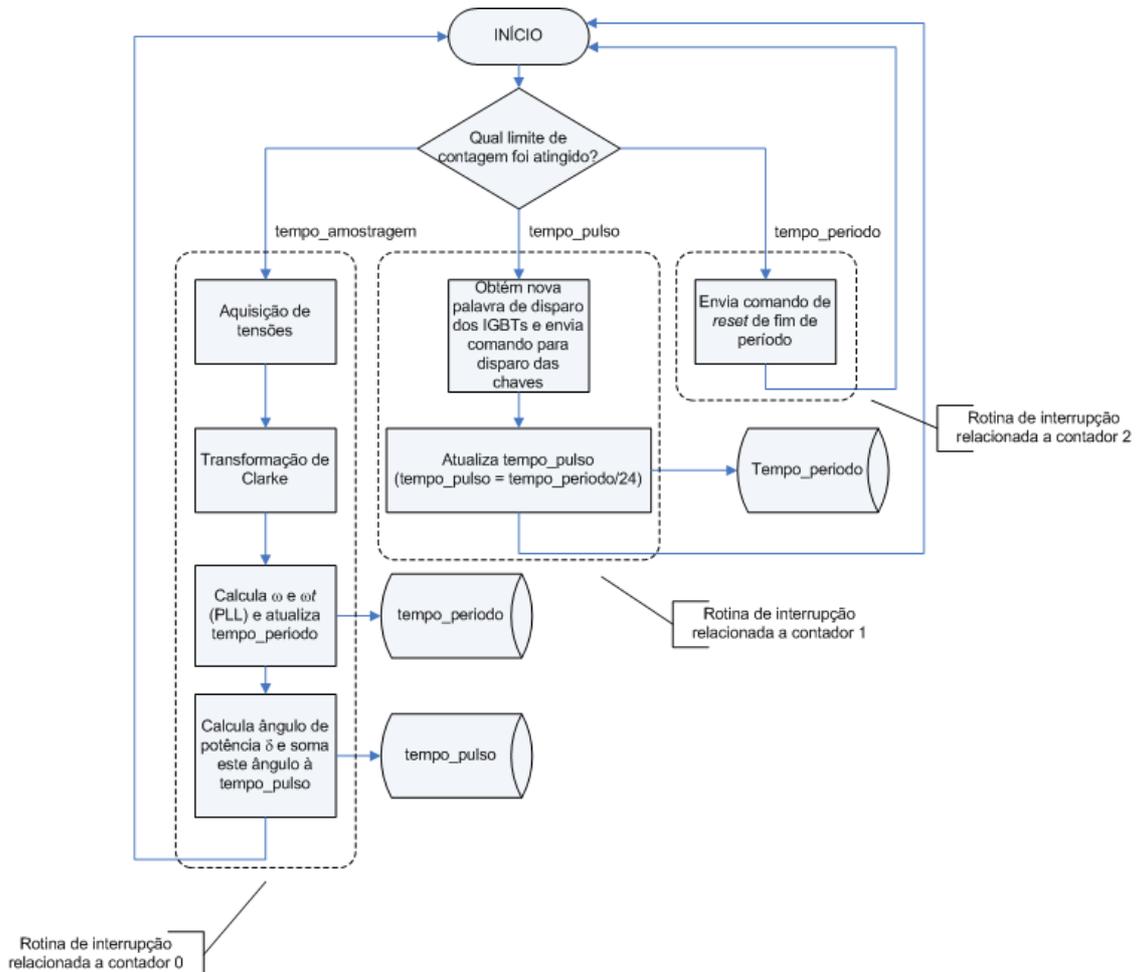


Figura II-11 - Fluxograma do algoritmo de controle.

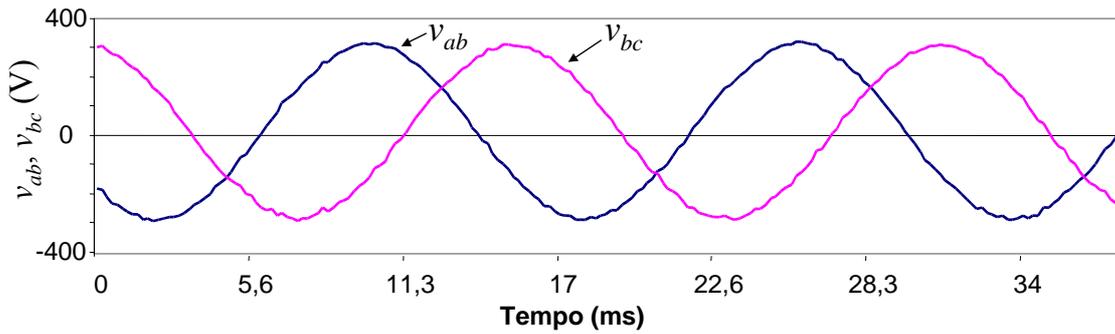


Figura II-12 - Tensões v_{ab} e v_{bc} adquiridas pelo microcontrolador.

Uma vez adquiridas as tensões v_{ab} e v_{bc} , estas são transformadas para as coordenadas α - β -0. Como já foi dito, pode-se calcular a Transformação de Clarke para tensão utilizando somente duas medidas de tensão, v_{ab} e v_{bc} , sendo, portanto, mais simples para se implementar no microcontrolador. Efetuando algumas simplificações na expressão matricial mostrada em (II-5), a Transformação de Clarke utilizando somente duas tensões fase-fase é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/3 & \sqrt{6}/6 \\ 0 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (\text{II-7})$$

É importante notar que, sendo o STATCOM um equipamento a três condutores, não há necessidade de se calcular a componente de seqüência 0 das coordenadas α - β -0. As tensões no formato α - β calculadas pelo microcontrolador são mostradas no gráfico da Figura II-13. Pode-se notar que estas tensões estão defasadas 90° entre si como era previsto.

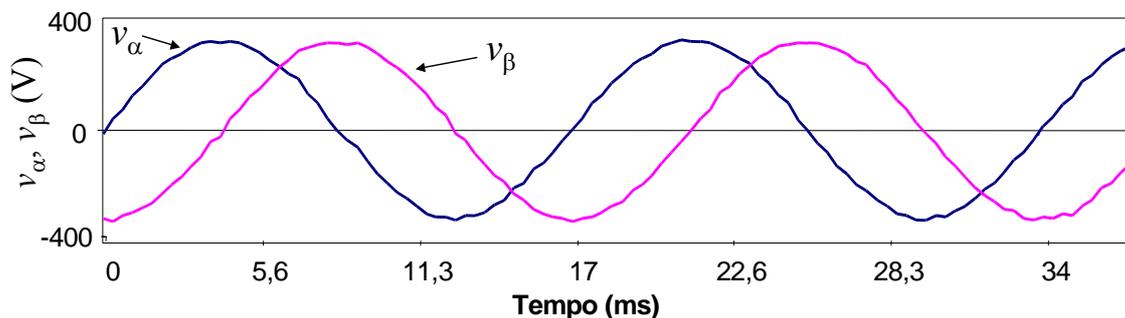


Figura II-13 - Tensões v_{α} e v_{β} calculadas pelo microcontrolador.

Após a aquisição das tensões e a transformação destas para as coordenadas α e β , são calculados o seno e o co-seno do ângulo instantâneo de fase $\omega_c t$, obtido na rotina de interrupção anterior do contador 0. Após este passo é feita a multiplicação de

v_α por $\sin(\omega_c t)$ e v_β por $\cos(\omega_c t)$. O resultado desta multiplicação é somado e então aplicado à entrada de um controlador PI. O cálculo do controlador PI do PLL é feito por recursividade e utilizando aproximação numérica para o cálculo da integral:

$$u_k = u_{k-1} + k_p (e_k - e_{k-1}) + k_i h e_k, \quad (\text{II-8})$$

onde, “ e_k ” é a entrada do controlador PI, “ u_k ” é a sua saída, “ k_p ” é o ganho proporcional, “ k_i ” é o ganho integral e “ h ” é a altura do retângulo usada no método de integração retangular. O sub-índice “ k ” indica que as variáveis são discretas no tempo.

Deve-se entender a saída “ u_k ” do controlador PI como um sinal idealmente igual à frequência da tensão e, conseqüentemente, proporcional ao inverso do período da tensão de entrada (v_{ab} e v_{bc}). Logo, este sinal multiplicado pelo valor estimado do período, armazenado sob a forma de uma constante no programa, dá o valor relativo atual do período do sinal da rede. Este novo valor é escrito em “tempo_periodo”, estabelecendo um novo limite de contagem, que tende a se aproximar cada vez mais do período real da tensão v_a da rede, na medida em que o erro na entrada do PI se aproxima de zero e sua saída se aproxime de uma constante. O gráfico da Figura II-14 mostra o transitório experimental do PLL com os valores normalizados para a frequência de 377 rad/s.

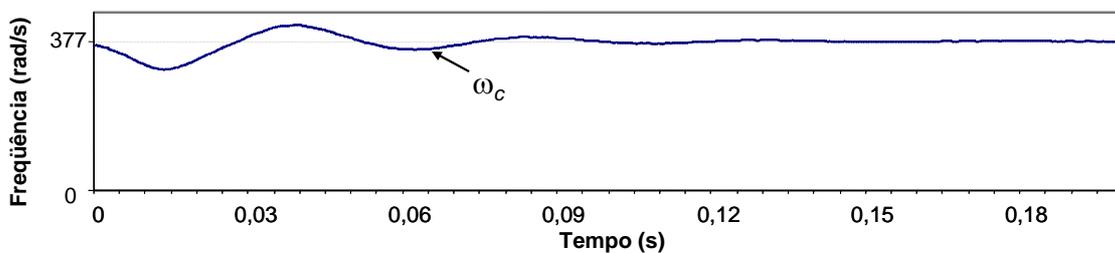


Figura II-14 - Transitório do PLL experimental.

Pode-se observar que o PLL implementado quando entra em regime permanente atinge a frequência da rede de 377 rad/s e se estabiliza neste valor. Percebe-se que o PLL demora aproximadamente 150 ms para atingir a referência. No entanto, esta é uma demora apenas na inicialização do PLL. A Figura II-15 mostra o gráfico da fase encontrada pelo PLL junto com a tensão v_a da rede elétrica já em regime permanente. Percebe-se como o PLL acompanha perfeitamente a fase da tensão v_a utilizada como referência (a tensão v_a está propositalmente fora de escala para melhor entendimento da figura).

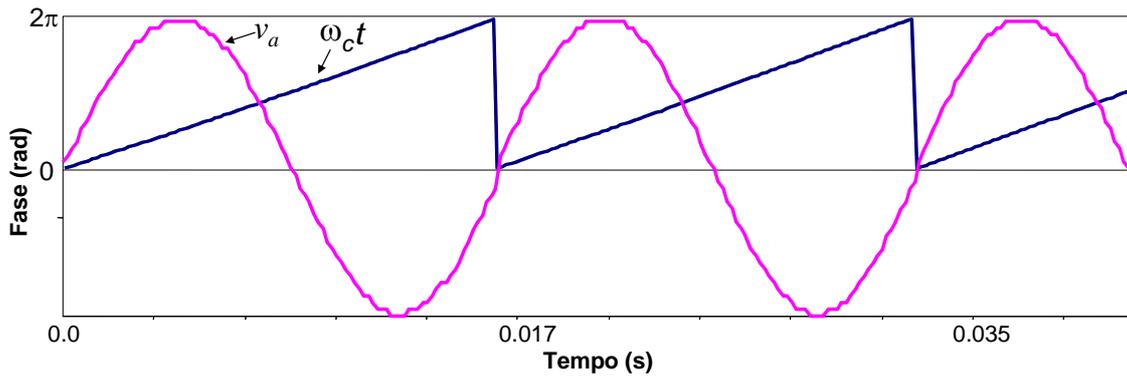


Figura II-15 - Fase do PLL experimental e tensão de referência.

Ainda dentro da rotina de interrupção do contador 0, a próxima operação é a obtenção do ângulo de potência δ . Comparando-se a tensão V_{cc} com um valor de referência (V_{ccref}), obtém-se um erro que é aplicado na entrada de um controlador PI. A saída deste controlador fornece o ângulo de potência δ , que é então somado ao registrador “tempo_pulso”, atrasando ou adiantando o próximo disparo, caso δ seja positivo ou negativo, respectivamente. Após calculado o ângulo de potência, o programa sai da rotina de interrupção relacionada ao contador 0 e aguarda uma nova interrupção.

A rotina de interrupção provocada “tempo_pulso” e relacionada ao contador 1, ocorre 24 vezes a mais por ciclo que a interrupção provocada por “tempo_período”, visto que “tempo_pulso” dá o intervalo entre os pulsos de disparo e “tempo_período”, o período do sinal da rede. Isto significa que a cada 15° uma chave muda de estado.

Para o acionamento dos IGBTs do inversor são necessários somente 12 pulsos de controle, visto que o sinal transmitido por fibra óptica pode ter dois estados, “aceso” ou “apagado”, podendo desta forma acionar 12 chaves quando estiver “aceso” e 12 chaves quando estiver “apagado”, como será explicado posteriormente.

Assim que o programa entra na rotina de interrupção relacionada ao contador 1, é obtida uma nova palavra de controle binária mediante uma operação lógica “XOR” entre a palavra anterior e uma máscara correspondente à palavra atual. Isto é o que se chama de operação de *toggle*. Para a geração dos 24 pulsos que vão compor a forma de onda do STATCOM, percebe-se que a cada instante de comutação, basta que somente um bit de controle mude seu estado. Deste modo, é possível realizar

uma operação lógica “XOR” da palavra de controle com um número binário conhecido que provoque a mudança somente do bit desejado. A Figura II-16 mostra como deve ser a relação entre os pulsos de disparo de cada inversor. Pode-se observar que a cada 15 graus somente uma fase de um inversor muda de estado, isto é, somente um bit de disparo muda de estado. A numeração dos pulsos de disparo de cada inversor corresponde à numeração mostrada entre parêntesis na Figura II-2.

A partir da Figura II-16 pode-se notar quais bits mudam de estado a cada instante de comutação. Com base neste gráfico, foi implementado o algoritmo de disparo no microcontrolador produzindo os pulsos mostrados na Figura II-17, medidos nos pinos de saída do microcontrolador através de um analisador lógico. O período de cada pulso vale 16,67ms.

Após ter sido gerada a palavra que irá acionar as chaves dos inversores, o intervalo de tempo em que ocorrerá a próxima comutação é calculado. Como o valor armazenado em “tempo_periodo” é proporcional ao período, então para encontrar o intervalo de disparo que será armazenado em “tempo_pulso”, basta dividir o valor armazenado em “tempo_periodo” por 24 e multiplicar por uma variável de contagem que vai sendo incrementada a cada passagem pela rotina de interrupção relacionada ao contador 1. Esta variável conta de 1 até 24, como era de se esperar.

Por fim, quando o contador 2 atinge o limite de contagem estabelecido em “tempo_periodo” o programa entra na rotina de interrupção relacionada ao contador 2 e então é dado o comando para o *reset* de fim de período e a contagem deste é reiniciada.

II.1.4.2.d. Placa de interface óptica

Os sinais sintetizados no microcontrolador antes de serem enviados aos inversores são transformados para sinais ópticos na placa de interface óptica. Fibras ópticas são conectadas a esta placa e levadas até os conectores ópticos dos inversores, como já foi explicado na seção II.1.1 no início do capítulo. A utilização de sinais luminosos ao invés de sinais elétricos no disparo das chaves tem a principal vantagem de proporcionar um total isolamento elétrico do circuito de controle, que trabalha basicamente com lógica digital e, portanto, com baixas tensões e correntes, do circuito de potência. Além disso, podem-se citar outras vantagens da fibra óptica como imunidade à interferência, baixa atenuação e grande maleabilidade.

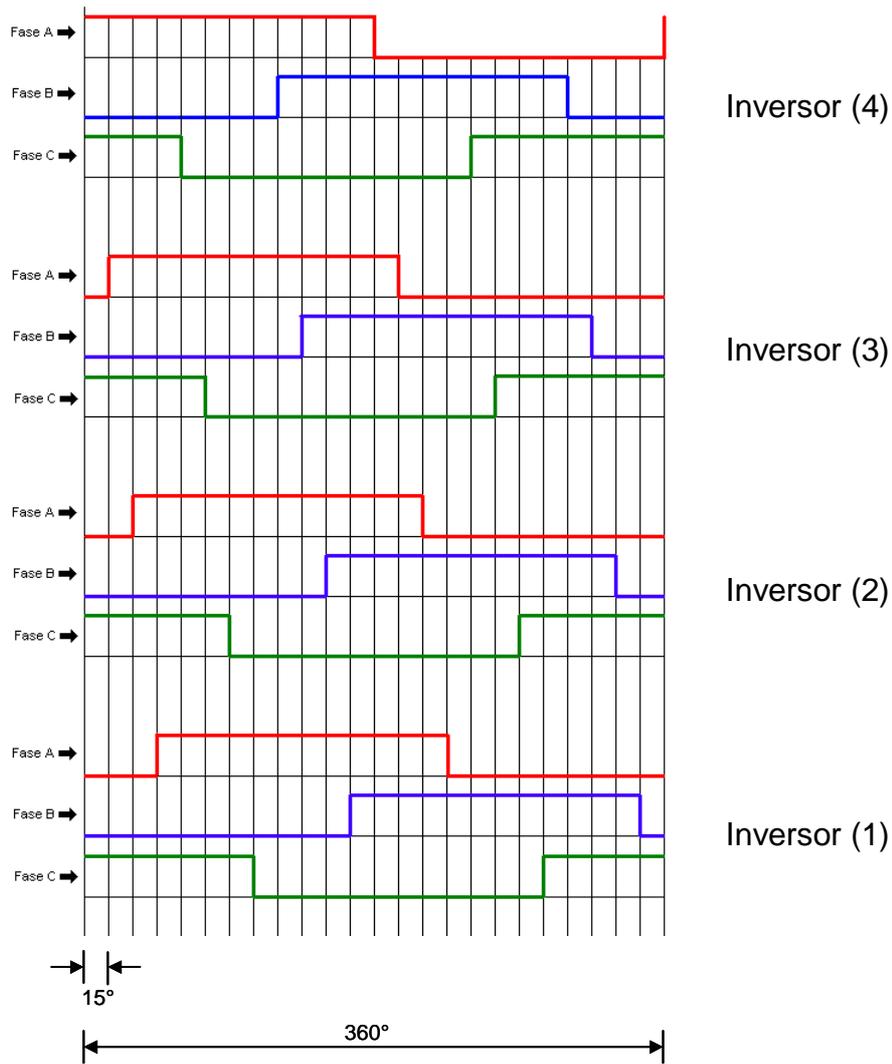


Figura II-16 - Distribuição dos pulsos de disparo dos inversores.

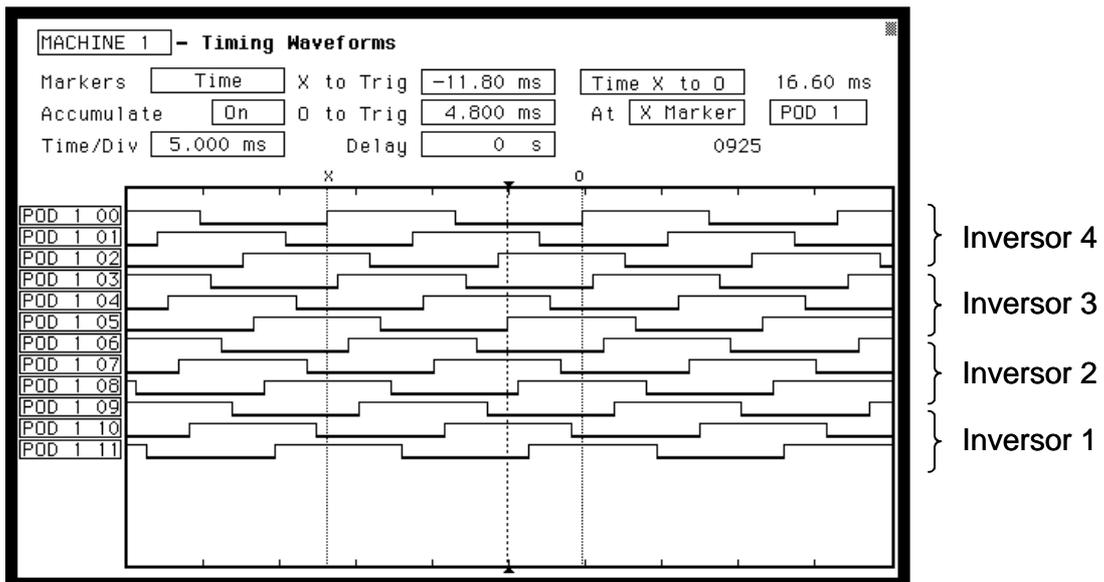


Figura II-17 - Pulsos de disparo experimentais.

II.2. Resultados experimentais

II.2.1. Geração dos 24 pulsos com o STATCOM desconectado da rede

As formas de onda experimentais da tensão fase-fase v_{ab} e corrente na fase a medidas nos terminais CA de um dos inversores de 6 pulsos é mostrada na Figura II-18.

A tensão resultante na fase a do STATCOM decorrente do chaveamento da Figura II-17 é mostrada na Figura II-19 (a) e seu espectro harmônico na Figura II-19 (b).

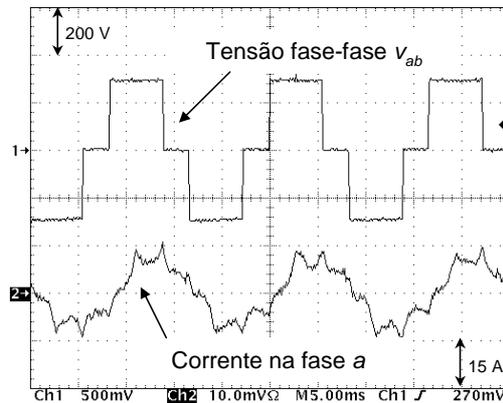
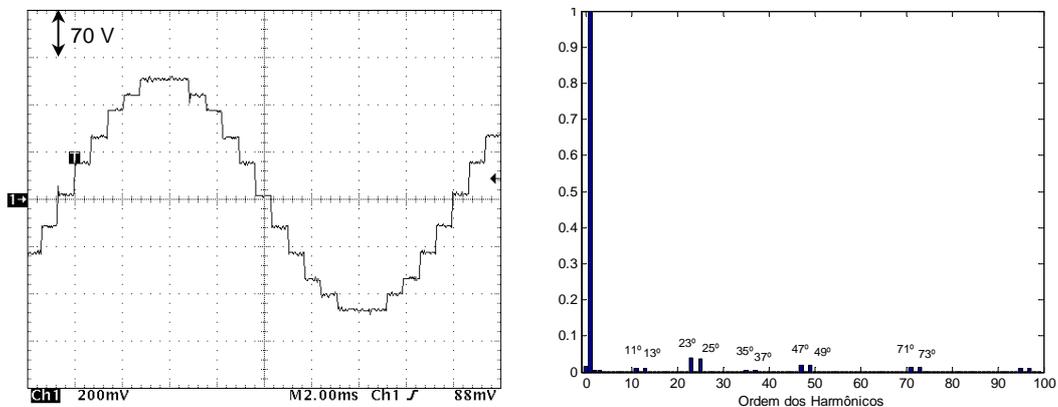


Figura II-18- Formas de onda de tensão e corrente na fase a de um inversor do STATCOM.



(a) Forma de onda de tensão - fase a .

(b) Espectro harmônico de tensão - fase a .

Figura II-19 - Forma de onda e espectro harmônico de tensão do STATCOM *quasi* 24 pulsos experimental.

Como se pode observar, os harmônicos presentes são os de ordem $24n \pm 1$ (23° , 25° , 47° , 49° etc) e os harmônicos de ordem $12n \pm 1$ (11° , 13° , 35° , 37° etc) aparecem com valores reduzidos tendo em vista a topologia *quasi* 24 pulsos.

As formas de onda de tensão nas três fases do STATCOM são mostradas na Figura II-20.

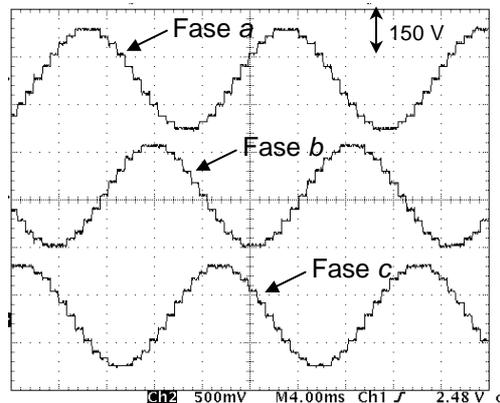


Figura II-20 - Tensão nas três fases do STATCOM.

II.2.2. Operação do STATCOM conectado à rede

Nesta seção são mostrados os resultados do STATCOM operando em sincronismo com a rede. Na Figura II-21 é mostrada a tensão na fase *a* do STATCOM sincronizada com a referência (tensão v_a da rede elétrica). Nesta figura pode-se observar que ambas as ondas, a de referência (senoidal) e a de *quasi* 24 pulsos possuem a mesma frequência fundamental e fase.

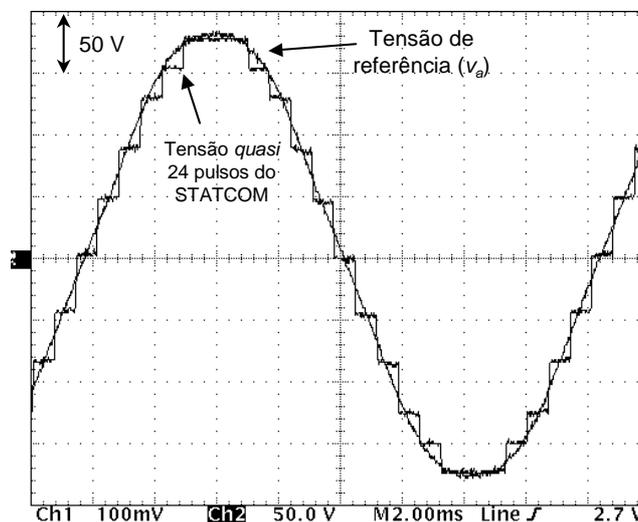


Figura II-21 - Onda de *quasi* 24 pulsos experimental sincronizada com a referência - fase *a*.

Para verificar o funcionamento do algoritmo de controle baseado na medida de V_{cc} , foi aplicado um degrau à entrada de referência V_{ccref} que varia de 250 V a 310 V, conforme mostrado na Figura II-22.

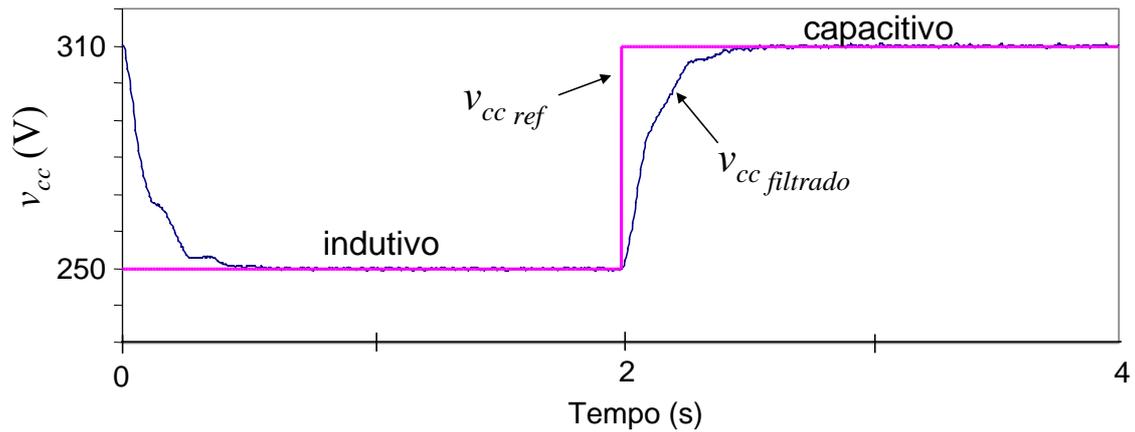
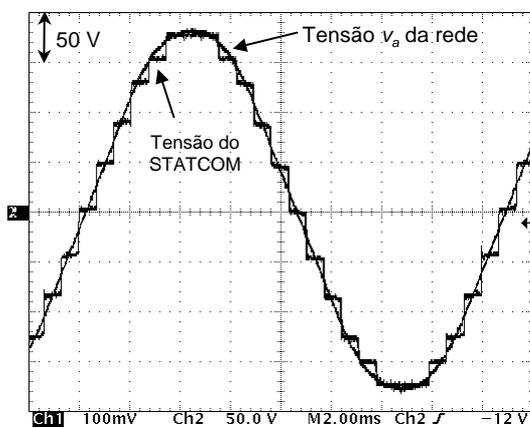


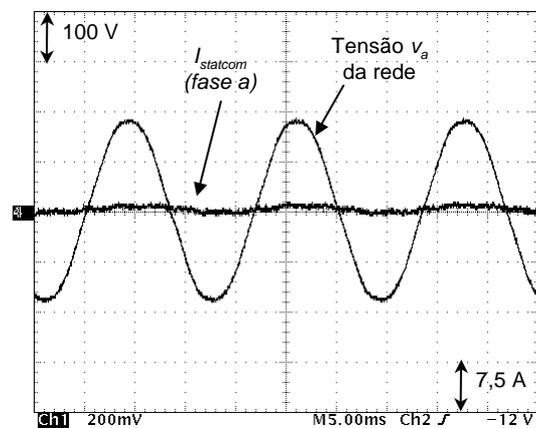
Figura II-22 - Resposta experimental ao degrau aplicado em V_{ccref} .

Quando a tensão CC vale 250 V, a tensão CA é tal que proporciona potência reativa de 2 kvar (indutiva) em cada fase do STATCOM. Quando a tensão CC vale 310 V, a tensão CA é tal que proporciona potência reativa de - 2 kvar (capacitiva) em cada fase do STATCOM. Foi utilizado um indutor de 2 mH em série com os enrolamentos Y do lado CA do STATCOM. Pode-se observar que V_{cc} leva cerca de 0,5 segundo para atingir a referência após aplicado o degrau em $t = 2$ s. Será mostrado no Capítulo 4 através de simulações computacionais que indutores desta ordem de grandeza tornam a resposta do STATCOM lenta.

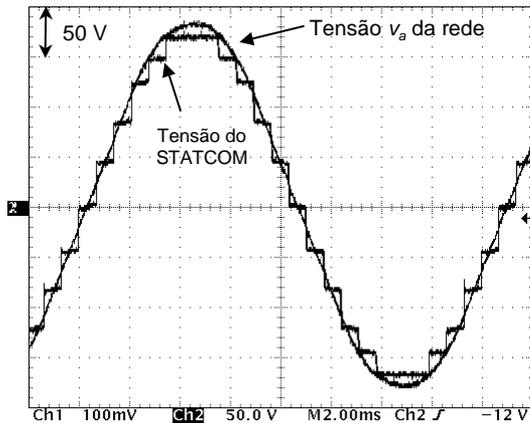
Na Figura II-23 (a)-(f) são mostradas as formas de onda de tensão e corrente em regime permanente do STATCOM operando sem injetar corrente reativa alguma ($q = 0$), no modo indutivo ($q > 0$) e no modo capacitivo ($q < 0$) com o sistema de controle baseado na tensão CC descrito na seção anterior.



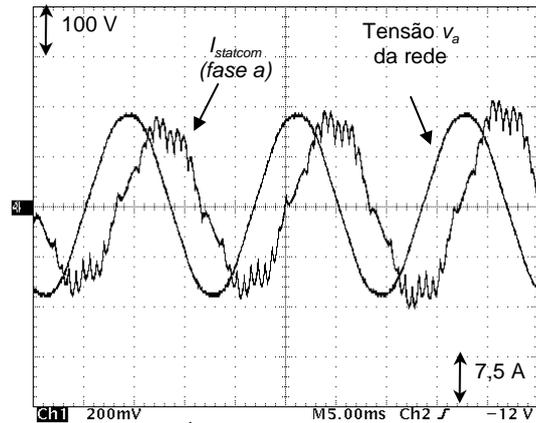
(a) Tensões fase-neutro, $q = 0$.



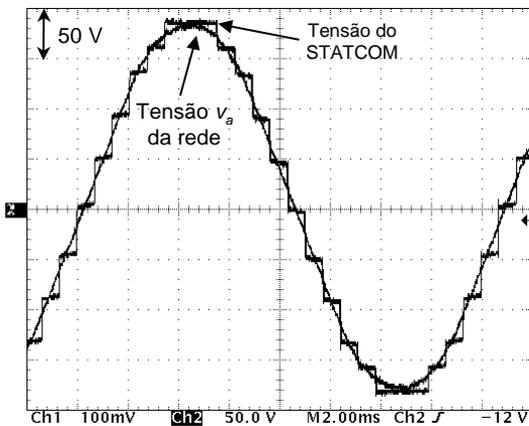
(b) $i_{statcom}$ e tensão da rede, $q = 0$.



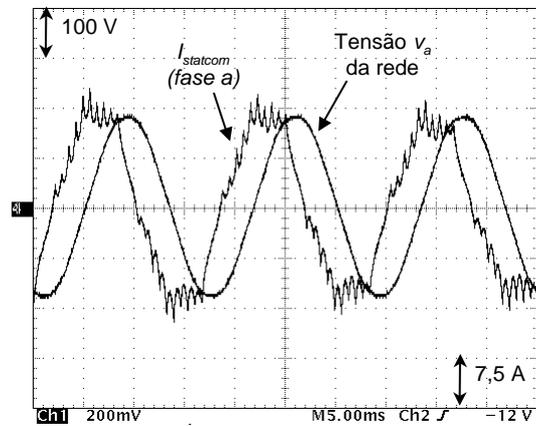
(c) Tensões fase-neutro, q indutivo.



(d) $i_{statcom}$ e tensão da rede, q indutivo.



(e) Tensões fase-neutro, q capacitivo.



(f) $i_{statcom}$ e tensão da rede, q capacitivo.

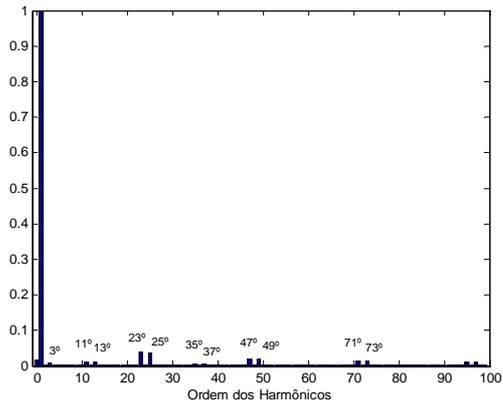
Figura II-23 - Tensões e correntes no STATCOM operando nos modos $q = 0$, indutivo e capacitivo.

Percebe-se claramente na Figura II-23 (a) que a tensão nos terminais CA do STATCOM tem amplitude da componente fundamental próxima à da rede, o que significa que praticamente não há potência reativa em seus terminais. Este resultado vem de encontro à equação clássica da potência reativa mostrada em (I-2). Percebe-se também que a corrente é praticamente nula, existindo apenas uma pequena parcela em fase com a tensão, devido a um ângulo de potência residual que proporciona um fluxo mínimo de potência ativa.

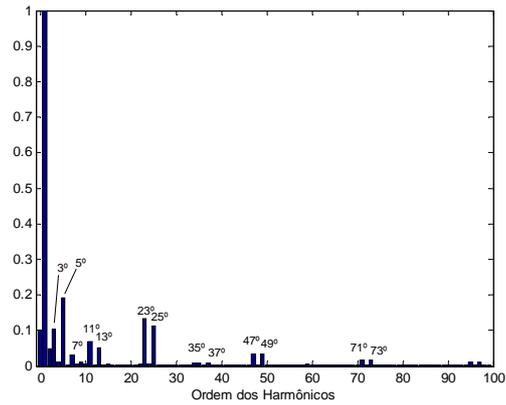
Observando a Figura II-23 (c) nota-se que a tensão nos terminais do STATCOM é menor que a tensão da rede CA. De acordo com (I-2) isto significa que há potência reativa indutiva nos terminais do STATCOM. Isto é comprovado pelo gráfico da Figura II-23 (d) onde a corrente aparece atrasada em 90° em relação à tensão da rede, indicando comportamento indutivo.

Analogamente, o STATCOM tem comportamento capacitivo no caso mostrado na Figura II-23 (e) e (f), onde a tensão em seus terminais é maior que a tensão da rede. Percebe-se que a corrente do STATCOM está adiantada em 90° em relação à tensão da rede CA.

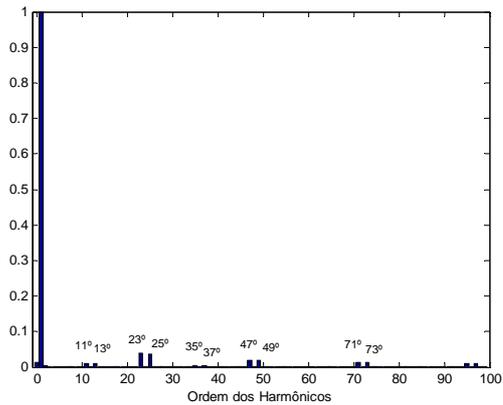
Os harmônicos de tensão e corrente dessas formas de onda experimentais são mostrados na Figura II-24 (a)-(f).



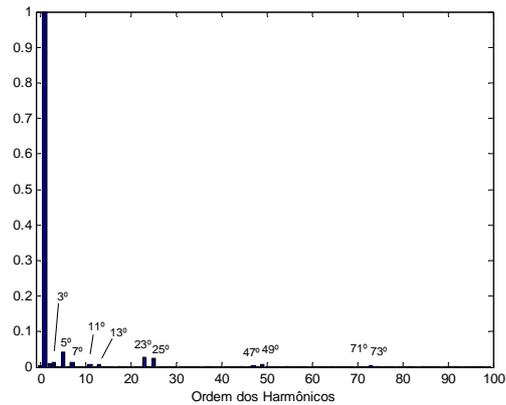
(a) Harmônicos de tensão - fase a , $q = 0$.



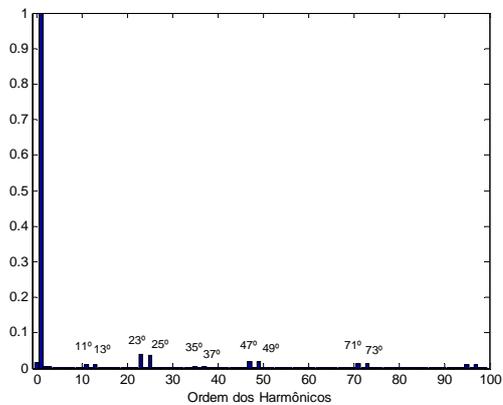
(b) Harmônicos de corrente - fase a , $q = 0$.



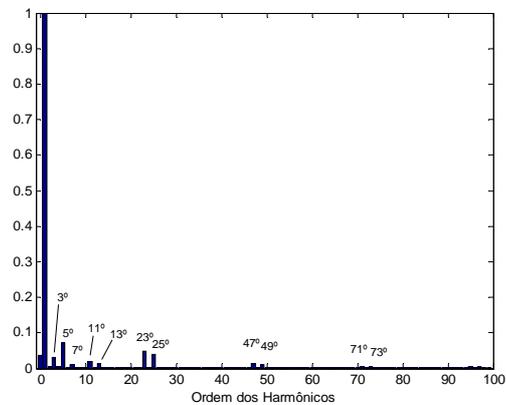
(c) Harmônicos de tensão - fase a , q indutivo.



(d) Harmônicos de corrente - fase a , q indutivo.



(e) Harmônicos de tensão - fase a , q capacitivo.



(f) Harmônicos de corrente - fase a , q capacitivo.

Figura II-24 - Espectro harmônico de tensão e corrente do STATCOM experimental operando nos modos $q = 0$, indutivo e capacitivo.

Observando a Figura II-24, percebe-se que existem alguns harmônicos não-característicos na tensão e corrente do STATCOM, como o 2º, 3º, 5º, 7º, além de um nível CC na corrente. Acredita-se que alguns destes harmônicos podem ter sido causados por pequenas diferenças na quantidade de espiras dos transformadores, o que proporciona a não eliminação de alguns harmônicos, conforme foi mencionado na Seção I.2.3. Outros harmônicos, assim como o nível CC na corrente, são decorrentes das correntes de magnetização dos transformadores. Este tópico será tratado com profundidade no Capítulo 4, onde serão descritas algumas maneiras de eliminar estes harmônicos e o nível CC na corrente.

II.3. Conclusões parciais

Foi descrita neste capítulo a montagem experimental de um protótipo de STATCOM *quasi* 24 pulsos. Foram apresentados os detalhes técnicos da montagem e os componentes do STATCOM, como transformadores, inversores, circuitos de acionamento e proteção. Foram apresentadas também as partes que compõem o controlador do STATCOM: placa de aquisição de tensões, placa de condicionamento de sinal, microcontrolador e placa de interface óptica.

Alguns sistemas de controle que podem ser utilizados no STATCOM foram apresentados. Para a implementação no STATCOM foi escolhido o sistema de controle baseado na medida da tensão CC por sua simplicidade e reduzido número de sensores. A implementação no microcontrolador do algoritmo de controle relacionado ao sistema escolhido foi descrita.

Ao final do capítulo foram mostrados os resultados experimentais obtidos com o STATCOM desconectado da rede onde pôde ser observado o funcionamento do circuito de sincronismo e disparo dos inversores. Após isto foram mostrados os resultados do STATCOM conectado à rede: operando sem injetar corrente reativa, injetando corrente 90º atrasada em relação à tensão (comportamento indutivo) e injetando corrente 90º adiantada em relação à tensão (comportamento capacitivo).

Capítulo III

Desempenho em Regime Permanente – Influência dos Parâmetros Básicos

Neste capítulo são mostrados os resultados em regime permanente do STATCOM *quasi* 24 pulsos. É mostrada a influência que os componentes passivos, isto é, capacitância CC e indutância CA equivalente, têm no desempenho deste STATCOM em regime permanente. É feita uma análise baseada na Teoria p-q para dimensionamento do capacitor mínimo que deve ser utilizado. Ao final do capítulo é feito um estudo do dimensionamento de um filtro passivo para atenuar os harmônicos característicos.

III.1. Influência da reatância do lado CA

Um componente passivo de grande importância na resposta em regime permanente de um STATCOM multipulso é a reatância equivalente entre o PCC e os terminais do conversor do STATCOM. Esta é representada por X_L na Figura I-3 e corresponde à soma da reatância de dispersão dos transformadores do STATCOM com a reatância dos cabos e condutores até o ponto de conexão. Eventualmente, pode haver uma reatância específica incluída em série com os condutores até o PCC. Em casos práticos pode existir também um transformador de acoplamento conectando o STATCOM ao PCC, o que insere uma outra reatância de dispersão em série com a reatância dos transformadores do STATCOM. Esta reatância do transformador de acoplamento também contribui com uma parcela significativa para a reatância equivalente X_L .

A indutância de dispersão do sistema CA, representada por L_S na Figura I-2, tem influência sobre o desempenho do STATCOM e principalmente sobre a tensão no PCC. Porém, nesta seção e na seção subsequente esta reatância será considerada desprezível, ou seja, o STATCOM está conectado a uma barra infinita (sistema “forte”) e a tensão no PCC é invariável e igual à tensão v_S da fonte CA, pois o enfoque destas seções é analisar o desempenho apenas do STATCOM baseado nas suas características intrínsecas. Uma aplicação prática do STATCOM em um circuito elétrico com essas características seria a correção do fator de potência da carga através da injeção de corrente reativa no PCC.

Esta seção mostra a influência que a reatância equivalente X_L tem nos harmônicos e na distorção harmônica total de tensão e corrente do STATCOM e na variação da tensão CC (V_{cc}).

Foram realizadas simulações computacionais utilizando o programa PSCAD versão 4.01, onde os dados reais do protótipo, mostrados na Tabela II-1 e Tabela II-3, foram utilizados na modelagem do STATCOM neste programa de simulação. Considerando a frequência fundamental de 60 Hz de operação deste STATCOM e considerando que os enrolamentos dos transformadores no lado da rede estão todos em série, tem-se que a indutância de dispersão total dos transformadores do STATCOM

experimental corresponde a $64 \mu\text{H}$, que é a soma da indutância de dispersão de cada transformador com referência ao secundário (lado conectado à rede).

O modelo utilizado nas simulações desta seção e da seção III.2 é mostrado na Figura III-1, onde também são mostrados os pontos onde foram realizadas as medidas de tensão e corrente. O resistor R representa as perdas resistivas nos transformadores do STATCOM, que é a soma das resistências R_{eq} mostradas na Tabela II-3. O indutor L_{ST} representa a indutância de dispersão dos transformadores do STATCOM, mostrada acima e que vale $64 \mu\text{H}$. O indutor L_T , inserido propositalmente, pode estar representando a indutância de dispersão de um transformador de acoplamento, por exemplo. O valor de L_{ST} foi mantido fixo e o valor de L_T foi alterado a cada simulação e novos resultados foram extraídos. A soma de L_T com L_{ST} representa a indutância de dispersão equivalente entre o STATCOM e o PCC, denominada apenas pela letra L e com reatância igual à X_L . Sendo assim, as simulações foram realizadas para sete valores de L : $64, 164, 264, 364, 464, 564$ e $664 \mu\text{H}$.

Em todas as simulações o valor da capacitância do lado CC foi mantido fixo em $16.000 \mu\text{F}$, que é o valor real usado no protótipo.

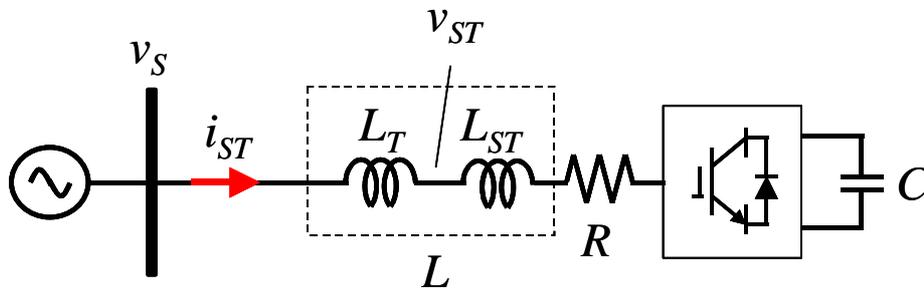


Figura III-1 - Modelo do STATCOM utilizado nas simulações.

Os valores base utilizados nas simulações são mostrados na Tabela III-1.

Tanto nas simulações da Seção III.1.1 como da Seção III.1.2 foi utilizado o controle da potência imaginária q como mostrado na Figura II-7 e a potência imaginária trifásica utilizada como referência no controle foi de 60 kvai^3 .

³ volt ampere imaginário, nova unidade utilizada para a potência imaginária, conforme proposto por Watanabe *et al.* em [34].

Tabela III-1 - Valores base utilizados nas simulações.

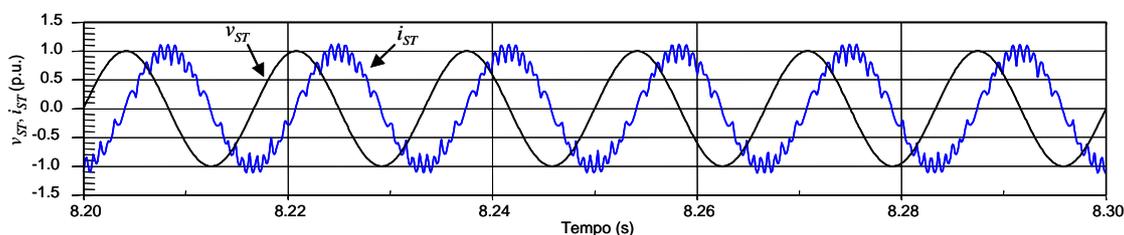
<i>Grandeza</i>	<i>Valor base</i>
Potência base trifásica – S_{base}	60 kVA
Tensão fase-neutro eficaz – V_{f-n}	127 V
Tensão fase-fase eficaz – V_{f-f}	220 V
Valor base da tensão CC	282,16 V
Corrente base eficaz – I_{base}	$\frac{S_{base}}{3 V_{f-n}} = 157,48A$
Impedância base – Z_{base}	$\frac{V_{f-n}}{I_{base}} = 0,80645 \Omega$

Sendo assim, o desempenho do STATCOM é observado para indutâncias que variam de 64 μH ($X_L = 24,1 \text{ m}\Omega$), que corresponde a 3% do valor base, a 664 μH ($X_L = 241,3 \text{ m}\Omega$), que corresponde a 31% do valor base.

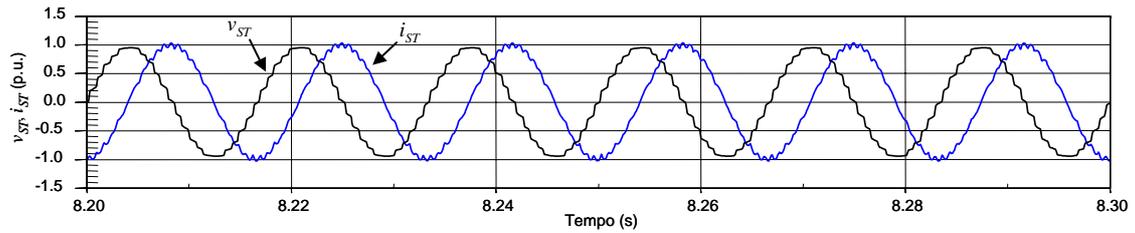
III.1.1. Comportamento indutivo

Esta seção mostra os resultados para uma corrente atrasada de 90° em relação à tensão, isto é, o STATCOM operando em modo indutivo injetando 1 p.u. de corrente reativa no ponto de conexão.

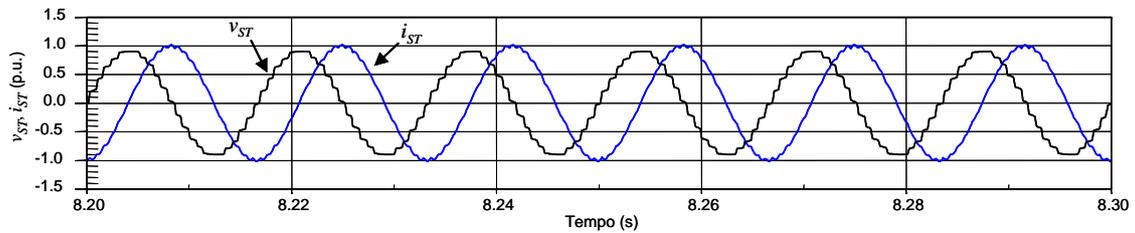
A Figura III-2 (a)-(g) mostra as formas de onda de tensão e corrente na fase *a* do STATCOM para *L* variando de 64 μH a 664 μH , operando no modo indutivo.



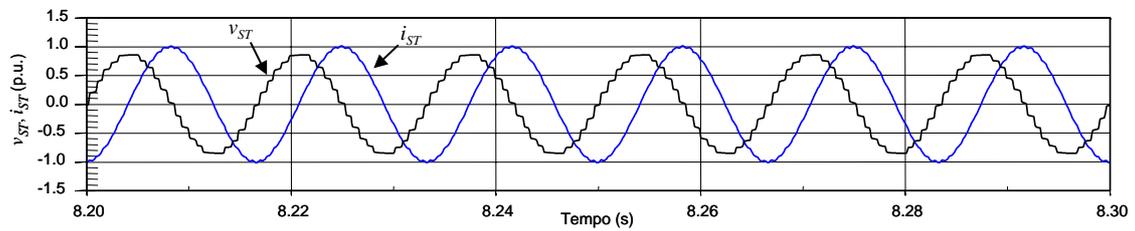
(a) $L = 64 \mu\text{H}$.



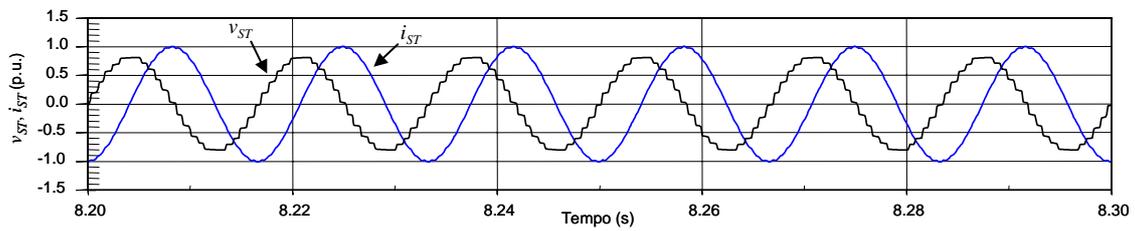
(b) $L = 164 \mu\text{H}$.



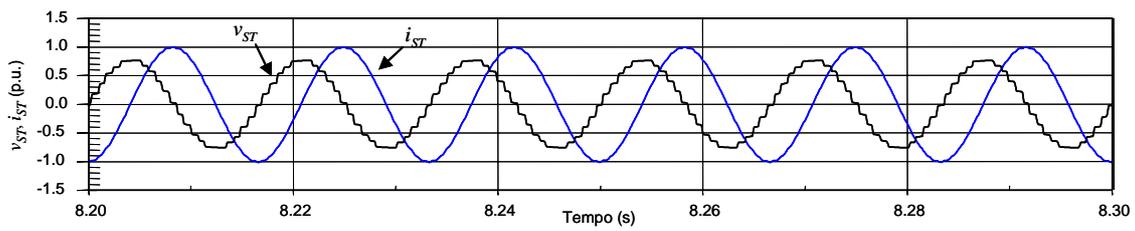
(c) $L = 264 \mu\text{H}$.



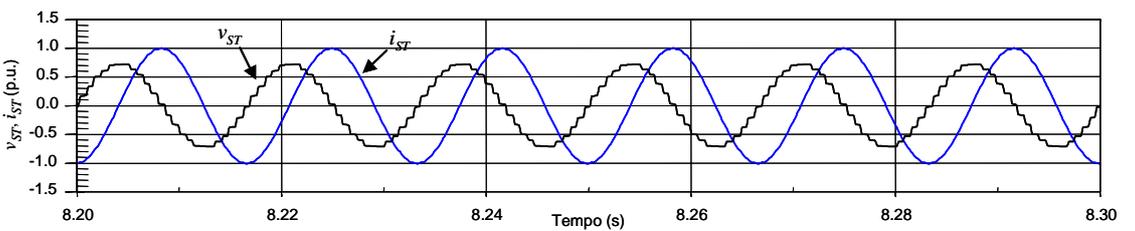
(d) $L = 364 \mu\text{H}$.



(e) $L = 464 \mu\text{H}$.



(f) $L = 564 \mu\text{H}$.

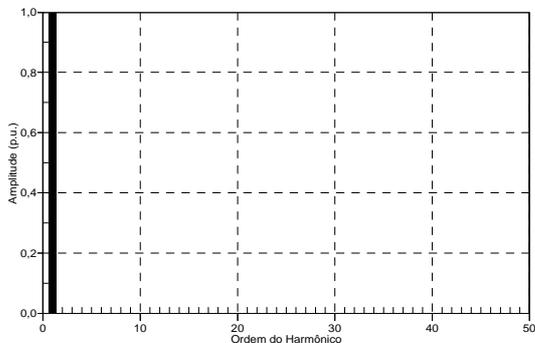


(g) $L = 664 \mu\text{H}$.

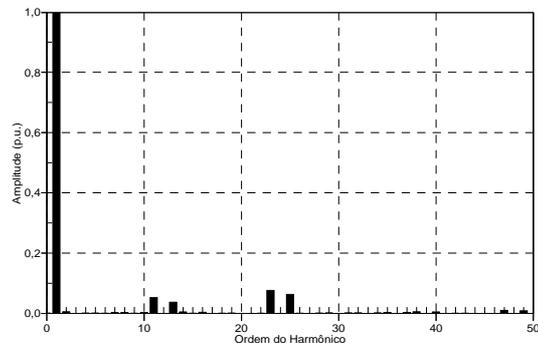
Figura III-2 - Tensão e corrente na fase *a* do STATCOM: comportamento indutivo.

Observando a Figura III-2, percebe-se que a componente fundamental da tensão v_{ST} diminui para valores de L maiores. Isso era de se esperar, uma vez que, de acordo com (I-2), para se ter a mesma potência reativa em todos os casos, se L aumenta, a tensão nos terminais CA do STATCOM deve diminuir. É importante notar também que, para qualquer valor de L , a componente fundamental da corrente i_{ST} não se altera e se mantém em 1 p.u. e 90° atrasada em relação à v_{ST} , confirmando que a potência reativa nos terminais do STATCOM é a mesma em todos os casos simulados, isto é, 1 p.u. indutiva. Nota-se também que a corrente se aproxima cada vez mais de uma senóide pura à medida que L se torna maior.

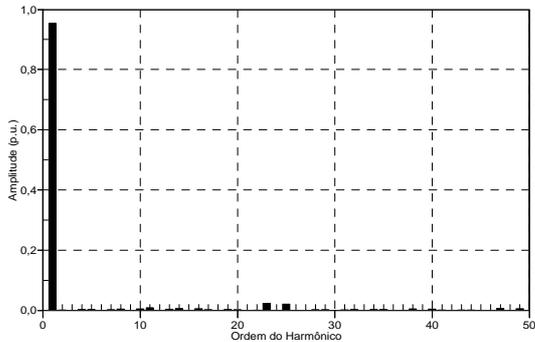
Para cada caso foi obtido o espectro harmônico de tensão e corrente, mostrados na Figura III-3.



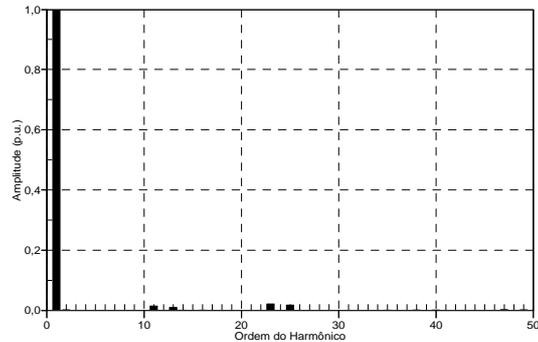
(a) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 64 \mu\text{H}$.



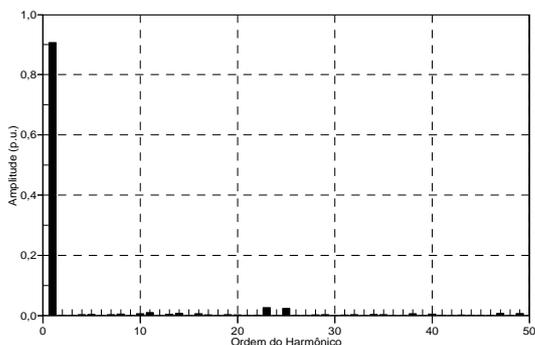
(b) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 64 \mu\text{H}$.



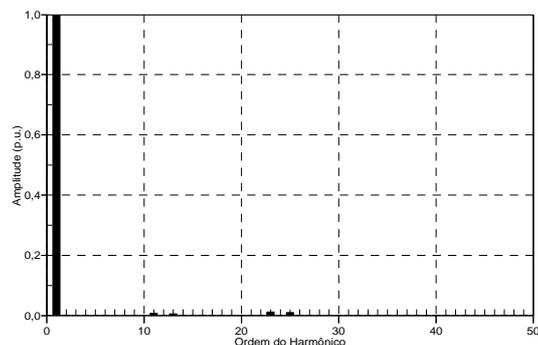
(c) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 164 \mu\text{H}$.



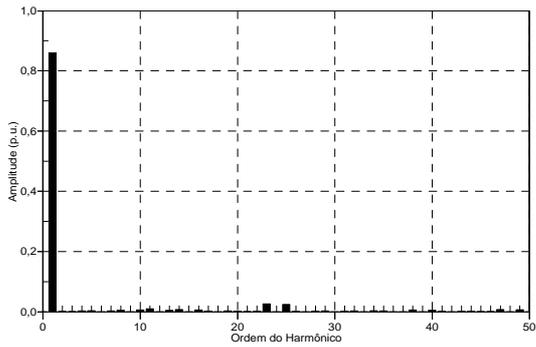
(d) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 164 \mu\text{H}$.



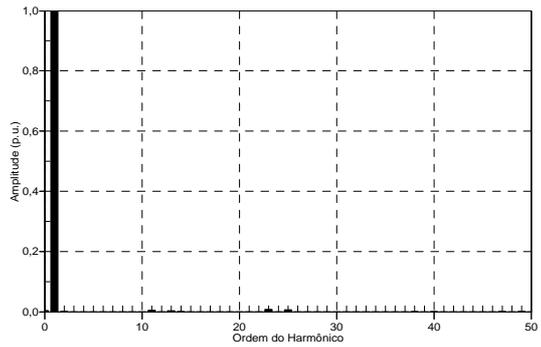
(e) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 264 \mu\text{H}$.



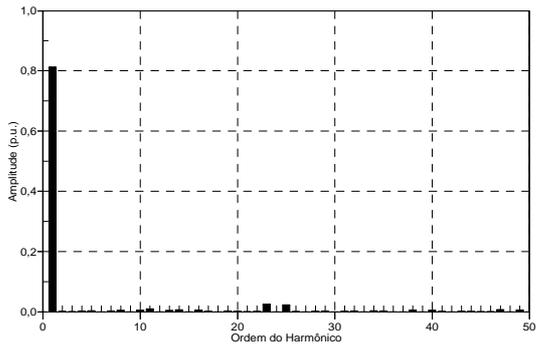
(f) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 264 \mu\text{H}$.



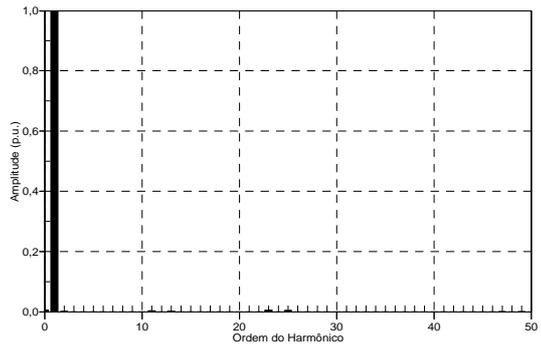
(g) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 364 \mu\text{H}$.



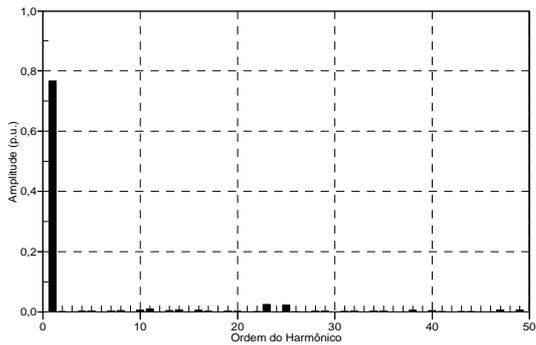
(h) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 364 \mu\text{H}$.



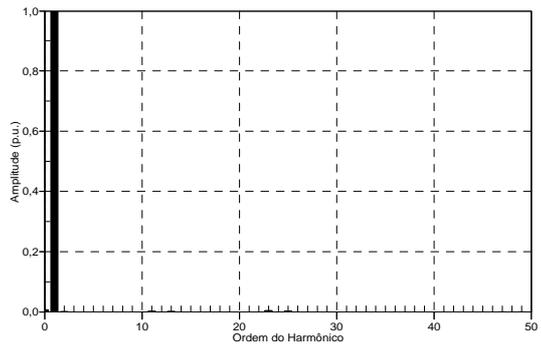
(i) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 464 \mu\text{H}$.



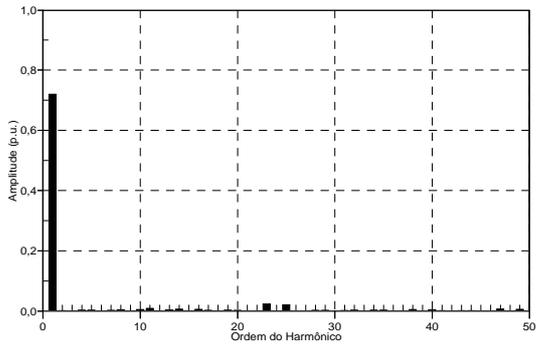
(j) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 464 \mu\text{H}$.



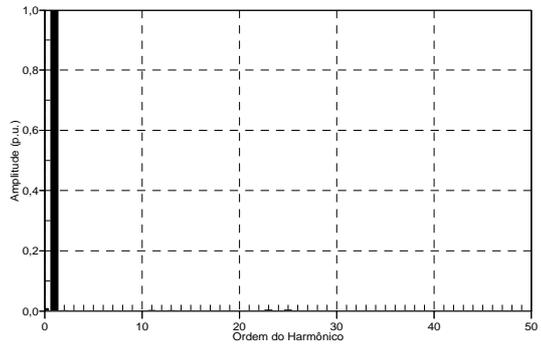
(k) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 564 \mu\text{H}$.



(l) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 564 \mu\text{H}$.



(m) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 664 \mu\text{H}$.



(n) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 664 \mu\text{H}$.

Figura III-3 - Espectro harmônico de tensão e corrente da fase a : comportamento indutivo.

No gráfico da Figura III-3 (a) não há harmônicos de tensão, pois neste caso em particular, o ponto onde foi realizada a medida é o próprio PCC, uma vez que L_T é igual a zero. Com isso, a tensão v_{ST} é idêntica à tensão v_S , que não contém harmônicos.

Com exceção da componente fundamental da tensão v_{ST} , que se torna menor à medida que o valor de L cresce, conforme foi comentado anteriormente, o conteúdo harmônico de tensão praticamente não se altera conforme se aumenta o valor de L . Os harmônicos que se destacam são os de ordem 23 e 25, esperados de se encontrar na tensão CA do STATCOM. Porém, estes harmônicos sofrem pouca ou nenhuma variação conforme L se torna maior. Através das simulações foi verificado que o valor médio da Distorção Harmônica Total (DHT) da tensão v_{ST} , para L variando de 164 a 664 μH , vale 5,11% com desvio padrão de 0,51 %.

Por outro lado, o conteúdo harmônico de corrente é fortemente influenciado pela indutância. Percebe-se que este conteúdo harmônico é reduzido à medida que L se torna maior. Isto pode ser mais bem visualizado através do gráfico da distorção harmônica total (DHT) para os diversos valores de L , mostrado na Figura III-4.

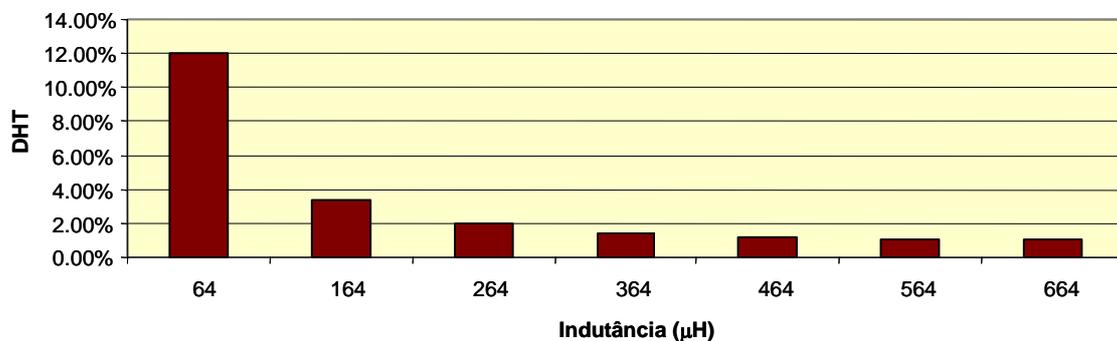


Figura III-4 - Distorção Harmônica Total de corrente: comportamento indutivo.

Nota-se que a DHT de corrente decresce com uma característica exponencial conforme L se torna maior. Para valores maiores que 364 μH a variação na DHT é mínima e esta se mantém praticamente constante. Portanto, a indutância L age como um filtro, atenuando os harmônicos. No caso de L ser menor que 364 μH , a inclusão de um filtro passivo deve ser considerada para se atenuar os harmônicos de maior amplitude, isto é, os harmônicos característicos. Este assunto será tratado na Seção III.3.

Já foi mostrado que a amplitude da componente fundamental da tensão v_{ST} necessária para que a potência reativa seja a mesma em todos os casos, é menor à medida que L se torna maior. Do mesmo modo, a tensão CC necessária para que a

potência reativa no STATCOM seja de 60 kvai indutiva, decresce à medida que L se torna maior, uma vez que há uma relação direta de proporcionalidade entre a tensão CC e a componente fundamental de v_{ST} . O gráfico da Figura III-5 mostra a variação necessária de tensão CC para se ter 60 kvai de potência reativa no STATCOM para cada valor de L .

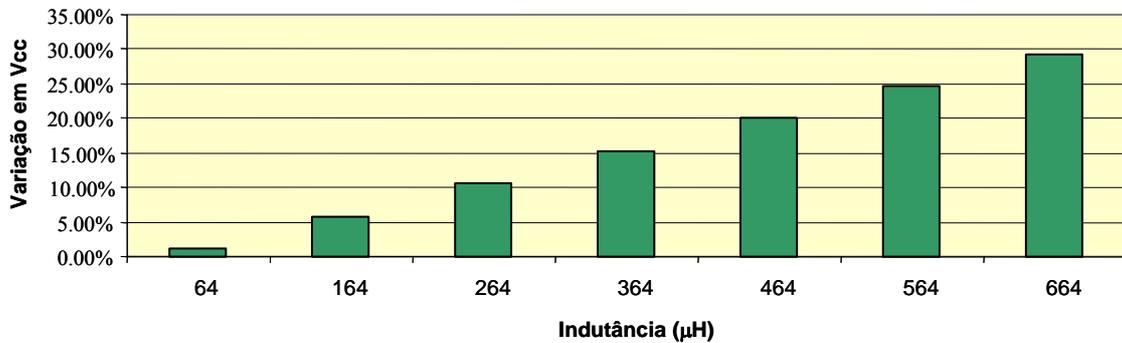
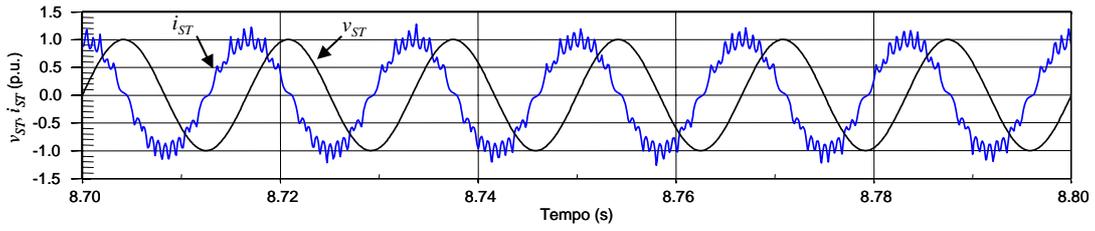


Figura III-5 - Variação de tensão CC necessária para se ter 60 kvai no STATCOM: comportamento indutivo.

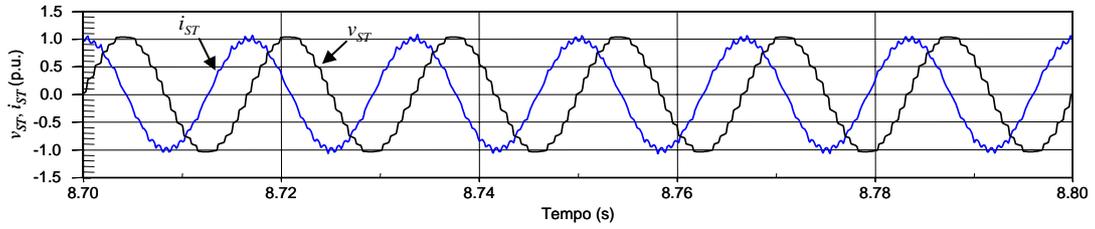
Para L igual a 64 μH a variação de tensão CC necessária para se ter 60 kvai é mínima, aproximadamente 2 %, ou seja, a tensão CC neste caso vale 98 % do seu valor base. Em tal caso o controle do STATCOM deve ser extremamente preciso e imune a ruídos ou perturbações, pois qualquer variação nas variáveis de entrada ou saída pode provocar um aumento involuntário considerável da potência reativa no STATCOM. Para L igual a 664 μH a tensão CC necessária para se ter 60 kvai é aproximadamente 30 % menor que seu valor base. Tensões muito baixas como estas podem provocar desligamento automático dos circuitos de proteção dos inversores por subtensão no circuito CC. Acredita-se que o mais razoável é que a indutância L esteja numa faixa intermediária de modo a favorecer uma variação em V_{cc} não superior a 20 %. Valores entre 200 e 464 μH estariam dentro de uma faixa aceitável, para o STATCOM considerado neste trabalho.

III.1.2. Comportamento capacitivo

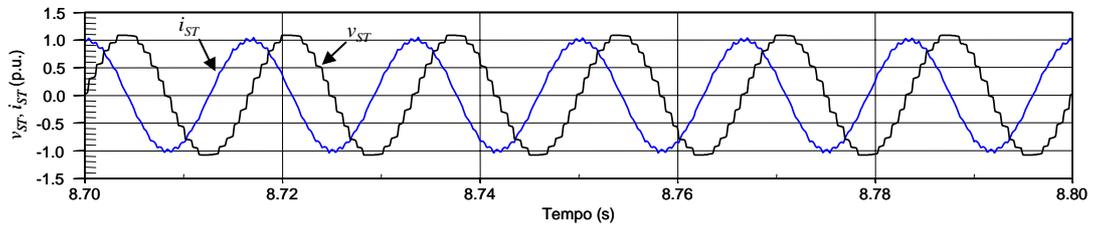
Os resultados mostrados nesta seção são complementares àqueles mostrados na seção anterior. Nesta seção o STATCOM é operado no modo capacitivo, injetando 1 p.u. de corrente reativa no ponto de conexão. A Figura III-6 mostra as formas de onda de tensão e corrente da fase a do STATCOM para L variando de 64 a 664 μH , operando no modo capacitivo.



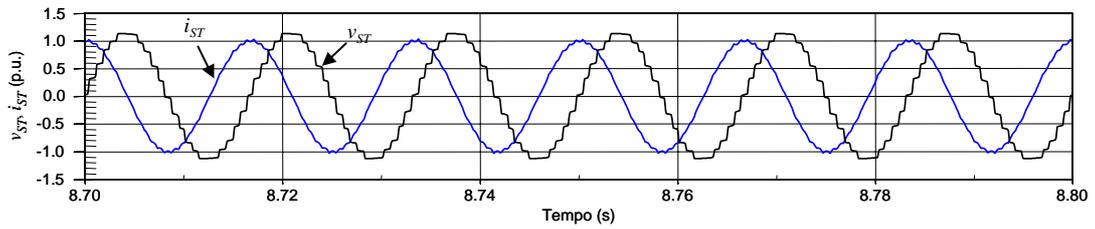
(a) $L = 64 \mu\text{H}$.



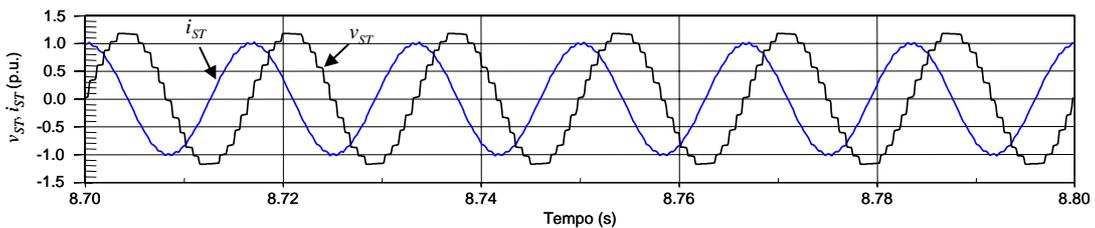
(b) $L = 164 \mu\text{H}$.



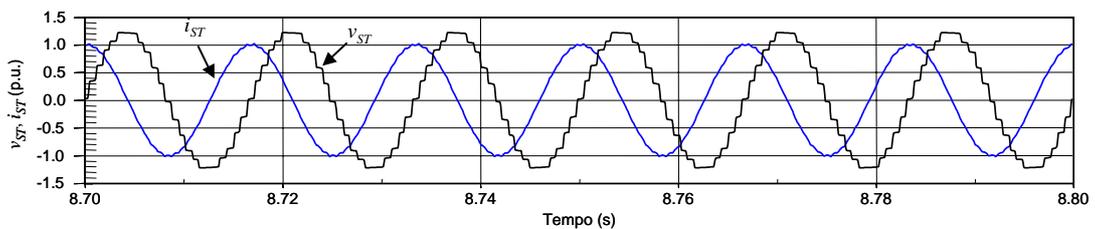
(c) $L = 264 \mu\text{H}$.



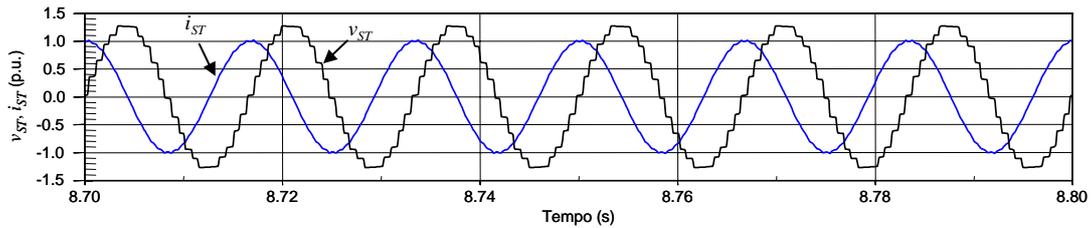
(d) $L = 364 \mu\text{H}$.



(e) $L = 464 \mu\text{H}$.



(f) $L = 564 \mu\text{H}$.

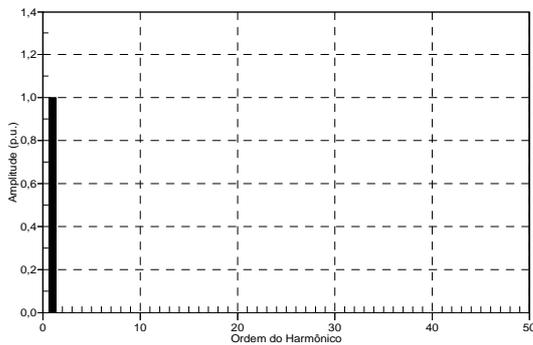


(g) $L = 664 \mu\text{H}$.

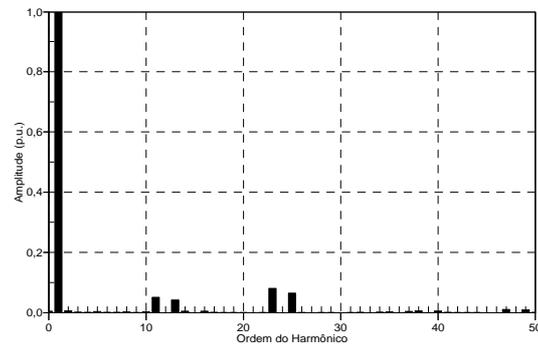
Figura III-6 - Tensão e corrente na fase *a* do STATCOM: comportamento capacitivo.

Ao contrário do que acontece quando o STATCOM opera no modo indutivo, neste caso nota-se que a componente fundamental da tensão v_{ST} é cada vez maior para valores de L maiores. Este resultado está de acordo com (I-2), que estabelece que, se L aumenta, a componente fundamental de v_{ST} deve aumentar também para que se tenha a mesma potência reativa capacitiva nos terminais do STATCOM, o que é confirmado através das formas de onda da corrente i_{ST} , que se mantém constante em 1 p.u. e adiantada em 90° em relação à tensão em todos os casos.

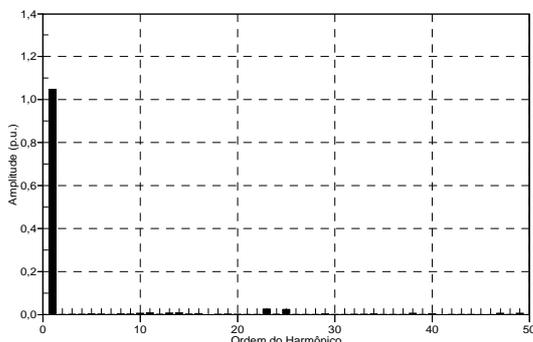
O espectro harmônico de tensão e corrente é mostrado na Figura III-7 para os diversos valores de indutância.



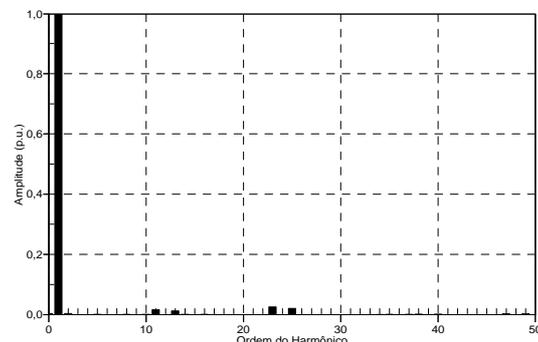
(a) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 64 \mu\text{H}$.



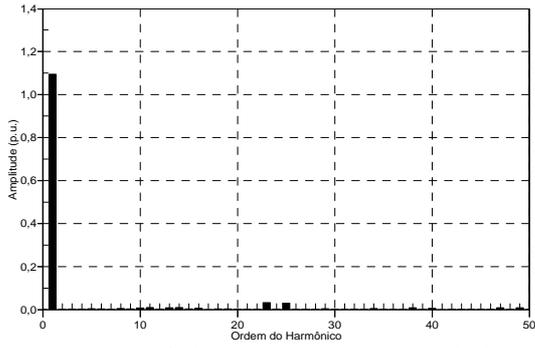
(b) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 64 \mu\text{H}$.



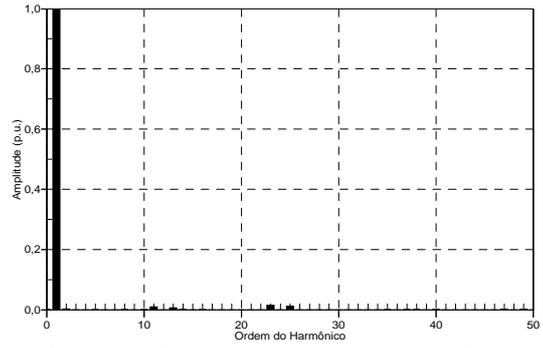
(c) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 164 \mu\text{H}$.



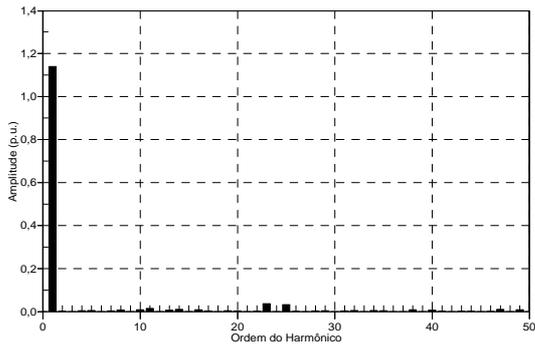
(d) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 164 \mu\text{H}$.



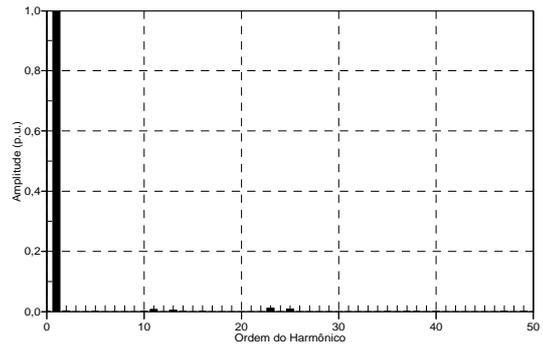
(e) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 264 \mu\text{H}$.



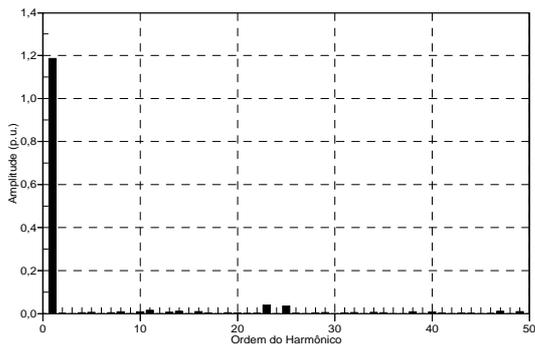
(f) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 264 \mu\text{H}$.



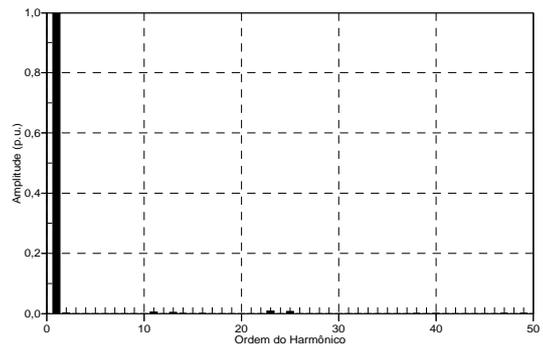
(g) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 364 \mu\text{H}$.



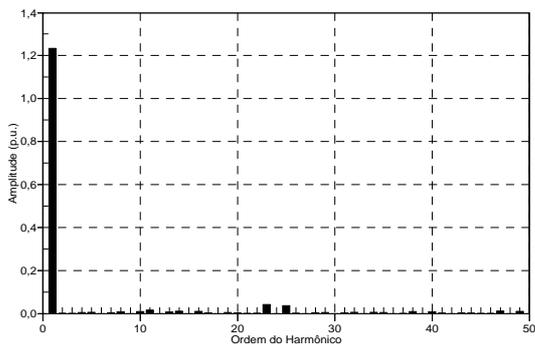
(h) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 364 \mu\text{H}$.



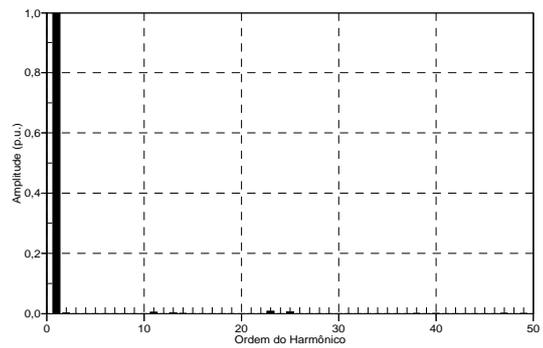
(i) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 464 \mu\text{H}$.



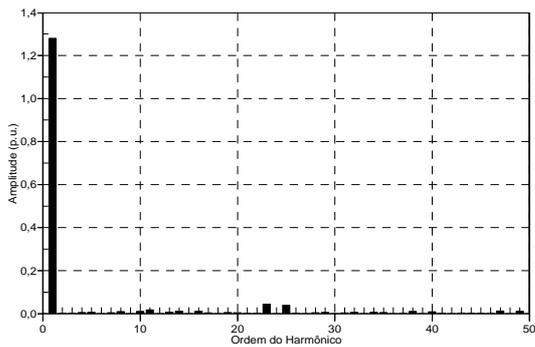
(j) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 464 \mu\text{H}$.



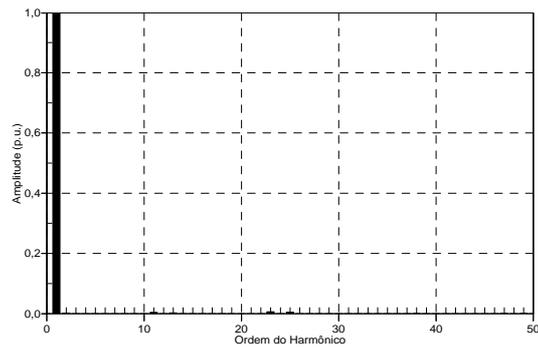
(k) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 564 \mu\text{H}$.



(l) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 564 \mu\text{H}$.



(m) Harmônicos da tensão v_{ST} : $L = 664 \mu\text{H}$.



(n) Harmônicos da corrente i_{ST} : $L = 664 \mu\text{H}$.

Figura III-7 - Espectro harmônico de tensão e corrente da fase a : comportamento capacitivo.

Os harmônicos de tensão não são vistos na Figura III-7 (a), pois neste caso em particular, a indutância L_T , que corresponde ao transformador de acoplamento ou a uma indutância auxiliar, vale zero e com isto a indutância L é composta apenas pela parcela L_{ST} e a tensão medida é a própria tensão v_S da fonte, que possui apenas a componente fundamental. Para os demais valores de L é possível observar os harmônicos de tensão, uma vez que L_T nos demais casos é diferente de zero. Porém, percebe-se que há pouca ou nenhuma variação sobre o conteúdo harmônico de tensão conforme se altera L . Foi verificado através das simulações que a DHT média da tensão v_{ST} , calculada sem levar em conta o espectro harmônico da Figura III-7 (a), vale 5,35 % com desvio padrão de 0,55 % para o STATCOM operando no modo capacitivo.

A Figura III-7 mostra também que o conteúdo harmônico de corrente é fortemente influenciado quando se altera L . Nota-se que este conteúdo harmônico é reduzido à medida que L se torna maior. A Distorção Harmônica Total (DHT) de corrente do STATCOM quando este opera no modo capacitivo é mostrada na Figura III-8.

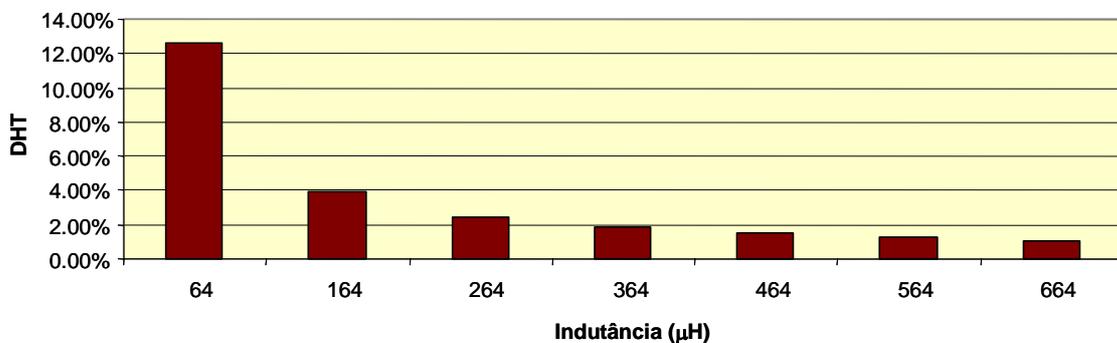


Figura III-8 - Distorção Harmônica Total de corrente: comportamento capacitivo.

Da mesma maneira que na seção anterior, observa-se uma queda considerável na DHT de corrente para uma faixa de valores de L de 64 a 264 μH . Para valores de L maiores que 364 μH há pouca variação na DHT, que praticamente se torna constante para valores de L acima de 464 μH . A inclusão de um filtro passivo deve ser considerada quando se tem L menor que 164 μH .

Para que o STATCOM opere em modo capacitivo, sua tensão CA deve ser maior que a tensão da rede, como mostra (I-2) e conforme já foi mencionado antes. Assim, quando se aumenta o valor de L , para se ter a mesma potência reativa, a tensão CC também deve aumentar. A Figura III-9 mostra a variação necessária em V_{cc} para vários valores de L para se ter a mesma potência reativa de 60 kvai em todos os casos.

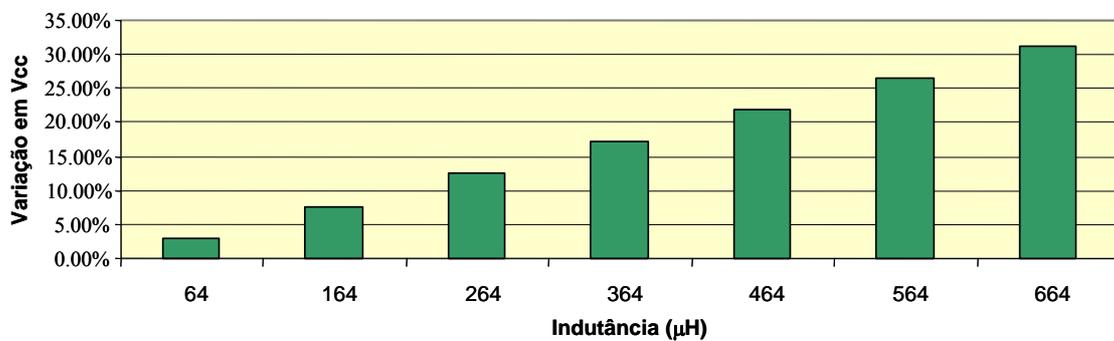


Figura III-9 - Variação da tensão CC necessária para se ter 60 kvai no STATCOM: comportamento capacitivo.

A variação na tensão CC quando se tem apenas a indutância de dispersão dos transformadores do STATCOM no circuito, isto é, $L = L_{ST} = 64 \mu\text{H}$, vale 2,5 %. Tal variação pode ser de difícil controlabilidade e deve ser evitada. Se L está acima de 600 μH , a tensão CC necessária para se ter 60 kvai deve estar acima de 1,3 p.u. Tensões CC desta ordem de grandeza também devem ser evitadas, pois implicariam em um sobredimensionamento de inversores e capacitor, o que elevaria consideravelmente os custos de projeto. Caso isto não seja previsto no projeto do STATCOM, tais componentes podem ser danificados ou, na melhor das hipóteses, podem ocorrer falhas no funcionamento do equipamento devidas ao desligamento dos circuitos de proteção. Acredita-se que o ideal neste caso é que se tenha L entre 200 e 450 μH para que a tensão CC fique entre 10 % e 20 % do seu valor base.

III.2. Influência da capacitância CC na resposta

Nesta seção é feita uma análise da influência da capacitância CC no desempenho do STATCOM. Na seção III.2.1 é feito um estudo do capacitor mínimo baseado na Teoria p-q. Na seção III.2.2 a influência da capacitância CC nos harmônicos do STATCOM é analisada.

III.2.1. Dimensionamento do capacitor mínimo baseado na Teoria p-q

Nesta seção é feita uma análise em regime permanente baseada na Teoria p-q de modo a obter o valor mínimo da capacitância CC que proporcione uma oscilação determinada (*ripple*) em V_{cc} .

Quando o STATCOM atinge o regime permanente, uma oscilação em V_{cc} irá existir devido aos harmônicos característicos da tensão CA do conversor *quasi* 24 pulsos, isto é, os harmônicos de ordem $12n \pm 1$ (n inteiro). Os valores teóricos destes harmônicos característicos presentes na tensão CA deste conversor com referência à amplitude da componente fundamental foram descritos por Barbosa [15] e são mostrados na Tabela III-2, onde V_1 corresponde à amplitude da componente fundamental e V_i corresponde à amplitude do harmônico de ordem i ($i = 12n \pm 1$).

Tabela III-2 - Amplitude de cada harmônico do conversor *quasi* 24 pulsos.

<i>Ordem do Harmônico</i>	$\frac{V_i}{V_1} \times 100$ (%)
11	1,197
13	1,013
23	4,348
25	4,000
35	0,376
37	0,356
47	2,127
49	2,041

A potência real p , obtida através de (II-6), é composta de uma parcela oscilante, denominada \tilde{p} , e de uma parcela fixa, denominada \bar{p} . Havendo fluxo de potência ativa entre o STATCOM e a rede elétrica, apenas a parcela oscilante \tilde{p} irá contribuir para produzir oscilação em V_{cc} , conforme mostra a Figura III-10.

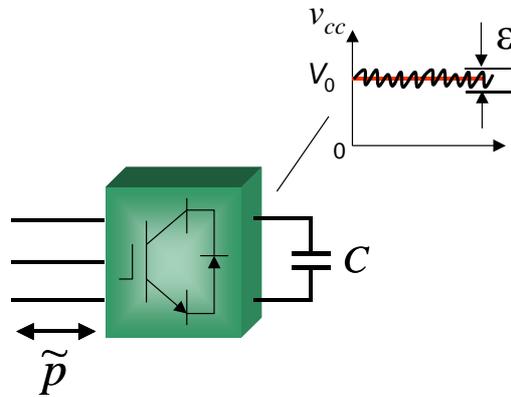


Figura III-10 - Relação entre potência oscilante \tilde{p} e oscilação sobre V_{cc} .

Assumindo que as correntes nos terminais do STATCOM são puramente senoidais e que as tensões possuem as componentes harmônicas mostradas na Tabela III-2, pode-se demonstrar utilizando as expressões matriciais dadas em (II-5) e (II-6) que a potência real p oscila na frequência de 720 Hz e seus múltiplos. Integrando \tilde{p} por meio período de onda, isto é, 694 μ s, é obtida a variação de energia a ser armazenada ou descarregada do capacitor CC, dependendo do sinal de \tilde{p} . Deste modo, a seguinte equação é estabelecida:

$$\frac{1}{2}CV_1^2 - \frac{1}{2}CV_2^2 = \Delta E = \int_0^{T/2} \tilde{p} dt, \quad (\text{III-1})$$

onde:

- V_1 é o valor máximo de tensão do capacitor;
- V_2 é o valor mínimo de tensão do capacitor;
- ΔE é a variação de energia no capacitor quando sua tensão varia de V_1 a V_2 ;
- T é o período de \tilde{p} .

Rearranjando os termos, a equação acima pode ser reescrita como:

$$CV_0^2 \cdot \frac{(V_1 - V_2)}{V_0} = \int_0^{T/2} \tilde{p} dt, \quad (\text{III-2})$$

onde:

- V_0 é a tensão média sobre o capacitor, isto é, $\frac{V_1 + V_2}{2}$;
- o valor $\frac{V_1 - V_2}{V_0}$ é a variação percentual da tensão do capacitor, definida como ε e mostrada na Figura III-10.

Sendo assim, uma vez escolhido um valor para ε e conhecendo-se as correntes e tensões do circuito, é possível determinar o valor de C .

$$C = \frac{\int_0^{T/2} \tilde{p} dt}{V_0^2 \varepsilon}, \quad (\text{III-3})$$

Para obter a potência real p foram utilizados os valores mostrados na Tabela III-2 para a tensão, que tem componente fundamental igual a 127 V eficazes, e foi considerada uma corrente senoidal de 157,48 A eficazes, que é a corrente base do STATCOM. A partir da potência real p calculada, foi obtida a potência real oscilante \tilde{p} , mostrada no gráfico da Figura III-11. Efetuando a integral mostrada em (III-1) foi obtida a variação de energia no capacitor, 0,65 Joules.

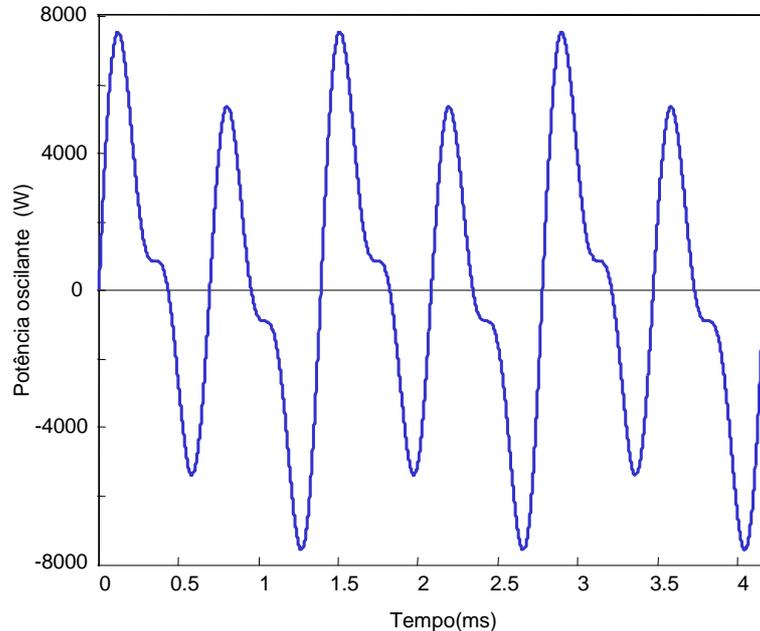


Figura III-11 - Potência real oscilante \tilde{p} .

Foi utilizado o valor 282,16 V para V_0 , que é o valor base da tensão CC conforme mostrado na Tabela III-1. Com base neste valor e na variação de energia

calculada acima, foi traçado o gráfico da Figura III-12 do capacitor CC mínimo para ϵ variando de 1 % a 20 %.

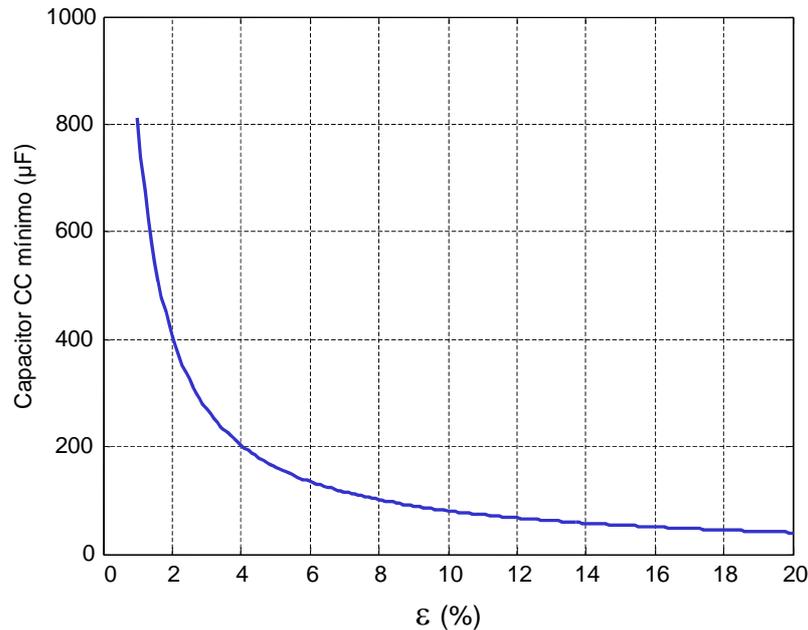


Figura III-12 - Capacitor mínimo em função de ϵ .

Percebe-se que a curva acima possui uma assíntota no zero, significando que não existe capacitor capaz de proporcionar tensão CC isenta de oscilações. Para ϵ igual a 2 %, o capacitor mínimo deve ser de 400 μF . Se oscilações maiores na tensão CC forem permitidas, acima de 15%, pode se utilizar um capacitor menor que 100 μF , o que implicaria em diminuição de custos de projeto, porém com a conseqüente deterioração da qualidade da tensão e corrente geradas.

Rearranjando os termos de (III-3) pode-se determinar qual a variação de tensão ϵ que existirá na tensão CC para um dado capacitor. O capacitor de 16.000 μF usado no projeto e nas simulações da Seção III.1, teoricamente, proporciona uma variação (*ripple*) na tensão CC de aproximadamente 0,05 % em regime permanente.

III.2.2. Influência da capacitância CC nos harmônicos

Ao contrário do que acontece com a indutância equivalente L , o capacitor CC não tem influência direta sobre a componente fundamental da tensão CA e, conseqüentemente, sobre a potência reativa nos terminais do STATCOM. Portanto, é indiferente que se faça a análise do STATCOM operando no modo indutivo ou no modo capacitivo. Entretanto, este capacitor pode influir nos harmônicos da tensão CA.

Nesta seção foram utilizados os dados da Tabela II-1 e Tabela II-3 nas simulações do programa PSCAD, com exceção do valor do capacitor conectado aos inversores, que foi modificado para que sua influência fosse analisada. Os valores base utilizados são os da Tabela III-1 e o modelo utilizado é o da Figura III-1. Foi escolhido o valor intermediário de 464 μH para a indutância equivalente L e este foi mantido fixo em todas as simulações. Os valores de capacitor utilizados nestas simulações foram: 200, 500, 2000, 4000, 6000, 8000, 10000, 12000, 14000 e 16000 μF . Nas simulações foi utilizado o controle baseado na potência imaginária mostrado na Seção II.1.4.1.a com a potência de referência igual a 60 kVA. Os parâmetros de desempenho analisados para estes valores de capacitância foram: conteúdo harmônico de tensão e corrente CA, oscilação e espectro harmônico em V_{cc} .

Em cada simulação foi calculada a DHT de tensão e corrente cujos gráficos são mostrados na Figura III-13.

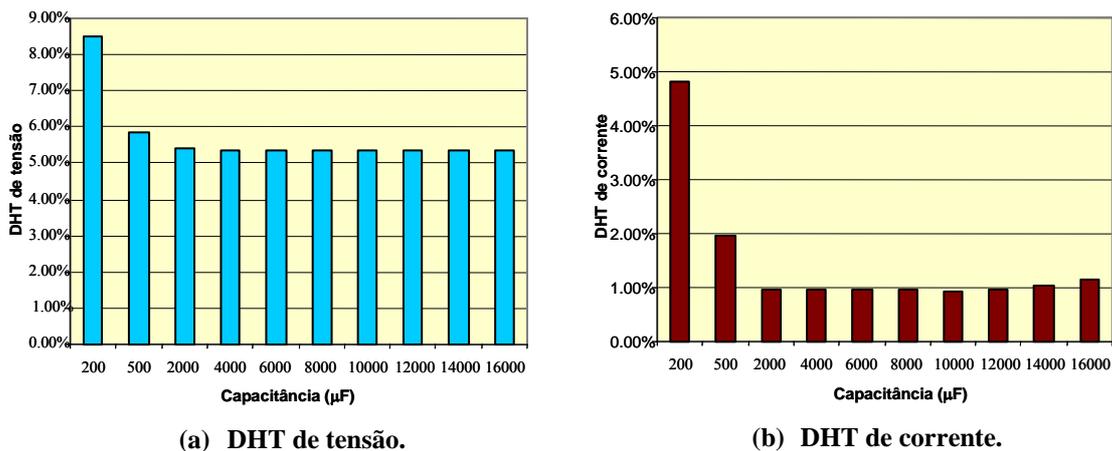


Figura III-13 – Influência da capacitância CC na Distorção Harmônica Total de tensão e corrente.

Pode-se observar que para valores pequenos de capacitância CC, a DHT de tensão e corrente é maior. Conforme se aumenta o valor do capacitor, as DHTs têm seus valores reduzidos e a partir de C igual a 2000 μF , estas se mantêm praticamente constantes.

Alguns harmônicos, além daqueles considerados característicos desta topologia de STATCOM, podem se destacar e proporcionar um elevado valor de DHT quando se utiliza capacitores abaixo de certo valor. É o caso do 5º e 7º harmônicos, que podem ter amplitudes significativamente grandes dependendo do valor do capacitor CC. Estes harmônicos podem ter duas causas, que normalmente estão inter-relacionadas:

corrente de magnetização dos transformadores e ressonância entre a indutância equivalente L do STATCOM com o capacitor CC na frequência destes harmônicos. Apesar da indutância equivalente também influenciar na ressonância, a análise da ressonância entre L e C foi conduzida mantendo fixo o valor de L e alterando o valor de C em cada simulação.

Quando uma fonte CA é conectada a um enrolamento de transformador, uma corrente flui neste enrolamento mesmo que os outros enrolamentos estejam abertos. Esta corrente é a corrente necessária para produzir fluxo em um núcleo ferromagnético. Mesmo que a tensão aplicada no transformador seja senoidal, a corrente de magnetização é não-senoidal e possui componentes harmônicas, que são devidas à saturação magnética no núcleo do transformador, como descreve Chapman em [40]. A Figura III-14 mostra a curva de magnetização de um núcleo de ferro típico de um transformador. A figura também mostra a tensão v_p aplicada ao primário, o fluxo ϕ no núcleo proporcionado por esta tensão e a corrente de magnetização i_m decorrente em regime permanente. Tal corrente é composta principalmente de harmônicos ímpares. Em particular, o 3º harmônico, bem como o 5º e o 7º têm contribuição significativa [41]. O 3º harmônico pode ser “desviado” para o terra se o ponto neutro da conexão em Y do último transformador do STATCOM for conectado a este ponto e com isto seus efeitos serão minimizados. Pode-se ainda utilizar uma terceira conexão em Δ de modo que o 3º harmônico fique circulando nestes enrolamentos e não influencie a tensão no primário e secundário.

No caso do STATCOM simulado neste trabalho, o 5º e 7º harmônicos estão presentes, uma vez que na modelagem dos transformadores foram levados em conta alguns parâmetros do circuito de magnetização dos mesmos, conforme fora mostrado na

Tabela II-3. Este resultado vem de encontro ao obtido experimentalmente, o que torna válida a simulação digital. A Figura III-15 mostra o espectro harmônico da corrente i_{ST} simulada e experimental para o STATCOM operando no modo indutivo.

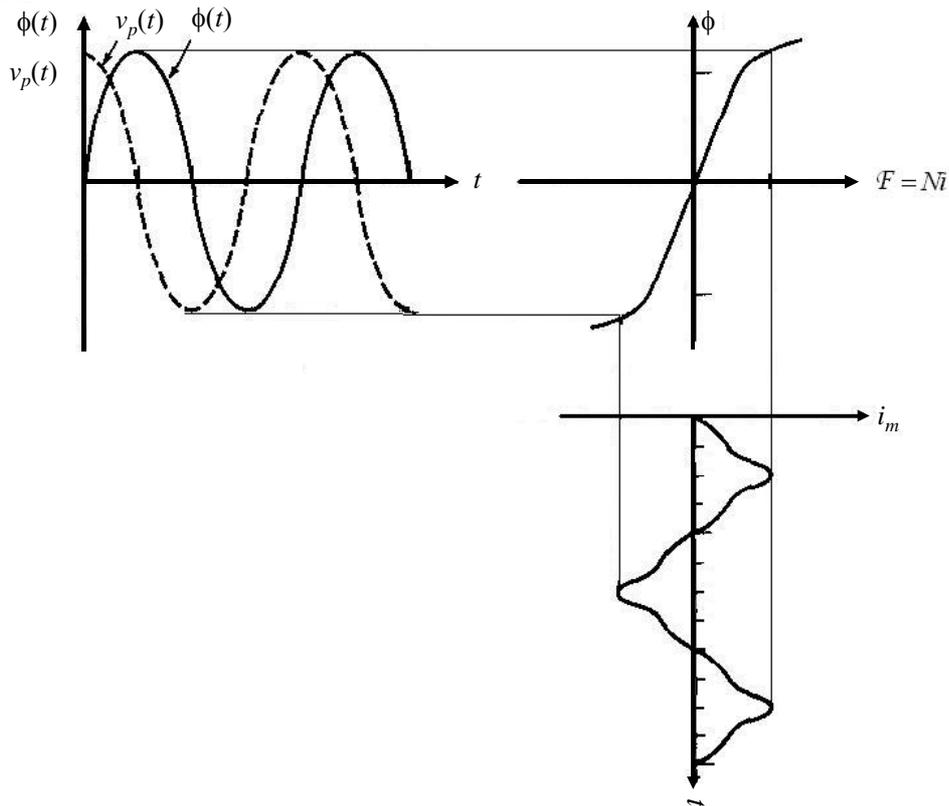
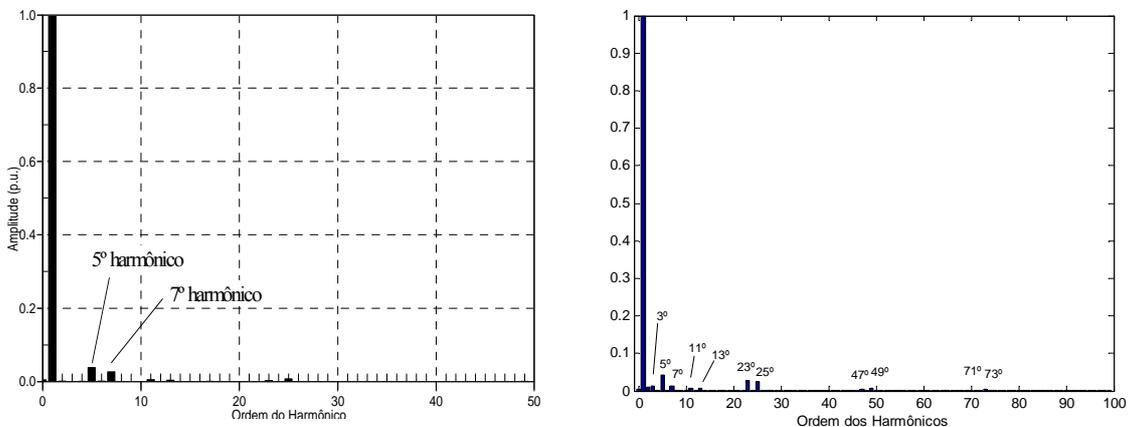


Figura III-14 - Fluxo magnético em um núcleo de transformador e corrente de magnetização típica.



(a) Espectro harmônico simulado no PSCAD.

(b) Espectro harmônico experimental.

Figura III-15 - Espectro Harmônico da corrente i_{ST} simulado e experimental.

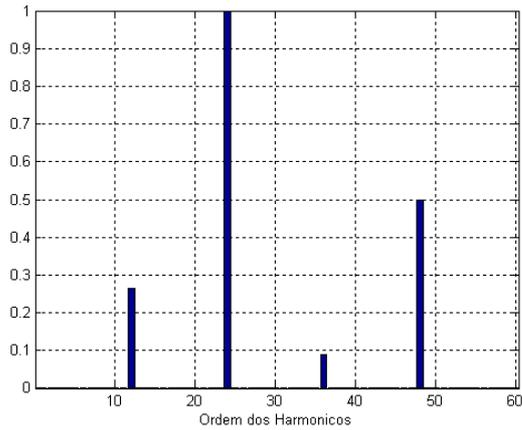
As amplitudes dos harmônicos no espectro simulado são diferentes das amplitudes no espectro experimental, pois, apesar dos parâmetros dos transformadores serem os mesmos em ambos os casos, os valores dos outros componentes passivos são diferentes ou até mesmo desconhecidos, como a indutância de dispersão da rede, e isto interfere na magnitude de alguns harmônicos. Mas isto não invalida os resultados, uma vez que o 5° e 7° harmônicos existem em ambos os casos e estes aparecem devido à

corrente de magnetização dos transformadores. Uma outra simulação foi realizada no PSCAD com o ramo de magnetização dos transformadores desabilitado e foi constatado que o 5° e 7° harmônicos não apareceram nem na tensão nem na corrente CA.

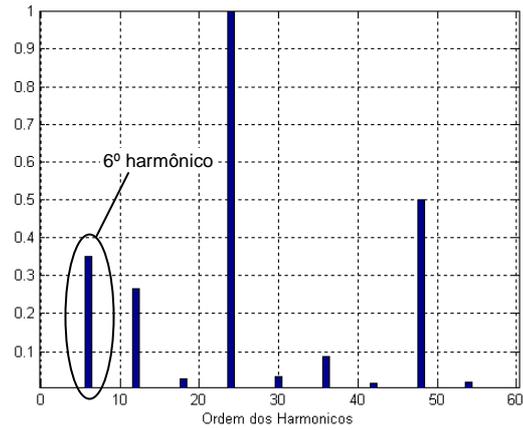
Nota-se também a existência de um nível CC e do 2° harmônico na corrente i_{ST} . Estes componentes também são devidas às correntes de magnetização, porém afetam transitoriamente a corrente i_{ST} do STATCOM e por isso este tópico será detalhado no Capítulo IV, que trata da análise dinâmica do STATCOM.

O 5° e 7° harmônicos gerados pela corrente de magnetização podem ter suas amplitudes amplificadas caso a indutância equivalente do STATCOM entre em ressonância com o capacitor CC na frequência destes harmônicos. Para relacionar o lado CA com o lado CC e poder visualizar o fenômeno da ressonância, pode-se fazer uso da função de chaveamento deste STATCOM. Esta técnica matemática é demonstrada por Gyugyi em [42] e foi utilizada por Cavaliere [5] aplicada ao STATCOM. Através desta função de chaveamento é possível observar quais harmônicos estarão presentes no circuito CC a partir dos harmônicos do circuito CA e vice-versa. Assim, a função de chaveamento deste STATCOM estabelece que se existirem 5° e 7° harmônicos na tensão ou corrente CA, existirá 6° harmônico na tensão CC, além do 18°, 30° e 42°, porém estes últimos aparecem na tensão CC com amplitude bastante reduzida.

Uma outra forma de se comprovar que o 6° harmônico em V_{cc} tem relação com o 5° e 7° harmônicos na corrente CA é através do cálculo da potência real p e a obtenção de seu espectro harmônico, que possui as mesmas componentes que o espectro harmônico da tensão CC, porém com amplitudes diferentes. Sendo assim, a potência real foi calculada a partir da tensão com o conteúdo harmônico característico do STATCOM *quasi* 24 pulsos mostrado na Tabela III-2 e com uma corrente puramente senoidal e em seguida com uma corrente com 5 % de 5° harmônico e 2 % de 7° harmônico, além da componente fundamental de 100 %. A Figura III-16 (a) mostra o espectro harmônico da potência real p obtida com uma corrente puramente senoidal, onde aparecem apenas os harmônicos de ordem 12, 24, 36 e 48, esperados de se encontrar na potência real p e na tensão CC. A Figura III-16 (b) mostra o espectro da potência calculada utilizando-se uma corrente com 5 % de 5° harmônico e 2 % de 7° de harmônico. Percebe-se que neste caso a potência real apresenta outros harmônicos, com destaque para o 6° harmônico que tem amplitude considerável.



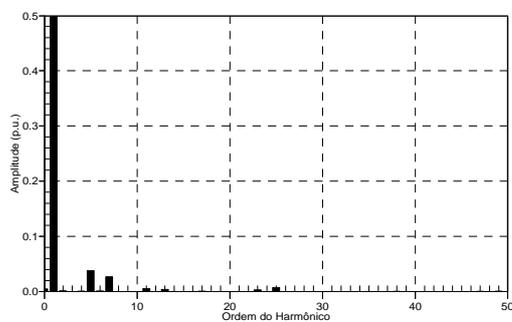
(a) Espectro harmônico de p sem 5° e 7° harmônicos na corrente



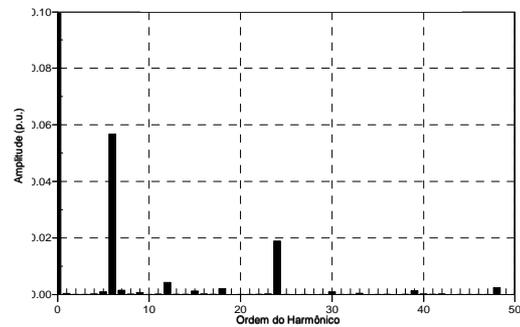
(b) Espectro harmônico de p com 5° e 7° harmônicos na corrente

Figura III-16 - Espectro harmônico da potência real p com e sem 5° e 7° harmônico na corrente CA.

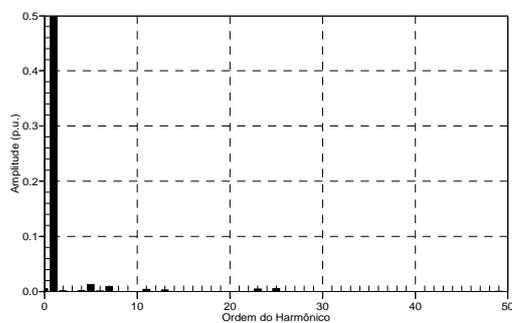
Através das simulações foi verificado que a amplitude do 5° e 7° harmônicos na corrente e o 6° harmônico na tensão CC têm suas amplitudes reduzidas à medida que o capacitor CC tem seu valor aumentado. A Figura III-17 mostra o espectro harmônico da corrente i_{ST} e da tensão CC, com escalas ampliadas, para os vários valores de capacitor simulados.



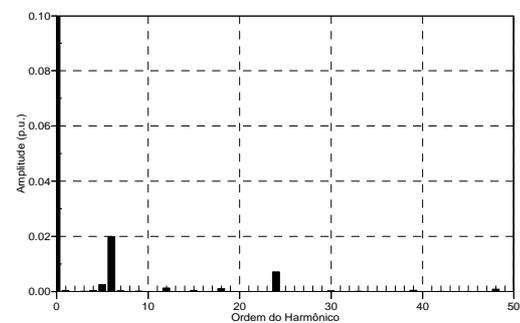
(a) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 200 \mu\text{F}$.



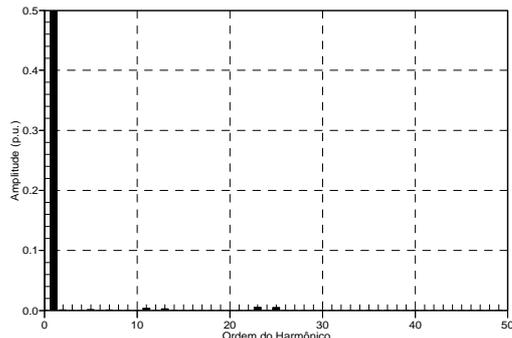
(b) Harmônicos da tensão CC: $C = 200 \mu\text{F}$.



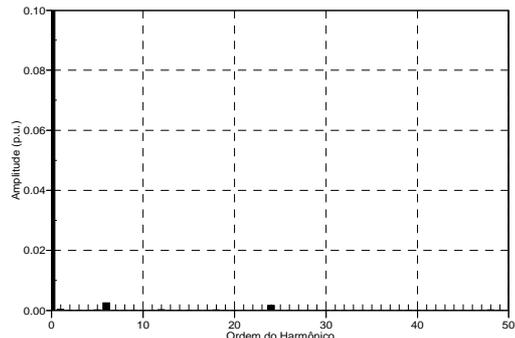
(c) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 500 \mu\text{F}$.



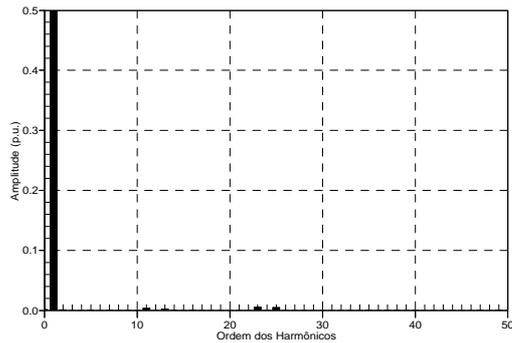
(d) Harmônicos da tensão CC: $C = 500 \mu\text{F}$.



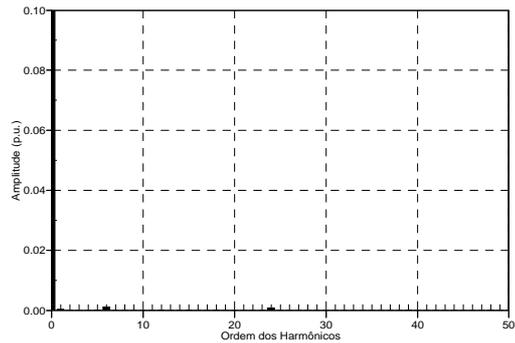
(e) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 2000 \mu\text{F}$.



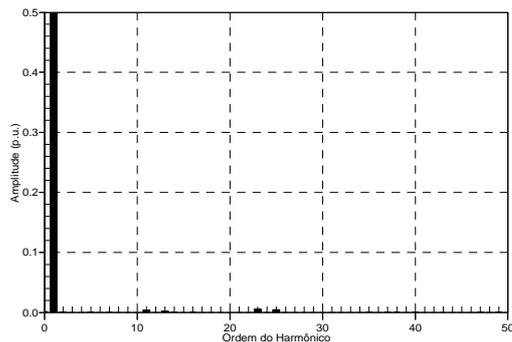
(f) Harmônicos da tensão CC: $C = 2000 \mu\text{F}$.



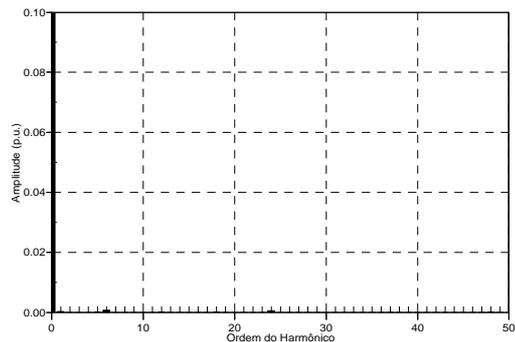
(g) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 4000 \mu\text{F}$.



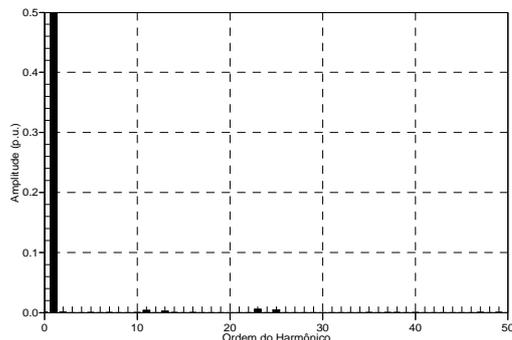
(h) Harmônicos da tensão CC: $C = 4000 \mu\text{F}$.



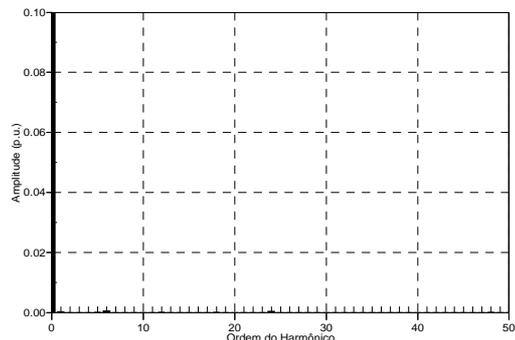
(i) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 6000 \mu\text{F}$.



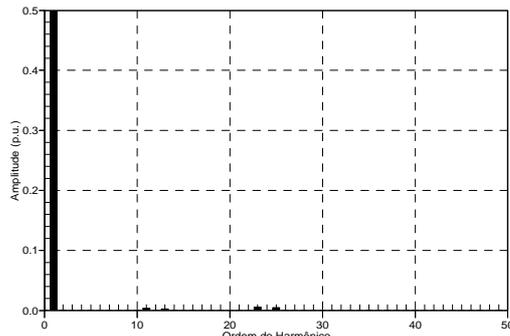
(j) Harmônicos da tensão CC: $C = 6000 \mu\text{F}$.



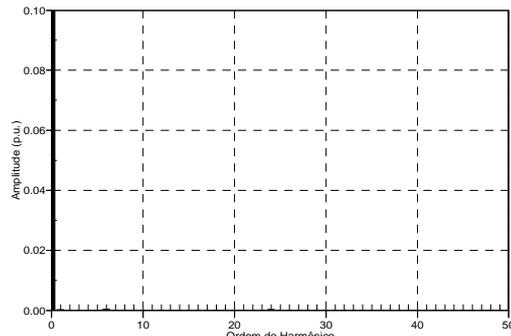
(k) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 8000 \mu\text{F}$.



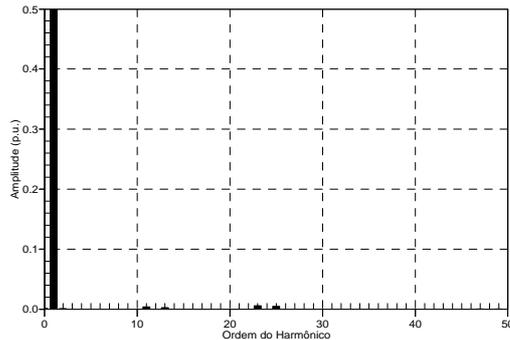
(l) Harmônicos da tensão CC: $C = 8000 \mu\text{F}$.



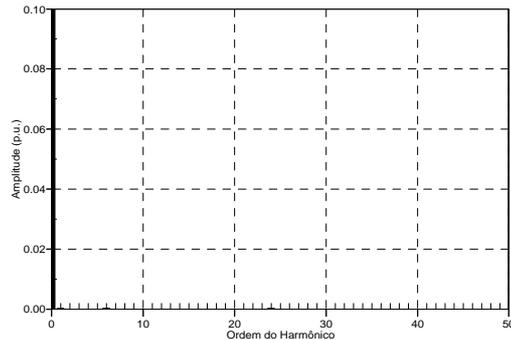
(m) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 10000 \mu\text{F}$.



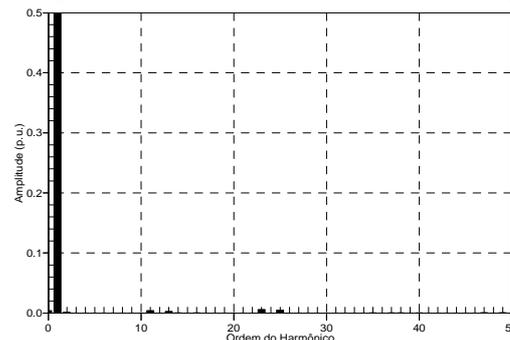
(n) Harmônicos da tensão CC: $C = 10000 \mu\text{F}$.



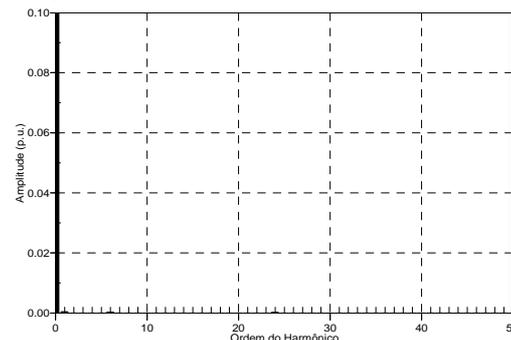
(o) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 12000 \mu\text{F}$.



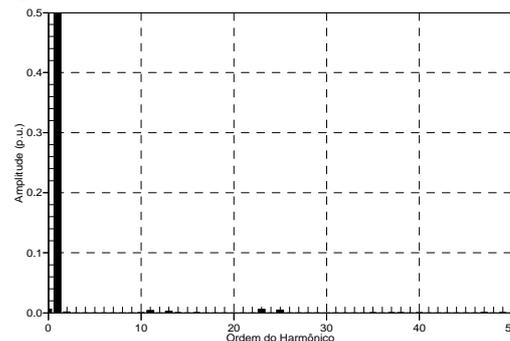
(p) Harmônicos da tensão CC: $C = 12000 \mu\text{F}$.



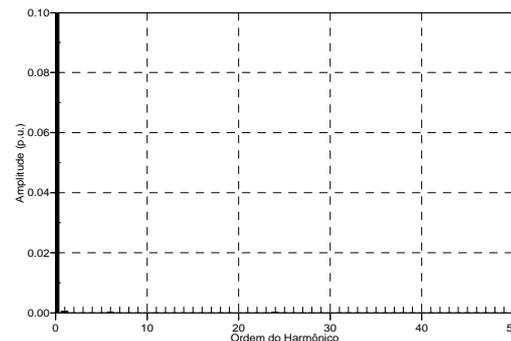
(q) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 14000 \mu\text{F}$.



(r) Harmônicos da tensão CC: $C = 14000 \mu\text{F}$.



(s) Harmônicos da corrente i_{ST} : $C = 16000 \mu\text{F}$.



(t) Harmônicos da tensão CC: $C = 16000 \mu\text{F}$.

Figura III-17 - Influência da capacitância CC no 5º e 7º harmônicos da corrente CA e 6º harmônico na tensão CC.

Observando a Figura III-17 nota-se que o 5º e 7º harmônicos na corrente CA e 6º harmônico na tensão CC são reduzidos à medida que o valor de C aumenta. Para um capacitor de $200 \mu\text{F}$, o 5º e o 7º harmônicos têm amplitudes de aproximadamente 4 % e 3 %, respectivamente. Com este mesmo capacitor, o 6º harmônico na tensão CC

tem amplitude de quase 6 %. Para capacitores maiores que 2000 μF o 5° e 7° harmônicos tem amplitudes menores que 1 % e o 6° harmônico tem amplitude menor que 0,5 %, que são valores aceitáveis para aplicações práticas.

Os harmônicos de ordem 12, 24, 36 e 48 são esperados de se encontrar na tensão CC, uma vez que estes têm origem no chaveamento dos inversores e estão relacionados aos harmônicos característicos na tensão CA deste STATCOM.

No caso do STATCOM deste trabalho, o capacitor de 16000 μF proporciona uma drástica redução do 6° harmônico em V_{cc} e, conseqüentemente, do 5° e 7° harmônicos na corrente i_{ST} . Contudo, em STATCOMs multipulso, que sempre utilizam transformadores para sintetizar a tensão CA, harmônicos de corrente sempre irão existir devido à corrente de magnetização dos transformadores. Capacitores muito pequenos podem entrar em ressonância com a indutância do lado CA e proporcionar uma corrente consideravelmente grande. Portanto, cuidados na escolha do capacitor CC e da indutância equivalente L devem ser tomados.

III.3. Estudo de um filtro passivo para atenuar os harmônicos característicos

Os harmônicos característicos da tensão v_{ST} do STATCOM podem ser injetados na rede elétrica através da corrente i_{ST} , caso a indutância equivalente L não tenha um valor suficientemente alto para filtrá-los. Neste caso, existe o risco da frequência de algum harmônico ser igual à frequência de ressonância de outros elementos passivos da rede e provocar o aparecimento de correntes harmônicas de amplitude considerável. Portanto, a inclusão de um filtro passivo é muitas vezes necessária para se atenuar os harmônicos característicos do STATCOM.

Os filtros passivos para eliminação de harmônicos mais conhecidos na literatura são [43]: filtro LC com sintonia simples, filtro LC com sintonia dupla, filtro amortecido de segunda ordem e filtro amortecido de terceira ordem. Neste trabalho foi escolhido o filtro LC com sintonia simples. Porém, deve-se ter em conta que em aplicações práticas sempre existirá uma resistência em série com o filtro, proveniente da própria resistência dos cabos, que proporcionará algum amortecimento na resposta do filtro.

O ponto ótimo de conexão do filtro passivo é sempre o mais próximo possível da fonte harmônica. Assim, foi escolhido o ponto entre a indutância L_T e a indutância L_{ST} dos transformadores do STATCOM. A conexão do filtro passivo em paralelo com os terminais CA do STATCOM é mostrada na Figura III-18.

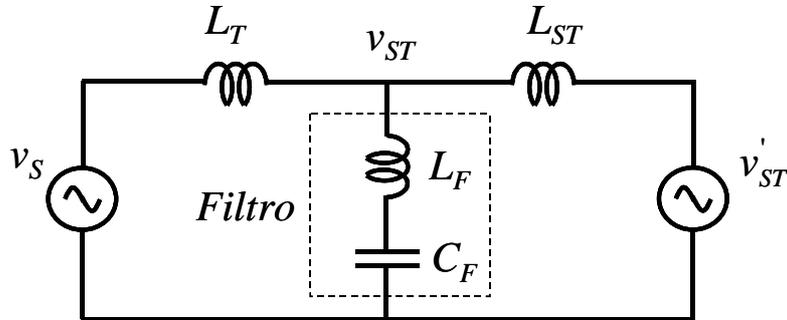


Figura III-18 - Conexão de um filtro passivo em paralelo com os terminais do STATCOM.

O indutor e o capacitor do filtro são representados por L_F e C_F , respectivamente. A tensão do sistema CA é representada pela fonte de tensão v_S . A indutância auxiliar, que pode estar representando a indutância de dispersão de um transformador de acoplamento, é representada por L_T . O STATCOM é modelado como uma fonte de tensão, representada por v'_{ST} , em série com uma impedância, representada pelo indutor L_{ST} , que na verdade é a indutância de dispersão dos transformadores do STATCOM. A tensão nos terminais CA do STATCOM é representada por v_{ST} , que é a tensão aplicada ao filtro passivo.

Para os harmônicos, a fonte v_S é um curto circuito, assumindo que esta fonte possui apenas a componente fundamental. Sendo assim, eliminando a fonte v_S e aplicando a Transformada de Laplace⁴ às variáveis mostradas na Figura III-18, obtém-se o circuito equivalente para os harmônicos, mostrado na Figura III-19.

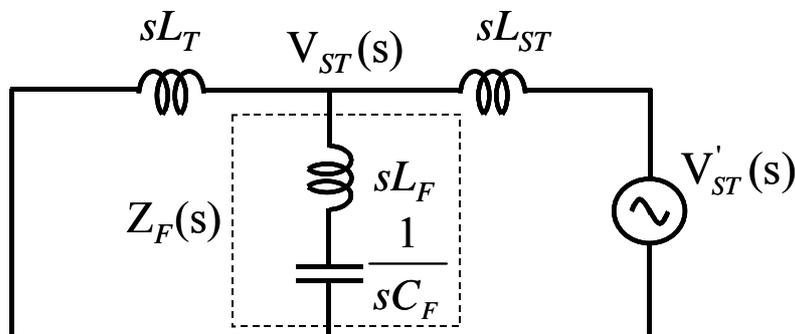


Figura III-19 - Circuito equivalente no domínio de Laplace do filtro passivo conectado aos terminais CA do STATCOM.

⁴ Convenção: Variável no domínio de Laplace (domínio 's') é representada por letra maiúscula sem negrito e não-italico.

Normalmente calcula-se a frequência de ressonância do filtro igual à frequência do harmônico que se deseja eliminar. Deseja-se com isto que o filtro tenha impedância zero na frequência de ressonância, que é dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}}. \quad (\text{III-4})$$

No entanto, para se realizar uma análise mais completa do circuito, é importante não só calcular L_F e C_F baseados na frequência de ressonância, mas também deve-se levar em conta as indutâncias L_T e L_{ST} e determinar qual a influência que estas têm sobre a tensão v_{ST} após a inclusão do filtro. Isto é feito calculando-se a função de transferência que relaciona V_{ST} com V'_{ST} . Para isto, é necessário em primeiro lugar calcular Z_F que é a impedância equivalente do filtro, dada por:

$$Z_F(s) = sL_F + \frac{1}{sC_F} = \frac{s^2 L_F C_F + 1}{s C_F}. \quad (\text{III-5})$$

A impedância equivalente entre Z_F e $X_T (= sL_T)$ é o paralelo dessas duas impedâncias e é dada por:

$$Z_F(s) // X_T(s) = \frac{s^3 L_T L_F C_F + sL_T}{s^2 (L_T C_F + L_F C_F) + 1}. \quad (\text{III-6})$$

A tensão V_{ST} é calculada a partir do circuito divisor de tensão que se forma entre $X_{ST} (= sL_{ST})$ e $Z_F // X_T$. Deste modo a tensão V_{ST} é dada por:

$$V_{ST}(s) = \frac{Z_F(s) // X_T(s)}{X_{ST}(s) + Z_F(s) // X_T(s)} V'_{ST}(s). \quad (\text{III-7})$$

Desenvolvendo a expressão acima, chega-se a

$$\frac{V_{ST}(s)}{V'_{ST}(s)} = \frac{s^2 (L_T L_F C_F) + L_T}{s^2 (L_{ST} L_T C_F + L_{ST} L_F C_F + L_T L_F C_F) + (L_{ST} + L_T)}. \quad (\text{III-8})$$

que é a função de transferência relacionando a tensão V_{ST} no filtro com a tensão V'_{ST} .

De posse da função de transferência é possível determinar o ganho de tensão em altas frequências, bastando para isso fazer ‘s’ tender a infinito:

$$\frac{V_{ST}(s)}{V'_{ST}(s)} \Big|_{s \rightarrow \infty} = \frac{L_T L_F}{L_{ST} L_T + L_{ST} L_F + L_T L_F} \quad (\text{III-9})$$

Uma vez fixados os valores das indutâncias L_T e L_{ST} , conclui-se que o ganho em alta frequência depende apenas do indutor L_F do filtro. Quanto menor seu valor, menor será o ganho, isto é, maior será a atenuação, o que é desejável. Para os valores de L_{ST} igual a 64 μH e L_T igual a 400 μH utilizados nas simulações da seção anterior, chega-se à Tabela III-3, obtida para vários valores do indutor L_F do filtro.

Tabela III-3 - Influência do indutor L_F do filtro no ganho em altas frequências.

L_F (μH)	Ganho	Ganho (dB)
100	0,556	-5,11
200	0,676	-3,41
300	0,728	-2,76
400	0,758	-2,41
500	0,776	-2,20
600	0,789	-2,05
700	0,799	-1,95
800	0,806	-1,87
900	0,812	-1,81
1000	0,817	-1,76

Para se obter a resposta do filtro em baixas frequências, faz-se ‘s’ tender a zero como mostra (III-10).

$$\frac{V_{ST}(s)}{V'_{ST}(s)} \Big|_{s \rightarrow 0} = \frac{L_T}{L_{ST} + L_T} \quad (\text{III-10})$$

Percebe-se que a atenuação do filtro para frequências baixas depende apenas da indutância L_{ST} e L_T . Para os valores de L_{ST} igual a 64 μH e L_T igual a 400 μH , o ganho em baixas frequências vale 0,8621 ou $-1,29$ dB.

O próximo passo é obter o valor de L_F e C_F a partir da expressão mostrada em (III-4) atribuindo à f_c o valor da frequência do harmônico que se deseja eliminar. Existem inúmeras combinações de L_F e C_F possíveis para a eliminação de um mesmo harmônico característico. Contudo, a escolha deve ser guiada também pelo valor do

ganho em altas frequências dado em (III-9), que depende diretamente de L_F . É interessante que se tenha o menor L_F possível para que a atenuação dos harmônicos de alta frequência seja considerável. Deste modo, o capacitor C_F do filtro é calculado a partir da frequência do harmônico que se deseja eliminar e para uma faixa de valores de L_F que vai de 100 a 500 μH , que são valores de L_F que proporcionam maior atenuação em altas frequências, como foi mostrado na Tabela III-3. Os valores de C_F calculados são mostrados na Tabela III-4.

Tabela III-4 - Valores de C_F calculados para um dado L_F e um dado harmônico.

<i>Harmônico a ser eliminado</i>	<i>Frequência do harmônico (Hz)</i>	<i>Frequência angular do harmônico (rad/s)</i>	L_F (μH)	C_F calculado (μF)
11	660	4146,90	100	581,504
			200	290,752
			300	193,835
			400	145,376
			500	116,301
13	780	4900,88	100	416,343
			200	208,171
			300	138,781
			400	104,086
			500	83,269
23	1380	8670,80	100	133,009
			200	66,505
			300	44,336
			400	33,252
			500	26,602
25	1500	9424,78	100	112,579
			200	56,290
			300	37,526
			400	28,145
			500	22,516

Aplicando um par de valores de L_F e C_F , obtidos da Tabela III-4, na função de transferência mostrada em (III-8) pode-se traçar o Diagrama de Bode do filtro sintonizado numa determinada frequência de ressonância. Como o harmônico que mais se destacou nas simulações conduzidas na Seção III.1 foi o 23º, o filtro foi calculado para este harmônico, porém o processo apresentado aqui pode ser efetuado para outros harmônicos. Os valores de L_{ST} e L_T foram mantidos fixos em 64 μH e 400 μH , respectivamente.

Os valores escolhidos para L_F e C_F foram $400 \mu\text{H}$ e $33 \mu\text{F}$, respectivamente.

Para estes valores foi traçado o Diagrama de Bode, mostrado na Figura II-19.

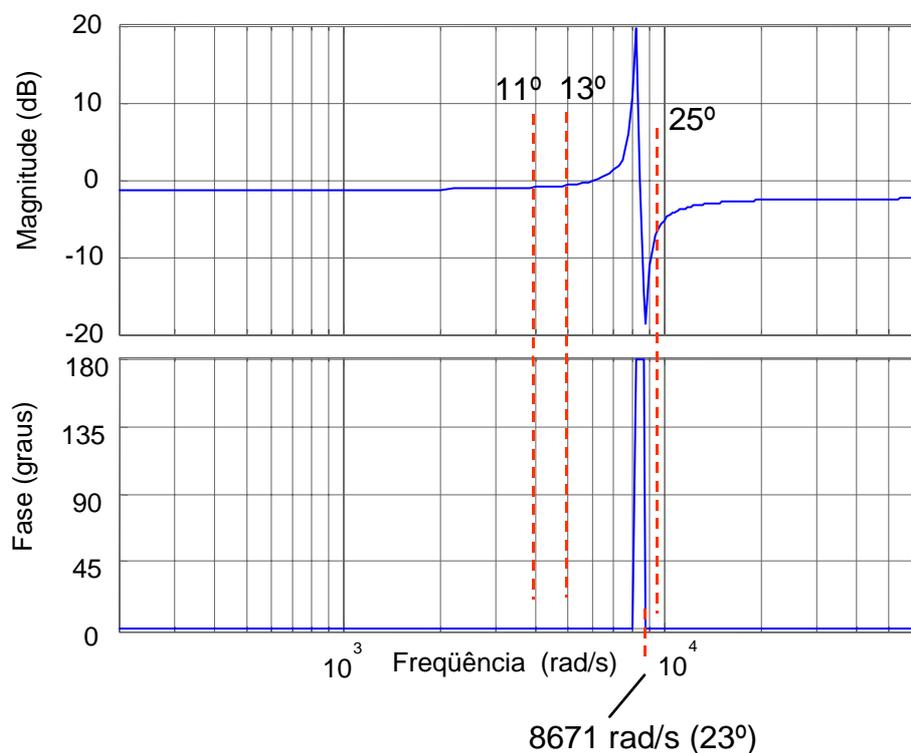


Figura III-20 - Diagrama de Bode do filtro para eliminação do 23º harmônico com $L_F = 400 \mu\text{H}$ e $C_F = 33 \mu\text{F}$.

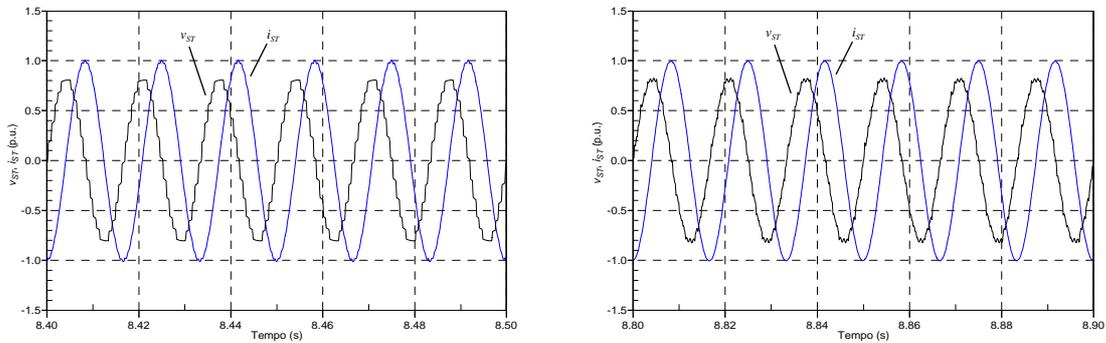
Pode se observar que a resposta do filtro apresenta um “notch” na frequência correspondente ao 23º harmônico (8671 rad/s) e que a atenuação do filtro também é considerável para o 25º harmônico (9424 rad/s).

Nota-se também que a resposta do filtro apresenta um ganho positivo entre as frequências 6126 e 8373 rad/s (que correspondem aos harmônicos de ordem $16,25$ e $22,2$, respectivamente) com pico em 8200 rad/s (harmônico de ordem $21,7$). Isto ocorre porque na obtenção da função de transferência foram levados em conta os outros elementos indutivos do circuito. No entanto, nesta faixa de frequências onde o ganho é positivo não há nenhum harmônico característico deste STATCOM, donde se conclui que os valores de L_F e C_F escolhidos são adequados para este filtro.

Foi realizada uma simulação do programa PSCAD do STATCOM com o filtro passivo apresentado acima, isto é, com L_F e C_F iguais a $400 \mu\text{H}$ e $33 \mu\text{F}$, respectivamente. Os valores de L_{ST} e L_T foram mantidos fixos em $64 \mu\text{H}$ e $400 \mu\text{H}$,

respectivamente. Foi utilizado um capacitor CC de 16000 μF . Os demais dados e parâmetros de simulação são os mesmos mostrados na Seção III.2.2.

A Figura III-21 mostra as formas de onda da tensão v_{ST} e corrente i_{ST} antes e após a conexão do filtro passivo.

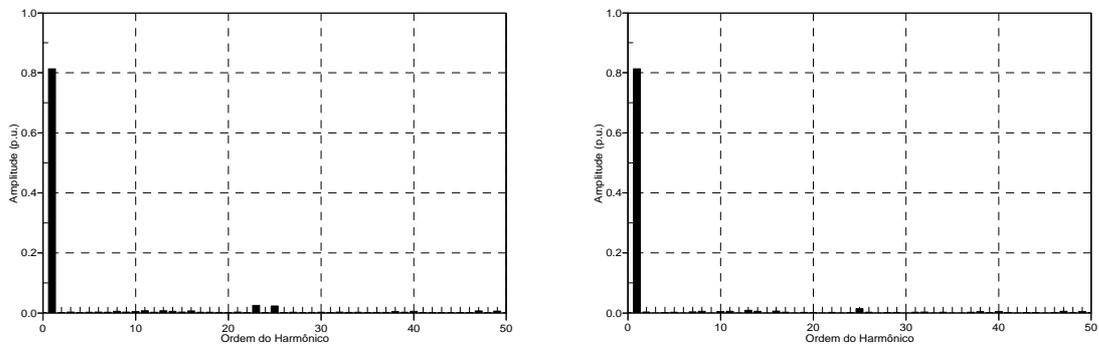


(a) Tensão e corrente na fase a antes da conexão do filtro.

(b) Tensão e corrente na fase a depois da conexão do filtro.

Figura III-21 - Formas de onda da tensão v_{ST} e corrente i_{ST} antes e depois da conexão do filtro passivo.

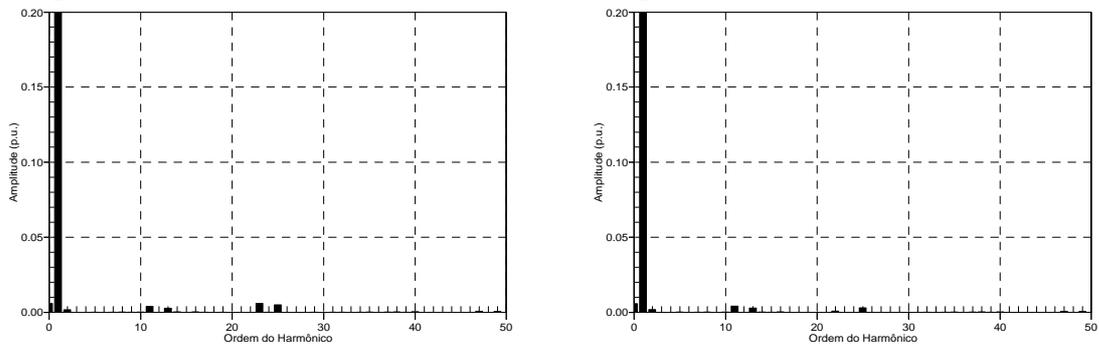
O espectro harmônico da tensão v_{ST} antes e depois da conexão do filtro é mostrado na Figura III-22. O espectro harmônico da corrente i_{ST} antes e depois da conexão do filtro é mostrado na Figura III-23 em escala ampliada.



(a) Espectro da tensão v_{ST} antes do filtro.

(b) Espectro da tensão v_{ST} depois do filtro.

Figura III-22 - Espectro da tensão v_{ST} antes e após o filtro para eliminação do 23º harmônico.



(a) Espectro da corrente i_{ST} antes do filtro.

(b) Espectro da corrente i_{ST} depois do filtro.

Figura III-23 - Espectro da corrente i_{ST} antes e após o filtro para eliminação do 23º harmônico.

Observando a Figura III-22, nota-se que o 23° é eliminado e o 25° sofre alguma atenuação como previsto. Percebe-se também que o 11° e 13° harmônicos, assim como outros harmônicos característicos deste STATCOM, não são amplificados, o que confirma o fato do filtro não ter ganho positivo na faixa de frequências que abrange estes harmônicos. O mesmo se observa para a corrente, que deixa de ter o 23° harmônico em seu espectro.

A eficácia do filtro é mais nitidamente percebida se for comparada a DHT de tensão e corrente antes e após a inclusão do filtro. As DHTs de tensão e corrente são mostradas na Tabela III-5.

Tabela III-5 - DHT de tensão e corrente antes e depois da inclusão do filtro passivo

	<i>Antes</i>	<i>Depois</i>
<i>DHT Tensão</i>	5,37 %	3,43 %
<i>DHT Corrente</i>	1,12 %	0,87 %

Nota-se uma redução na DHT tanto de tensão como de corrente. A DHT de tensão cai quase pela metade e a de corrente tem seu valor reduzido em 22 % em relação ao seu valor anterior.

Outros filtros podem ser conectados ao STATCOM de modo a atenuar os demais harmônicos característicos e reduzir ainda mais a DHT de tensão e corrente, desde que sejam tomados os cuidados apresentados aqui.

III.4. Conclusões parciais

Neste capítulo foi mostrada uma análise de desempenho em regime permanente do STATCOM *quasi* 24 pulsos. Foi analisada a influência que a reatância de dispersão equivalente L tem nos harmônicos de tensão e corrente. Foi observado que esta indutância não tem influência sobre os harmônicos de tensão, porém reduz consideravelmente o espectro harmônico de corrente conforme tem seu valor aumentado. A DHT de corrente decai exponencialmente conforme o valor de L se torna maior.

A reatância de dispersão L também tem papel importante na variação de tensão CC necessária para se ter uma mesma potência reativa nos terminais do STATCOM. Para valores de L acima de 400 μH , a variação na tensão CC é maior que 20 %, o que deve ser evitado. Valores de L muito pequenos, abaixo de 164 μH , também devem ser evitados, pois tornam o STATCOM de difícil controlabilidade.

Uma outra análise foi conduzida para avaliar a influência da capacitância CC no desempenho em regime permanente. Foi apresentado um estudo baseado na Teoria p-q do capacitor mínimo que atenda a uma oscilação (*ripple*) desejada. Foi constatado que o capacitor de 16000 μF utilizado no protótipo proporciona uma oscilação de 0,5 %.

Foi mostrado que o 5º e 7º harmônicos da corrente de magnetização podem ser amplificados caso o capacitor CC entre em ressonância com a indutância equivalente L na frequência destes harmônicos. Valores muito pequenos de capacitância podem provocar o aparecimento da ressonância.

Por último, foi feito um estudo de um filtro passivo LC sintonizado para eliminação de um harmônico característico específico e atenuação dos demais. Neste estudo foram levadas em consideração as indutâncias do circuito no levantamento da função de transferência do filtro. Através desta função foi demonstrado que se deve ter o valor do indutor do filtro o menor possível para que se tenha a máxima atenuação em altas frequências, além da eliminação do harmônico desejado, que se localiza na frequência de ressonância do filtro. Foi demonstrada através de uma simulação do circuito do STATCOM a eficácia do filtro na eliminação do harmônico desejado e na redução considerável da DHT de tensão e corrente.

Capítulo IV

Estudo do Desempenho da Resposta Dinâmica

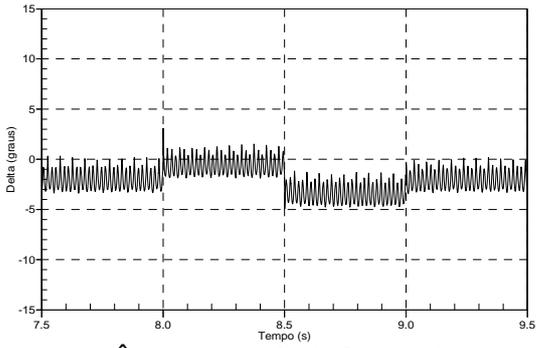
Neste capítulo é feita uma análise dinâmica do STATCOM onde é analisada a influência da reatância CA e da capacitância CC na resposta transitória quando é aplicado um degrau unitário na entrada de referência do sistema de controle. Um método para a determinação do tempo de resposta do STATCOM operando em malha aberta é mostrado visando posterior projeto do controlador de potência reativa. Isto é importante para futuros controladores da tensão ou do fator de potência no PCC. A validação desta análise é feita através do levantamento da resposta em frequência do STATCOM operando em malha aberta. Ao final é feito um estudo dos harmônicos não-característicos que têm efeito transitório sobre a tensão e corrente CA do STATCOM.

IV.1. Resposta ao degrau

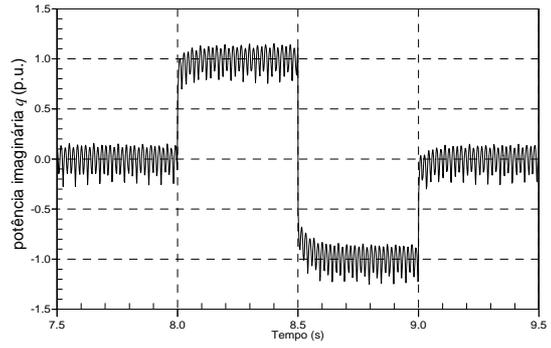
Nesta seção é analisada a resposta do STATCOM a um degrau unitário aplicado à entrada de referência do seu sistema de controle em malha fechada, que é a potência imaginária q mostrada na Figura II-7 com a potência de referência igual a 60 kvai. Esta análise está baseada no fato de que o STATCOM é um dispositivo basicamente linear, conforme mostrado por Assis em [16].

As simulações foram feitas com o programa PSCAD utilizando o modelo de STATCOM mostrado na Figura III-1. As simulações foram realizadas em duas etapas: na primeira o valor da capacitância CC foi mantido fixo em 16000 μF e o valor da indutância equivalente L do STATCOM foi alterado em cada simulação. Numa segunda etapa a indutância L foi mantida fixa em 464 μH e o valor do capacitor CC foi alterado. O total de casos analisados foi de 7 simulações na primeira etapa e 8 na segunda. Foi aplicada à entrada do STATCOM uma ordem de potência imaginária na forma de um degrau de 1 p.u. para forçá-lo a ter comportamento indutivo e após 0,5 segundo o sinal de referência foi variado para -1 p.u. forçando o STATCOM a ter comportamento capacitivo. O sinal na entrada de referência foi feito igual a zero depois de transcorrido mais 0,5 segundo. O passo de simulação escolhido foi de 1 μs e os ganhos escolhidos para o controlador PI foram: $K_p = 0,15$ e $T_i = 0,25$, pois foram os ganhos que proporcionaram uma resposta com menor *overshoot* na maioria das simulações. Estes ganhos foram mantidos fixos em todas as simulações de modo que a localização dos pólos do sistema de controle (em malha fechada) fosse influenciada apenas pelos componentes passivos, isto é, indutância de dispersão equivalente do STATCOM e capacitância CC . O sinal de saída do controlador PI, que é o ângulo de potência δ , foi limitado em $\pm 15^\circ$.

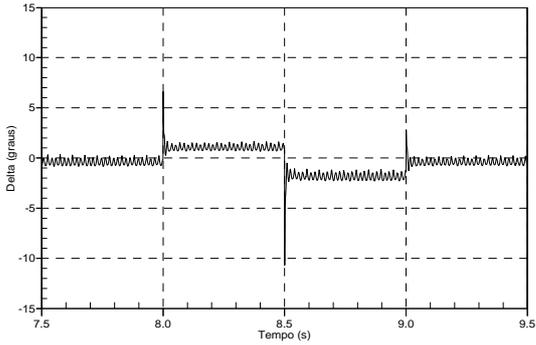
A coluna da esquerda da Figura IV-1 mostra, para cada valor de L simulado, o ângulo de potência δ encontrado pelo controle do STATCOM quando da aplicação do degrau na entrada de referência, conforme explicado acima. Ao lado de cada gráfico do ângulo de potência é mostrada a potência imaginária q decorrente da ação do sistema de controle sobre o STATCOM.



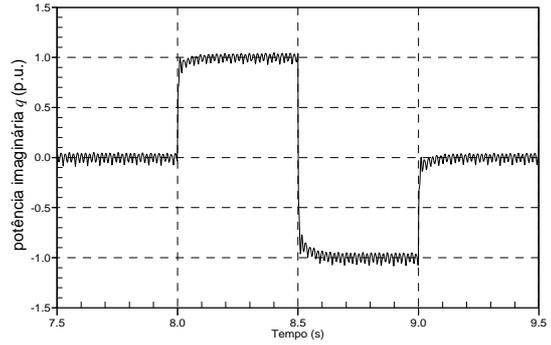
(a) Ângulo de potência δ : $L = 64 \mu\text{H}$.



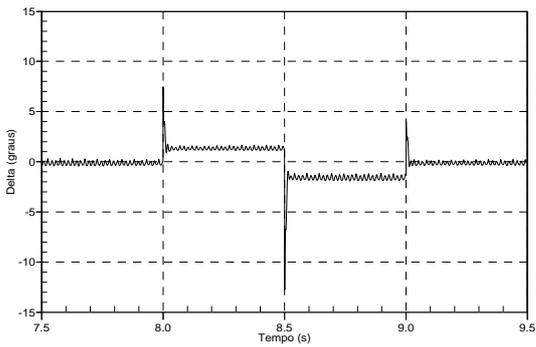
(b) Potência imaginária q : $L = 64 \mu\text{H}$.



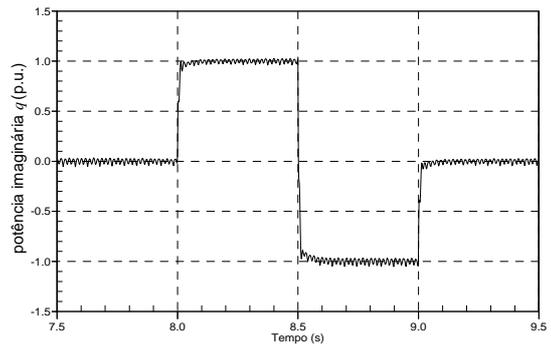
(c) Ângulo de potência δ : $L = 164 \mu\text{H}$.



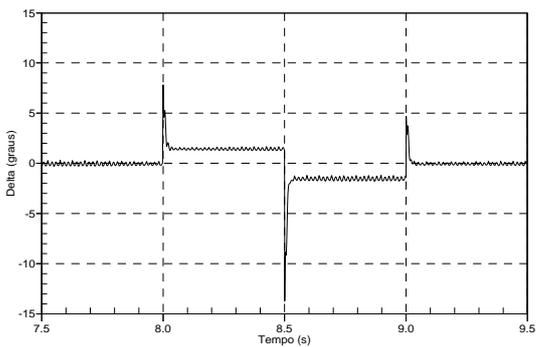
(d) Potência imaginária q : $L = 164 \mu\text{H}$.



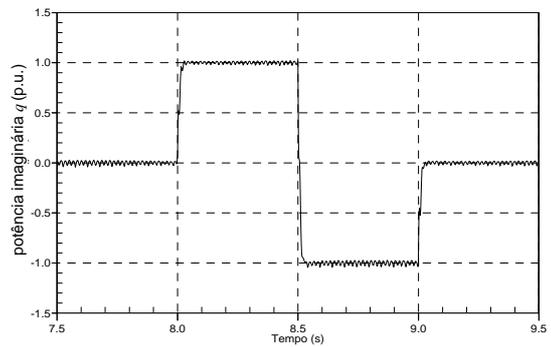
(e) Ângulo de potência δ : $L = 264 \mu\text{H}$.



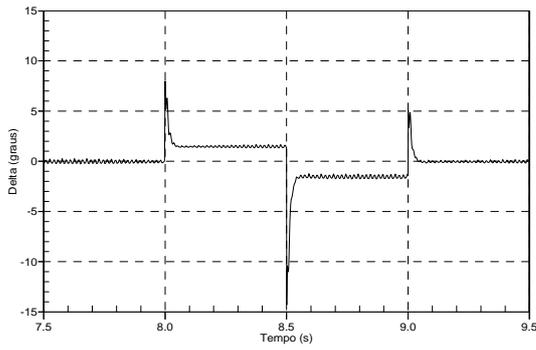
(f) Potência imaginária q : $L = 264 \mu\text{H}$.



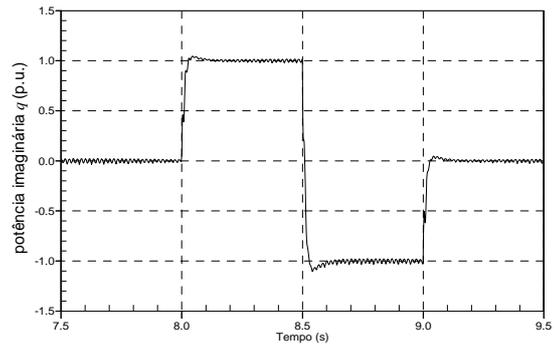
(g) Ângulo de potência δ : $L = 364 \mu\text{H}$.



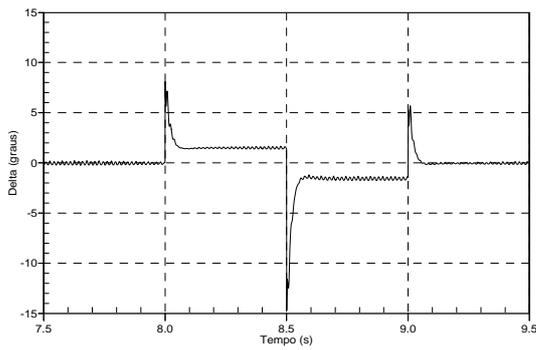
(h) Potência imaginária q : $L = 364 \mu\text{H}$.



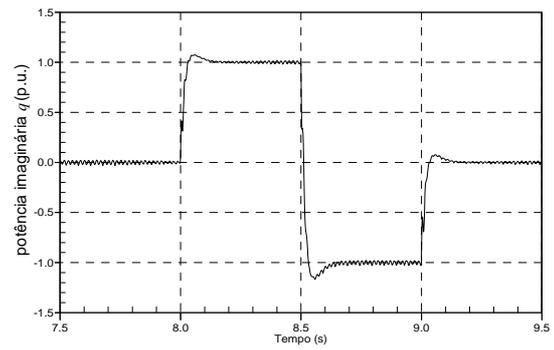
(i) Ângulo de potência δ : $L = 464 \mu\text{H}$.



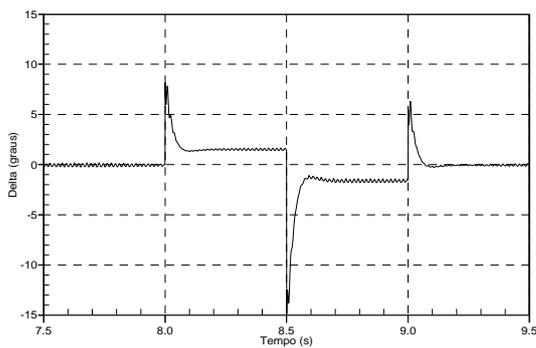
(j) Potência imaginária q : $L = 464 \mu\text{H}$.



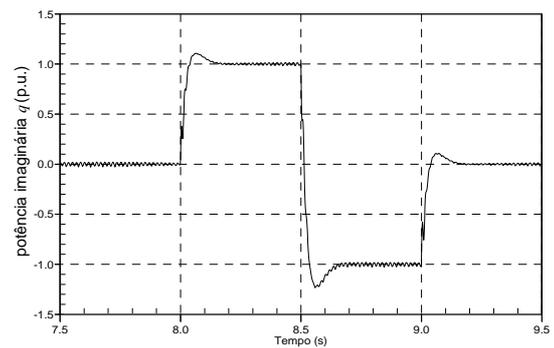
(k) Ângulo de potência δ : $L = 564 \mu\text{H}$.



(l) Potência imaginária q : $L = 564 \mu\text{H}$.



(m) Ângulo de potência δ : $L = 664 \mu\text{H}$.



(n) Potência imaginária q : $L = 664 \mu\text{H}$.

Figura IV-1 - Resposta ao degrau para vários valores de L : ângulo de potência δ e potência imaginária q .

Observando os gráficos do ângulo de potência δ da Figura IV-1, nota-se que o mesmo apresenta algum tipo de ruído ou ondulações. Uma inspeção mais detalhada permitiu verificar que estas ondulações são predominantes na frequência fundamental da rede elétrica. Percebe-se que estas oscilações também aparecem na potência imaginária q . Entretanto, nota-se que quanto maior o valor de L , menores são estas ondulações em δ e em q , o que sugere que há uma estreita ligação entre os harmônicos de corrente no lado CA, que são atenuados à medida que L tem seu valor aumentado conforme mostrado no capítulo anterior, com estas ondulações sobre δ e q . Um filtro passa-baixas, como um filtro média móvel por exemplo, poderia ser incluído no sistema

de controle para eliminar estas ondulações em δ , o que poderia ajudar a reduzir o conteúdo delas na potência imaginária q . Porém, sua ação não seria sobre a causa básica dos harmônicos e sim sobre a consequência, tornando a inclusão deste filtro pouco válida. Além disto, a inclusão deste filtro tornaria a dinâmica do controle do STATCOM mais lenta, o que desfavorece ainda mais sua utilização.

Uma outra observação importante a ser feita é que, especificamente no caso de L igual a 64 μH , mesmo quando a potência imaginária é nula, existe um ângulo de potência diferente de zero, que proporciona fluxo de potência ativa para dentro do elo CC. Este ângulo é gerado automaticamente pelo controle do STATCOM para compensar perdas resistivas, que predominam neste caso, e manter o capacitor carregado com seu valor base de modo a proporcionar potência imaginária nula.

Observa-se que quanto maior a indutância L , maior o sobre-sinal (*overshoot* ou *undershoot*) no ângulo δ e na potência imaginária q . Nota-se que para L igual a 64, 164, 264 e 364 μH praticamente não há *overshoot* e a potência imaginária converge suavemente para a referência. Para L igual a 464, 564 e 664 μH , há um sobre-sinal na potência imaginária. Para L igual a 664 μH o *overshoot* chega a 20% do valor de referência no caso do degrau indutivo (1 p.u.) e no degrau capacitivo (- 1 p.u.) o *undershoot* chega a 40% do sinal de referência. Isto decorre do fato dos ganhos dos controladores proporcional e integral terem sido escolhidos visando obter um *overshoot* mínimo para um valor intermediário de L .

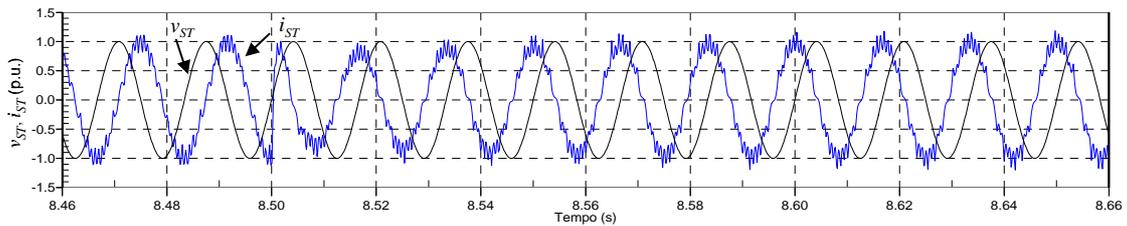
Por outro lado, pode se observar que o tempo de subida⁵ é maior conforme L tem seu valor aumentado.

Para o par de ganhos escolhidos, a resposta do STATCOM é superamortecida para L igual a 64, 164 e 264 μH , isto é, para estes valores de L os pólos do sistema de controle em malha fechada são reais, distintos e negativos. O STATCOM apresenta resposta criticamente amortecida para L igual a 364 μH , indicando que neste caso seus pólos são reais, negativos e aproximadamente iguais. E para L igual a 464, 564 e 664 μH a resposta é subamortecida e os pólos do STATCOM são complexos conjugados situados no semiplano esquerdo do plano s .

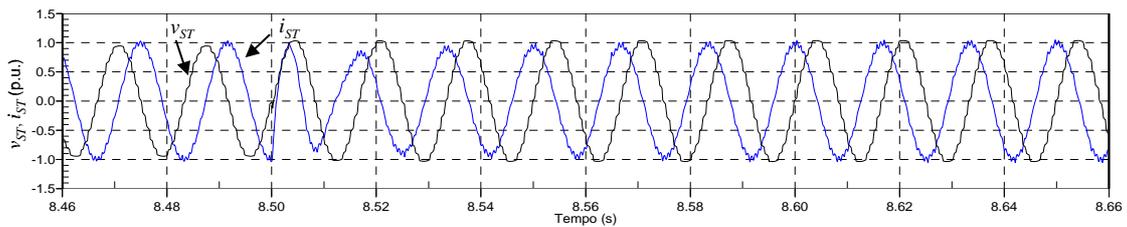
⁵ Tempo de subida é definido como o tempo necessário para a resposta passar de 10 a 90 % do seu valor final [29], independente se este valor final é positivo ou negativo.

Naturalmente, pode-se escolher um outro par de ganhos que proporcione resposta superamortecida, isto é, sem nenhum sobre-sinal, para qualquer valor de L simulado. Contudo, isto acarretará em um tempo de subida menor, pois se pode provar que sobre-sinal máximo e tempo de subida não podem ser minimizados simultaneamente.

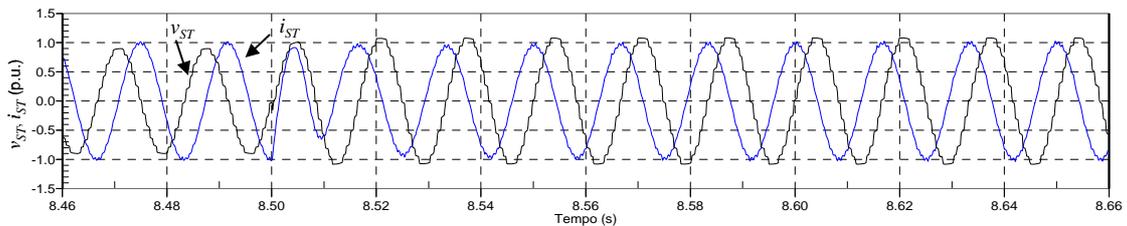
A Figura IV-2 a seguir mostra o transitório da tensão v_{ST} e corrente i_{ST} onde é possível observar o momento em que ocorre a transição de 1 p.u. (indutivo) para -1 p.u. (capacitivo) na potência imaginária, no caso, em $t = 8,5$ segundos.



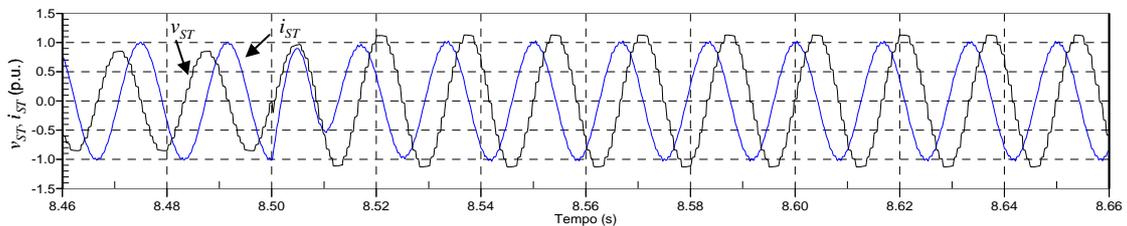
(a) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 64 \mu\text{H}$.



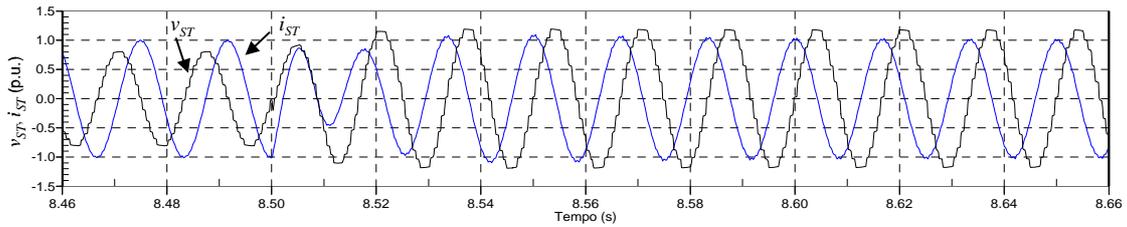
(b) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 164 \mu\text{H}$.



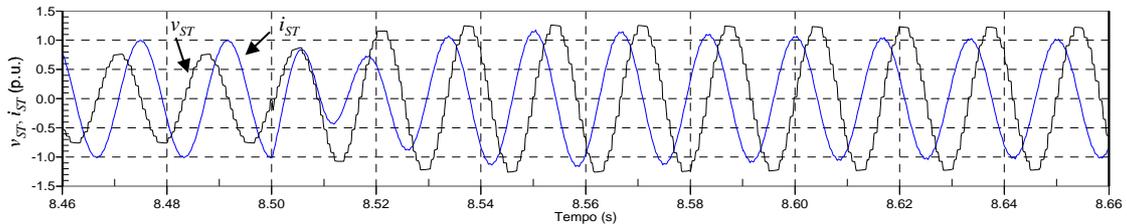
(c) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 264 \mu\text{H}$.



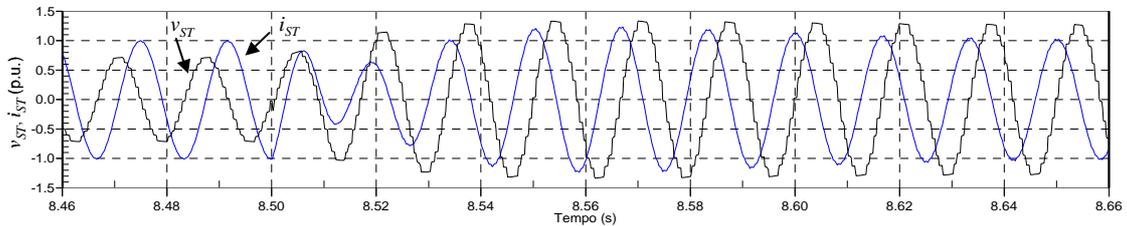
(d) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 364 \mu\text{H}$.



(e) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 464 \mu\text{H}$.



(f) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 564 \mu\text{H}$.

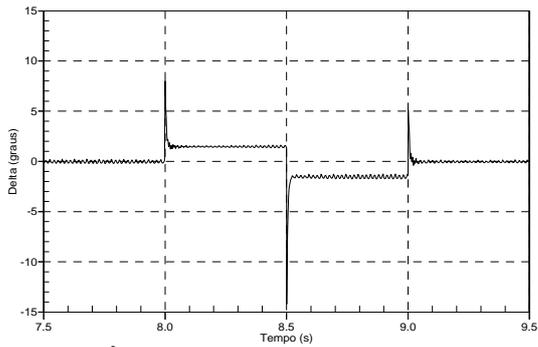


(g) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $L = 664 \mu\text{H}$.

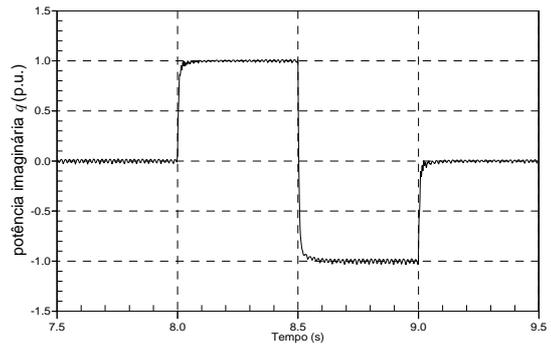
Figura IV-2 - Influência de L no transitório de tensão e corrente CA quando aplicado um degrau de 1 p.u. (indutivo) a 1 p.u. (capacitivo).

Observando a Figura IV-2 (a)-(g) percebe-se mais claramente que quanto maior o valor de L , maior é o tempo de subida, que neste caso é o tempo, após a aplicação do degrau capacitivo, para a corrente i_{ST} alcançar 90 % da referência de 1 p.u. Para L igual a $64 \mu\text{H}$, a corrente i_{ST} leva menos de meio ciclo para atingir 90 % da referência. Para L igual a $664 \mu\text{H}$, o tempo de subida é de aproximadamente 3 ciclos.

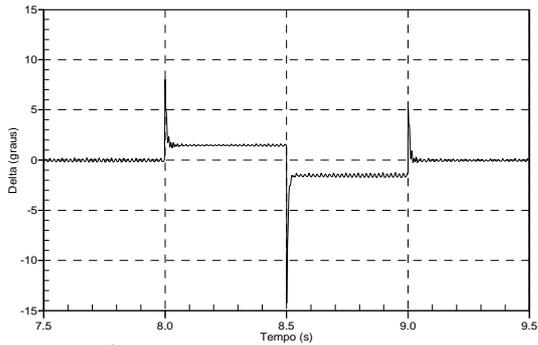
A seguir é analisada a influência da capacitância CC na resposta dinâmica. Os gráficos da coluna da esquerda da Figura IV-3 mostram o ângulo de potência δ para cada valor de C simulado. Ao lado de cada gráfico de δ é mostrada a potência imaginária q decorrente da aplicação do degrau indutivo e capacitivo.



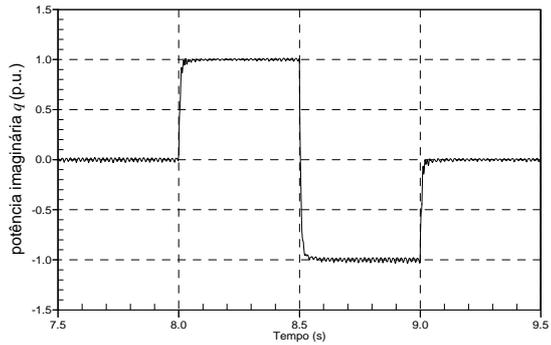
(a) Ângulo de potência δ : $C = 2000 \mu\text{F}$.



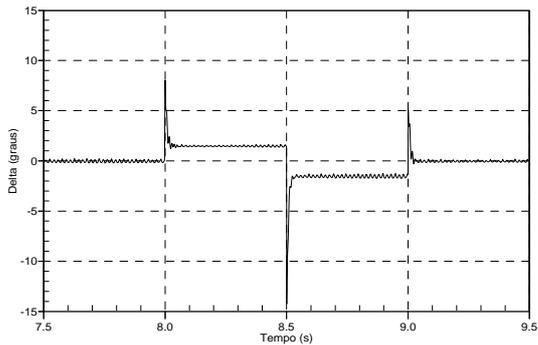
(b) Potência imaginária q : $C = 2000 \mu\text{F}$.



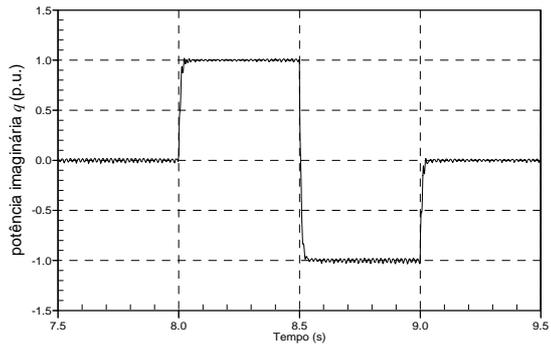
(c) Ângulo de potência δ : $C = 4000 \mu\text{F}$.



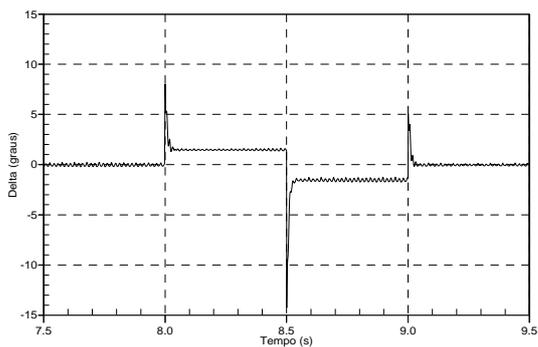
(d) Potência imaginária q : $C = 4000 \mu\text{F}$.



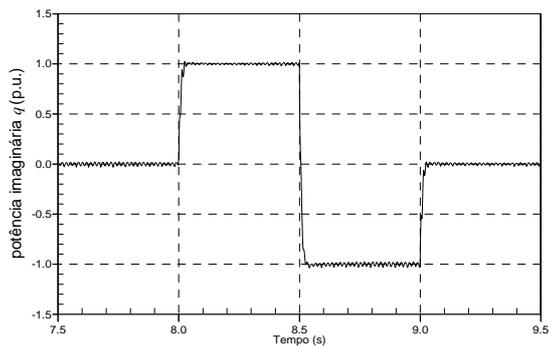
(e) Ângulo de potência δ : $C = 6000 \mu\text{F}$.



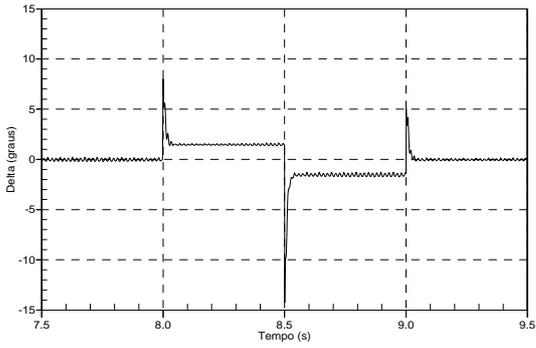
(f) Potência imaginária q : $C = 6000 \mu\text{F}$.



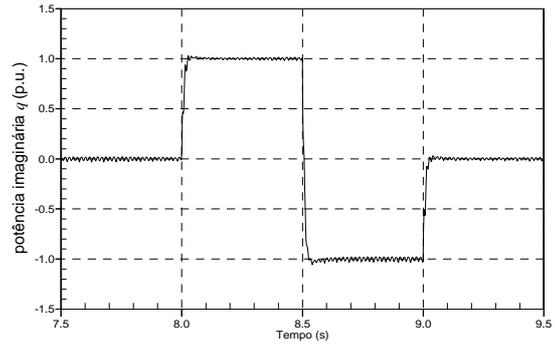
(g) Ângulo de potência δ : $C = 8000 \mu\text{F}$.



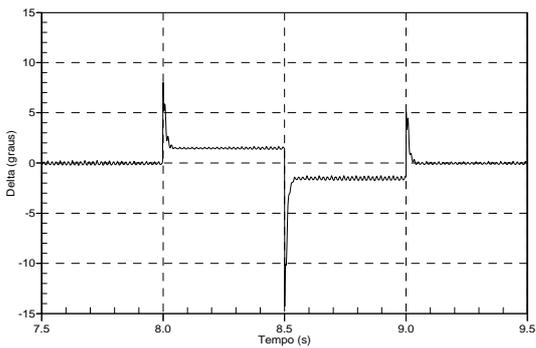
(h) Potência imaginária q : $C = 8000 \mu\text{F}$.



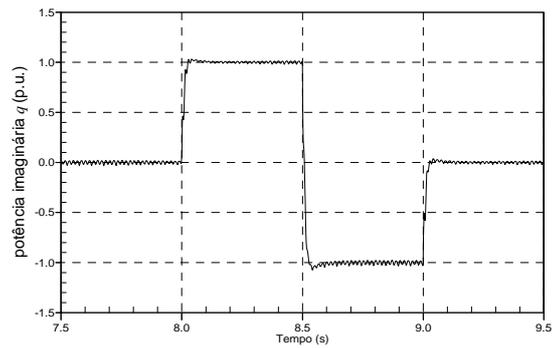
(i) Ângulo de potência δ : $C = 10000 \mu\text{F}$.



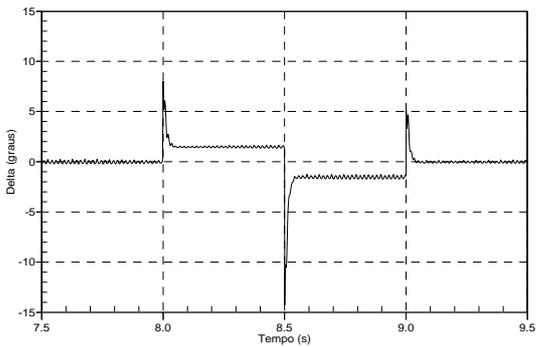
(j) Potência imaginária q : $C = 10000 \mu\text{F}$.



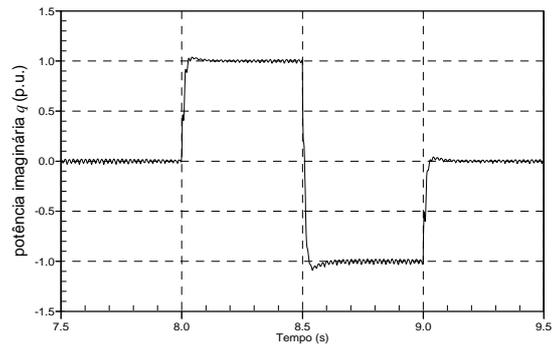
(k) Ângulo de potência δ : $C = 12000 \mu\text{F}$.



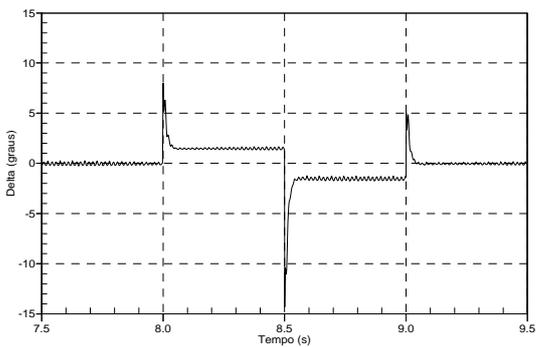
(l) Potência imaginária q : $C = 12000 \mu\text{F}$.



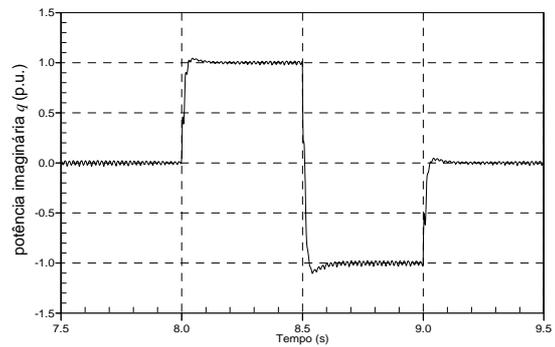
(m) Ângulo de potência δ : $C = 14000 \mu\text{F}$.



(n) Potência imaginária q : $C = 14000 \mu\text{F}$.



(o) Ângulo de potência δ : $C = 16000 \mu\text{F}$.



(p) Potência imaginária q : $C = 16000 \mu\text{F}$.

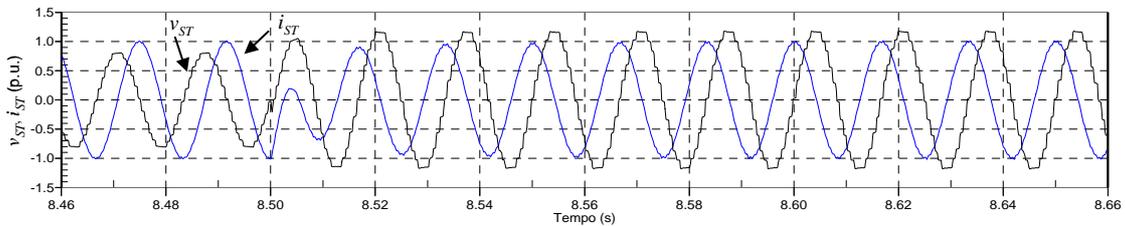
Figura IV-3 - Resposta ao degrau para vários valores de C : ângulo de potência δ e potência imaginária q .

Observa-se que o sobre-sinal máximo cresce à medida que a capacitância CC se torna maior. Para C igual a 2000, 4000 e 6000 μF , o sistema de controle se comporta

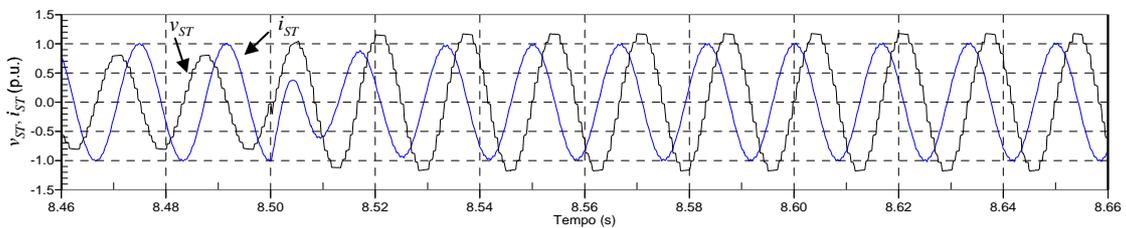
como subamortecido. Para C igual a $8000 \mu\text{F}$, a resposta do STATCOM é criticamente amortecida. E para C igual a 10000 , 12000 , 14000 e $16000 \mu\text{F}$, a resposta é subamortecida. Entretanto, para os valores de C simulados, o sobre-sinal no degrau capacitivo (-1 p.u.) no pior caso, isto é, quando C é igual a $16000 \mu\text{F}$, não ultrapassa 10% .

Nota-se também que o tempo de subida é tanto maior quanto maior for o valor de C . Contudo, este sofre muito pouca alteração conforme se aumenta o valor de C .

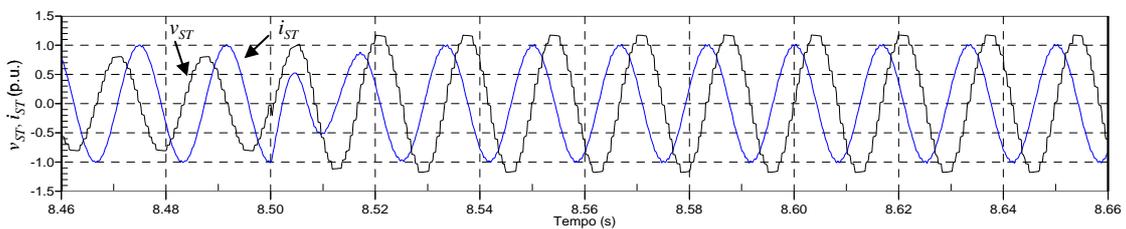
A Figura IV-4 mostra a transição da tensão v_{ST} e corrente i_{ST} no momento em que o degrau de referência da potência imaginária vai de 1 p.u. indutivo a -1 p.u. capacitivo.



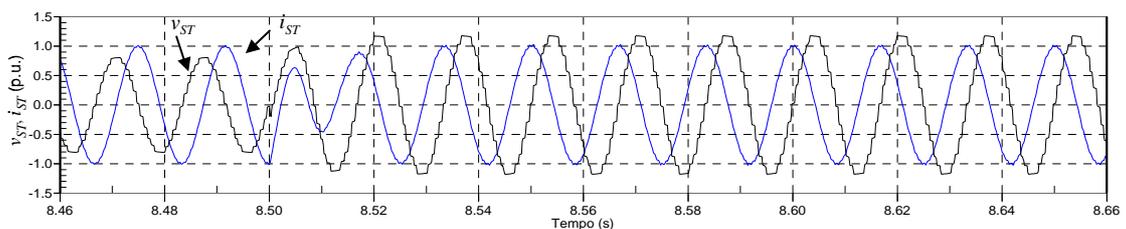
(a) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 2000 \mu\text{H}$.



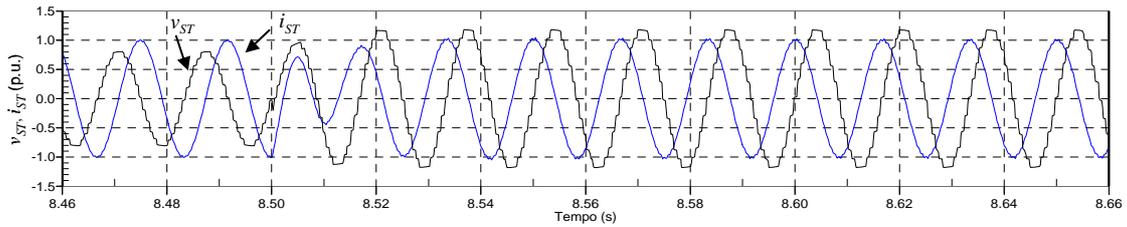
(b) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 4000 \mu\text{H}$.



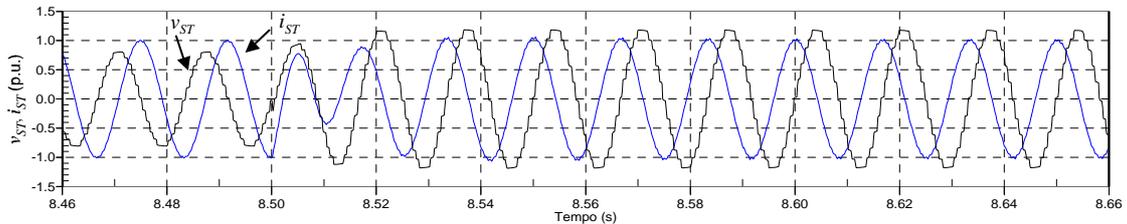
(c) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 6000 \mu\text{H}$.



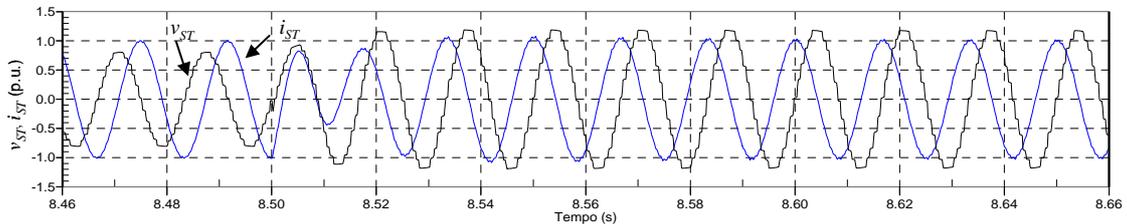
(d) Transitório da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 8000 \mu\text{H}$.



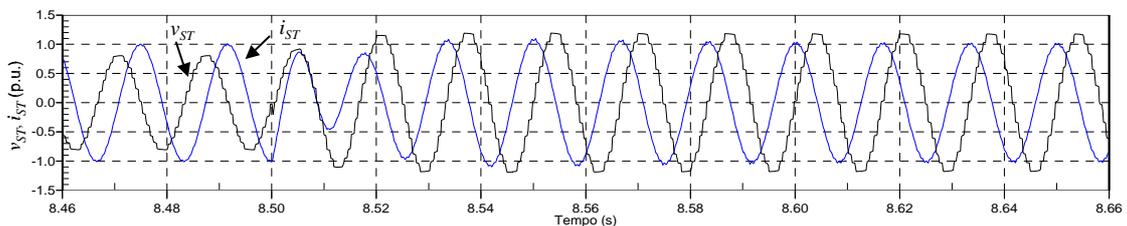
(e) Transiente da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 10000 \mu\text{H}$.



(f) Transiente da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 12000 \mu\text{H}$.



(g) Transiente da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 14000 \mu\text{H}$.



(h) Transiente da tensão v_{ST} e da corrente i_{ST} : $C = 16000 \mu\text{H}$.

Figura IV-4 - Influência de C no transiente de tensão e corrente CA quando aplicado um degrau de 1 p.u. (indutivo) a 1 p.u. (capacitivo).

Observando a Figura IV-4 nota-se que o tempo de subida, que é percebido como o tempo que a corrente i_{ST} leva para alcançar 90 % da referência de 1 p.u. capacitivo, pouco se altera conforme se aumenta o valor de C . Comparando com os resultados obtidos nas simulações da primeira etapa, onde C foi mantido fixo e alterou-se L , conclui-se que a velocidade de resposta do STATCOM é muito mais dependente de L do que de C .

IV.2. Análise em malha aberta - determinação da constante de tempo e levantamento da resposta em frequência

As observações feitas na seção anterior permitem dizer que se o sistema de controle do STATCOM em malha fechada tem comportamento semelhante a um sistema de segunda ordem, em malha aberta muito provavelmente o STATCOM pode ser representado por uma função de primeira ordem. Esta hipótese é investigada nesta seção.

O STATCOM representado por uma planta de primeira ordem com sua respectiva função de transferência é mostrado na Figura IV-5, onde T é definida como constante de tempo da função. A variável de entrada considerada nesta análise é o ângulo de potência δ e a de saída a potência imaginária q .

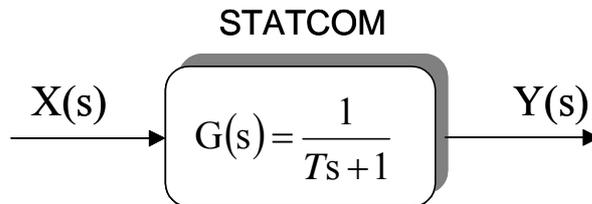


Figura IV-5 - Representação do STATCOM como uma função de primeira ordem.

A resposta ao degrau do sistema de primeira ordem mostrado na Figura IV-5 é uma curva exponencial, como mostra a Figura IV-6, onde também é mostrada a equação de saída em função do tempo. Uma propriedade de um sistema como este, é que o valor de sua saída, quando $t = T$, é igual a 0,632 do valor máximo de saída, ou 36,8 % abaixo deste valor máximo.

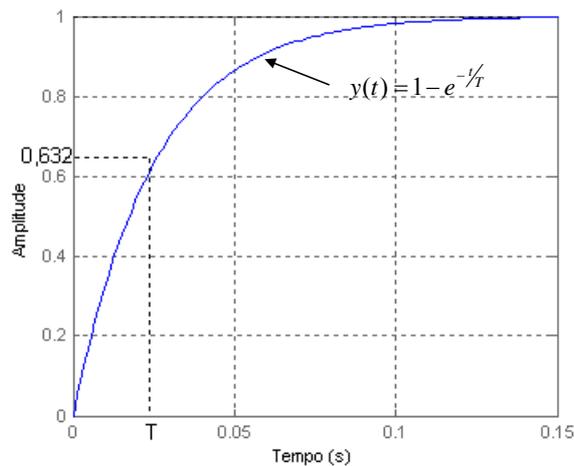


Figura IV-6 - Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem.

Pode-se verificar através de um método gráfico se um sistema é ou não de primeira ordem, obtendo sua resposta à entrada degrau e traçando o gráfico da expressão dada em (IV-1) em função do tempo com o eixo das ordenadas em escala logarítmica [29].

$$\frac{|y(t) - y(\infty)|}{|y(0) - y(\infty)|}, \quad (\text{IV-1})$$

onde:

- $y(t)$ é o valor atual da variável y ;
- $y(\infty)$ é o valor de y para $t \rightarrow \infty$;
- $y(0)$ é o valor de y no instante zero.

Se a curva resultante for aproximadamente uma reta, fica comprovada que a resposta é uma função exponencial e o sistema pode ser considerado de primeira ordem. Uma outra propriedade deste método é a obtenção imediata da constante de tempo T por inspeção gráfica. O valor de t correspondente a 36,8 % abaixo do valor final no eixo das ordenadas corresponde à constante de tempo.

Foi realizada uma simulação em malha aberta do STATCOM onde um degrau de referência foi aplicado ao ângulo de potência em 2,5 s de modo a proporcionar 1 p.u. indutivo de potência reativa nos terminais de saída. O método descrito acima foi aplicado ao STATCOM para $L = 264 \mu\text{H}$ e $C = 16000 \mu\text{F}$ e o gráfico resultante é mostrado na Figura IV-7.

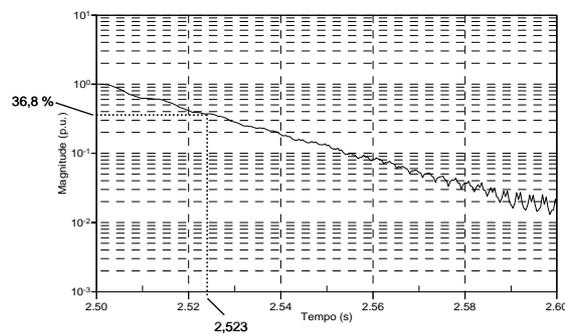


Figura IV-7 - Curva em escala logarítmica da resposta ao degrau do STATCOM operando em malha aberta.

Pode-se observar que o gráfico resultante é aproximadamente uma reta e o valor correspondente à constante de tempo neste caso vale 23 ms.

Uma outra forma de se verificar qual a ordem de um sistema é através do levantamento da sua resposta em frequência. Por definição, a resposta em frequência é realizada aplicando-se um sinal senoidal à entrada de um sistema e observando a amplitude e fase do sinal de saída. Os resultados obtidos são “plotados” num Gráfico de Bode, que mostra a magnitude (em dB) e fase em função da frequência.

Conhecendo-se o valor do ângulo de potência necessário para se ter 1 p.u. de potência reativa na saída, aplicou-se um sinal senoidal com amplitude máxima igual a este valor de δ conhecido na entrada e observou-se a magnitude e fase do sinal de saída. Foram realizadas 30 simulações, uma para cada valor de frequência, utilizando os mesmos valores simulados anteriormente, isto é, $L = 264 \mu\text{H}$ e $C = 16000 \mu\text{F}$. Deste modo, obteve-se a resposta em frequência mostrada na Figura IV-8.

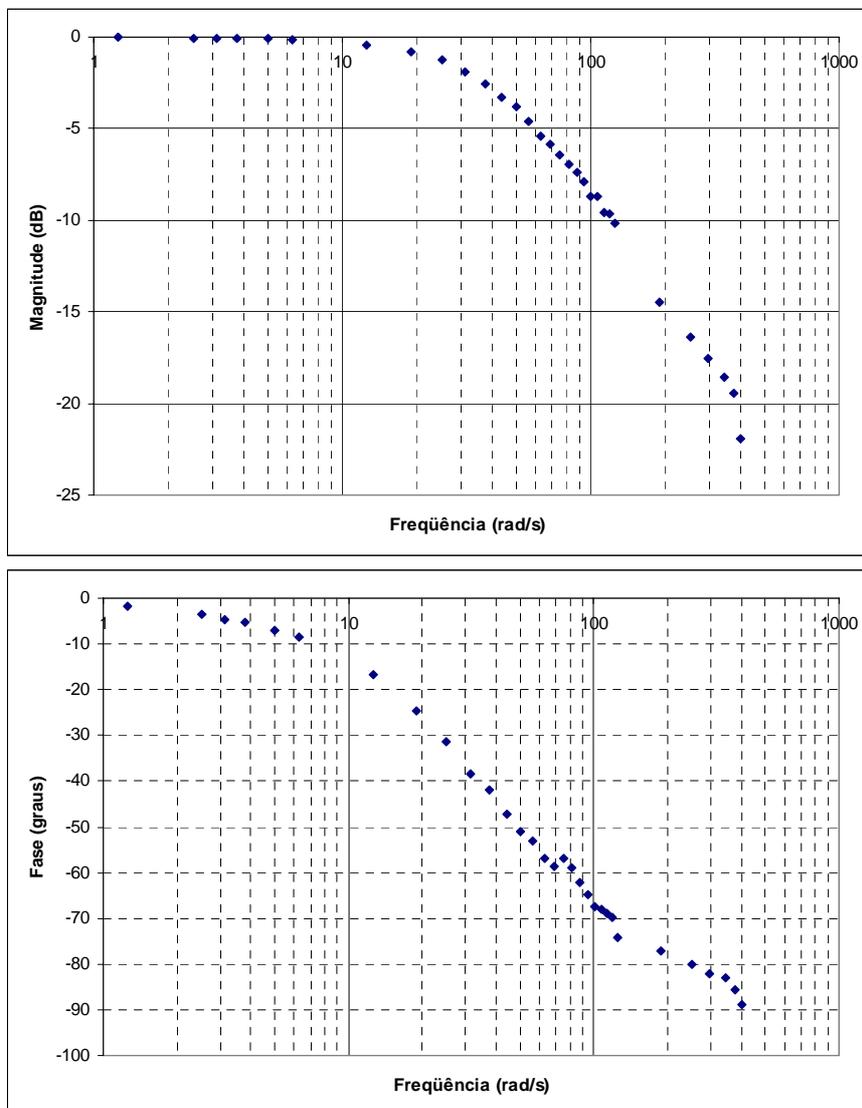


Figura IV-8 - Resposta em frequência em malha aberta do STATCOM para $L = 264 \mu\text{H}$ e $C = 16000 \mu\text{F}$.

Observando os gráficos da Figura IV-8 percebe-se que a curva da magnitude até o ponto de -3 dB permanece constante e muito próximo de zero e após este ponto decresce a uma taxa de 20 dB por década de frequência, o que caracteriza um sistema de primeira ordem. Nota-se também que o STATCOM em baixas frequências tem comportamento linear, o que já havia sido comprovado por Assis em [16]. O gráfico da fase em função da frequência mostra que para baixas frequências há pouco atraso na resposta e para altas frequências a defasagem tende a -90° . Portanto, os gráficos da resposta em frequência mostrados acima revelam um comportamento típico de um sistema de primeira ordem.

Pode-se demonstrar que o valor da constante de tempo T corresponde ao inverso da frequência no ponto de -3 dB. Assim, uma vez que a frequência no ponto de -3 dB vale aproximadamente 40 rad/s, a constante de tempo neste caso vale 25 ms, o que vem de encontro ao que foi encontrado pelo método gráfico exposto anteriormente. Portanto, tal método pode ser usado para se ter uma boa estimativa da constante de tempo T do STATCOM operando em malha aberta, assumindo que seu comportamento neste caso é semelhante ao de um sistema de primeira ordem.

Assim, da mesma forma que na seção anterior, foram realizadas 7 simulações alterando o valor de L e mantendo fixo em 16000 μF o valor de C e 8 simulações mantendo fixo em 464 μH o valor de L e alterando-se C . Em cada simulação foi obtida a constante de tempo T através do método gráfico exposto acima. Deste modo, foi obtido o gráfico da Figura IV-9 que mostra a influência de L na constante de tempo e o gráfico da Figura IV-10 que mostra influência de C na constante de tempo. Em ambos os gráficos foi obtida, via cálculos computacionais, a curva que melhor se adequou aos pontos calculados via simulação. A curva aproximada, assim como sua equação é mostrada nos respectivos gráficos.

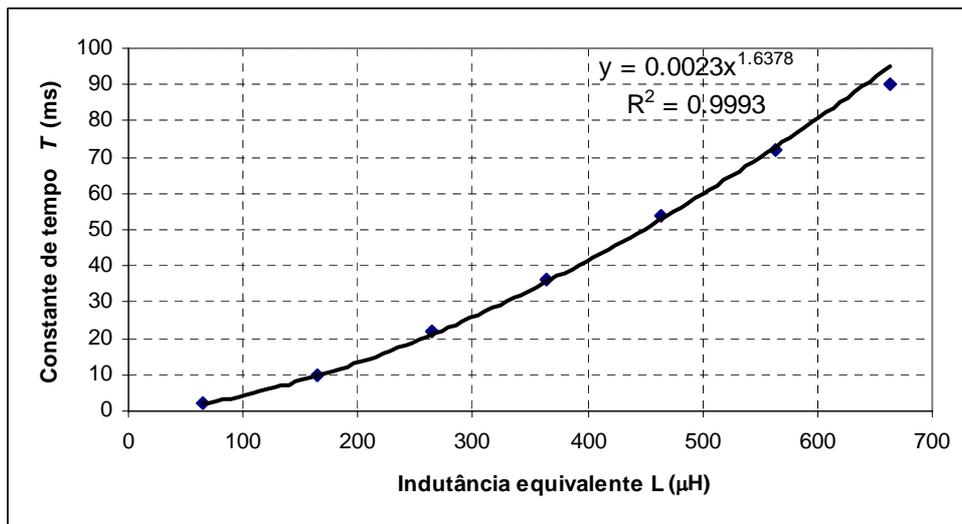


Figura IV-9 - Influência da indutância equivalente L na constante de tempo.

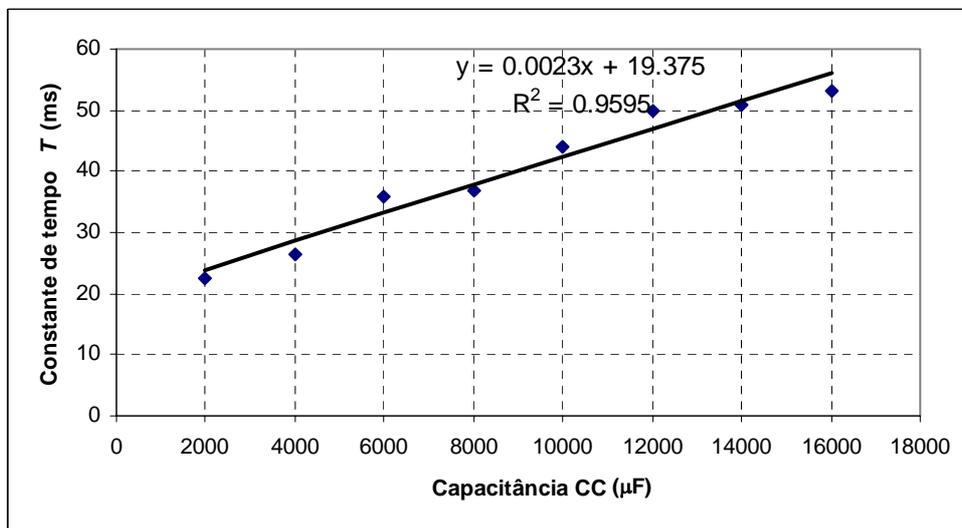


Figura IV-10 - Influência da capacitância CC na constante de tempo.

A Figura IV-9 mostra que a relação entre L e a constante de tempo T é não linear. Se L tem seu valor dobrado, a constante de tempo aumenta muito mais que o dobro. Por outro lado, observando o gráfico da Figura IV-10, nota-se que a relação entre C e a constante de tempo T pode ser aproximada por uma reta cuja equação é mostrada próxima aos pontos simulados. O gráfico da Figura IV-10 mostra que um aumento no valor de C aumenta muito pouco o valor da constante de tempo. Com isto, pode-se dizer que a indutância equivalente L influencia bem mais a constante de tempo do STATCOM que a capacitância CC , o que interfere diretamente no seu tempo de resposta. Isto vem de encontro ao que foi obtido na seção anterior que mostrou que a velocidade de resposta do STATCOM é muito mais dependente de L do que de C .

Conhecendo-se a constante de tempo do STATCOM operando em malha aberta, é possível utilizar métodos de projeto de controlador disponíveis na literatura para projetar um controlador apropriado para cada par de L e C . O controlador assim projetado deve ter uma resposta em malha fechada que atenda a requisitos específicos, como maior banda passante (maior faixa de operação linear) ou *overshoot* de resposta mínimo.

IV.3. Estudo dos harmônicos não-característicos

A energização de transformadores pode resultar em elevados fluxos magnéticos no núcleo e, conseqüentemente, em elevadas correntes de magnetização transitórias. Esta corrente é denominada na literatura como corrente de *inrush*.

Idealmente, o fluxo magnético no núcleo de um transformador é 90° atrasado em relação à tensão em seus terminais e é dado pela integral desta. Se um transformador for conectado à rede no momento em que a tensão tiver ângulo de fase zero, pode-se provar que o fluxo transitório máximo resultante será duas vezes maior que o fluxo em regime permanente [40]. Porém, a corrente de magnetização associada a este fluxo será de amplitude máxima considerável em relação ao valor em regime permanente além de conter componente CC. Por outro lado, se o enrolamento primário do transformador for energizado no momento em que a tensão tiver ângulo de fase 90° , o fluxo decorrente será igual ao fluxo em regime permanente e a corrente de magnetização terá a forma mostrada na Figura III-14. Como o STATCOM multipulso é composto de transformadores trifásicos e as três fases são conectadas ao mesmo tempo à rede elétrica, é impossível obter fluxo magnético mínimo em todas as fases simultaneamente e, por isso, inevitavelmente aparecerão elevadas correntes de *inrush* em seus enrolamentos.

O nível CC destas correntes depende não só do valor da reatância de magnetização, representada no modelo do transformador da Figura II-3 por X_m , mas também dos outros indutores conectados ao circuito, como a indutância auxiliar L_T mostrada na Figura III-1, como será demonstrado mais adiante. As correntes nas três fases do STATCOM no momento em que os transformadores são energizados são mostradas na Figura IV-11. Neste caso o STATCOM foi conectado no momento em que a tensão v_a da rede elétrica tinha ângulo de fase 90° , por isso a corrente na fase a não apresenta nível CC. No entanto, nesta figura as outras fases não foram conectadas no

momento em que suas respectivas tensões tinham ângulo de fase igual a 90° , portanto apresentam nível CC.

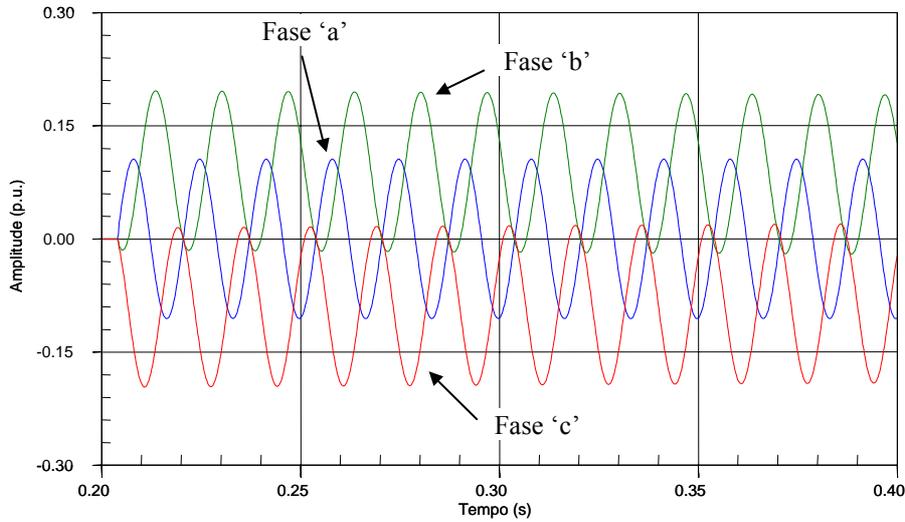
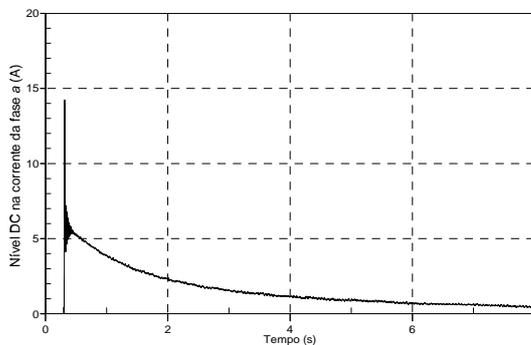
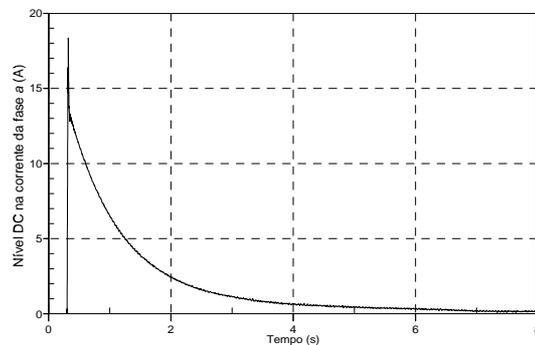


Figura IV-11 -Correntes nos terminais do STATCOM no momento da energização dos transformadores.

Num transformador real, onde existem perdas resistivas, a tendência do nível CC da corrente de *inrush* é de ter um decaimento exponencial ao longo do tempo. Nas simulações conduzidas ao longo deste trabalho verificou-se a existência das correntes de *inrush* nos instantes iniciais e, como os transformadores foram modelados de acordo com valores reais do protótipo de STATCOM, incluindo as resistências dos enrolamentos, foi notado que estas correntes decaem e tendem a zero depois de transcorrido algum tempo. Na Figura IV-12 (a) e (b) é mostrado o nível CC extraído da corrente na fase *a* do STATCOM para *L* igual a 64 e 164 μH , respectivamente. E na Figura IV-13 (a) e (b) é mostrado o nível CC extraído da corrente i_{ST} para resistência de enrolamento equivalente R_{eq} igual a 6 $\text{m}\Omega$ e 30 $\text{m}\Omega$, respectivamente.



(a) Nível CC para $L = 64 \mu\text{H}$.



(b) Nível CC para $L = 164 \mu\text{H}$.

Figura IV-12 - Influência de L no nível CC na corrente da fase *a* do STATCOM.

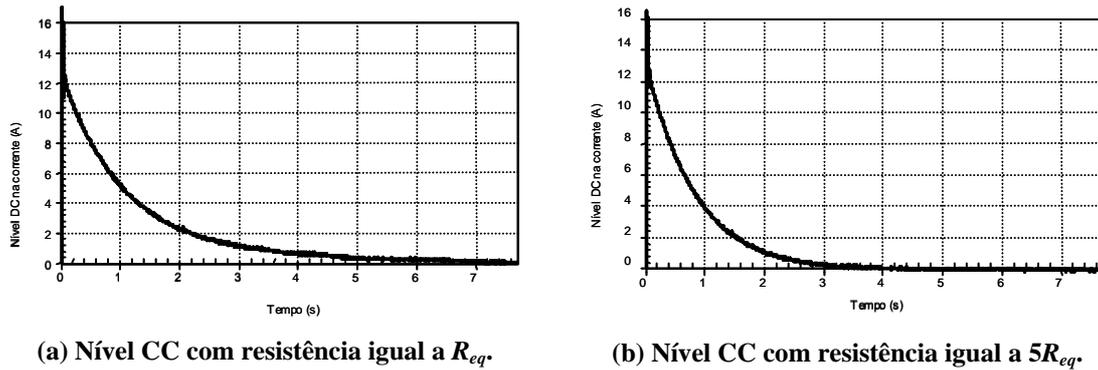


Figura IV-13 - Influência da resistência equivalente no nível CC na corrente da fase *a* do STATCOM.

Observando a Figura IV-12 nota-se que a indutância equivalente L influencia no pico inicial da corrente e no tempo que o nível CC leva para se anular. Quanto maior o valor de L , maior é a sobre-corrente inicial e maior o tempo para esta ir a zero, uma vez que a constante de tempo de decaimento é dada pela relação L/R_{eq} .

Percebe-se que no caso mostrado na Figura IV-13 (a), o nível CC na corrente demora aproximadamente 8 segundos para ir a zero, o que para a maioria das aplicações práticas é um tempo muito longo. Na Figura IV-13 (b) o nível CC na corrente vai a zero mais rapidamente, o que sugere que numa aplicação prática seja utilizado um resistor de partida em série com a indutância equivalente L para que o tempo de decaimento do nível CC na corrente seja mais rápido e para que o STATCOM possa prontamente operar como compensador de reativos tão logo seja conectado à rede elétrica.

A corrente ao fluir pela reatância de magnetização pode proporcionar uma queda de tensão CC no ponto entre a indutância de dispersão e a de magnetização conforme mostrado no modelo do transformador da Figura II-3. Pode-se demonstrar matematicamente através do uso de funções de chaveamento, conforme fez Cavaliere em [5], que este nível CC será refletido em V_{cc} como uma oscilação na frequência fundamental ω . Por outro lado, a função de chaveamento inversa mostra que se existir oscilação sobre a tensão CC na frequência da rede, aparecerá uma oscilação de frequência 2ω na tensão CA. Com isto, na corrente i_{ST} do STATCOM irá aparecer uma componente harmônica de 2ª ordem. Esta relação é ilustrada na Figura IV-14.

A Figura IV-15 mostra a influência que o nível CC na corrente CA tem na oscilação sobre a tensão CC na frequência da rede e a Figura IV-16 mostra a influência

da amplitude da oscilação da tensão CC sobre a amplitude do 2º harmônico na corrente CA.

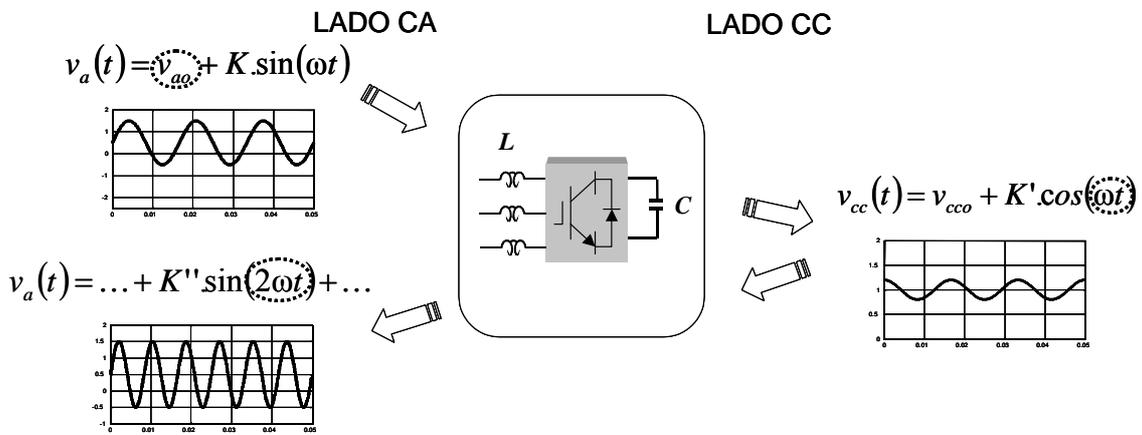


Figura IV-14 - Relação entre nível CC na tensão CA, oscilação em ω sobre V_{cc} e 2º harmônico na tensão CA.

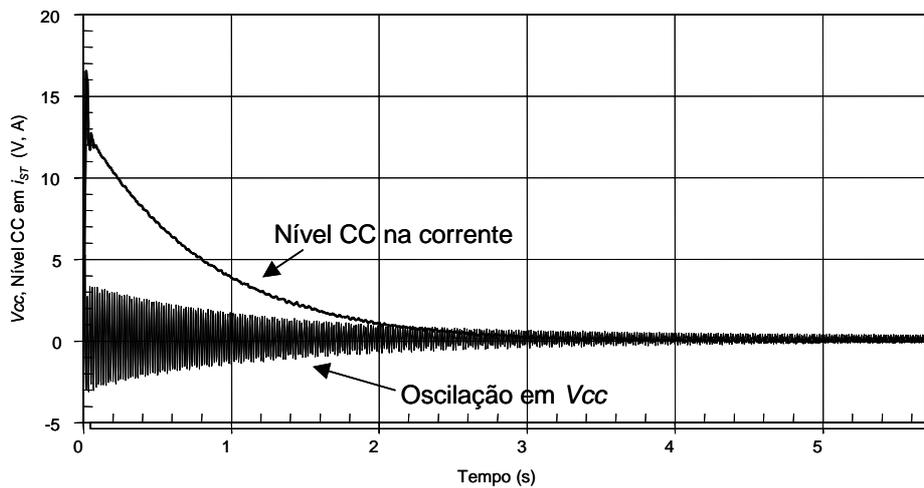


Figura IV-15 - Influência do nível CC na corrente CA na oscilação sobre a tensão CC.

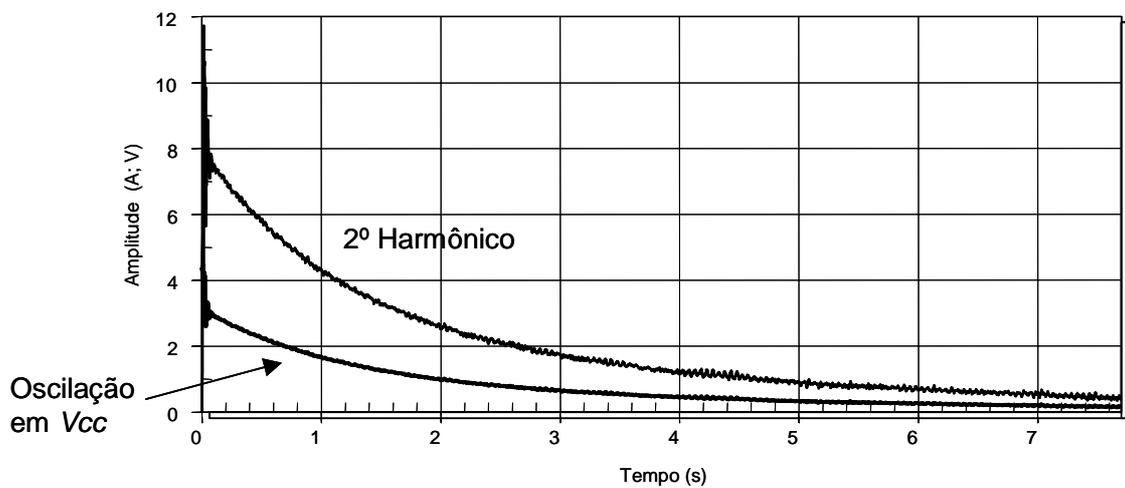


Figura IV-16 - Influência da amplitude de oscilação da tensão CC sobre a amplitude do 2º harmônico na corrente CA.

Percebe-se nitidamente que a oscilação na frequência da rede em V_{cc} e o 2º harmônico na corrente CA acompanham o nível CC na corrente e todos tendem a zero após transcorridas algumas constantes de tempo dada por L/R_{eq} . Este tempo pode ser considerado longo para muitas aplicações práticas, o que reforça a idéia da necessidade de colocação de resistores de partida.

Um outro fator que pode ocasionar o mesmo efeito descrito acima é quando há erro no disparo de alguma chave dos inversores. Isto pode ocorrer quando se está utilizando um *clock* de frequência relativamente baixa no microcontrolador ou DSP ou passo de simulação relativamente grande, de modo que o disparo de uma chave seja efetuado alguns instantes antes ou após o instante exato de comutação. Isto faz com que um semiciclo de tensão seja maior que outro, resultando em um nível CC na tensão de saída, como ilustra a Figura IV-17 para apenas um inversor de seis pulsos.

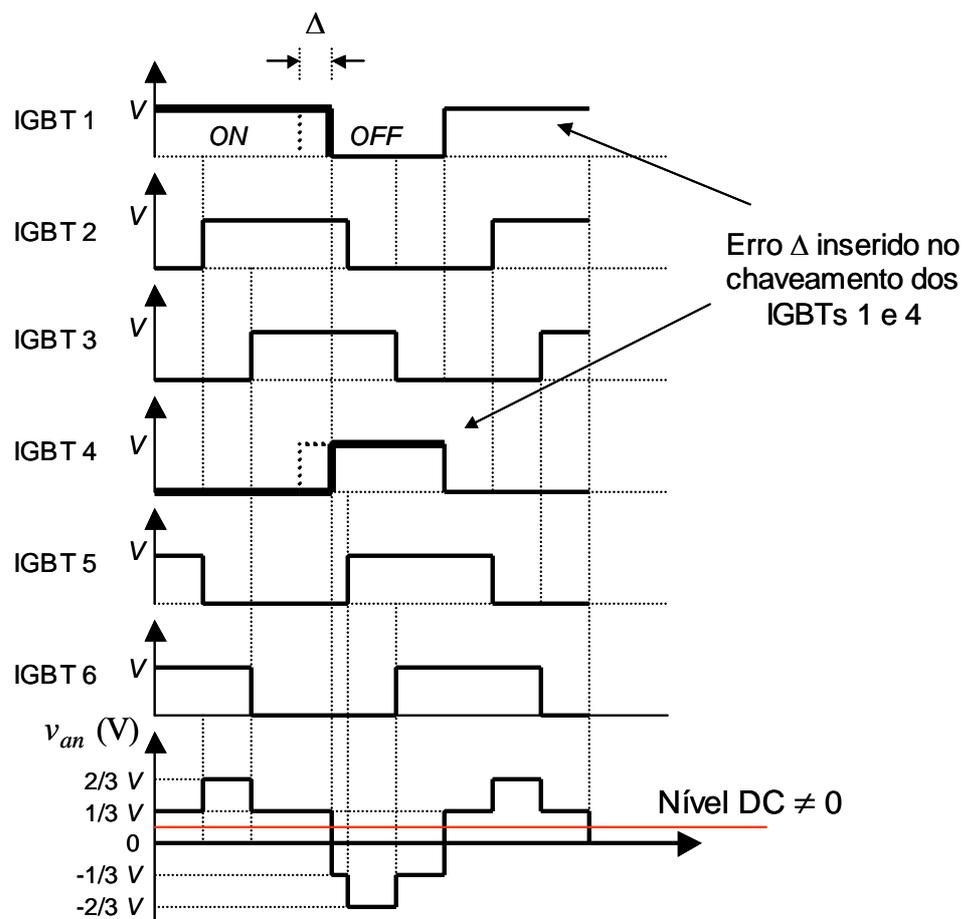


Figura IV-17 - Nível CC na tensão CA devido a um erro inserido no disparo dos IGBTs 1 e 4.

O gráfico da Figura IV-17 mostra que para *clocks* relativamente pequenos ou passo de simulação relativamente grande, há um erro no chaveamento que proporciona

o aparecimento de nível CC na tensão de saída. Se o passo de simulação for de 100 μs , o erro corresponde a aproximadamente 2°, na frequência da rede. Portanto, é conveniente que se utilizem passos de simulação pequenos ou *clocks*, no caso de aplicações práticas, de frequência elevada. Em aplicações reais tempos inferiores ou da ordem de 1 μs são suficientes para que o nível CC na tensão CA decorrente de erro no chaveamento não leve a erros significativos.

IV.4. Conclusões parciais

Neste capítulo foi mostrada a influência da indutância equivalente L e da capacitância CC na resposta dinâmica do STATCOM. Foi observado que o STATCOM operando em malha fechada pode apresentar resposta ao degrau com características subamortecida, criticamente amortecida e superamortecida, dependendo dos valores de L e C . Foi mostrado que tanto a indutância equivalente L como a capacitância CC influenciam no sobre-sinal e no tempo de subida da curva de resposta ao degrau. Porém, foi notado que a velocidade de resposta do STATCOM é muito mais dependente de L do que de C .

Em seguida foi mostrado que, para efeitos práticos, o STATCOM em malha aberta pode ser tratado como uma função de primeira ordem. Deste modo, foi obtida a constante de tempo T através de um método gráfico, validado pela resposta em frequência do STATCOM. A resposta em frequência também revelou que para baixas frequências o STATCOM tem comportamento linear e que com o devido projeto de um controlador essa faixa linear pode ser expandida.

Foi mostrada a influência que L e C têm no tempo de resposta do STATCOM e observou-se que a relação entre L e T é não linear ao passo que a relação entre C e T tem características lineares. Mostrou-se ainda que um pequeno acréscimo em L provoca um considerável aumento na constante de tempo. Já um aumento no valor da capacitância CC provoca pouca variação na constante de tempo T , o que confirma que a velocidade de resposta do STATCOM é muito mais dependente de L do que de C .

Ao final do capítulo, mostrou-se que a corrente transitória de magnetização dos transformadores, denominada corrente de *inrush*, insere um nível CC na corrente CA do STATCOM e, conseqüentemente, na sua tensão. Mostrou-se através de simulações que este nível CC é refletido no lado CC como uma oscilação na frequência

fundamental sobre V_{cc} e que esta oscilação, por sua vez, é refletida no lado CA como 2º harmônico na tensão e corrente CA. O nível CC na tensão nos terminais do STATCOM também pode ser inserido por erro no chaveamento devido ao passo de simulação relativamente grande ou *clocks* de baixa frequência.

Capítulo V

Conclusões

V.1. Conclusões

Neste trabalho foi feita uma análise de desempenho em regime estacionário e dinâmico do STATCOM *quasi* 24 pulsos. Foi mostrada a implementação de um protótipo deste STATCOM e alguns resultados experimentais em regime permanente obtidos com o protótipo foram apresentados. Observou-se que a tensão e corrente CA medidas continham os harmônicos característicos desta topologia, isto é, o 11°, 13°, 23° e 25°, e além destes, alguns harmônicos não-característicos, especialmente o 2°, 3°, 5° e 7°.

O protótipo foi modelado no programa de simulações PSCAD/EMTDC para que seu desempenho fosse mais bem avaliado. Analisando o comportamento do STATCOM operando em regime permanente foi constatado que a reatância do lado CA tem forte influência sobre os harmônicos na corrente CA. Quanto maior o valor da reatância CA, maior a atenuação nos harmônicos. Para uma reatância de até 12 % do valor base aproximadamente, verificou-se que o conteúdo harmônico na corrente CA é fortemente atenuado. Para valores maiores que 12 %, a atenuação nos harmônicos é imperceptível. Foi também mostrada a influência desta reatância sobre a variação percentual na tensão CC necessária para se ter 1 p.u. de potência reativa nos terminais de saída do STATCOM. Foi mostrado que conforme o valor desta reatância cresce, maior será a variação necessária na tensão CC para se ter uma mesma potência reativa.

Em casos práticos, se for utilizada uma reatância de valor maior que 20 % do valor base de impedância, a variação necessária na tensão CC para se ter 1 p.u. de potência reativa nos terminais CA do STATCOM será também de 20 %, o que constituirá em um sobredimensionamento dos inversores e capacitor CC acarretando em um aumento nos custos de projeto.

Foi feito um estudo do dimensionamento do capacitor CC mínimo que garante uma determinada oscilação (*ripple*) predeterminada na tensão CC. Este estudo foi desenvolvido com base na Teoria p-q e considerando as componentes harmônicas características da tensão CA do STATCOM. Verificou-se que para se ter oscilações da ordem de 2 % na tensão CC, o capacitor deve ser de no mínimo 400 μF . Foi constatado que o capacitor utilizado no protótipo teoricamente proporciona uma oscilação de 0,05 % na tensão CC em regime permanente.

Baseado na Teoria p-q, mostrou-se que a presença do 5° e 7° harmônicos na corrente CA, decorrentes da corrente de magnetização dos transformadores, proporcionam o aparecimento do 6° harmônico na tensão CC. O 5° e 7° harmônicos gerados pela corrente de magnetização podem ter suas amplitudes amplificadas caso a reatância CA entre em ressonância com o capacitor CC na frequência destes harmônicos. Se o capacitor for pequeno, menor que 2000 μF , a corrente CA apresenta 5° e 7° harmônicos de elevadas magnitudes.

Foi feito o estudo de um filtro passivo LC com sintonia simples para a eliminação de um harmônico característico específico e atenuação dos demais. Neste estudo foram levadas em consideração as indutâncias do circuito no levantamento da função de transferência do filtro através da qual foi mostrado que se deve ter o indutor do filtro o menor possível de modo a proporcionar uma atenuação considerável em altas frequências. A eficácia do filtro foi verificada através de uma simulação onde foi constatado que não só o harmônico específico para o qual o filtro foi projetado foi eliminado como também se verificou uma atenuação nos demais harmônicos de alta frequência e na redução da DHT de tensão e corrente.

Na análise dinâmica do STATCOM em malha fechada foi observado que sua resposta ao degrau é influenciada tanto pela reatância do lado CA como pela capacitância CC. Estes componentes passivos influenciam no tempo de subida e no sobre-sinal máximo da potência imaginária q (potência reativa controlada). Através da análise do gráfico da resposta ao degrau, mostrou-se que mesmo em malha fechada, dependendo do valor da reatância do transformador e rede CA e da capacitância CC, o STATCOM pode apresentar pólos reais e negativos, o que proporciona uma resposta sem oscilações e com sobre-sinal nulo. Mostrou-se ainda que a reatância CA tem maior influência sobre o tempo de subida e consqüentemente sobre o tempo de resposta do STATCOM.

Foi feito o levantamento da resposta em frequência em malha aberta do STATCOM e junto com a observação da sua resposta ao degrau nas mesmas condições, constatou-se que o mesmo em malha aberta comporta-se como um sistema de primeira ordem. Além disto, através da resposta em frequência e de um método de inspeção gráfica foi possível determinar a constante de tempo do STATCOM e deste modo ter uma estimativa da sua velocidade de resposta. Foi constatado que a reatância do lado

CA tem maior influência sobre a constante de tempo que a capacitância CC e, portanto, sobre o tempo de resposta, o que veio de encontro ao que foi observado na análise em malha fechada. A relação entre a reatância CA e a constante de tempo se mostrou não linear e possivelmente com característica exponencial ao passo que a relação da capacitância CC com a constante de tempo é basicamente linear podendo ser aproximada por uma reta.

Por último foi mostrado que pode existir nível CC na corrente CA do STATCOM decorrente da corrente de magnetização dos transformadores. Foi mostrado também que se for utilizado passo de simulação relativamente grande ou *clocks* de baixa frequência, pode surgir nível CC na tensão CA. Se existir nível CC na tensão ou corrente CA, este é refletido na tensão CC do STATCOM como uma oscilação na frequência fundamental ω . Por sua vez, esta oscilação na tensão CC se reflete no lado CA como 2º harmônico na tensão e corrente CA. Mostrou-se que o nível CC na corrente CA devido à corrente de magnetização decaí com o tempo e que quanto maior for a constante de tempo, que é dada pela divisão da indutância equivalente pela resistência equivalente (L/R_{eq}), maior é o tempo de decaimento. Isto sugere que sejam utilizados resistores de partida em série com os enrolamentos dos transformadores do STATCOM e que a indutância equivalente seja a menor possível para se evitar nível CC e o aparecimento de harmônicos não característicos na tensão e corrente CA do STATCOM.

V.2. Trabalhos futuros

São deixadas aqui algumas sugestões para trabalhos futuros relacionadas ao STATCOM *quasi* 24 pulsos estudado neste trabalho:

- Validação experimental da influência da reatância do lado CA e da capacitância CC nos harmônicos de tensão e corrente;
- Implementação de um filtro passivo;
- Levantamento da resposta em frequência experimental e validação da resposta em frequência simulada;
- Estudo e projeto de um controlador com base nos resultados obtidos com o STATCOM operando em malha aberta.

Outras sugestões para estudo e trabalhos futuros envolvendo outros tópicos relacionados ao STATCOM são:

- Estudo de novas topologias que não fazem uso de transformadores, como as multinível com inversores NPC ou ponte-H em cascata;
- Investigação do uso do STATCOM em aplicações de geração distribuída.

Referências Bibliográficas

- [1] Hingorani, N. G., Gyugyi, L., *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, New York, IEEE Press, 2000.
- [2] Hingorani, N. G., “Introducing Custom Power”, *IEEE Spectrum*, pp. 41-48, June 1995.
- [3] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2nd Ed, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [4] Edris, A. A., *et al.*, “Proposed Terms and Definitions for Flexible AC Transmission Systems (FACTS)”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 4, pp. 1848-1853, October 1997.
- [5] Cavaliere, C. A. C., Análise de STATCOM Operando em Sistemas Desbalanceados, Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2001.
- [6] Kundur, P., *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, 1994.
- [7] Bose, B. K., *Power Electronics and AC Drives*, New Jersey, Prentice-Hall, 1986.
- [8] Shen, D., Lehn, P. W., “Modeling, Analysis, and Control of a Current Source Inverter-Based STATCOM”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 17, No. 1, pp. 248-253, Jan. 2002.
- [9] Holmes, D. G., Lipo, T. A., *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEEE Press Series on Power Engineering, Piscataway, New Jersey, Wiley-Interscience, 2003.
- [10] Peng, F. Z., Wang, J., “A Universal STATCOM with Delta-Connected Cascade Multilevel Inverter”, In: *35th IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Vol. 5, pp. 3529-3533, Aachen, German, June 2004.
- [11] Lai, J.-S., Peng, F. Z., “Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [12] Mwinyiwiwa, B., Wolanski, Z., Ooi, B. -T., “Multilevel STATCOM with third harmonic elimination on the DC link capacitor voltages”, In: *28th Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1, pp. 317-322, St. Louis, MO, June 1997.
- [13] Chen, Y., Ooi, B. -T, “STATCOM Based on Multimodules of Multilevel Converters Under Multiple Regulation Feedback Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, pp. 959-965, Sept. 1999.
- [14] Shen, D., Liang, X., Han, Y., “A Modified Per-unit STATCOM Model and Analysis of Open Loop Response Time”. In: *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 4, pp. 2624-2629, Singapore, Jan. 2000.
- [15] Barbosa, P. G., *Compensador Série Síncrono Estático Baseado em Conversores VSI Multipulso*, Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Brasil, 2000.

- [16] Assis, T. M. L., *Análise do Desempenho do Dinâmico de um STATCOM: Aplicações em 12 pulsos*, Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Brasil, 2000.
- [17] Schauder, C. *et al.*, “Development of a ± 100 MVar Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, pp. 1486-1496, July 1995.
- [18] Thanawala, H. L., Young, D. J., Baker, M. H., “Shunt Compensation: SVC and STATCOM”, In: Song, Y. H., Johns, A. T., *Flexible ac Transmission Systems (FACTS)*, Chapter 4, London, United Kingdom, The Institution of Electrical Engineers, 1999.
- [19] Wood, A. R., Osauskas, C. M., “A Linear Frequency-Domain Model of a STATCOM”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, No. 3, pp. 1410-1418, July 2004.
- [20] Norouzi, A. H., Sharaf, A. M., “Two Control Schemes to Enhance the Dynamic Performance of the STATCOM and SSSC”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 20, No. 1, pp. 435-442, January 2005.
- [21] Lehn, P. W., Iravani, M. R., “Experimental Evaluation of STATCOM Closed Loop Dynamics”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, pp. 1378-1384, October 1998.
- [22] Jain, A. K., Joshi, K., Behal, A., Mohan, N., “Modeling and Nonlinear Control of STATCOMs for Fast Voltage Regulation”, In: *Proceedings of the 2005 American Control Conference*, Portland, OR, Vol. 2, pp. 1295-1300, June 2005.
- [23] Cavaliere, C. A. C., Watanabe, E. H., Aredes, M., “Multi-pulse STATCOM Operation Under Unbalanced Voltages”, In: *Proceedings of 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 1, pp. 567-572, New York, NY, USA, January 2002.
- [24] Shen, D., Liu, W., Wang, Z., “Study on the Operation Performance of STATCOM under Unbalanced and Distorted System Voltage”, In: *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 4, pp. 2630-2635, Singapore, Jan. 2000.
- [25] Schauder, C., Mehta, H., “Vector Analysis and Control of Advanced Static VAR Compensators”, *IEE Proceedings-C Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 140, No. 4, pp. 299-306, July 1993.
- [26] Fujita, H., Tominaga, S., Akagi, H., “Analysis and Design of a DC Voltage-Controlled Static Var Compensator Using Quad-Series Voltage-Source Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 4, pp. 970-978, July/August 1996.
- [27] Cavaliere, C. A. C., Watanabe, E. H., Aredes, M., *et al.*, “Aplicação do STATCOM na distribuição: regulação de tensão e controle de fator de potência”, In: *Anais do V Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica – V SBQEE*, Vol. 2, pp. 545-550, Aracaju-SE, Agosto 2003.
- [28] Manual do Inversor CFW-09 da Weg. [Online] Disponível em <http://www.weg.com.br/asp/files/CAT-CFW09.PDF>.
- [29] Ogata, K., *Modern Control Engineering*, 3rd Ed, New Jersey, Prentice Hall, 1997.
- [30] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., “Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits”, *Int. Conf. Power Electronics*, Tokyo, 1983.

- [31] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., “Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 3, pp. 625-630, May/June 1984.
- [32] Akagi, H., Nabae, A., Atoh, S., “Control Strategy of Active Power Filter Using Multiple Voltage Source PWM Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 3, pp. 460-465, May/June 1986.
- [33] Watanabe, E. H., Stephan, R. M., Aredes, M., “New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems With Generic Loads”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, pp. 697-703, April 1993.
- [34] Watanabe, E. H., Aredes, M., “Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações – Filtros Ativos e FACTS”, In: *Tutorial do XII Congresso Brasileiro de Automática – CBA '98*, Uberlândia, MG, Brasil, Setembro 1998.
- [35] Aredes, M., *Active Power Line Conditioners*, Dr.-Ing. Thesis, Technische Universität Berlin, Berlin, Germany, March 1996.
- [36] Barbosa, P. G., Watanabe, E. H., Aredes, M., *et al.*, “Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL)”, In: *Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática – CBA 2002*, Vol. 1, pp. 7-13, Natal, RN, Setembro 2002.
- [37] Jesus, F. D., Soares, C. F. T., Neto, J. L., *et al.*, “Improvement of a Positive-Sequence Components Detector in a Unbalanced Three-Phase System”, In: *The 7th Brazilian Power Electronics Conference*, Fortaleza, CE, Setembro 2003.
- [38] Aredes, M., Junior, G. S., “Robust Voltage Control for Multipulse STATCOMs”, In: *Proceedings of the International Power Electronics Conference - IPEC 2000*, Vol. 4, pp. 2163-2168, Tokyo, Japan, April 2000.
- [39] Sítio do fabricante Renesas ® (antiga Hitachi Micro Systems Europe). Informações disponíveis em http://eu.renesas.com/fmwk.jsp?cnt=sh7047_root.jsp&fp=/products/mpumcu/superh_family/sh7047_series/sh7047_group/
- [40] Chapman, S. J., *Electric Machinery Fundamentals*, 2nd Ed, New Jersey, McGraw-Hill, 1991.
- [41] Maswood, A. I., Haque, M. H., “Harmonics, Sources, Effects and Mitigation Techniques”, In: *Proceedings of Second International Conference on Electrical and Computer Engineering – ICECE 2002*, pp. 87-90, Dhaka, Bangladesh, December 2002.
- [42] Gyugyi, L., Pelly, B. R., *Static Power Frequency Changers*, New York, John Wiley & Sons, 1976.
- [43] Chou, C.-J., Liu, C.-W., Lee, J.-Y., Lee, K.-D., “Optimal Planning of Large Passive-Harmonic-Filters Set at High Voltage Level”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, No. 1, pp. 433-441, February 2000.

Anexo A

Diagramas esquemáticos do STATCOM experimental

