

ANÁLISE DE STATCOM BASEADO EM VSI MULTIPULSO E QUASI
MULTIPULSO VISANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Márcio Vaz de Mello de Lacerda

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Banca Examinadora:

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Prof. Carlos Augusto Duque, D.Sc.

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Dr. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

JUIZ DE FORA, MG - BRASIL
OUTUBRO DE 2001

LACERDA, MÁRCIO V. M DE

Análise de Statcom Baseado em VSI Multipulso
e Quasi Multipulso Visando Simulação
em Tempo Real [Juiz de Fora] 2001

vi, 130 p. 29,7 cm (PPEE/UFJF,MG, M.Sc.,
Engenharia Elétrica, 2001)

Dissertação - Universidade Federal de Juiz de Fora

1. STATCOM

2. Simulação em Tempo Real

I. PPEE/UFJF II. Título (série)

Resumo da Dissertação apresentada ao PPEE/UFJF como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica (M.E.E.)

ANÁLISE DE STATCOM BASEADO EM VSI MULTIPULSO E QUASI
MULTIPULSO VISANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Márcio Vaz de Mello de Lacerda

Outubro/2001

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Este trabalho estuda o comportamento de um Compensador Estático Síncrono (STATCOM) baseado em conversor VSI (Voltage Source Inverter) para ser conectado em paralelo aos sistemas de potência CA. Várias topologias de VSIs multipulso são analisadas com objetivo de gerar tensões e correntes trifásicas praticamente senoidais nos terminais do compensador. Mostra-se também que a conexão desses compensadores estáticos em redes elétrica reais pode causar distorções nas tensões e correntes pelo sistema quando ocorrem ressonâncias harmônicas entre o compensador e o sistema CA. Para evitar tais ressonâncias é proposto uma modificação do controle original do STATCOM. Em paralelo desenvolveu-se um metodologia para simular o comportamento do STATCOM em “tempo real” baseado em funções de chaveamento. O programa de transitórios eletromagnéticos ATP/EMTP (*Electromagnetic Transients Program*) foi usado para comprovar o excelente desempenho dinâmico STATCOM e para validar o modelo em “tempo real” do compensador baseado em funções de chaveamento.

Abstract of Dissertation presented to PPEE/UFJF as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Science in Electrical Engineering (M.E.E.)

ANALYSIS OF MULTIPULSE AND QUASI-MULTIPULSE
VSI BASED STATCOM AIMING AT THE
REAL TIME SIMULATION

Márcio Vaz de Mello de Lacerda

October/2001

Advisor: Pedro Gomes Barbosa

This work presents the behavior of a Static Synchronous Compensator (STATCOM) based in VSI (Voltage Source Inverters) to be shunt connected in electric power systems. Several topologies of multipulse VSIs are analyzed to synthesize *quasi*-sinusoidal three-phase voltages and currents at the compensator terminals. Also, it will be shown that the connection of these compensators in real networks can produce distortions, in the system voltages and currents, as a consequence of harmonic resonance phenomena. Thus, an electronic phase shifting control was proposed and tested to avoid the resonance problems between power systems and STATCOM. In parallel, it was developed a methodology to simulate the behavior of the STATCOM based on the concepts of the switching functions. The transient simulation package ATP/EMTP was used to evaluate the good performance of the STATCOM and to validate the real time model of the proposed compensator.

SUMÁRIO

Capítulo 1.....	1
1.1 Identificação do Problema.....	1
1.2 Motivação para o Trabalho.....	3
1.3 Objetivos	6
1.4 Sumário.....	6
Capítulo 2.....	8
2.1 Compensador Ideal em Derivação	8
2.2 Conversores Estáticos CC-CA Autocomutados	12
2.2.1 VSI de 6 Pulsos.....	14
2.3 Conversores VSI Multipulso	16
2.3.1 VSI de 12 Pulsos	18
2.3.2 VSI de 24 Pulsos	20
2.3.3 VSI de 48 Pulsos	22
2.4 Síntese de STATCOM com VSIs Multipulso.....	23
2.4.1 Princípio de Funcionamento em Regime Permanente	24
2.4.2 O Controle do STATCOM	26
2.4.2.1 Transformação de Clarke	27
2.4.2.2 Potência Real e Imaginária Instantâneas	28
2.4.2.3 Circuito de Sincronismo (PLL).....	29
2.5 Simulações Digitais	30
2.5.1 STATCOM 12 Pulsos.....	31
2.5.2 STATCOM 24 Pulsos.....	38
2.5.3 STATCOM 48 Pulsos.....	44
2.6 Conclusões.....	47
Capítulo 3.....	49
3.1 Introdução.....	49
3.2 VSI <i>quasi</i> Multipulso	50
3.3 Simulação Digital do STATCOM <i>quasi</i> 24 Pulsos	54
3.4 O STATCOM Operando em um Sistema de Potência Real	59
3.4.1 Ressonância Série e Paralela.....	59
3.4.2 Mecanismo pelo qual Harmônicos são Eliminados no VSI <i>quasi</i> Multipulso	61
3.5 Minimização de Harmônicos Gerados pelo STATCOM Baseado em VSI <i>quasi</i> Multipulso.....	62
3.5.1 Caso 1: Minimização do 25º harmônico	64
3.5.2 Caso 2: Minimização da 23º harmônico.....	67
3.5.3 Caso 3: Minimização da 13º harmônico.....	70
3.5.4 Caso 4: Minimização da 11º harmônico.....	73
3.6 Conclusões	76

Capítulo 4.....	77
4.1 <i>Funções de Chaveamento</i>	78
4.1.1 <i>Funções de Chaveamento Generalizadas</i> para o STATCOM.....	81
4.2 Modelos de Acompanhamento dos Elementos Passivos	83
4.2.1 Modelagem do Indutor Linear	84
4.2.2 Modelagem do Capacitor Linear.....	85
4.2.3 Modelagem dos Transformadores	87
4.2.4 Controle	89
4.2.5 Algoritmo para Simulação em do STATCOM	90
4.3 Resultados de Simulação	93
4.3.1 STATCOM 12 Pulsos.....	93
4.3.2 STATCOM 24 Pulsos.....	97
4.3.3 STATCOM 48 Pulsos.....	100
4.3.4 STATCOM <i>Quasi</i> 24 Pulsos	104
4.4 Conclusões	107
 Capítulo 5.....	 108
5.1 Conclusões	108
5.2 Trabalhos Futuros.....	110
 Apêndice	 111
Apêndice A	111
A.1 - Sistema sem Compensação	111
A.2 - Sistema com compensação em derivação	114
Apêndice B	117
Apêndice C	119
C.1 - Dados do Sistema	119
C.2 - STATCOM baseado em VSI 12 Pulsos	119
C.3 - Transformador Y-Y.....	122
C.4 - Transformador Y- Δ	123
C.5 - Transformador <i>Zig-Zag</i>	124
C.6 - Inversor Trifásico	125
 Bibliografia	 127

Capítulo 1

Introdução

1.1 Identificação do Problema

Em 1988, Hingorani [1] propôs o conceito de Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternada (FACTS - *Flexible Alternating Current Transmission Systems*) com o objetivo de obter sistemas de potência com elevado grau de controlabilidade e flexibilidade. Desde então, um grande número de compensadores eletrônicos têm sido propostos, projetados e testados para controlar as tensões e os fluxos de potência nas redes CA [4], [5], [7], [10], [33] e [46] .

Os fluxos de potência ativa e reativa por uma linha de transmissão CA são determinados pela impedância série da linha, pelas magnitudes das tensões terminais e pela diferença angular entre essas tensões [5], [7], [46]. Uma das maneiras de se controlar os fluxos de potência ativa e reativa em um sistema de potência é através do uso de compensadores estáticos, que acoplados à rede elétrica modificam as características básicas do sistema (impedância, magnitude e defasagem das tensões). Tais dispositivos apresentam respostas extremamente rápidas quando controlados eletronicamente [4], [7], [9], [10].

Os primeiros compensadores eletrônicos projetados para operação em sistemas CA foram os reatores controlados a tiristores (*TCR – Thyristors Controlled Reactor*) e os

capacitores chaveados a tiristores (*TSC – Thyristors Switched Capacitor*). Os tiristores usados nestes equipamentos são chaves semicondutoras nas quais é possível controlar o instante de sua entrada em condução [20].

A Fig. 1.1.1 (a) mostra o diagrama unifilar de um TCR. Este compensador é controlado variando continuamente o ângulo de disparo dos tiristores. Desta forma pode-se obter uma reatância indutiva continuamente variável em seus terminais. Já no TSC, Fig. 1.1.1 (b), o controle é feito apenas conectando e desconectando o capacitor ao sistema de potência. Devido ao controle de fase usado no TCR há a geração de harmônicos de corrente sendo necessário a utilização de filtros passivos [2]. O uso de apenas um dos compensadores mostrado na Fig. 1.1.1 possibilita apenas uma característica de compensação (capacitiva ou indutiva).

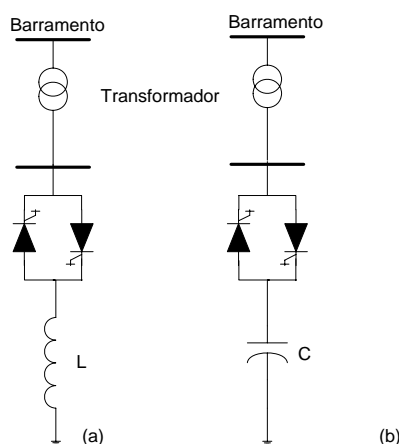


Fig. 1.1.1: Diagrama esquemático: (a) Reator Controlado a Tiristor (TCR);
(b) Capacitor Chaveado a Tiristor (TSC).

A Fig. 1.1.2 mostra a conexão em paralelo entre um reator controlado a tiristores (*TCR*) e um capacitor chaveado a tiristores (*TSC*) formando um compensador estático de reativos SVC (*Static Var Compensator*). Nessa figura, o capacitor do SVC pode ser ou não chaveado. A Fig. 1.1.3 mostra a característica tensão \times corrente do SVC. Devido à possibilidade de operação com característica indutiva ou capacitiva, este compensador é muito usado como controlador estático de tensão. Uma desvantagem do SVC é que a corrente de compensação gerada varia diretamente com a tensão no ponto de conexão [5]. Uma outra desvantagem desse equipamento é a possibilidade de ocorrer ressonâncias entre o sistema de potência e os capacitores e indutores do compensador estático provocando a

amplificação de harmônicos.

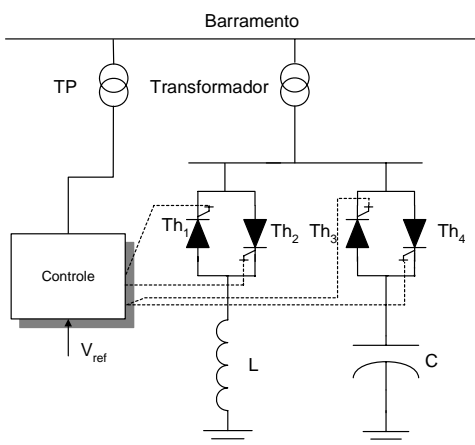


Fig. 1.1.2: Diagrama esquemático do Compensador Estático de Potência Reativa (SVC).

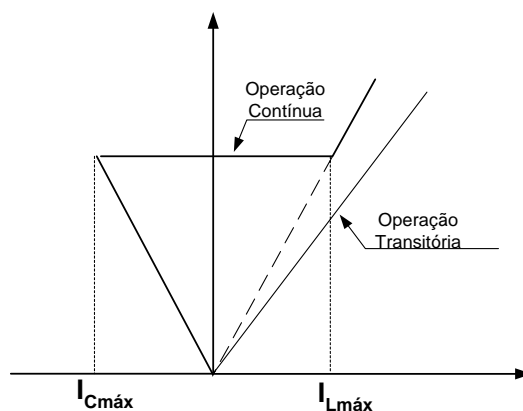


Fig. 1.1.3: Característica V x I do SVC.

1.2 Motivação para o Trabalho

Nas últimas décadas, as pesquisas na área de eletrônica de potência permitiram o desenvolvimento de chaves semicondutoras como: os GTOs (*Gate Turn-off Thyristors*), IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) dentre outras [3]. Diferentemente dos tiristores, essas novas chaves apresentam a característica de disparo e de corte controladas e são fabricadas para operar com elevadas correntes e altos valores de tensão de bloqueio podendo ser usadas de maneira vantajosa no desenvolvimento de novos compensadores

FACTS e sistemas de transmissão HVDC (*High Voltage Direct Current*), em substituição aos tradicionais tiristores.

Mudanças recentemente introduzidas no GTO permitiram o surgimento do IGCT (*Integrated Gate Commutated Turn-off Thyristor*) e o GCT (*Gate Commutated Turn-off Thyristor*) [3], [7], que podem operar com frequências de chaveamento de alguns quilo *Hertz* em aplicações de alta potência.

A utilização destas chaves semicondutoras autocomutadas possibilitou a síntese de dispositivos FACTS como o STATCOM (*STATIC Synchronous COMPensator*), que teve seu primeiro protótipo construído no Japão em 1993 com uma potência de 12MVA [9]. Este equipamento, antes limitado a baixas potências por causa das chaves controladas rapidamente se tornou alvo de incessantes pesquisas. Atualmente já existem STATCOMs funcionando com potência de até ± 160 MVA [6], [23] e [46].

O STATCOM é um equipamento baseado em conversores VSI (*Voltage Source Inverter*) sendo usado nos sistemas de transmissão e distribuição como compensador estático síncrono. É um dispositivo usado para gerar ou absorver potência reativa em seus terminais e pode ser usado para controlar tensão e o fluxo de potência por uma linha de maneira semelhante a um condensador síncrono ⁽¹⁾.

O STATCOM apresenta uma resposta rápida quando comparado ao condensador síncrono já que sua resposta é limitada apenas pela frequência de disparo das chaves semicondutoras do VSI. Devido à ausência de partes rotativas o mesmo não apresenta instabilidade mecânica e tem uma menor necessidade de manutenção [7], [10]. Contudo o condensador síncrono têm a vantagem de poder armazenar também energia ativa em seu rotor. Esta energia pode ser usada em situações críticas para ajudar a estabilizar transitoriamente um sistema elétrico de potência.

A Fig. 1.2.1 mostra o diagrama unifilar básico de um STATCOM conectado no ponto médio de uma linha CA. A configuração básica do STATCOM é dada por um VSI que tem de um lado um capacitor conectado entre seus terminais CC. A função deste

⁽¹⁾ Condensadores síncronos são motores síncronos especialmente construídos para gerar ou absorver potência reativa em seus terminais. Estes equipamentos não serão estudados neste trabalho.

capacitor é fornecer uma tensão contínua possibilitando ao inversor gerar as tensões alternadas compostas por pulsos em seus terminais CA. A variação da tensão CC do capacitor aliada ao controle do inversor é responsável pelo controle da potência reativa gerada pelo STATCOM. Pelo outro lado do inversor é feita a conexão ao sistema CA através do uso de transformador de ligação. A Fig. 1.2.2 mostra a característica de tensão \times corrente do compensador.

Com relação ao compensador a tiristores SVC, o STATCOM difere deste por conseguir sintetizar uma potência reativa indutiva ou capacitiva a partir de elementos armazenadores de energia (capacitor ou indutores) de pequenos valores. Além disso, operando na faixa linear, o STATCOM apresenta um comportamento semelhante ao do SVC, contudo, ele é visto pelo sistema como uma fonte de tensão síncrona, enquanto que o SVC é visto como uma susceptância variável [5].

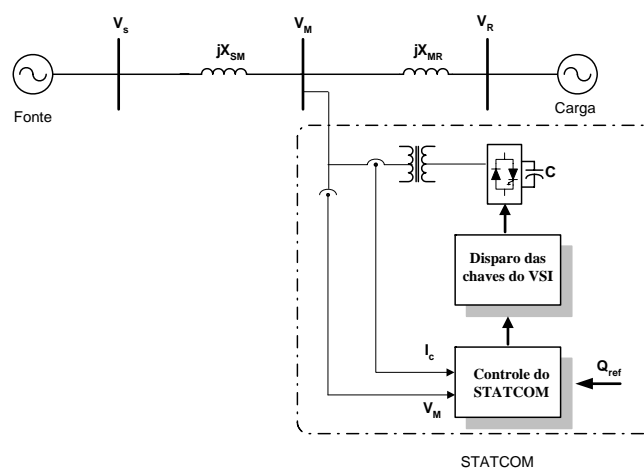


Fig. 1.2.1:Configuração Básica do STATCOM.

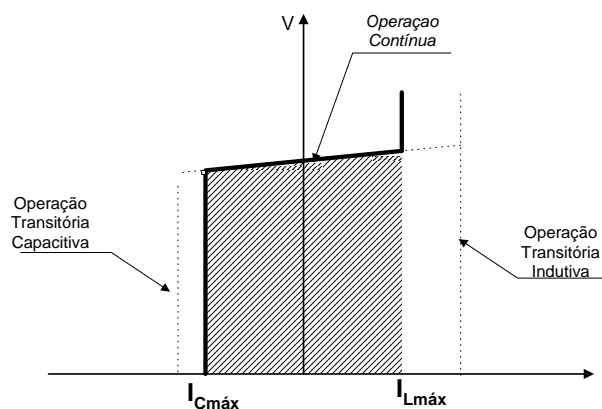


Fig. 1.2.2: Característica $V \times I$ do STATCOM.

1.3 Objetivos

Equipamentos que utilizam os princípios FACTS vêm despontando como uma solução viável e extremamente eficiente para o problema do controle de potência reativa e de tensão em sistemas de transmissão e distribuição. Entre estes equipamentos têm se dado uma grande atenção ao STATCOM e as suas diversas possibilidades de construção e operação.

Este trabalho visa o estudo do STATCOM para o controle de potência reativa com os objetivos.

- i. Apresentar as características de operação do STATCOM que emprega vários VSI conectados em série, através de simulação no ATP/EMTP (*Alternative Transients Program*);
- ii. Analisar o comportamento dinâmico do STATCOM na geração de potência reativa;
- iii. Analisar os efeitos da amplificação de frequências harmônicas naturalmente geradas pelos VSI através de ressonâncias com sistemas de potência;

Propor um controle eletrônico para a minimizar os harmônicos gerados por um STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos;

- iv. Desenvolver um algoritmo visando a simulação da dinâmica do STATCOM em tempo real baseado em funções de chaveamento;
- v. Validar os resultados com os módulos desenvolvidos para simulação em tempo real através de comparações com os resultados das simulações obtidas com os modelos desenvolvidos no ATP/EMTP.

1.4 Sumário

No Capítulo 2 é apresentado o STATCOM e suas principais características. É feita a descrição básica da compensação em derivação além da descrição detalhada de cada parte que compõe o sistema do STATCOM (inversores, transformadores de conexão), da metodologia do controle e do circuito de sincronismo de disparo, (PLL - *Phase Locked*

Loop). É então proposto um sistema onde o STATCOM é conectado a uma linha simples. Este sistema é utilizado nas simulações para verificar a resposta dinâmica do STATCOM no controle de potência reativa.

No Capítulo 3 é apresentado o problema de amplificação de harmônicos quando se conecta ao sistema equipamentos compostos por VSIs a um sistema de potência real. É mostrado que harmônicos naturalmente gerados por equipamentos chaveados são amplificados devido a ressonâncias com sistema CA. É então conectado ao sistema um STATCOM multinível com defasamento eletrônico e proposto um controle eletrônico do STATCOM para minimizar os harmônicos amplificados.

No Capítulo 4 são apresentados resultados de simulações obtidos com um algoritmo desenvolvido em *Matlab* para simulação dos diversos tipos de conexão de VSIs formando os STATCOMs multipulso. É descrita a modelagem de cada parte do circuito que compõe o sistema. A modelagem dos elementos passivos (capacitor e indutor) é feita através do Método de Integração Trapezoidal. Também é feita a descrição do *Método de Funções de Chaveamento*, utilizado para sintetizar o comportamento das chaves semicondutoras usadas nos VSIs. É discutido o problema do Efeito Gibbs que provoca oscilações de alta frequência nas discontinuidades das *Funções de Chaveamento*. Tal problema é solucionado com a proposta de uma *Função de Chaveamento Generalizada*.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho e propostos alguns trabalhos futuros.

Capítulo 2

Compensador Estático Síncrono Baseado em VSI Multipulso

O objetivo deste capítulo é apresentar uma análise detalhada das características do STATCOM usado para gerar e absorver potência reativa em sistemas de potência. Nos estudos que serão apresentados, foi utilizado o software de simulação ATP (*Alternative Transients Program*) [12],[47] como ferramenta computacional para modelar o VSI multipulso e analisar os resultados.

2.1 Compensador Ideal em Derivação

A compensação em derivação permite aumentar a capacidade de transmissão de uma linha, melhorar seu perfil de tensão e aumentar a margem de estabilidade dinâmica de um sistema elétrico [5], [7],[10], [18].

A Fig. 2.1.1, mostra o diagrama unifilar de um sistema de potência composto por duas fontes de tensão CA conectadas através de uma linha curta representada pela sua reatância série dividida em duas partes. Esta divisão da linha foi adotada para facilitar as análises que serão apresentadas a seguir. Assume-se também que as tensões das fontes V_S e V_R têm amplitudes iguais e são defasadas entre si de um ângulo δ . As variáveis em negrito representam fasores.

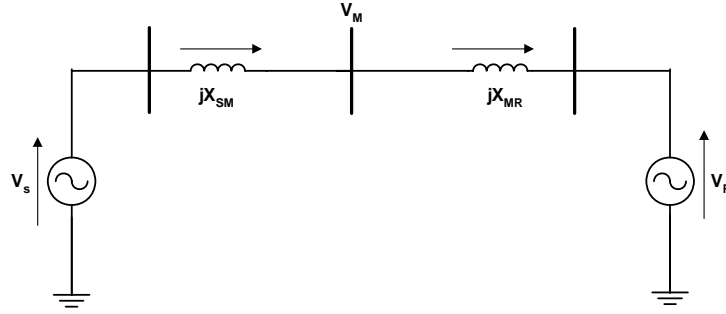


Fig. 2.1.1: Sistema de potência sem compensação.

Assumindo que as tensões terminais da linha têm amplitudes iguais, $|V_s| = |V_R| = V$, a tensão V_M e a corrente I no ponto médio da linha sem perdas da Fig. 2.1.1 são dadas por:

$$V_M = V \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (2.1.1)$$

$$I = 2 \frac{V}{X_L} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (2.1.2)$$

onde $X_L = (X_{SM} + X_{MR})$ é o valor total da reatância da linha [Ω] e ($X_{SM} = X_{MR}$).

As deduções destas equações e das demais apresentadas são apresentadas em detalhes no Apêndice A.

Pode-se mostrar que para o sistema elétrico simples e sem perdas da Fig. 2.1.1, o fluxo de potência ativa é o mesmo em qualquer ponto da linha de transmissão CA e é dado por:

$$P_s = \frac{V^2}{X_L} \sin(\delta) \quad (2.1.3)$$

Já as potências reativas nos terminais da fonte V_s e da carga V_R são iguais em módulo, porém, com sinais contrários. Esta característica é devida ao fato de que tanto a fonte quanto a carga fornecem potência reativa para a linha. A potência Q_s nos terminais da fonte V_s é dada por:

$$Q_s = \frac{V}{X_L} (1 - \cos \delta) \quad (2.1.4)$$

Analisando (2.1.3) e (2.1.4) têm-se que para um ângulo de transmissão δ igual a $\pi/2 \text{ rad}$, a potência ativa transmitida no sistema terá seu valor máximo, enquanto que para $\delta = \pi \text{ rad}$ não haverá transferência de potência ativa fluindo no sistema. Entretanto, para este ângulo de defasagem a potência reativa absorvida pela linha tem um valor igual ao dobro da capacidade máxima de transferência de potência ativa pela mesma.

O aumento da capacidade de transmissão da linha pode ser feito através da conexão de um compensador ideal em derivação no ponto médio da linha de transmissão da Fig. 2.1.1. A Fig. 2.1.2 mostra o digrama unifilar onde a fonte de tensão controlada V_q é conectada em derivação ao ponto médio da linha de transmissão representando um compensador estático síncrono (STATCOM ideal).

Pode-se considerar que este compensador ideal controla a tensão V_q de maneira que a amplitude da tensão no ponto médio seja igual à amplitude das tensões terminais, $|V_M| = |V_S| = |V_R|$.

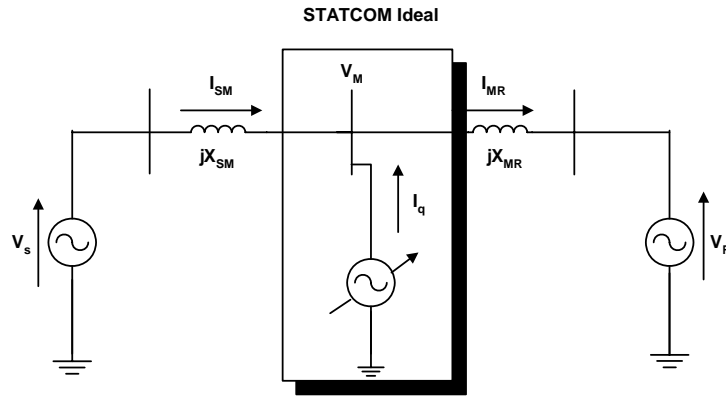


Fig. 2.1.2: STATCOM Ideal Conectado ao Ponto Médio da Linha.

Neste caso as potências ativas e reativas injetadas nos terminais da fonte V_s são dadas respectivamente por:

$$P_S = 2 \frac{V^2}{X_L} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (2.1.5)$$

e,

$$Q_S = 2 \frac{V^2}{X_L} \left(1 - \cos \frac{\delta}{2}\right) \quad (2.1.6)$$

A Fig. 2.1.3 (a) mostra o diagrama fasorial para o circuito da Fig. 2.1.1 onde não há a compensação de reativos. A Fig. 2.1.3 (b) mostra o diagrama fasorial referente a Fig. 2.1.2, onde há compensação de reativos feita pelo STATCOM conectado no ponto médio da linha.

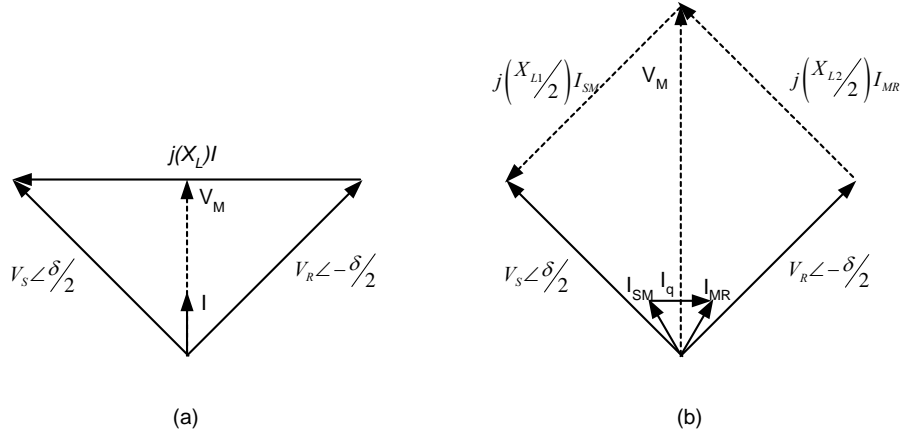


Fig. 2.1.3: Diagramas fasoriais: (a) Sistema sem compensação; (b) Sistema com compensação em derivação

Comparando (2.1.3) e (2.1.5), pode-se observar um aumento da capacidade de transmissão da linha. Na Fig. 2.1.4 são mostradas as características da transferência de potência ativa no sistema CA, em relação ao ângulo de transmissão δ para o sistema sem e com compensação em derivação. Nesta figura foi considerado que $V_R = V_S = 1 \text{ pu}$ e $X_L = 1 \text{ pu}$. Observe que com a compensação em derivação, a margem teórica de estabilidade dinâmica do sistema é aumentada uma vez que a região onde $(\partial P / \partial \delta) > 0$ cresce.

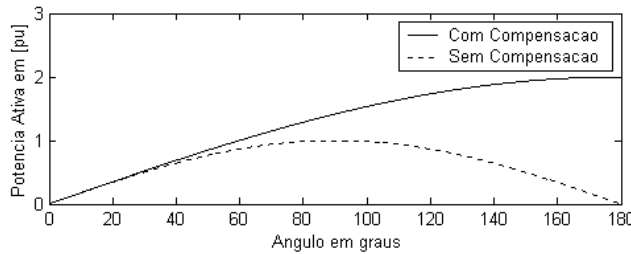


Fig. 2.1.4: Característica de transferência de potência ativa em relação ao ângulo de transmissão para o sistema sem e com compensação em derivação.

Para o caso descrito na Fig. 2.1.2, a potência reativa fornecida pelo compensador é

dada pela seguinte equação:

$$Q_M = 4 \frac{V^2}{X_L} \left[1 - \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \right] \quad (2.1.7)$$

A Fig. 2.1.5 mostra as curvas da potência ativa e da potência reativa injetada no ponto médio da linha compensada

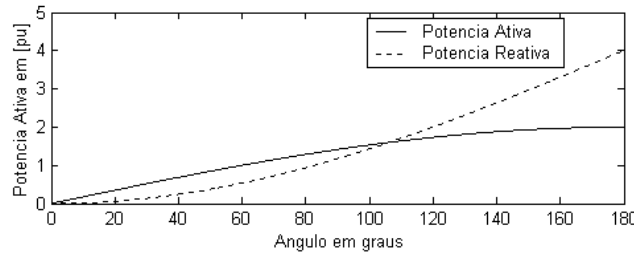


Fig. 2.1.5: Característica de transferência de potência ativa em relação ao ângulo de transmissão e da potência reativa injetada no ponto médio pelo compensador ideal.

2.2 Conversores Estáticos CC-CA Autocomutados

O compensador em derivação ideal apresentado na Seção 2.1 pode ser sintetizado com o uso de chaves semicondutoras de potência conforme já mencionado no Capítulo 1. Estes compensadores, quando baseados em conversores eletrônicos CC-CA, são denominados na literatura como STATCOMs. Esses conversores estáticos CC-CA podem ser divididos em dois grupos: conversores tipo fonte de tensão (VSIs - *Voltage Source Inverters*) e conversores tipo fonte de corrente (CSIs - *Current Source Inverters*).

Os CSIs possuem uma fonte de corrente unidirecional conectada em seus terminais CC. Apesar de não haver nenhum problema teórico para a aplicação dos CSIs em sistemas de potência, seu uso na prática é restrito em consequência das perdas provocadas pela circulação de corrente CC pelas chaves semicondutoras dos conversores. Estas perdas podem ser consideradas maiores em comparação com o VSI.

Por outro lado, verifica-se nos últimos anos uma tendência da utilização de VSIs para aplicações como compensadores estáticos em sistemas de transmissão e distribuição

de energia elétrica. A Fig. 2.2.1 mostra a topologia básica de um VSI trifásico composto por 6 chaves semicondutoras autocomutadas com 6 diodos conectados em antiparalelo. Estas chaves autocomutadas têm capacidade de controlar os instantes de início de condução e de bloqueio através de sinais elétricos aplicados em seus terminais de “gate” (e.g. GTO, IGBT, MCT, etc.), conforme mencionado no Capítulo 1. O VSI trifásico pode também ser obtido através da conexão de três VSIs monofásicos conforme mostrado em [20]. Além destes arranjos, existem outras topologias usadas na construção do STATCOM descritas em detalhes em [46], que possibilitam a redução do conteúdo harmônico das tensões. Entre outros arranjos o mais comum é o inversor trifásico em 3 níveis, o conhecido como NPC (*“Neutral Point Clamped”*) [28], [46], que utiliza 12 chaves sendo 4 chaves para cada fase. Idealmente estes inversores podem ser considerados como fontes independentes, podendo operar com fluxos de potência ativa e reativa bidirecionais em seus terminais [5].

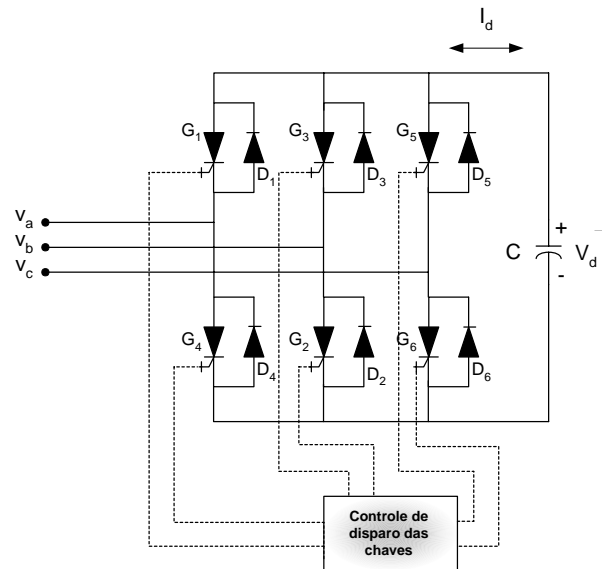


Fig. 2.2.1: VSI Trifásico.

Existem duas técnicas básicas para controlar as chaves semicondutoras que compõem o VSI trifásico da Fig. 2.2.1. Na primeira, conhecida como PWM (*Pulse Width Modulation*), as chaves do VSI são comutadas várias vezes por ciclo. Esta técnica de disparo das chaves do VSI utiliza frequências de chaveamento na ordem de dezenas de kHz [10],[18], [20] e [46]. Contudo, apesar de se obter uma tensão chaveada com um conteúdo harmônico menor, devido às altas frequências de chaveamento, esta opção provoca um

aumento nas perdas por chaveamento do inversor. A segunda técnica utiliza frequências de disparo em frequências mais baixas (algumas dezenas de Hz), quando comparado à PWM. Assim, tem-se o inversor de onda quadrada ou de seis pulsos.

2.2.1 VSI de 6 Pulsos

O disparo das chaves de cada ramo do VSI é feito de forma complementar, ou seja, quando uma chave está conduzindo, a outra se encontra cortada. Contudo, na prática, é necessário garantir um pequeno período no qual as duas chaves de um mesmo ramo são mantidas cortadas. Este procedimento impede que haja condução simultânea entre as chaves de um mesmo braço do VSI evitando que a fonte CC seja curto-circuitada, o que danificaria as chaves.

Para a fase “a” do inversor temos:

$$\begin{cases} v_a = +V_d, \text{ para } G_1 \text{ conduzindo e } G_4 \text{ cortado} \\ v_a = 0, \text{ para } G_1 \text{ cortada e } G_4 \text{ conduzindo;} \end{cases} \quad (2.2.1)$$

os braços do inversor relativos as fases “b” e “c” são controlados de maneira semelhante, porém defasadas da fase “a” de $-2\pi/3 \text{ rad}$ e de $+2\pi/3 \text{ rad}$, respectivamente.

A Fig. 2.2.2 mostra as formas de onda das tensões trifásicas da saída VSI trifásico de 6 pulsos em relação ao pólo negativo do capacitor CC. Neste esquema de chaveamento, cada GTO do VSI conduz meio ciclo ($\pi \text{ rad}$) e fica cortado meio ciclo ($\pi \text{ rad}$) por período, de forma a obter na saída do inversor tensões trifásicas retangulares. As tensões trifásicas quadradas mostradas na Fig. 2.2.2 estão normalizadas em relação à tensão CC.

O uso do pólo negativo do capacitor CC como referência faz com que as tensões trifásicas de cada fase tenham um nível médio diferente de zero . Este nível médio é cancelado nas tensões de linha que são dadas respectivamente por:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_a - v_b \\ v_{bc} = v_b - v_c \\ v_{ca} = v_c - v_a \end{cases} \quad (2.2.2)$$

A Fig. 2.2.3 mostra as formas de onda das tensões trifásicas de linha do VSI,

obtidas a partir da diferenças das tensões de fase [5]. Note que as tensões de linha estão avançadas de $\pi/6$ rad em relação às tensões de fase.

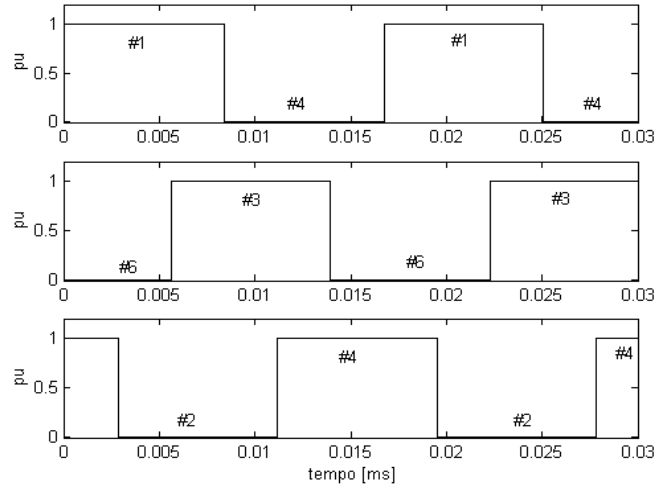


Fig. 2.2.2 : Tensões de fase do VSI 6 pulsos m relação ao negativo do capacitor, normalizadas em relação a V_d .

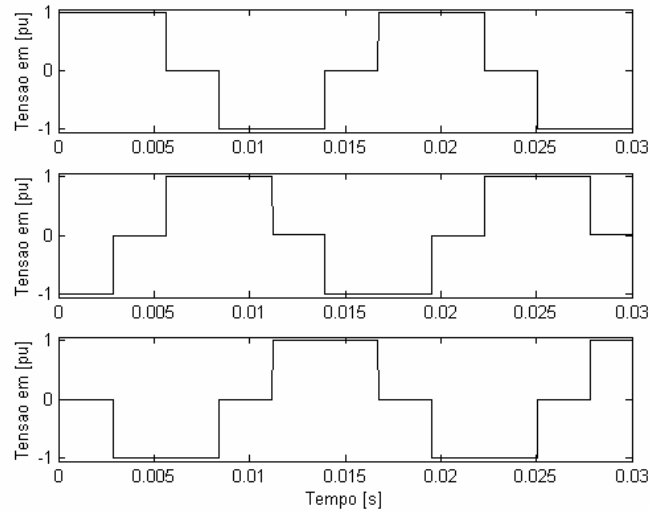


Fig. 2.2.3: Tensões trifásicas de linha do VSI 6 pulsos, normalizadas em relação a V_d .

A análise das tensões chaveadas na saída do inversor mostra a presença de harmônicos nas frequências $(6k \pm 1)f$, como mostrado na Fig. 2.2.4 onde f é a frequência fundamental de chaveamento do inversor e $k = 1, 2, 3, \dots$ [5] e [20].

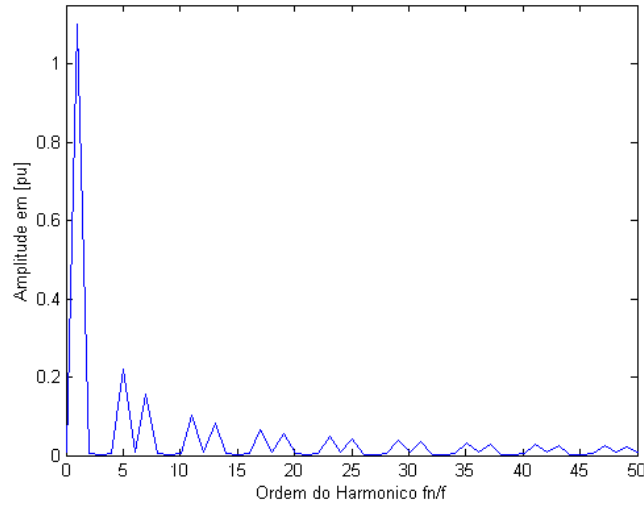


Fig. 2.2.4: Espectro harmônico para a tensão de linha do VSI de 6 pulsos.

Devido ao fato do VSI de 6 pulsos apresentar uma taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) de aproximadamente 30% [8] este tipo de inversor não é recomendado para operar em altas potências. Neste caso, uma solução seria o uso da modulação PWM, entretanto, essa opção aumenta as perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores. Na próxima seção será mostrado como vários VSIs de 6 pulsos podem ter suas saídas combinadas de forma a reduzir o THD da tensão total gerada [5] e [7]. Na prática o número mínimo, aceito pra aplicações em sistemas de potência, é de 24 pulsos.

2.3 Conversores VSI Multipulso

O aumento do número de pulsos é obtido com a interligação dos terminais CA de vários inversores em série. Assim, através de uma estratégia adequada de disparo das chaves semicondutoras de cada VSI consegue-se reduzir o conteúdo harmônico das tensões geradas. Para um inversor com P pulsos, a ordem dos harmônicos é dada por:

$$f_b = (Pk \pm 1)f \quad (2.3.1)$$

onde, f_b é a frequência do harmônico gerado (Hz), f é a frequência fundamental de chaveamento do inversor (Hz), $P = 6k$ é o número de pulsos do VSI e $k = 1, 2, 3...$

As conexões dos vários VSIs são feitas através de transformadores defasadores que somam as tensões de saída de cada VSI formando assim uma tensão CA multinível. Estes transformadores são denominados na literatura como transformadores *zig-zag*, sendo sua construção bastante complexa [11]. Conforme mostrado em [5], o ângulos de defasagem das tensões dos vários VSIs são calculados por:

$$\theta_n = \frac{(n-1)}{N} \left[\frac{\pi}{3} \right] \quad (2.3.2)$$

onde, θ_n é o ângulo de defasagem em *rad* do *n-ésimo* VSI; $n = 1, 2, 3, \dots$ é a posição do VSI na conexão série; N é o numero total de VSIs conectados em série.

A Fig. 2.3.1 mostra o esquema de conexão de um transformador *zig-zag* responsável por atrasar a tensão de um inversor de $\pi/6$ *rad*. Os pontos associados às bobinas indicam o sentido de polaridade de cada enrolamento. Uma vez determinado o ângulo de defasagem desejado, a tensão no primário do transformador é dada pela soma das tensões induzidas em bobinas secundárias de fases diferentes e com relações de espiras distintas conforme mostrado no Apêndice A. Através da modificação das relações de transformação de cada bobina pode-se aumentar ou diminuir a defasagem obtida. As Fig. 2.3.2 (a) e (b) mostram os diagramas fasoriais das tensões do primário e do secundário do transformador *zig-zag* da Fig. 2.3.1 considerando uma relação de transformação entre o primário e o secundário igual a 1:1.

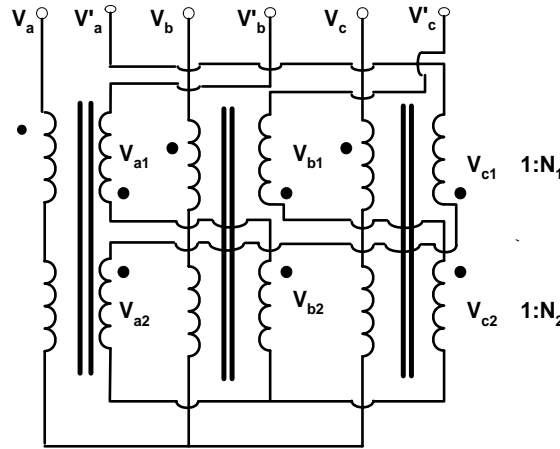


Fig. 2.3.1: Diagrama de conexão das bobinas do transformador *zig-zag*.

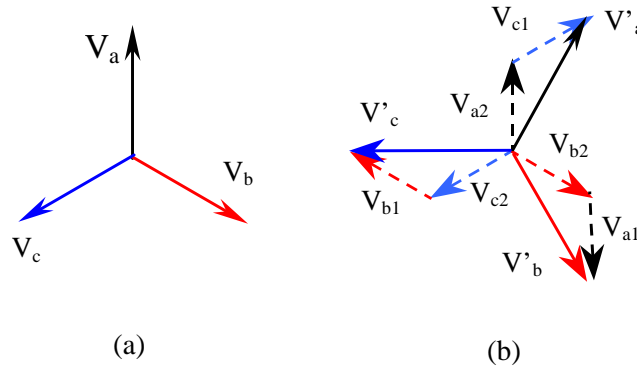


Fig. 2.3.2: Diagramas fasoriais das tensões trifásicas: (a) no primário; (b) no secundário do transformador defasador.

2.3.1 VSI de 12 Pulsos

Na Fig. 2.3.3 são mostrados dois inversores de 6 pulsos formando um inversor de 12 pulsos. Do lado CC eles são conectados a um mesmo capacitor. De (2.3.2) tem-se que os ângulos de defasagem das tensões trifásicas dos dois VSIs de 6 pulsos devem ser 0 e $\pi/6 \text{ rad}$. Esta defasagem permite eliminar simultaneamente o 5º e 7º harmônicos das tensões CA do inversor. Para este caso simples de VSI multipulso, ao invés de se usar um transformador *zig-zag*, idêntico ao da Fig. 2.3.1, para defasar a tensão de um dos inversores de $\pi/6 \text{ rad}$, fez-se a opção pela utilização de um transformador Y- Δ . Esta configuração é possível por que no transformador Y- Δ as tensões são atrasadas de $\pi/6 \text{ rad}$. Contudo a relação de espiras deve ser igual a $(N_1 : \sqrt{3} N_2)$ para que as tensões no primários dos dois transformadores que compõem o VSI multipulso tenham a mesma amplitude.

A Fig. 2.3.4 (a) mostra a forma de onda da tensão gerada na fase “a” do VSI de 12 pulsos que tem os enrolamentos primários dos transformadores Y-Y e Y- Δ conectados em série. O capacitor CC do inversor é grande o suficiente para garantir uma tensão sem *ripple* entre seus terminais. A tensão CA chaveada está normalizada em relação à tensão base de 14 kV. A Fig. 2.3.4 (b) mostra o espectro harmônico da tensão da fase “a” obtido com uma rotina de FFT (*Fast Fourier Transform*). Observe que os harmônicos de ordem 5º e 7º são cancelados na tensão sintetizada conforme discutido anteriormente. A conexão dos inversores resulta numa tensão multinível com uma taxa de distorção harmônica (*THD*) de

14,2 % [5] . De (2.3.1), o VSI de 12 pulsos terá harmônicos nas frequências $(12k \pm 1)f$.

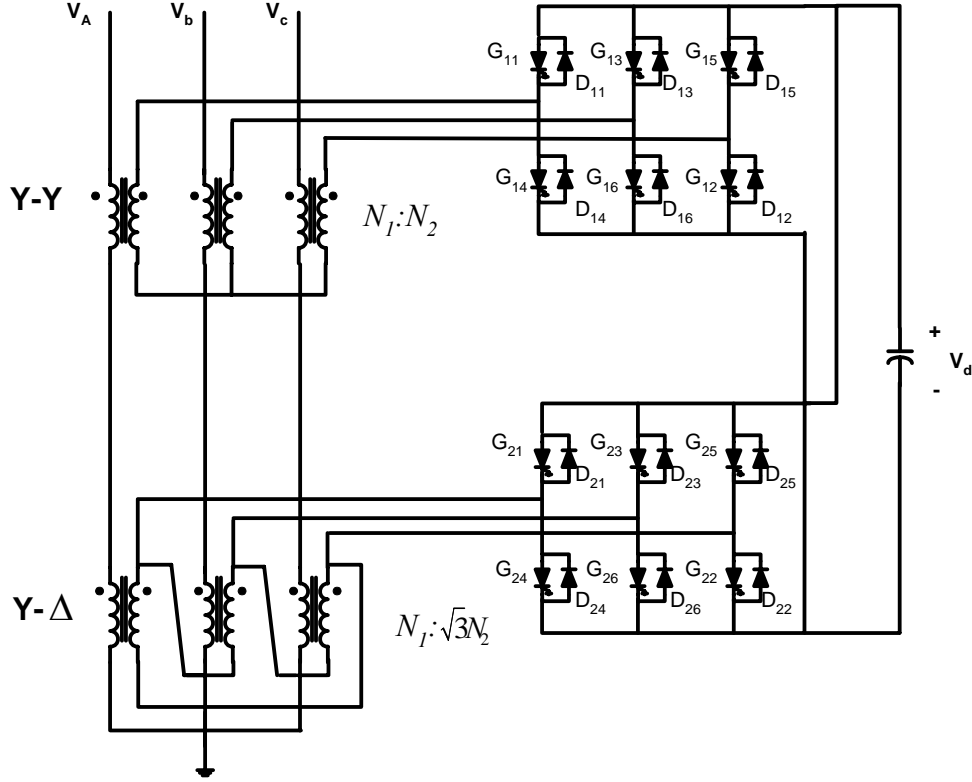


Fig. 2.3.3: Esquema básico do VSI 12 pulsos

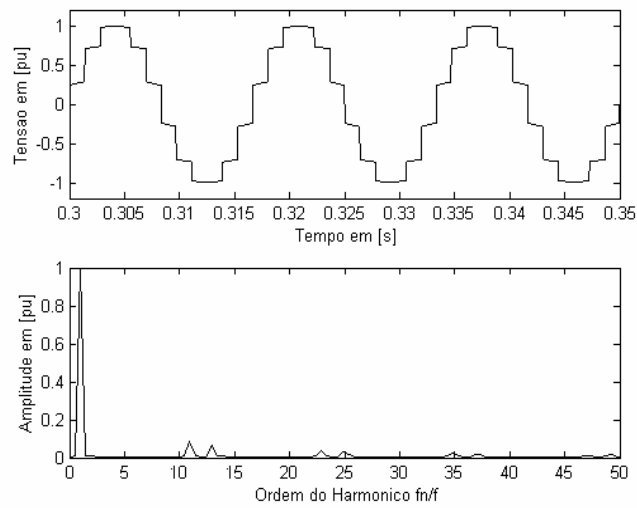


Fig. 2.3.4: (a) Tensão chaveada da fase “a” do VSI 12 pulsos; (b) Espectro Harmônico.

2.3.2 VSI de 24 Pulsos

Através da conexão de um número maior de VSIs ao sistema é possível melhorar a forma de onda da tensão nos terminais do VSI, diminuído seu conteúdo harmônico e o seu THD. Com a conexão de quatro inversores, pode-se obter um VSI de 24 pulsos.

A Fig. 2.3.5 mostra o esquema básico de conexão de um VSI de 24 pulsos. A conexão magnética é feita através de 4 transformadores, um com ligação $Y-Y$, os outros 3 com conexão estrela- $\tilde{y}g-\tilde{z}g$ com defasagem de $\pi/12$ rad entre eles como mostra a Tabela 2.3.1. Tal defasagem é necessária para a construção da forma de onda resultante, bem mais próxima de uma senóide como mostrada na Fig. 2.3.6 (a), permitindo o cancelamento harmônico para as frequências de mais baixa ordem.

Tabela 2.3.1: Defasagem entre os transformadores – STATCOM 24 Pulsos

<i>Ordem</i>	<i>Tipo de Ligação</i>	<i>Defasagem (rad)</i>
1	Estrela –Estrela	0
2	Estrela- $\tilde{y}g-\tilde{z}g$	$\pi/12$
3	Estrela- $\tilde{y}g-\tilde{z}g$	$\pi/6$
4	Estrela- $\tilde{y}g-\tilde{z}g$	$3\pi/12$

A Fig. 2.3.6.(a) mostra a tensão de saída sintetizada nos terminais do VSI 24 pulsos, normalizada por uma tensão de base de $14kV$ e a Fig. 2.3.6 (b), mostra seu espectro harmônico. De (2.3.1), o VSI de 24 pulsos terá harmônicos nas frequências $(24k \pm 1)f$. Da Fig. 2.3.6 (b), note que os harmônicos de mais baixa ordem (5° , 7° , 11° e 13°) não estão presentes na tensão total.

Para este tipo de equipamento, o THD teórico para a tensão de fase é 6,6 % [5], o que é muito inferior ao obtido para o VSI 12 pulsos mostrado na seção anterior.

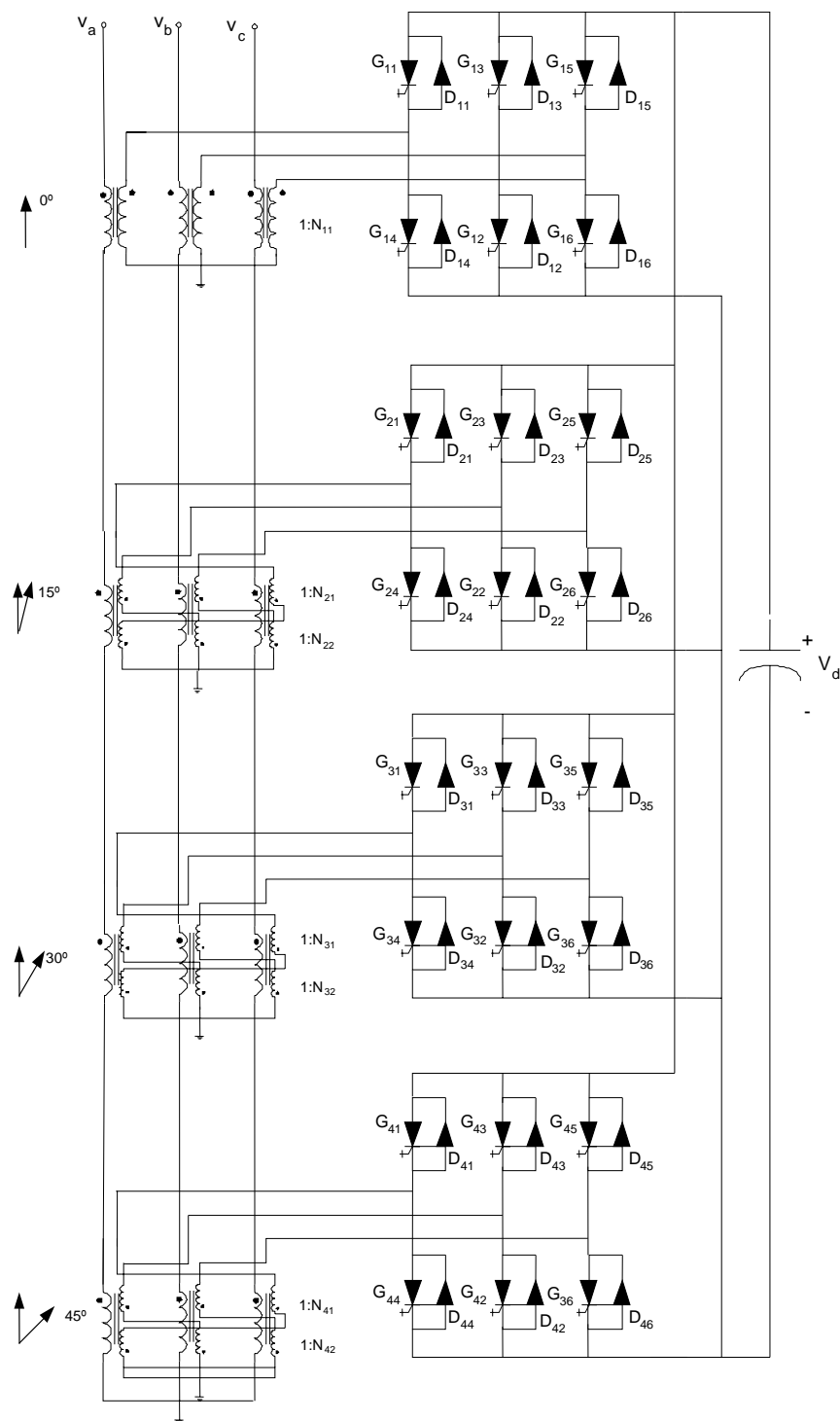


Fig. 2.3.5: Diagrama básico de conexão dos transformadores do VSI de 24 pulsos.

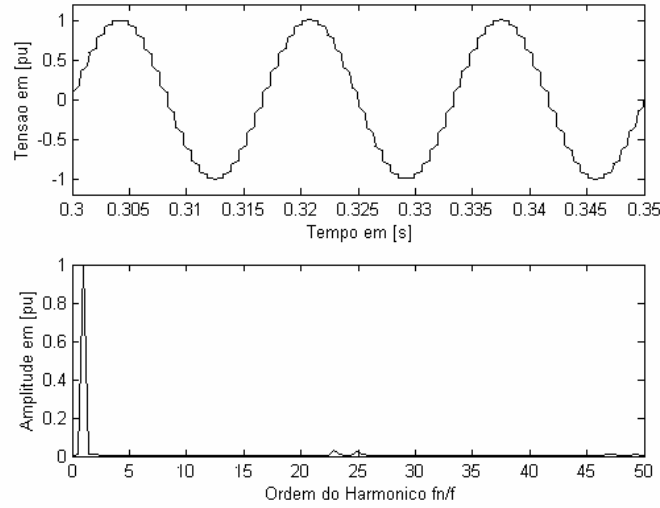


Fig. 2.3.6: (a) Tensão de saída da fase “a” do VSI 24 pulsos; (b) Espectro Harmônico.

2.3.3 VSI de 48 Pulsos

Seguindo a mesma metodologia empregada na construção do VSI 24 pulsos é possível obter um VSI de 48 pulsos onde são utilizados 8 inversores trifásicos conectados em série. Nesta topologia são eliminados os 5°, 7°, 11°, 13°, 23° e 24° harmônicos. A tensão CA gerada se aproxima muito de uma forma de onda senoidal conforme mostrado na Fig. 2.3.7 (a). Os harmônicos característicos desse conversor aparecem nas frequências $(48k \pm 1)f$ conforme mostrado na Fig. 2.3.7 (b). Este tipo de configuração apresenta uma taxa de distorção harmônica (*THD*) de aproximadamente 3% [5].

A conexão magnética é feita através de oito transformadores, um com ligação Y–Y os demais com conexão estrela-zig-zag com defasagem de $\pi/24$ rad entre eles. como mostra a Tabela 2.3.2. Tal defasagem é responsável pela construção da forma de onda resultante muito próxima de uma senóide como mostrada na Fig. 2.3.7 (a)

Tabela 2.3.2: Defasagem entre os transformadores – STATCOM 48 Pulsos

Ordem	Tipo de Ligação	Defasagem (rad)
1	Estrela –Estrela	0
2	Estrela-zig-zag	$\pi/24$
3	Estrela-zig-zag	$\pi/12$
4	Estrela-zig-zag	$\pi/8$
5	Estrela-zig-zag	$\pi/6$
6	Estrela-zig-zag	$5\pi/24$
7	Estrela-zig-zag	$3\pi/12$
8	Estrela-zig-zag	$7\pi/24$

No Japão existe um conversor de 48 pulsos de 80 MVA em operação, usando transformadores *zig-zag* onde cada estágio é formado pela conexão de 3 VSIs monofásicos formando um VSI trifásico[5], [7]. Além deste, dois protótipos de STATCOMs, de ± 100 MVA [6] e ± 160 MVA [23] já estão em operação nos Estados Unidos desde de 1995 e 1998, respectivamente.

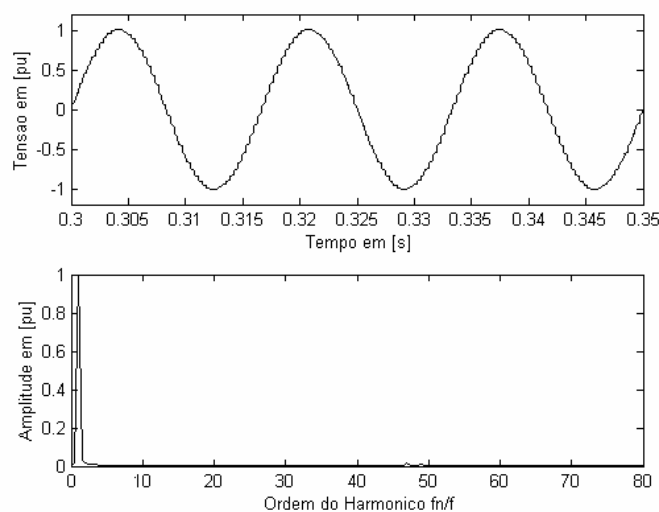


Fig. 2.3.7: (a) Tensão de saída da fase “a” VSI 48 pulsos; (b) Espectro harmônico.

2.4 Síntese de STATCOM com VSIs Multipulso

Nesta seção voltaremos às diversas topologias de VSI multipulso, apresentadas nas seções anteriores, sintetizando um compensador estático síncrono (STATCOM). Os

resultados que serão apresentados e discutidos foram obtidos com o programa de simulação de transitórios ATP/EMTP (*Alternative Transients Program*) [12].

A Fig. 2.4.1 mostra o diagrama unifilar da conexão do VSI multipulso conectado a um sistema de potência. Com o objetivo de analisar apenas o comportamento do STATCOM (VSI) e seu circuito de controle fez-se a opção por representar o sistema de potência por uma barra infinita conectada em série com uma impedância.

A quantidade e o esquema de ligação das bobinas dos transformadores vão depender da configuração multipulso do VSI escolhido para o estudo. Assim, para um VSI de 12 pulsos, a conexão ao sistema CA é feita através de transformadores Y-Y e Y-Δ. Já nas conexões que envolvem um maior número de inversores, 24 e 48 pulsos, serão utilizados transformadores zig-zag semelhantes ao mostrado na Fig. 2.3.1. Para garantir que os STATCOMs baseados em VSI de 24 e 48 pulsos tenham a mesma tensão CA, a tensão CC dos VSIs são divididas por 2 e 4, respectivamente, em relação à tensão CC do VSI de 12 pulsos.

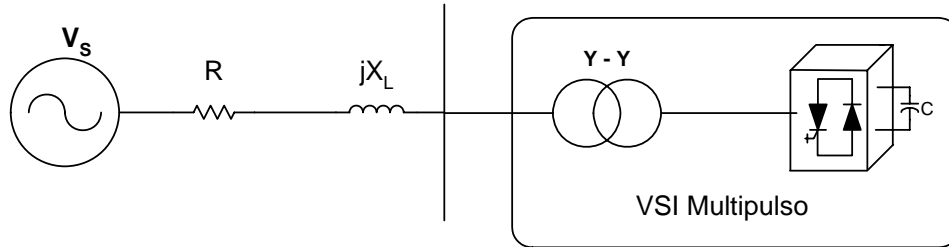


Fig. 2.4.1: Diagrama unifilar da conexão do VSI multipulso ao sistema CA.

2.4.1 Princípio de Funcionamento em Regime Permanente

A Fig. 2.4.2 mostra uma representação simplificada para um STATCOM conectado a um sistema de potência através de uma linha de transmissão curta e sem perdas. Considerando que V_f é a tensão gerada nos terminais do STATCOM e que V_s é a tensão fase-neutro do sistema CA, tem-se que os fluxos de potência ativa e reativa entre as duas fontes são calculados em regime permanente por:

$$P_I = \frac{V_s V_I}{X_L} \sin \delta \quad (2.4.1)$$

e,

$$Q_I = \frac{V_s}{X_L} (V_s - V_I \cos \delta) \quad (2.4.2)$$

onde: $\delta = (\delta_s - \delta_I)$ é o ângulo de defasagem (*rad*) entre as tensões do sistema CA e do STATCOM, respectivamente.

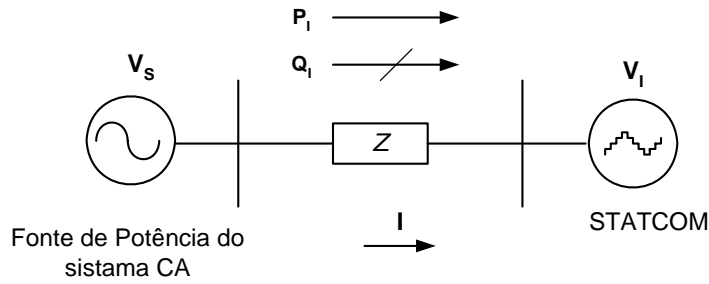


Fig. 2.4.2: Esquema do fluxo de potência entre duas fontes.

De (2.4.1), quando os ângulos de fase das tensões V_s e V_I forem diferentes, isto é ($\delta_s \neq \delta_I$) irá existir um fluxo de potência ativa pela linha CA e o sinal de $(\delta_s - \delta_I)$ é quem determinará o sentido desse fluxo. A Tabela 2.4.1 mostra de forma simplificada se o STATCOM, representado pela fonte de tensão V_I , está entregando ou absorvendo potência ativa para ou do sistema CA. Na Tabela 2.4.1 a tensão V_s foi considerada como referência.

Tabela 2.4.1: Sentido do fluxo de potência ativa no STATCOM

δ [<i>rad</i>]	V_I	Sentido da potência
$\delta_I < \delta_s$	atrasada	$P_I > 0$
$\delta_I > \delta_s$	adiantada	$P_I < 0$

Contudo, quando a diferença de fase entre as tensões é nula, isto é $\delta=0$, não haverá fluxo de potência ativa fluindo entre o STATCOM e o sistema CA. Neste caso, em regime permanente, só irá fluir pela linha CA uma potência reativa dada por:

$$Q_I = \frac{V_s}{X_L}(V_s - V_I) \quad (2.4.3)$$

Neste caso, de (2.4.3), pode-se derivar uma estratégia de operação para o STATCOM onde a potência reativa gerada ou absorvida pode ser controlada variando a amplitude da tensão gerada pelo VSI multipulso. A Tabela 2.4.2 mostra o comportamento da potência reativa nos terminais do STATCOM em relação à amplitude da tensão V_I .

Tabela 2.4.2 - Potência reativa gerada pelo STATCOM em regime permanente

<i>Tensão</i>	<i>Característica do STATCOM</i>
$V_I < V_s$	Indutiva ($Q_I > 0$)
$V_I > V_s$	Capacitiva ($Q_I < 0$)

Na próxima seção será mostrado como foi implementado o controlador do VSI multipulso usado para sintetizar o STATCOM no programa de simulação de transitórios ATP/EMTP [12].

2.4.2 O Controle do STATCOM

Como discutido anteriormente, a fonte de tensão ideal usada na Fig.2.4.2 pode ser sintetizada por um VSI conectado conforme mostrado na Fig. 2.4.1. O controle do STATCOM pode ser feito variando a amplitude da tensão de saída do VSI multipulso, de maneira a ter tensões trifásicas de amplitude variável no ponto de conexão do compensador com o sistema.

Contudo, para alterar a amplitude das tensões trifásicas geradas nos terminais do VSI é necessário modificar a tensão do capacitor CC do inversor. Isto pode ser feito forçando o VSI a absorver ou fornecer uma pequena quantidade de potência ativa do sistema de potência de maneira a carregar ou descarregar o capacitor CC e conseqüentemente alterar a amplitude das tensões trifásicas geradas. Assim, o controle do fluxo de potência ativa nos terminais do STATCOM é feito variando o ângulo de fase δ_f da tensão de saída do VSI conforme discutido na seção anterior. Na prática esse controle é feito adiantando ou atrasando os disparos das chaves semicondutoras (GTOs) que

compõem o STATCOM.

A Fig. 2.4.3 mostra o diagrama de blocos do controlador do STATCOM multipulso implementado no programa ATP/EMTP. Este controle gera o ângulo de defasagem δ_I e os pulsos usados no disparo das chaves semicondutoras do STATCOM. Os números, entre parênteses, dentro de cada estágio representam as equações que serão apresentadas em detalhe a seguir.

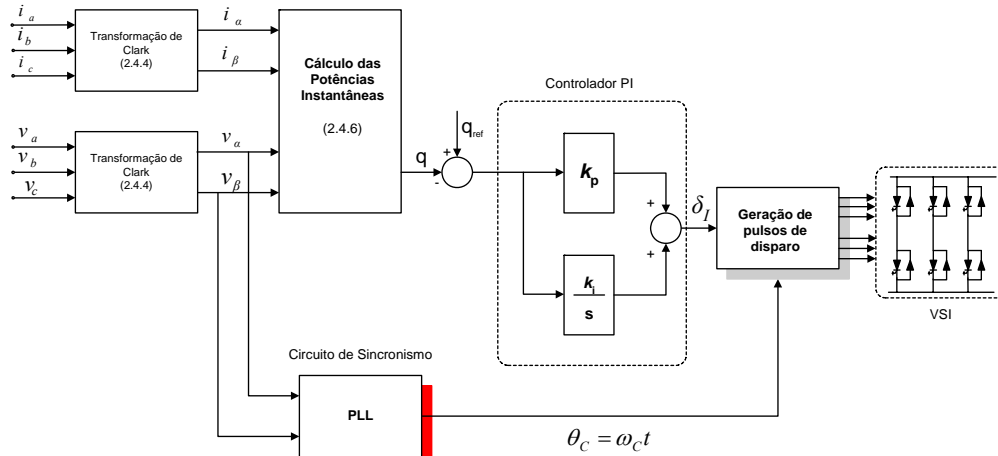


Fig. 2.4.3: Digrama de blocos do circuito de disparo.

2.4.2.1 Transformação de Clarke

A transformação de *Clarke* é uma transformação linear, também chamada de *Transformação* (α - β -0). Esta transformação mapeia as tensões ou correntes trifásicas nas coordenadas (a-b-c) em um outro sistema de coordenadas (α - β -0) e vice – versa [5], [13] e [15]. Uma das vantagens da transformação de $\alpha, \beta, 0$ é o desacoplamento dos sistemas. Sistemas trifásicos em a,b,c tornam-se independentes em $\alpha, \beta, 0$. As transformações direta e inversa de Clarck estão mostradas a seguir:

$$\begin{bmatrix} f_0 \\ f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.4.4)$$

e,

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4.5)$$

onde f_a, f_b, f_c podem ser tanto as correntes quanto as tensões trifásicas instantâneas de um sistema elétrico qualquer nas coordenadas (a-b-c) e f_α, f_β e f_0 são as correntes ou tensões trifásicas instantâneas nas coordenadas (α - β -0).

Cabe esclarecer que quando o sistema elétrico está balanceado e sem harmônicos, a componente de sequência $zero$ é nula [5], [13].

2.4.2.2 Potência Real e Imaginária Instantâneas

As grandezas elétricas, tensões e correntes, nas coordenadas (α - β -0) podem ser usadas para calcular as potências real e imaginária instantâneas. Estas potências real e imaginária instantâneas foram propostas em 1983 por Akagi et al [3], [13] e [15] e mostrados posteriormente serem mais gerais do que as potências ativa e reativa convencional, podendo ser aplicada a sistemas desbalanceados, com ou sem distorção [13] e [17].

De posse das tensões e correntes trifásicas instantâneas nas coordenadas (α - β -0) medidas nos terminais do STATCOM, pode-se calcular as potências real (W) e imaginária (vai *-Imaginary Volt - Ampère* [5], [13]) nos terminais do STATCOM por:

$$\begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4.6)$$

O controlador do STATCOM, Fig. 2.4.3, usa (2.4.6) para calcular as potências real e imaginária nos terminais do VSI multipulso. A potência imaginária q é então comparada com uma potência imaginária de referência q_{ref} . Esta referência é a potência imaginária que se deseja, positiva ou negativa, que o STATCOM sintetize em seus terminais. O erro obtido da diferença entre q_{ref} e q é então aplicado ao controlador PI, da Fig. 2.4.3, cuja saída é o ângulo δ_l que irá defasar a tensão V_l em relação à tensão V_s .

No caso em que o erro entre a potência imaginária instantânea q e a potência de

referência q_{ref} seja nulo, $(\delta_s - \delta_i) = 0$, não haverá defasagem entre as tensões da fonte do sistema e a tensão nos terminais do VSI. Quando o erro entre a potência medida q e a referência for diferente de zero, ou seja, para $q > q_{ref}$, $(\delta_s - \delta_i) > 0$, existirá um atraso na tensão de saída do STATCOM em relação à tensão do sistema. Este atraso provocará um fluxo de potência ativa que carregará o capacitor. Isto fará com que a tensão de saída do VSI cresça, até que q se torne igual a q_{ref} fazendo com que o erro seja nulo $((\delta_s - \delta_i) = 0)$. O processo contrário ocorrerá quando $q < q_{ref}$, fazendo com que as tensões do VSI se adiantem em relação à do sistema provocando um fluxo de potência ativa do inversor para a fonte do sistema, o que descarregará o capacitor.

2.4.2.3 Circuito de Sincronismo (PLL)

Para o correto funcionamento do controlador proposto um sinal de sincronismo $\theta_c = \omega_c t$ é necessário para que a tensão de saída do VSI tenha a mesma frequência da tensão senoidal do sistema CA. Este sinal é fornecido pelo circuito de sincronismo chamado de PLL (*Phase Locked Loop*).

O PLL gera um sinal sincronizado tanto em fase quanto em frequência com um sinal de referência. Se existirem erros de fase ou frequência entre estes sinais o PLL age sobre o sinal de saída anulando este erro. Este tipo de dispositivo é amplamente estudado na literatura, podendo ser encontrado em diversas configurações dependendo do tipo de aplicação a qual será destinado como é mostrado em [24], [25], [26] e [27]. Na Fig. 2.3.3 é mostrado o diagrama de blocos do circuito de sincronismo PLL adotado nesse trabalho. Este circuito utiliza os conceitos de potências instantâneas como descrito em [5] e [13]. A configuração escolhida fornece um sinal em sincronismo em fase com a tensão v_a como mostra a Fig. 2.4.5. Nesta figura são mostrados respectivamente o sinal de referência dado pela tensão da fase “a” e o sinal de sincronismo gerado pelo PLL. As correntes i'_α e i'_β são correntes fictícias que são geradas a partir de grandezas internas ao PLL. Maiores detalhes sobre a modelagem matemática desse circuito são apresentadas em [5].

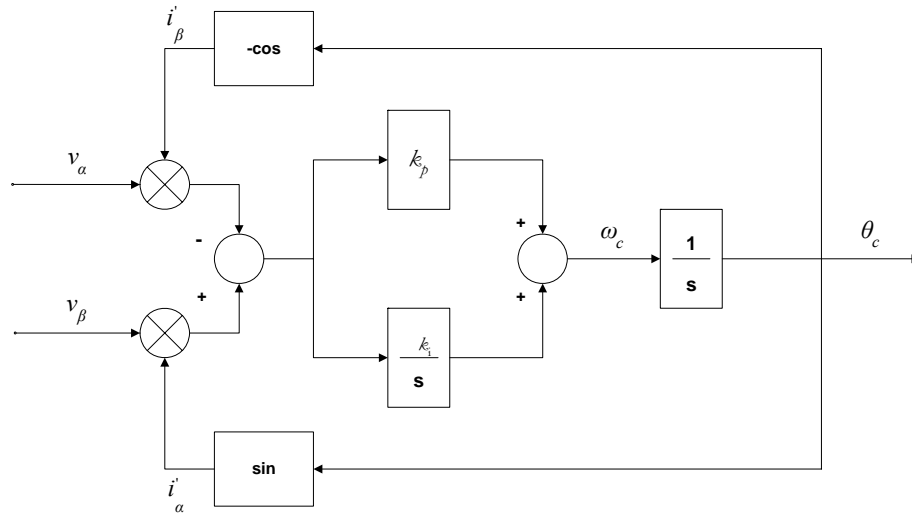
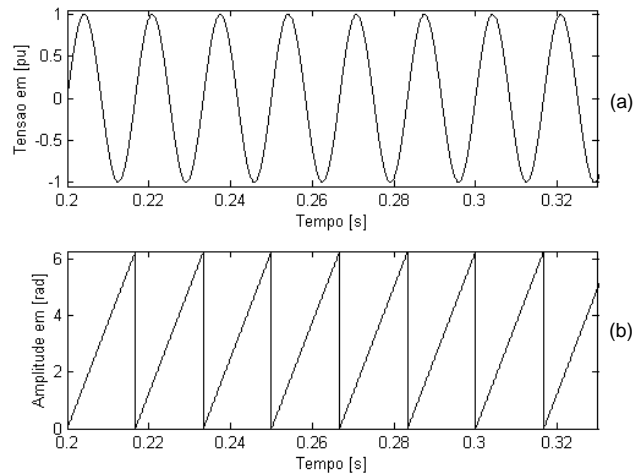


Fig. 2.4.4: Esquema básico do circuito de sincronismo PLL.

Os ganhos de k_i e k_p foram determinados segundo [5] como sendo $k_i=1 \text{ rad/vai}$ e $k_p=25000 \text{ rad/s vai}$.

Fig. 2.4.5- (a) tensão v_a ; (b) sinal de sincronismo do PLL.

2.5 Simulações Digitais

Nesta seção será analisado o comportamento dinâmico de um compensador estático síncrono (STATCOM) baseado em VSI de 12, 24 e 48 pulsos, respectivamente.

Os resultados que serão apresentados e discutidos foram obtidos a partir de simulações digitais no programa ATP/EMTP (*Electromagnetic Transients Program*) [12] e [17] [47]. No Apêndice C são apresentados os algoritmos usados para a simulação do STATCOM baseado em VSI 12 pulsos.

A Fig. 2.5.1 mostra o diagrama unifilar de um STATCOM de $\pm 50\text{MVA}/18\text{kV}$, com seu bloco de controle, conectado a um sistema de potência CA. Por simplicidade o sistema de potência foi representado por uma fonte trifásica, equilibrada e sem harmônicos, em série com uma impedância $Z=(0,50 + j1,13) \Omega/\text{fase}$, na frequência fundamental (60Hz). A capacitância conectada aos terminais CC do inversor é de $2000 \mu\text{F}$. Contudo o valor da tensão CC armazenada em cada topologia de VSI multipulso irá depender do número de inversores conectados em série. Essa estratégia foi adotada para garantir que todos os STATCOMs analisados gerem tensões chaveadas com a mesma amplitude em seus terminais CA. O controle do STATCOM foi implementado usando rotinas TACS (*Transient Analysis of Control Systems*) [12], [47] de acordo com os passos descritos nas seções anteriores.

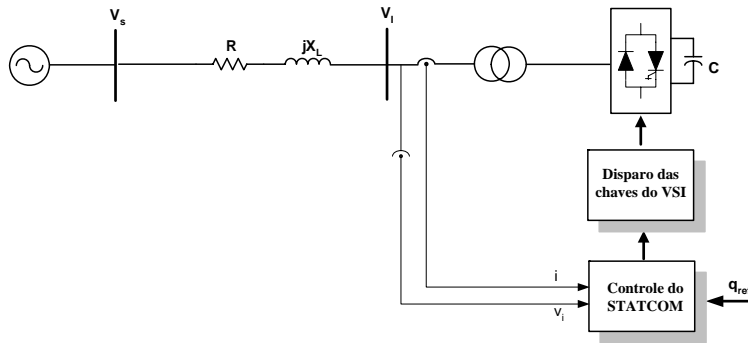


Fig. 2.5.1: Diagrama unifilar do STATCOM, com seu controle, conectado a um sistema de potência

2.5.1 STATCOM 12 Pulsos

Nesta seção, o bloco do inversor mostrado na Fig. 2.5.1 é substituído por um VSI 12 pulsos, composto por 2 transformadores conforme mostrado na Seção 2.3. Esses transformadores têm seus enrolamentos em Y-Y e Y- Δ , com relação de transformação de

1 : 1 e $1:\sqrt{3}$ respectivamente.

A tensão inicial do capacitor CC foi feita igual a 11 kV. Esse procedimento permite uma rápida inicialização da simulação. As chaves semicondutoras que compõem os dois inversores de 6 pulsos do STATCOM foram modeladas por chaves ideais, controladas por sinais lógicos, com diodos conectados em antiparalelo. Apesar do modelo de chave adotada não considerar a física interna dos semicondutores ele apresenta boa precisão para avaliar o processo de conversão de energia do compensador estático síncrono.

As Fig. 2.5.2 (a) e (b) mostram o comportamento do sinal da potência imaginária de referência e da potência imaginária instantânea nos terminais do STATCOM de 12 pulsos. As Fig. 2.5.3 (a) e (b) mostram o comportamento do ângulo de defasagem gerado pelo controlador do STATCOM e a potência real instantânea medida nos terminais do compensador. Em $t=0,0$ s o compensador começa a operar com uma característica de compensação nula, isto é, sem gerar ou absorver potência imaginária do ou para o sistema CA. Em $t = 0,3$ s o sinal de potência imaginária de referência sofre uma variação em degrau de +30Mvai. O ângulo de defasagem (δ_i) fica positivo e a tensão chaveada gerada pelo STATCOM é adiantada em relação à tensão CA do sistema de potência. O compensador então fornece uma quantidade de potência real instantânea descarregando seu capacitor CC. Em $t = 0,6$ s aplica-se uma variação em degrau no sinal da potência imaginária de referência de +30Mvai para -30Mvai. O controlador do STATCOM varia o ângulo (δ_i) de maneira que a tensão chaveada fique atrasada em relação à tensão da fonte CA. O compensador então absorve uma potência real instantânea para o sistema forçando seu capacitor CC a se carregar. A Fig. 2.5.4 mostra o comportamento estático síncrono. Em $t = 0,9$ s o sinal de potência imaginária é novamente feito igual a *zero* e o compensador volta a operar com uma característica de compensação nula. Note que o ângulo de controle δ_i nunca é *zero*, ou seja, a tensão chaveada do STATCOM nunca fica totalmente em fase com a tensão do sistema de potência real do sistema CA para compensar as perdas por chaveamento e condução dos inversores e dos transformadores..

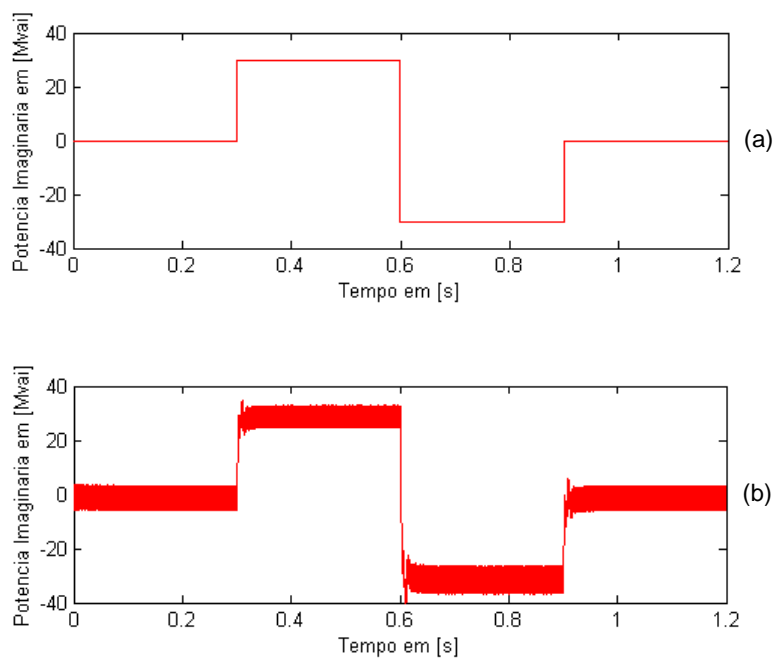


Fig. 2.5.2: Potência imaginária instantânea do STATCOM de 12 pulsos: (a) referência; (b) medida.

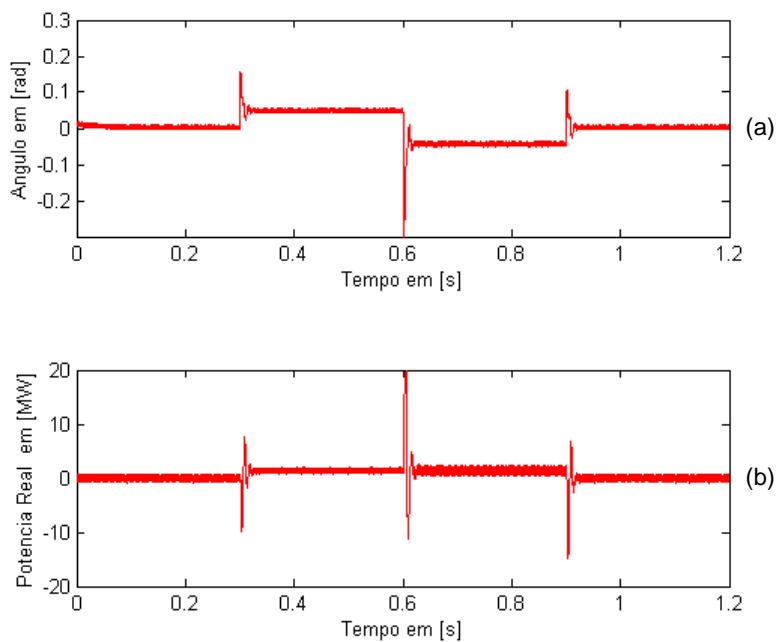


Fig. 2.5.3: (a) Ângulo de defasagem da tensão de fase; (b) potência real instantânea do STATCOM 12 pulsos

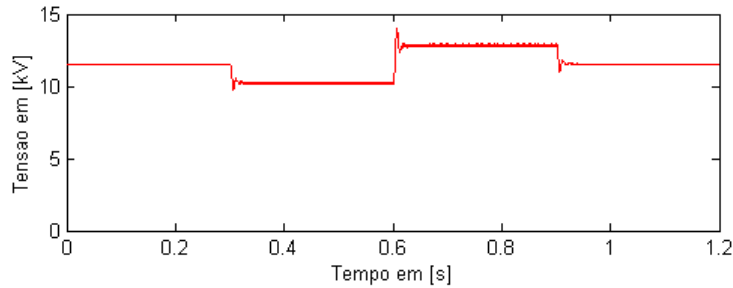
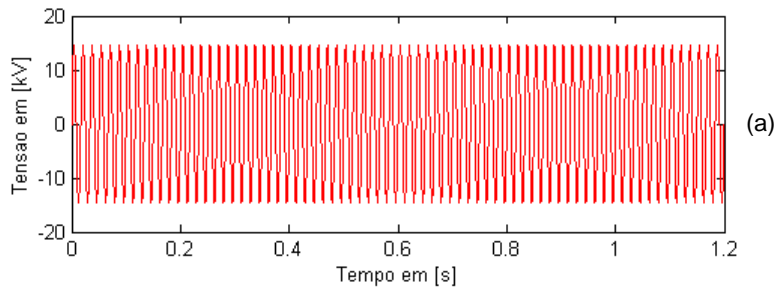


Fig. 2.5.4: Tensão CC do STATCOM de 12 pulsos.

Na Fig. 2.5.5 (a) e (b) mostram-se respectivamente as tensões da fase “a” do sistema de potência e do STATCOM. A Fig.2.5.6 mostra a corrente gerada pelo compensador na fase “a”. As grandezas elétricas relativas às fases “b” e “c” são idênticas às mostradas na fase “a” porém defasadas de $-2\pi/3$ rad e $+2\pi/3$ rad, respectivamente. Observe que no primeiro intervalo, isto é, para $0,0 \text{ s} \leq t < 0,3 \text{ s}$, a tensão chaveada do VSI 12 pulsos tem a mesma amplitude da tensão CA do sistema. Para $0,3 \text{ s} \leq t < 0,6 \text{ s}$, a amplitude da tensão gerada pelo VSI é menor que a do sistema de potência. Neste período o compensador estático opera com uma característica de compensação indutiva (corrente atrasada em relação à tensão). Para $0,6 \text{ s} \leq t < 0,9 \text{ s}$, a amplitude da tensão gerada pelo VSI é menor que a tensão do sistema de potência. Essa mudança faz com que o compensador estático síncrono passe operar com uma característica de compensação capacitiva (corrente adiantada em relação à tensão). A Fig. 2.5.7 mostra detalhe da tensão chaveada e da corrente de compensação do STATCOM durante a transição em degrau de -30Mvai para $+30\text{Mvai}$. Nessa figura a corrente CA foi multiplicada por um fator 10.



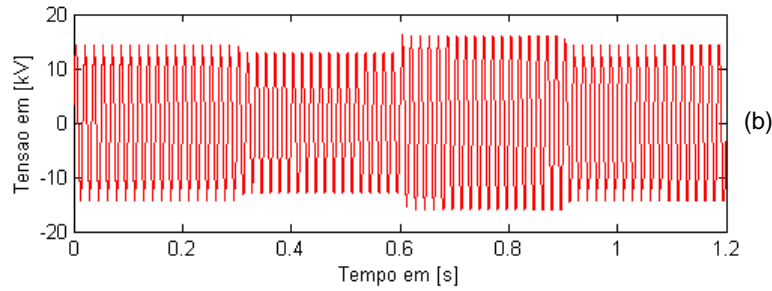


Fig. 2.5.5: Tensão na fase "a": (a) sistema de potência; (b) STATCOM 12 pulsos.

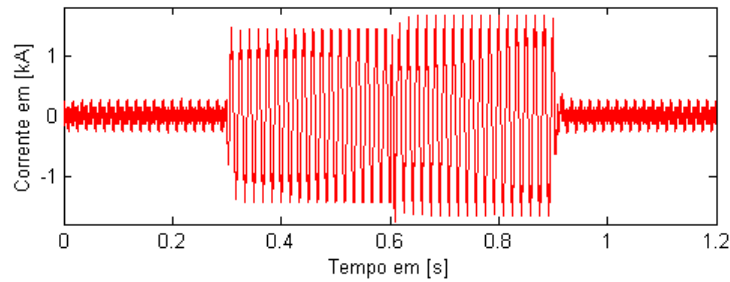


Fig. 2.5.6: Corrente gerada pelo compensador na fase "a".

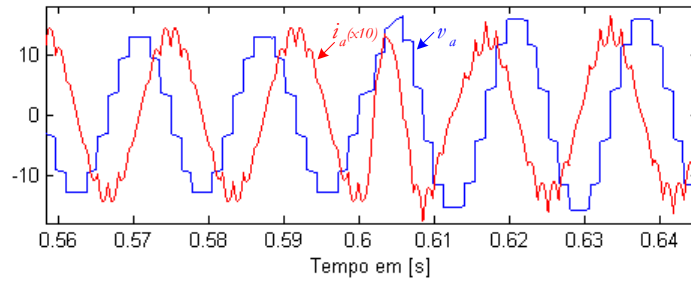


Fig. 2.5.7: Detalhe da tensão e corrente (x10) gerada pelo STATCOM 12 pulsos.

Conforme já discutido na seção 2.3.1, o VSI de 12 pulsos gera tensões trifásicas em seus terminais com um elevado conteúdo harmônico. Como consequência, correntes não senoidais são geradas nos terminais do compensador, as quais podem provocar distorções nas tensões do sistema de potência. A Fig 2.5.8 mostra o digrama de blocos do algoritmo implementado neste trabalho para calcular a taxa de distorção harmônica instantânea (THD – *Total Harmonic Distortion*) da tensão e corrente nos terminais do STATCOM. A implementação do sistema de medição foi feita usando a rotina *TACS* do programa ATP/EMTP [47].

No diagrama de blocos da Fig. 2.5.8, a tensão ou corrente de fase é medida e

filtrada por um filtro rejeita faixa (filtro *notch*) sintonizado para a frequência fundamental do sistema elétrico. Esse filtro deixa passar toda as frequências existentes na tensão ou corrente em sua entrada com exceção da componente de 60 Hz. De posse então do sinal original (v_u) e do sinal filtrado (v_{ab}), o qual contém apenas componentes harmônicas, pode-se isolar a componente fundamental (v_{a1}) através de uma simples operação de subtração. Os passos anteriores são repetidos para as fases “b” e “c”. Cada sinal isolado é então elevado ao quadrado e somado com os sinais quadrados das demais fases. Tem-se então dois sinais resultantes ($v_{a1}^2 + v_{b1}^2 + v_{c1}^2$) e ($v_{ab}^2 + v_{bb}^2 + v_{cb}^2$), que depois de multiplicados por (1/3) e extraídos sua raiz quadrada nos dá os valores coletivos da tensão fundamental (V_l) e da tensão harmônica (V_h) geradas pelo STATCOM [5]. Desse modo, uma estimativa para o THD do sinal é obtido a partir da divisão (V_h/V_l) e a multiplicação final por 100 permite ter a taxa de distorção harmônica em porcentagem.

Na Fig. 2.5.9 (a) e (b) mostram-se as taxas de distorção harmônica (THD) da tensão chaveada e da corrente de compensação do STATCOM de 12 pulsos. Desprezando os períodos onde o sinal de referência do compensador é variado em degrau, o THD medido para a tensão de saída do VSI é de aproximadamente 13,8%. Para a corrente, o THD medido é de 10,2%. Observe que a Fig.2.5.9 (b) é mostrada apenas no intervalo de $0,3 \leq t < 0,9$ já que nos demais instantes $0 \leq t < 0,3$ e de $0,9 \leq t < 1,2$ devido à compensação nula, o valor da corrente fundamental de compensação é muito próxima de *zero*.

É válido lembrar que há uma normalização no sentido de impor limites sobre a injeção de harmônicos de correntes e distorção das tensões nos sistemas de transmissão e distribuição [5]. A Tabela 2.5.1 mostra os limites remendados pela norma ANSI/IEEE-519/1992 para tensões harmônicas [49]. Com base nesta tabela observa-se que o valor medido do THD para o STATCOM baseado em VSI 12 pulsos é muito elevado. Esse valor de distorção harmônica pode ser reduzido com a utilização de mais inversores conectados ao compensador como foi discutido na Seção 2.3 e será mostrado através de simulações na próxima seção.

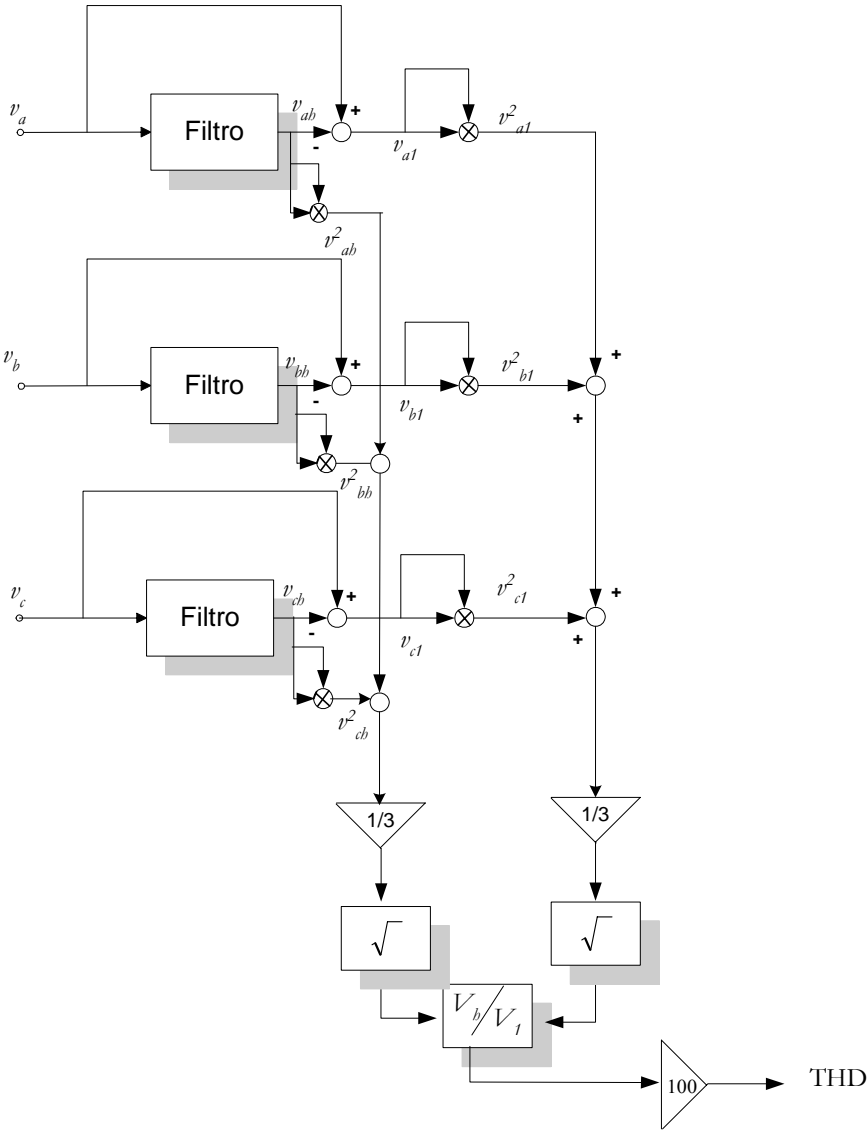


Fig. 2.5.8: Diagrama de blocos para o cálculo do THD.

Tabela 2.5.1: Limites das tensões harmônicas para consumidores e fornecedores de energia elétrica [V_h/V_t (%)]

	2,3~69kV	69~138kV	>138 kV
Amplitude máxima para harmônicos individuais	3,0	1,5	1,0
Taxa de distorção harmônica (THD)	5,0	2,5	1,5

Fonte: ANSI/IEEE 519.

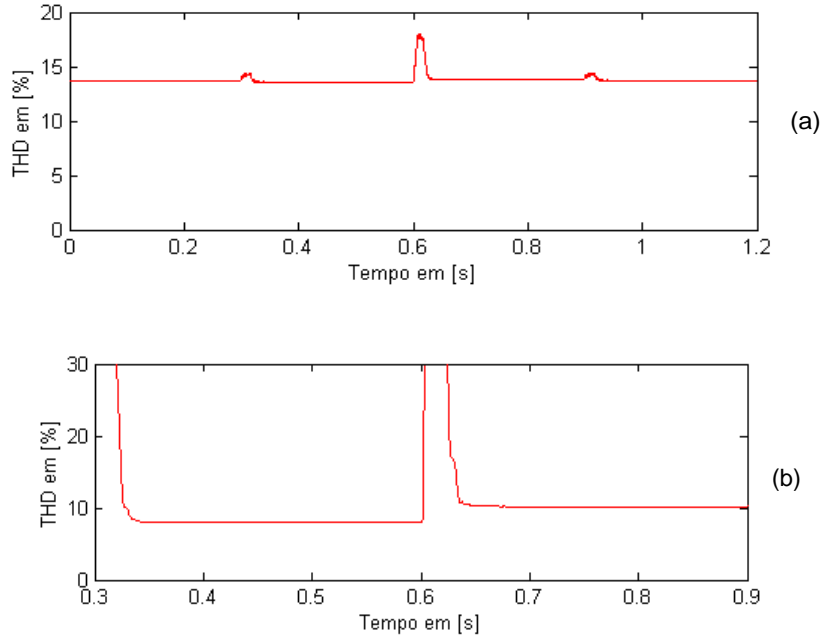


Fig. 2.5.9: Taxa de distorção harmônica (THD) do STATCOM de 12 pulsos: (a) tensão chaveadas; (b) corrente de compensação.

2.5.2 STATCOM 24 Pulsos

Nesta seção o sistema estudado é idêntico ao da seção anterior mostrado no diagrama unifilar da Fig. 2.5.1. A diferença se faz na substituição do bloco inversor por quatro inversores trifásicos conectados em paralelo ao capacitor do lado CC e do lado CA conectados em série através de transformadores defasadores. Estes transformadores têm enrolamentos ligados em **Y-Y** e *zigzag* como mostrado na Fig.2.3.5. Devido ao aumento do número de inversores conectados em série (de 2 para 4), a tensão no capacitor pode ser reduzido para a metade do valor usado no STATCOM de 12 pulsos. Assim, a tensão CC no capacitor do STATCOM de 24 pulsos tem um valor inicial de $5,9kV$.

As simulações mostradas abaixo foram feitas seguindo os mesmos passos que na seção anterior. Os mesmos eventos são aplicados à potência imaginária de referência seguindo os mesmos intervalos de tempo. Assim a potência imaginária de referência é idêntica à mostrada na Fig. 2.5.2 (a). A Fig. 2.5.10 mostra o comportamento da potência imaginária instantânea nos terminais do VSI 24 pulsos. Na Fig. 2.5.11 (a) é apresentado o

comportamento do ângulo de defasagem gerado pelo controlador do STATCOM e na a Fig 2.5.11 (b) é mostrado a potência real instantânea do sistema. Na Fig.2.5.12 temos o comportamento da tensão CC medida nos terminais do capacitor conectado em paralelo ao VSI 24 pulsos.

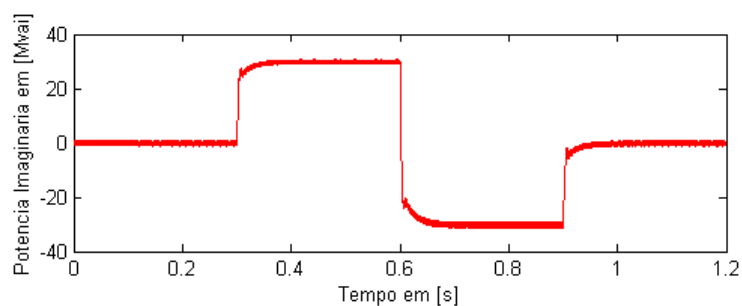


Fig. 2.5.10: Potência imaginária instantânea sintetizada nos terminais do VSI24 pulsos.

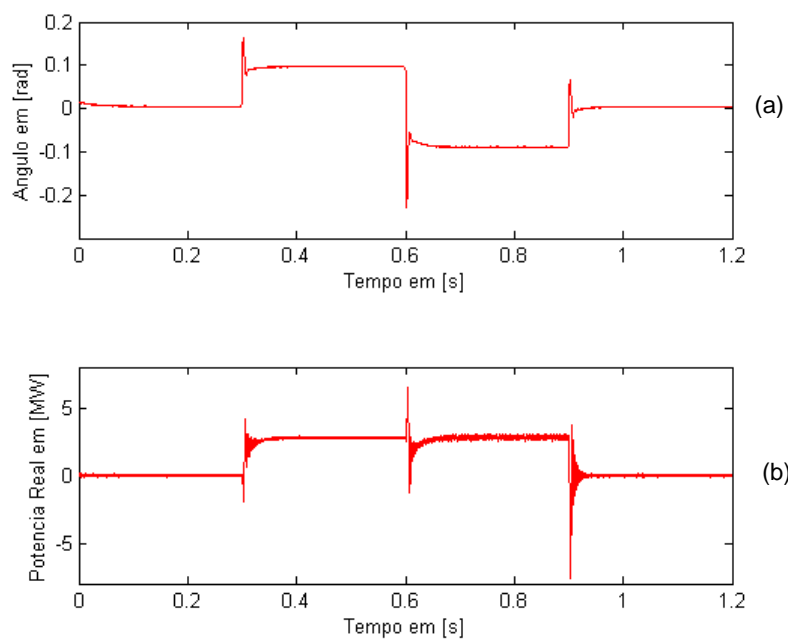


Fig. 2.5.11 (a) Ângulo de defasagem da tensão de fase; (b) potência real instantânea do STATCOM 24 pulsos.

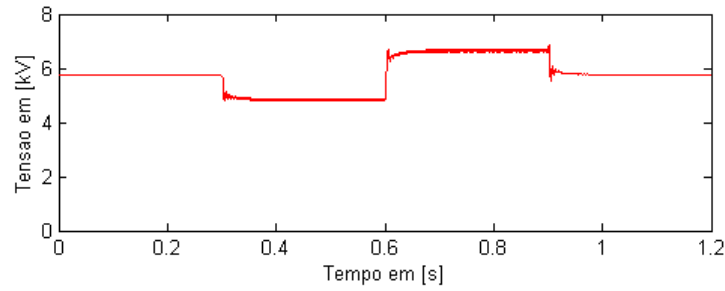


Fig. 2.5.12: Tensão CC do STATCOM 24 pulsos..

A tensão senoidal do sistema CA tem suas características (amplitude e frequência) constantes em todas as simulações, sendo mostrada na Fig.2.5.5 (a). A Fig. 2.5.13 mostra a tensão da fase “a” nos terminais do STATCOM. Observe que esta tensão apresenta as mesmas variações de amplitude e fase discutidas na seção anterior. A Fig 2.5.14 mostra a corrente da fase “a” gerada pelo compensador. As tensões e correntes para as fases “b” e “c” são idênticas as apresentadas para a fase “a” contudo defasadas de $-2\pi/3 \text{ rad}$ e $+2\pi/3 \text{ rad}$ respectivamente.

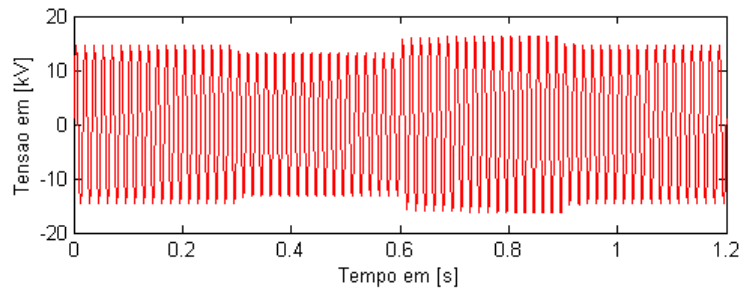


Fig. 2.5.13: Tensão na fase “a” nos terminais do STATCOM 24 pulsos.

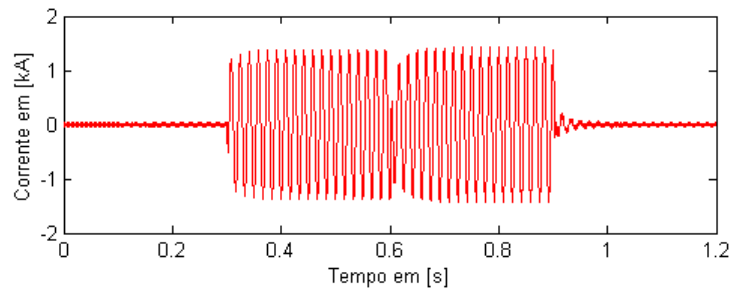


Fig. 2.5.14: Corrente na fase “a” do STATCOM 24 pulsos.

A Fig 2.5.15 apresenta em detalhes a tensão chaveada e a corrente de compensação do STATCOM 24 pulsos durante a transição ocorrida na potência imaginária de referência (Fig. 2.5.5 (a)). Observe que devido ao uso de um maior número de VSIs conectado em série, a tensão sintetizada nos terminais do compensador apresenta um maior número de níveis quando comparado à tensão do STATCOM 12 pulsos (Fig. 2.5.7), fazendo com que ela se aproxime mais da forma de uma onda senoidal. Isto faz com que o valor da taxa de distorção harmônica seja menor, com um valor medido de 6,5%, como mostrado na Fig. 2.5.16 (a). A Fig 2.5.16 (b) mostra a taxa de distorção harmônica para a corrente de compensação nos terminais do VSI 24 pulsos. Seu valor medido é de aproximadamente 1,9%.

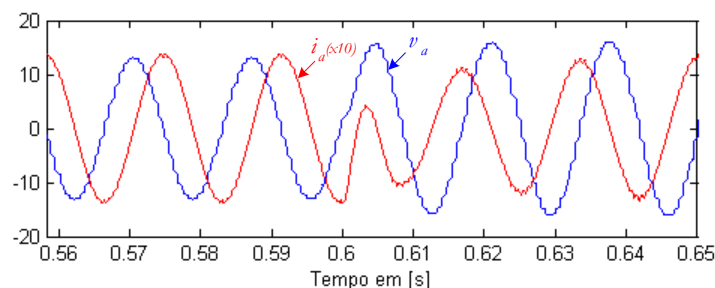


Fig. 2.5.15: Detalhe da tensão e corrente ($\times 10$) gerada pelo STATCOM 24 pulsos.

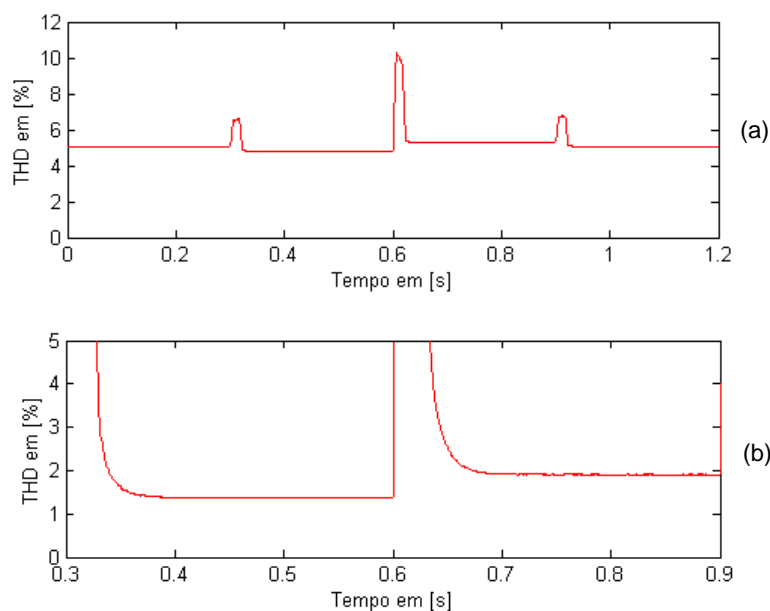
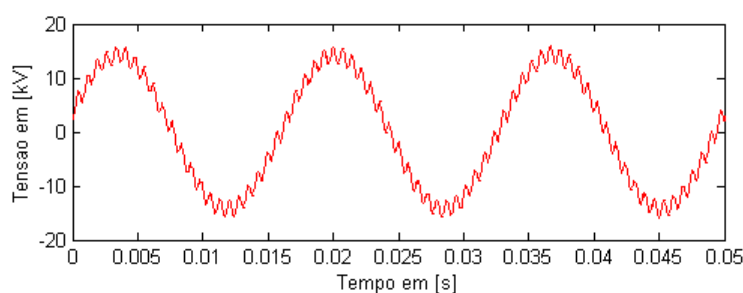


Fig. 2.5.16: Taxa de distorção harmônica (THD) do STATCOM 24 pulsos: (a) tensão chaveada; (b) corrente de compensação.

Apesar do custo superior relacionado com maior número de inversores, o STATCOM baseado em VSI de 24 pulsos tem a vantagem de possuir uma menor distorção harmônica. Contudo este índice pode aumentar quando o compensador estático síncrono opera em um sistema elétrico com ressonâncias. A Fig.2.5.17 mostra detalhes da tensão da fase “a” do STATCOM de 24 pulsos para o caso em que a impedância Z da Fig 2.5.1, que interliga o compensador ao sistema elétrico de potência, é substituída por uma linha trifásica com parâmetros distribuídos, dados na Tabela 2.5.1. A linha usada na simulação tem 163 km e seu comprimento foi escolhido para forçar uma baixa impedância no vigésimo quinto harmônico. Essa baixa impedância provoca uma ressonância harmônica entre a linha e o VSI multipulso que distorce a forma de onda da tensão gerada. Como consequência ocorre aumento no índice de distorção harmônica de tensão que passa a ser aproximadamente 11,5% como mostrado na Fig. 2.5.18, ou seja, muito próximo daquele observado no sistema compensado na seção anterior para um STATCOM 12 pulsos.

Tabela 2.5.2: Parâmetros RLC.

	R (Ω)/ km	C (μF)/ km	L (mH)/ km
Seqüência Positiva	0,0976	1,3785	0,00844
Seqüência Negativa	0,4629	4,3362	0,00577

Fig. 2.5.17: Tensão do VSI 24 pulsos conectado a uma linha CA de 163 km com parâmetros distribuídos.

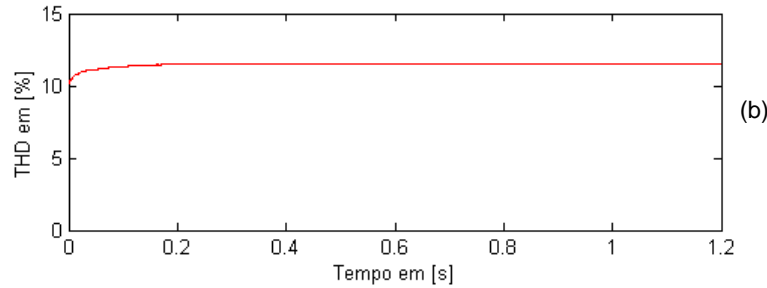


Fig. 2.5.18: : Taxa de distorção harmônica (THD) do STATCOM de 24 pulsos: conectado a uma linha CA de 163 km com parâmetros distribuídos.

Uma das formas de eliminar este problema de ressonância é através do uso de filtros passivos. Entretanto a sintonia destes dispositivos é diretamente relacionada com a impedância vista da barra de conexão do mesmo [7]. Assim, qualquer mudança na topologia da linha provocaria também uma mudança na sintonia do filtro o que poderia comprometer seu desempenho. Além disso, a conexão de filtros passivos ao sistema pode provocar a ocorrência de outras ressonâncias entre os componentes R-L-C do sistema. Outra forma de se eliminar o problema de ressonância é o uso da modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) no controle dos disparos das chaves semicondutoras que compõem os inversores do STATCOM. Este tipo de modulação permite o uso de frequências mais elevadas na ordem de dezenas de kHz, fazendo com que os harmônicos gerados pelo compensador tenham ordens mais elevadas. Contudo como já mencionado a utilização de técnicas PWM aumenta as perdas do inversor.

Também é possível alterar a ordem dos harmônicos gerados pelo compensador através da conexão de um número maior de inversores trifásicos formando o STATCOM de 48 pulsos. Neste caso, o aumento do número de inversores conectados para formar o compensador torna-o mais caro devido à necessidade de um grande número de dispositivos semicondutores. Contudo, este aumento de inversores reduz a potência necessária de cada chave já que é possível diminuir a tensão do capacitor CC a qual ela será submetida. Conseqüentemente haverá uma redução no custo final do equipamento tornando-o atrativo. Desde modo é possível também utilizar um compensador baseado em VSI 48 pulsos para a eliminação do problema de ressonância como será analisado na próxima seção.

2.5.3 STATCOM 48 Pulsos

Nesta seção será analisado o comportamento do STATCOM baseado em VSI 48 pulsos. O sistema de potência envolvido no estudo tem a mesmas características do estudado nas duas seções anteriores sendo descrito em detalhes na seção 2.51.

Este equipamento é composto pela conexão de 8 inversores trifásicos em série pelo seu lado CA e em paralelo a um mesmo capacitor pelo lado CC. A conexão com o sistema de potência é feito através de transformadores defasadores sendo um com conexão $Y-\Delta$ e os demais com enrolamentos conectados em estrela-*zigzag*. Devido à conexão de 8 inversores, sendo cada um responsável por $1/8$ da tensão total sintetizada nos terminais do VSI de 48 pulsos, a tensão do capacitor do elo CC pode ser menor do que a tensão usada no VSI 12 pulsos sendo então $1/4$ deste valor. Assim a tensão no capacitor será de 2,9 kV.

Seguindo o mesmo padrão das duas seções anteriores a potência imaginária de referência usada para o controle do VSI 48 pulsos será a mesma mostrada na Fig. 2.5.2 (a). Assim a Fig. 2.5.19 apresenta o comportamento da potência imaginária instantânea nos terminais do VSI 48 pulsos. As Fig. 2.5.20 (a) e (b) mostram respectivamente o ângulo de defasagem da tensão do VSI 48 pulsos em relação à tensão senoidal do sistema CA e a potência real instantânea do sistema. A

Fig. 2.5.21 mostra o comportamento da tensão continua medida nos terminais do capacitor do STATCOM.

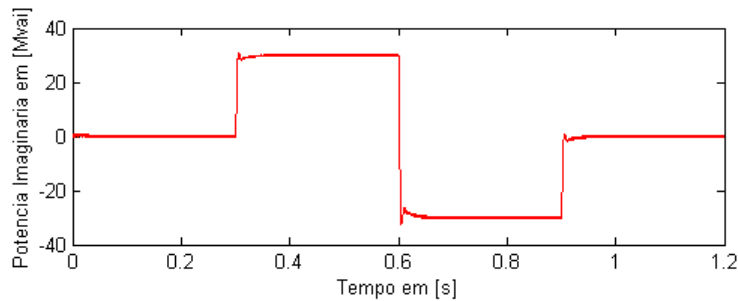


Fig. 2.5.19: Potência imaginária instantânea do STATCOM 48 pulsos.

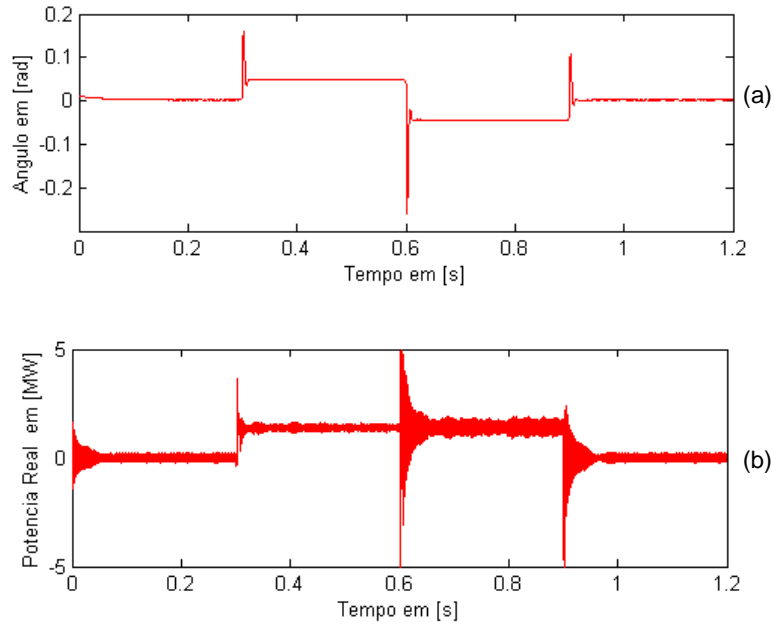


Fig. 2.5.20: (a) Ângulo de defasagem da tensão de fase; (b) potência real instantânea do STATCOM 24 pulsos.

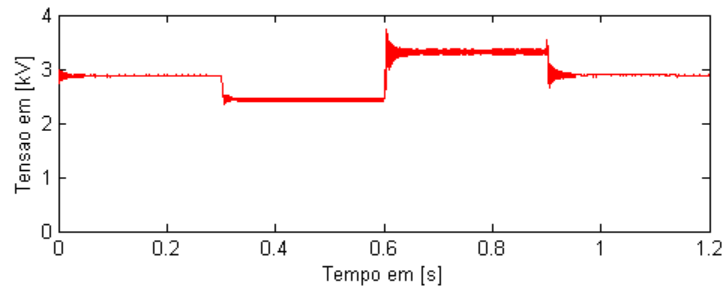


Fig. 2.5.21: Tensão CC do STATCOM 48 pulsos.

A Fig. 2.5.22 mostra detalhes a tensão chaveada e a corrente de compensação (multiplicada por um fator 10) do STATCOM 48 pulsos durante a transição ocorrida na potência imaginária de referência (Fig. 2.5.5 (a)). Devido à maior quantidade de inversores utilizados na construção do compensador, a tensão chaveada nos terminais do VSI apresenta uma forma bastante senoidal com um baixo índice de distorção harmônica. O valor do THD da tensão chaveada medida nos terminais do STATCOM foi de 2,7% como mostrada na Fig. 2.5.23 (a). A Fig. 2.5.23 (b) mostra a taxa de distorção harmônica de corrente para o VSI 48 pulsos. O valor medido foi inferior ao 1%.

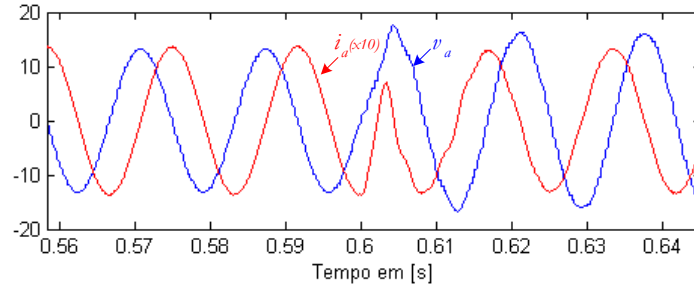


Fig. 2.5.22: Detalhe da tensão e corrente (x10) gerada pelo STATCOM 48 pulsos.

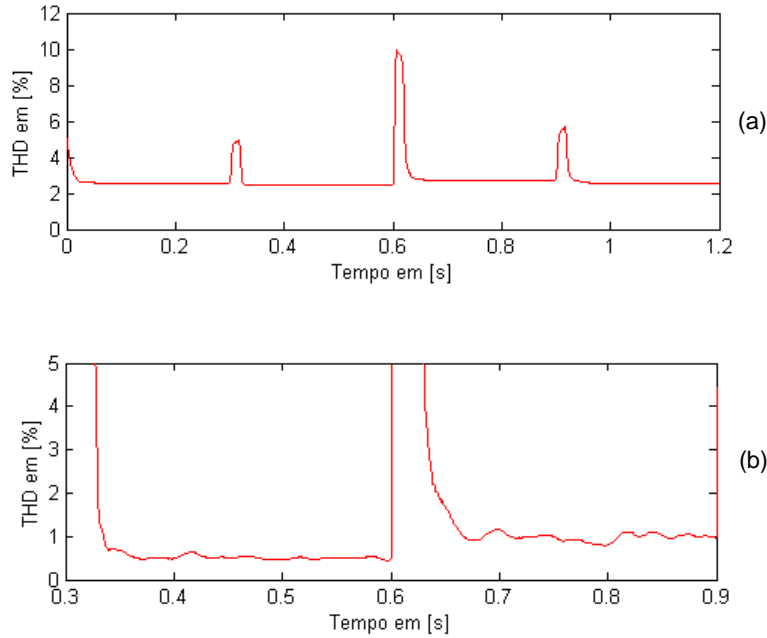


Fig. 2.5.23: Taxa de distorção harmônica (THD) do STATCOM 48 pulsos: (a) tensão chaveada; (b) corrente de compensação.

A seguir foi feita a conexão do STATCOM baseado em VSI 48 pulsos em uma linha com parâmetros distribuídos (Tabela 2.5.2) de 163 km , da mesma forma como foi feito com o STATCOM baseado em VSI 24 pulsos na seção anterior. Verifica-se na Fig. 2.5.24 que mostra a tensão na fase “a”, que para o VSI 48 pulsos não ocorrem distorções harmônicas como ocorreu com o STATCOM de 24 pulsos. Isto é devido ao fato de que com um maior número (de 4 para 8) de inversores conectados, mais harmônicos de mais baixa ordem serão eliminados como já discutido anteriormente na Seção 2.3. A taxa de distorção harmônica medida para a tensão mostrada na Fig. 2.5.24 é de 1,2% conforme mostrada na Fig. 2.5.25..

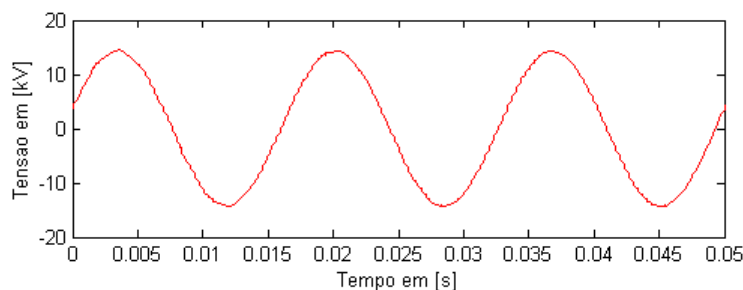


Fig. 2.5.24: Tensão do VSI 48 pulsos conectada a uma linha CA de 163 *km* com parâmetros distribuídos.

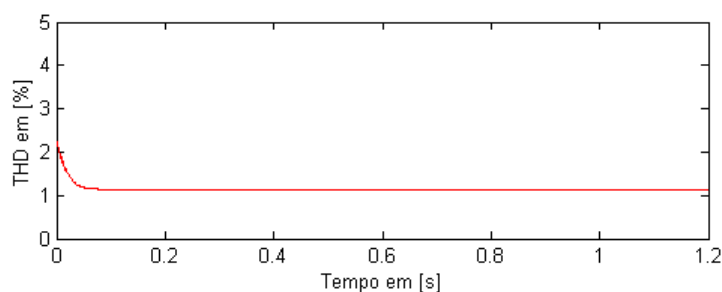


Fig. 2.5.25: Taxa de distorção harmônica (THD) do STATCOM de 48 pulsos: conectada a uma linha CA com parâmetros distribuídos.

Apesar de se mostrar bastante eficiente o uso do STATCOM baseado em VSI 48 pulsos torna-se uma opção mais cara, em função do maior número de inversores, além de ser necessário um maior espaço físico para sua implantação[11]. No próximo capítulo será apresentada uma técnica que permite minimizar os efeitos de possíveis ressonâncias quando se conecta um VSI multipulso ao sistema elétrico de potência.

2.6 Conclusões

Este capítulo mostrou o uso do STATCOM em suas diversas configurações no controle da potência imaginária instantânea de um sistema de potência. Verifica-se ainda a rápida resposta do equipamento na síntese de potência imaginária positiva e negativa. Também foi descrita a técnica de controle usado nos disparos das chaves semicondutoras que compõem o STATCOM. Além disso, também é descrito o uso do PLL para o

sincronismo da tensão multipulso nos terminais do VSI e a tensão da fonte senoidal do sistema CA.

Apesar da necessidade do uso de transformadores mais complexos, o chamados $\Sigma_{ig} - \Sigma_{ags}$, a conexão de vários inversores formando os VSIs multipulso produz equipamentos que têm um conteúdo harmônico melhor e um menor valor para o THD. Contudo, para a obtenção destes resultados é necessário o emprego de uma grande quantidade de chaves semicondutoras e o uso dos transformadores $\Sigma_{ig} - \Sigma_{ags}$ que são de construção complexa, tornando o STATCOM, à medida que se conecta mais VSIs, um equipamento mais oneroso se comparado ao VSI 12 pulsos.

Capítulo 3

STATCOM Baseado em VSI *quasi* Multipulso

3.1 Introdução

No capítulo anterior foi apresentada a configuração de compensadores estáticos síncronos (STATCOMs) baseados em VSIs multipulso. Entretanto, devido ao chaveamento dos VSIs, harmônicos de tensão e corrente são gerados pelos inversores. Para minimizar esses harmônicos pode-se conectar vários VSI em série e paralelo de maneira a gerar tensões chaveadas com baixos índices de distorção harmônica (THD). Contudo, o uso de vários transformadores defasadores (*zig-zag*) é fundamental para promover o cancelamento harmônico da tensão de saída dos STATCOMs.

Os transformadores defasadores necessários na construção dos VSIs multipulso além de possuírem uma estrutura complexa apresentam desvantagens operacionais tais como: produzir em torno de 50% das perdas totais do sistema, provocar dificuldades no controle devido à magnetização CC e problemas de sobretensão resultante da saturação dos transformadores, além de outros descritos em [5] e [11]. Uma opção para a obtenção de tensões chaveadas com baixos valores de THD sem a utilização de transformadores defasadores *zig-zags* é a construção de VSIs *quasi* multipulso. Neste capítulo será mostrado

como vários inversores VSIs podem ter suas tensões de saída combinadas a partir da utilização de transformadores mais simples formando uma tensão chaveada multipulso.

3.2 VSI *quasi* Multipulso

A Fig. 3.2.1 mostra o diagrama esquemático de conexão de transformadores $Y - Y$ e $Y - \Delta$ e inversores de tensão de maneira a obter um VSI *quasi* 24 pulsos [5]. Note que este equipamento é composto por dois VSIs de 12 pulsos. Cada VSI de 12 pulsos é construído como mostrado no Capítulo 2, com seus terminais CA conectados em série e com seus terminais CC conectados em paralelo a um mesmo capacitor. A tensão total nos terminais de saída pode então ser obtida pela soma das tensões dos dois VSIs 12 pulsos. Estas tensões devem ser defasadas de um ângulo 2φ rad entre si. Assim, o primeiro VSI de 12 pulsos deve ter sua tensão adiantada de $+\varphi$ rad enquanto o segundo deve ter sua tensão atrasada de $-\varphi$ rad em relação a uma referência arbitrária. A Fig. 3.2.2 mostra o diagrama fasorial das componentes fundamentais das tensões de saída dos dois VSIs 12 pulsos. Estas tensões estão defasadas de um ângulo 2φ rad formando a tensão sintetizada nos terminais do VSI *quasi* 24 pulsos.

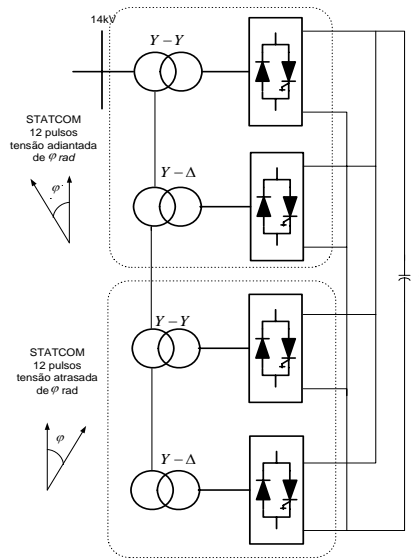


Fig. 3.2.1: VSI *quasi* 24 pulsos formado por dois VSIs de 12 pulsos.

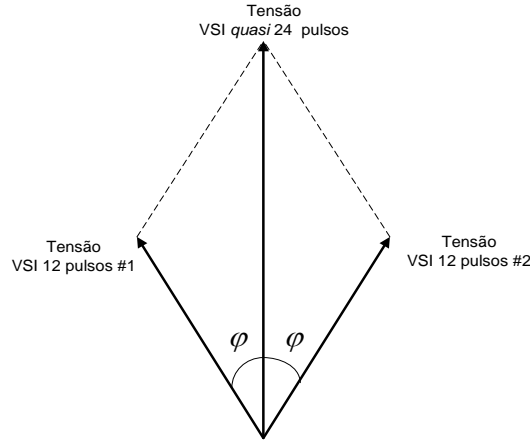
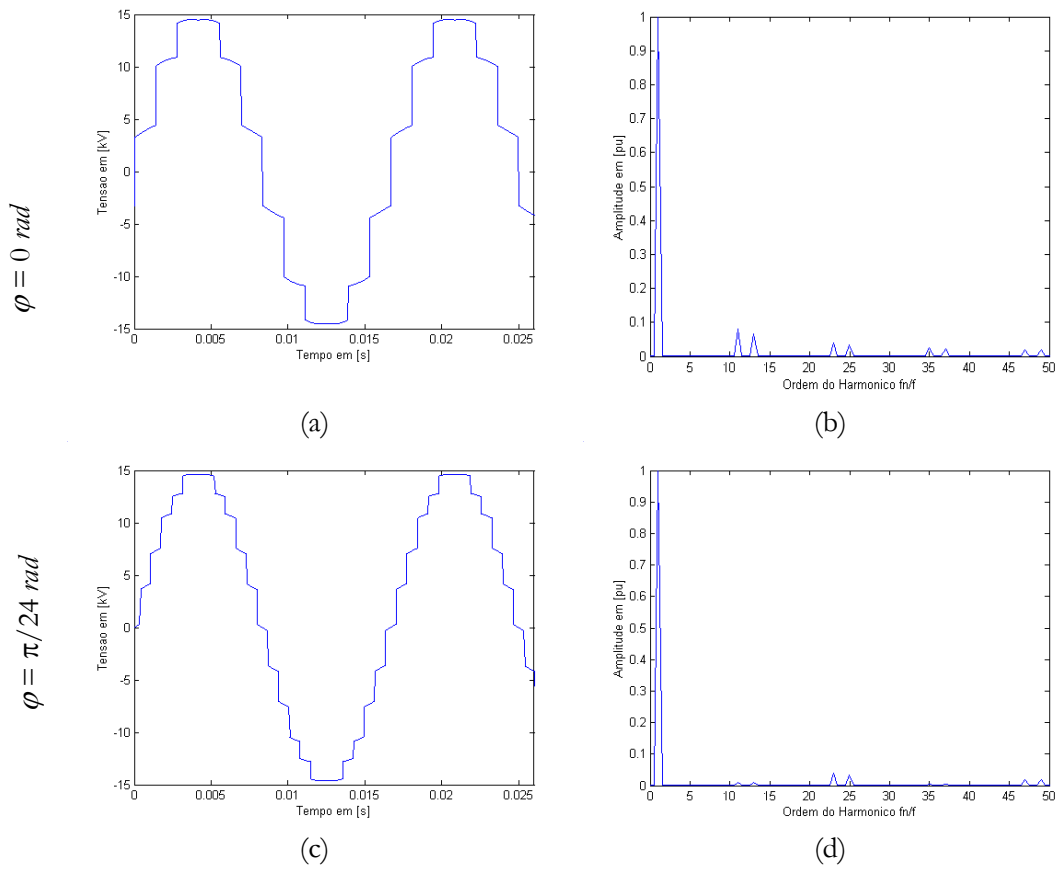


Fig. 3.2.2 : Diagrama fasorial das componentes fundamentais das tensões dos VSIs 12 pulsos que compõem a tensão do STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos .

Na Fig. 3.2.3 (a)–(j) são mostrados diversas formas de onda da tensão da fase “a” do VSI *quasi* multipulso, da Fig. 3.2.1, e seus respectivos espectros harmônicos que foram obtidos para os ângulos de defasagem φ rad entre os VSIs de 12 pulsos da Fig. 3.2.1, iguais a 0, $\pi/24$, $\pi/12$, $3\pi/24$ e $\pi/6$ rad, respectivamente. Cabe aqui ressaltar que para esta simulação o controle do STATCOM para a absorção e geração de potência imaginária instantânea, descrito no Capítulo 2, foi desativado, ou seja, $\delta=0$ e $q_{ref}=0$.

Na Fig. 3.2.3 (a), nota-se que para um ângulo $\varphi = 0$ rad, a tensão de saída do VSI *quasi* multipulso é idêntica à tensão de um VSI 12 pulsos. Seu espectro harmônico, Fig. 3.2.3 (b), mostra o 11° e o 13° harmônicos não minimizados. A taxa de distorção harmônica medida para esta tensão é de 12,73%. A Fig. 3.2.3 (c), mostra a tensão de saída do VSI *quasi* multipulso com um ângulo de defasagem entre as tensões dos VSI 12 pulsos de $\varphi = \pi/24$ rad. Esta tensão é bastante semelhante à de um VSI 24 pulsos e com um número maior de níveis quando comparado com a figura anterior, daí o nome de VSI *quasi* 24 pulsos. Seu espectro harmônico, Fig. 3.2.3 (d), apresenta o 11° e o 13° minimizados e um THD de 6,54%. A Fig. 3.2.3 (e) é a forma de onda da tensão da fase “a” do VSI multipulso para um ângulo $\varphi = \pi/12$ rad. Observa-se nesta figura que a tensão pulsada tem um nível a mais que a tensão de um VSI 12 pulsos. Seu espectro harmônico apresenta o 11° e 13° harmônicos com amplitudes superiores ao apresentado na Fig. 3.2.3(b). Para um ângulo $\varphi = 3\pi/24$ rad, a forma de onda da tensão da fase “a” do STATCOM tem um número maior de níveis quando comparado ao VSI 12 pulsos como

mostra a Fig. 3.2.3(g). A análise de seu espectro harmônico, Fig. 3.2.3(h), mostra o 11º e o 13º harmônicos minimizados. Seu THD é de 7,96% o que é superior ao apresentado para um ângulo $\varphi = \pi/24 \text{ rad}$ em consequência do aparecimento do 35º e 37º harmônicos. Fazendo $\varphi = \pi/6 \text{ rad}$ a tensão nos terminais do STATCOM é mostrada na Fig. 3.2.3 (i). Seu espectro harmônico, mostrado na Fig. 3.2.3(j), apresenta o 11º e o 13º harmônicos. O THD para esta tensão é de 12,73%, sendo os resultados apresentados para $\varphi = \pi/6 \text{ rad}$, semelhantes ao apresentado para $\varphi = 0 \text{ rad}$.



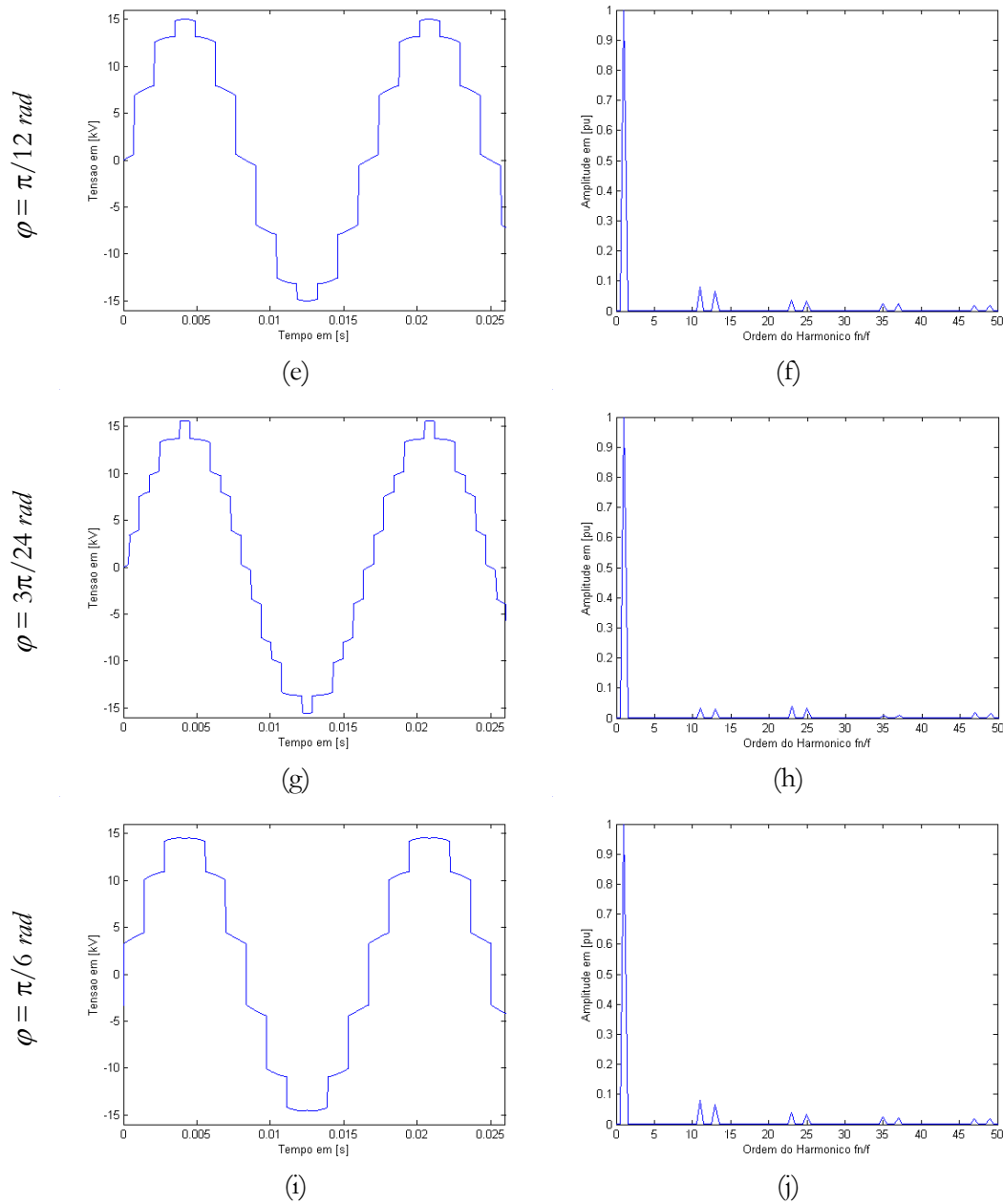


Fig. 3.2.3 – Resultados de simulação obtidos a partir da variação do ângulo φ

Intuitivamente, dos resultados mostrados na Fig. 3.2.3 (a) – (j) pode-se concluir que para a síntese do STATCOM baseado em VSI *quasi* multipulso o valor para o ângulo φ mais adequado é de $\pi/24 \text{ rad}$. Em [5] encontra-se uma demonstração matemática que comprova tal afirmação. Essa escolha para a defasagem angular entre as tensões dos VSIs 12 pulsos além de garantir um número maior de níveis da tensão CA do VSI assegura uma

minimização do 11º e 13º harmônicos. A Fig. 3.2.4 mostra em detalhes os harmônicos presentes na tensão chaveada do VSI *quasi* 24 pulsos com seu harmônicos minimizados que são responsáveis pelo THD medido de 6,54%

A Tabela 3.2.1 apresenta o comportamento do THD para cada forma de onda de tensão da Fig. 3.2.3 (a) – (j).

Tabela 3.2.2: Taxa de Distorção Harmônica para os diversos ângulos de defasagem φ

φ [rad]	THD [%]
0	12,73
$\pi/24$	6,58
$\pi/12$	12,96
$3\pi/24$	7,62
$\pi/6$	12,73

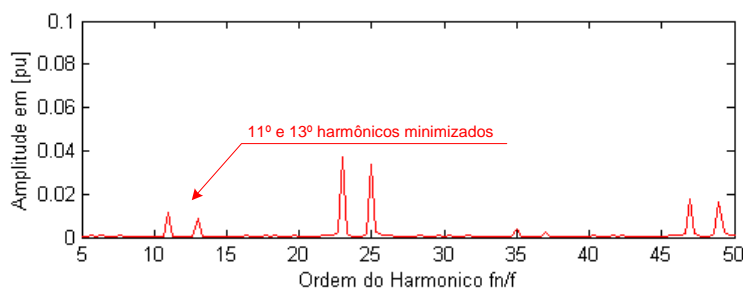


Fig. 3.2.4: Detalhe do espectro harmônico do VSI *quasi* 24 pulsos.

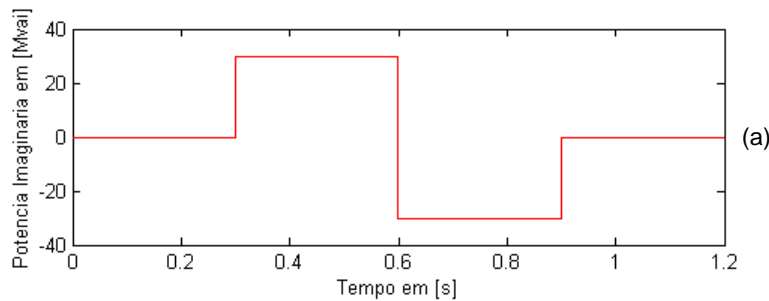
3.3 Simulação Digital do STATCOM *quasi* 24 Pulsos

Nesta seção serão mostrados os resultados obtidos da simulação do STATCOM de $50\text{MVA}/18\text{kV}$ formado por um VSI *quasi* 24 pulsos. O sistema de potência simulado é idêntico ao usado na Seção 2.5 consistindo de uma fonte trifásica, equilibrada sem harmônicos, com uma tensão de 18 kV em 60Hz . A resistência e a indutância que representam a linha são respectivamente $0,5\ \Omega$ e 3 mH . O capacitor CC tem uma capacitância de $2000\ \mu\text{F}$ e uma tensão CC inicial de $5,9\text{kV}$. Contudo aqui a conexão dos VSIs ao sistema de potência é feita através de 4 transformadores, com ligação Y–Y, Y– Δ e

Y-Y, Y- Δ respectivamente, conforme mostrado na Fig. 3.2.1.

A Fig. 3.3.1 (b) mostra a potência imaginária instantânea do sistema estudado. Esta potência imaginária é obtida através da atuação do controle do STATCOM que segue uma dada referência mostrada na Fig. 3.3.1 (a). Este controle, o mesmo utilizado e descrito no Capítulo 2, gera um ângulo δ_l que promove a defasagem da tensão sintetizada pelo VSI em relação à tensão da fonte do sistema de potência.

De $0 \leq t < 0,3$ s o valor da potência de referência é nulo e o ângulo de controle δ_l é muito pequeno, próximo de zero como mostra a Fig. 3.3.2 (a). Para o período de $0,3 \leq t < 0,6$ s é aplicado um degrau de amplitude igual a +30 Mvai a referência da Fig. 3.3.1 (a) para a síntese de potência imaginária positiva (Fig. 3.3.1 (b)). Em resposta a esta variação da referência o controle gera um ângulo δ_l positivo e a tensão chaveada gerada pelo STATCOM fica adiantada em relação à tensão CA do sistema de potência. Esta defasagem entre as tensões faz com que haja um fluxo de potência real dos terminais do VSI *quasi* multipulso para o sistema de potência. Este fluxo de potência real instantânea mostrada na Fig. 3.3.2 (b) é responsável pela descarga do capacitor do elo CC cuja tensão é mostrada na Fig. 3.3.3. Entre $0,6 \leq t < 0,9$ s a referência passa a ser um degrau negativo de amplitude igual a -30 Mvai para a síntese de potência imaginária instantânea negativa como pode ser visto na Fig. 3.3.1(a). Novamente o controle atua gerando agora um ângulo de defasagem δ_l negativo. Esta defasagem entre as tensões do sistema e a do VSI promove a mudança do fluxo de potência real que neste período passa a fluir da fonte do sistema para o VSI carregando o capacitor.



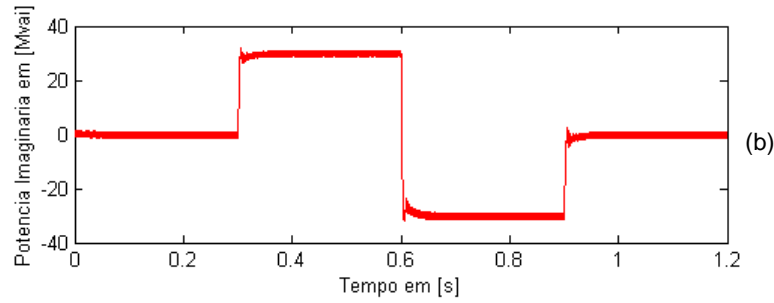


Fig. 3.3.1: Potência imaginária instantânea do STATCIM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos : (a) referência; (b) medida.

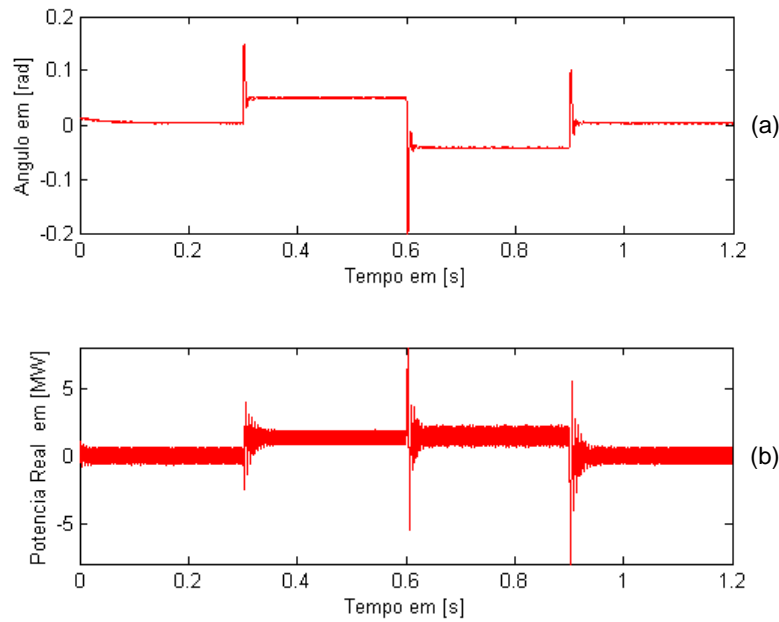


Fig. 3.3.2 – (a) Ângulo de defasagem da tensão de fase; (b) potência real instantânea do STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos.

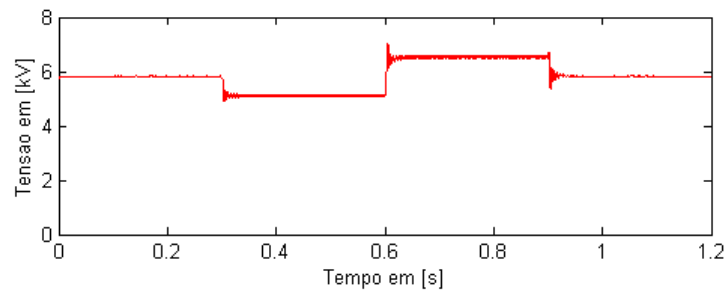


Fig. 3.3.3: Tensão CC do STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos.

A Fig. 3.3.4 (a) e (b) mostram respectivamente as tensões da fase “a” do sistema de

potência e do STATCOM. A Fig. 3.3.5 mostra a corrente gerada pelo compensador na fase “a”. As grandezas elétricas relativas às fases “b” e “c” são idênticas as mostradas na fase “a” porém defasadas de $-2\pi/3$ rad e $+2\pi/3$ rad, respectivamente. Observe que no primeiro intervalo, isto é, para $0,0 \text{ s} \leq t < 0,3 \text{ s}$, a tensão chaveada do VSI *quasi* 24 pulsos tem a mesma amplitude da tensão CA do sistema. Para o período de $0,3 \text{ s} \leq t < 0,6 \text{ s}$, a amplitude da tensão gerada pelo VSI é menor que a do sistema de potência. Neste intervalo o compensador estático opera com uma característica de compensação indutiva (corrente atrasada em relação à tensão). Para o intervalo de $0,6 \text{ s} \leq t < 0,9 \text{ s}$, a amplitude da tensão gerada pelo VSI é menor que a tensão do sistema de potência. Essa mudança faz com que o compensador estático síncrono passe operar com uma característica de compensação capacitiva (corrente adiantada em relação à tensão). A Fig. 3.3.6 mostra detalhe da tensão chaveada e da corrente de compensação do STATCOM durante a transição em degrau de -30Mvai para $+30\text{Mvai}$

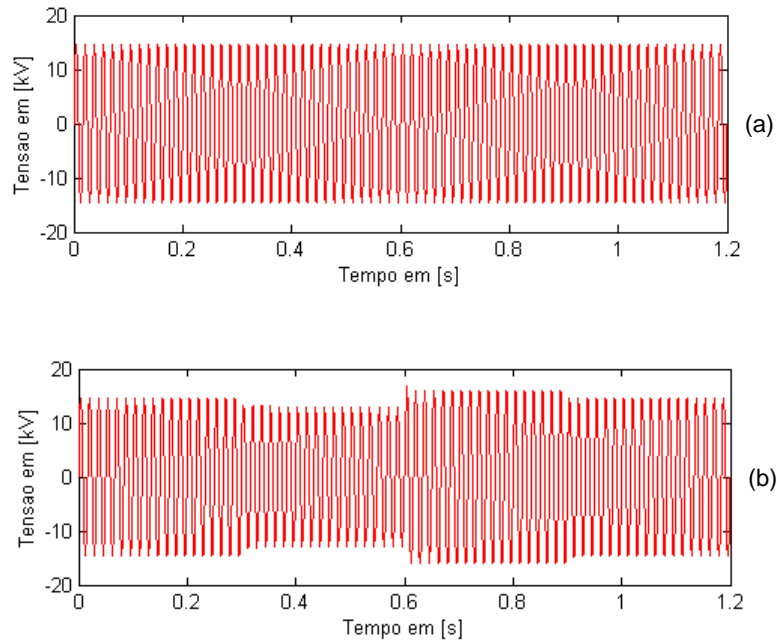


Fig. 3.3.4: Tensão da fase “a”: (a) sistema de potência; (b) STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos.

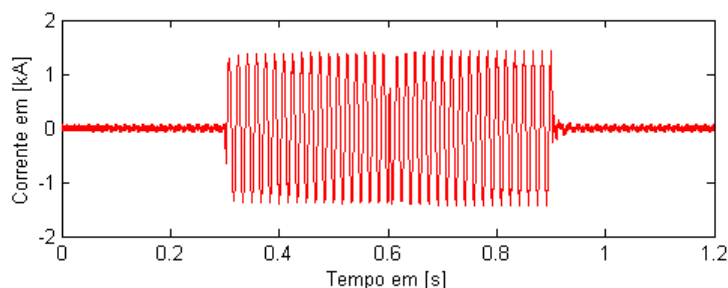


Fig. 3.3.5: Corrente da fase “a” do STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos.

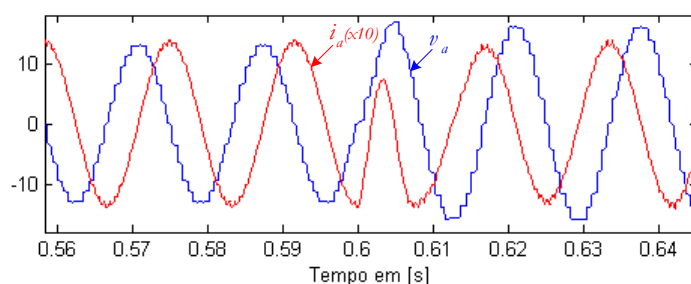
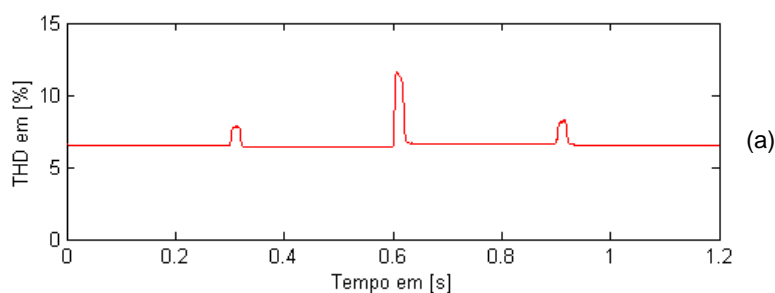


Fig. 3.3.6: Detalhe da tensão e corrente (x10) gerada pelo STATCOM baseado em VSI *quase* 24 pulsos.

Para o STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos o valor da taxa de distorção harmônica foi medido em 6,6% como mostra a Fig. 3.3.7 (a), chegando ao patamar de 11,6% durante a transição do sinal de potência imaginária de referência ($t = 0,6$ s). A Fig. 3.3.7 (b) mostra a taxa de distorção harmônica de corrente medida em 2,6%. Observe que estes valores são muito parecidos com os apresentados no Capítulo 2 (6,5% e 1,4%, respectivamente tensão e corrente) para o STATCOM 24 pulsos. Esta pequena diferença pode ser explicada pela presença do 11° e 13° harmônicos que nessa topologia de compensador são apenas minimizados.



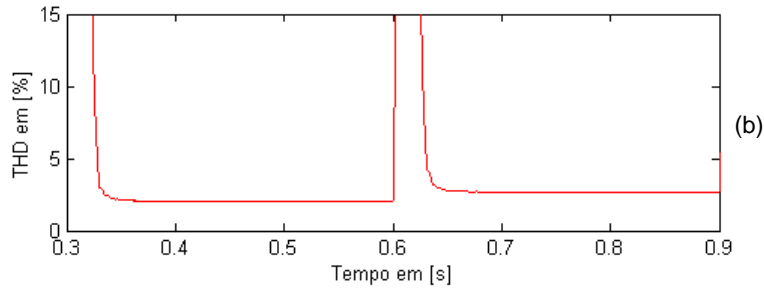


Fig. 3.3.7: Taxa de distorção harmônica (THD) do STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos: (a) tensão chaveada; (b) corrente de compensação.

3.4 O STATCOM Operando em um Sistema de Potência Real

Embora VSIs multipulso e *quasi* multipulso sintetizem tensões trifásica alternadas em seus terminais, eles também geram harmônicos. Estes harmônicos, apesar de terem suas magnitudes minimizadas, podem causar distorções nas tensões e correntes dos sistemas de energia. Essas distorções provocam problemas como ressonâncias, perdas nos sistemas de transmissão e distribuição, mal funcionamento de equipamentos e proteção, queima de motores, perda na qualidade de energia. etc [49].

Uma a solução para estes problemas é o uso de filtros passivos. Contudo, como discutido no Capítulo 2, o projeto de filtros passivos não é simples, uma vez que seu ponto de operação é altamente influenciado pela impedância do sistema [7].

3.4.1 Ressonância Série e Paralela

Os princípios básicos que serão apresentados nesta seção são um resumo do estudo apresentado em [7]. A Fig. 3.4.1 mostra de um lado uma fonte de tensão V_s equilibrada, operando em 60Hz e sem harmônicos. Do outro, uma fonte equilibrada V_k com harmônicos, é usada para representar a tensão gerada nos terminais do STATCOM. Entre as duas fontes há uma impedância Z_{eq} que é equivalente à impedância da linha de

transmissão e a impedância Z_I que é equivalente à impedância dos transformadores normalmente usados para conectar os inversores ao sistema de potência. Nesta figura esta representada também a tensão V na barra intermediária.

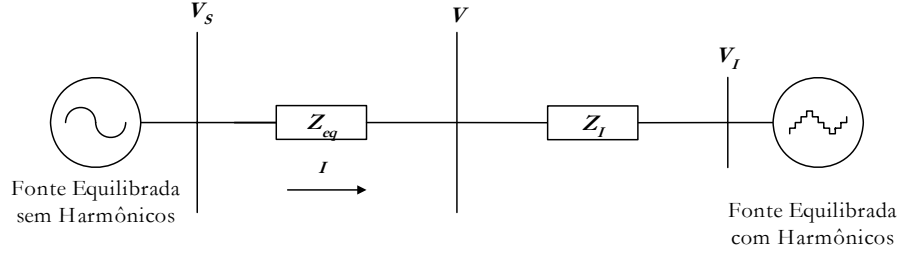


Fig. 3.4.1: Fonte senoidal x Fonte harmônico.

Como a tensão V_s é puramente senoidal e sem harmônicos, as amplitudes das tensões dos harmônicos medidas na barra intermediária (V) é devida à queda de tensão provocada pela impedância harmônicos $Z_{I(h)}$ [7]. Caso ocorra ressonância no sistema, os valores dos harmônicos de tensão de V alcançarão valores inaceitáveis. No circuito da Fig. 3.4.1, a tensão harmônica $V_{(h)}$ da barra intermediária, é dada por:

$$V_{(h)} = V_{I(h)} \frac{Z_{eq(h)}}{Z_{eq(h)} + Z_{I(h)}} \quad (3.4.1)$$

onde $Z_{eq(h)}$ é a impedância equivalente em uma determinada ordem harmônica cuja frequência é dada por (b, f) onde f é a frequência fundamental do sistema dada em Hz , 60 Hz para o sistema brasileiro, e b é a ordem do harmônico.

Se o valor da impedância equivalente for maior que a soma desta impedância com a impedância do transformador do inversor Z_I , ou seja, $(|Z_{eq}| > |Z_{eq} + Z_I|)$, haverá então a amplificação do harmônico nesta frequência proveniente da tensão V_I . A este fenômeno se dá o nome de ressonância série [7]

Em contrapartida será chamada de ressonância paralela quando a impedância Z_{eq} em uma dada frequência for da mesma ordem de grandeza do que o módulo da soma dada por $Z_{eq} + Z_I$ ($|Z_{eq}| \approx |Z_{eq} + Z_I|$). Neste caso, o harmônico gerado em V_I passará integralmente à tensão da barra do sistema CA [7].

3.4.2 Mecanismo pelo qual Harmônicos são Eliminados no VSI *quasi* Multipulso

A eliminação dos harmônicos provenientes do funcionamento do VSI *quasi* multipulso pode ser feito através de pequenas variações do ângulo de defasagem entre as tensões de cada um dos dois VSIs de 12 pulsos que o compõem [50].

Expandindo as tensões de saída de cada um dos VSIs de 12 pulsos da Fig. 3.2.1 em série de Fourier obtemos :

$$v_{a12(1)} = \left[\frac{4V_d}{\pi} \left[\cos(\omega t + \varphi_1) - \frac{1}{11} \cos[11(\omega t + \varphi_1)] + \frac{1}{13} \cos[13(\omega t + \varphi_1)] - \frac{1}{23} \cos[23(\omega t + \varphi_1)] + \frac{1}{25} \cos[25(\omega t + \varphi_1)] - \dots \right] \right] \quad (3.4.2)$$

e,

$$v_{a12(2)} = \left[\frac{4V_d}{\pi} \left[\cos(\omega t + \varphi_2) - \frac{1}{11} \cos[11(\omega t + \varphi_2)] + \frac{1}{13} \cos[13(\omega t + \varphi_2)] - \frac{1}{23} \cos[23(\omega t + \varphi_2)] + \frac{1}{25} \cos[25(\omega t + \varphi_2)] - \dots \right] \right] \quad (3.4.3)$$

onde V_d é a tensão CC média do inversor, ω (*rad*) é a frequência angular fundamental do sistema (*rad/s*), φ_1 e φ_2 são ângulos de fase dados pelo controle eletrônico para o primeiro e o segundo VSI de 12 pulsos respectivamente.

De (3.4.2) e (3.4.3), se defasarmos as tensões dos dois VSIs 12 pulsos, adiantando a tensão do primeiro, fazendo $\varphi_1 = +\pi/24$ *rad* e atrasando a tensão do segundo de $\varphi_2 = \pi/24$ *rad*, teremos a tensão de saída do VSI *quasi* multipulso como mostrada na Fig. 3.2.3 (c) e seu espectro harmônico apresenta o 11º e 13º harmônicos minimizados, Fig. 3.2.4.

A Fig. 3.4.2 (a) e (b) mostram a representação em estado permanente de como o 11º e o 13º são atenuados [5].

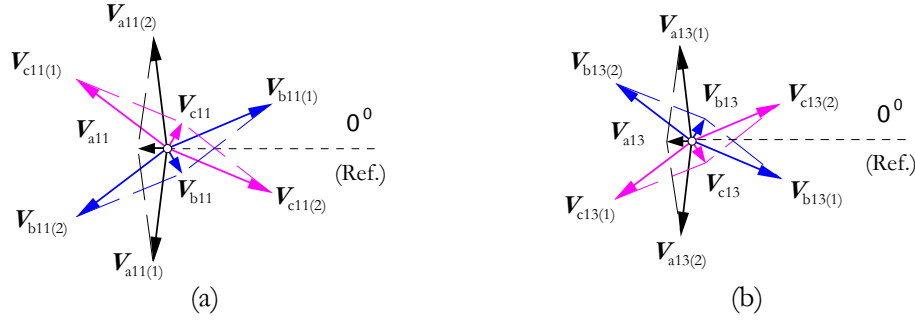


Fig. 3.4.2: Diagrama fasorial para os harmônicos do VSI *quasi* 24-pulsos:
(a) 11º harmônico e; (b) 13º harmônico.

Esta técnica simples não permite a eliminação do 11º e 13º harmônicos simultaneamente. Porém, baseado nas equações é possível determinar um ângulo que gerado pelo controle eletrônico permitirá eliminar o 11º harmônico e minimizar a amplitude do 13º harmônico sem a necessidade de conexão de filtros passivos ao sistema. Esse procedimento pode ser estendido para demais harmônicos, inclusive para harmônicos amplificadas devido a ressonâncias do sistema.

A Tabela 3.4.1 mostra o ângulo necessário para a cancelar individualmente o 11º, ou 13º, ou 23º ou 25º harmônicos.

Tabela 3.4.1: Ângulo de controle para cancelar um harmônico.

Ângulo $\varphi(rad)$	Ordem do harmônico
$\pi/22$	11º
$\pi/26$	13º
$\pi/46$	23º
$\pi/50$	25º

3.5 Minimização de Harmônicos Gerados pelo STATCOM Baseado em VSI *quasi* Multipulso.

Nesta seção será abordada a inclusão de um STATCOM baseado em VSI *quasi* 24 pulsos conectado em derivação ao sistema CA de 230 kV, através de um transformador abaixador Δ -Y de 230kV para 14kV. Na Fig. 3.5.1, os transformadores de conexão foram representados de forma simplificada por um único transformador. Na verdade este

transformador representa os quatro transformadores do STATCOM *quasi* 24 pulsos, sendo respectivamente transformadores com enrolamento Y-Y, Y- Δ , Y-Y, Y- Δ . Neste estudo foram utilizados parâmetros de linha distribuídos mostrados na Tabela 3.5.1.

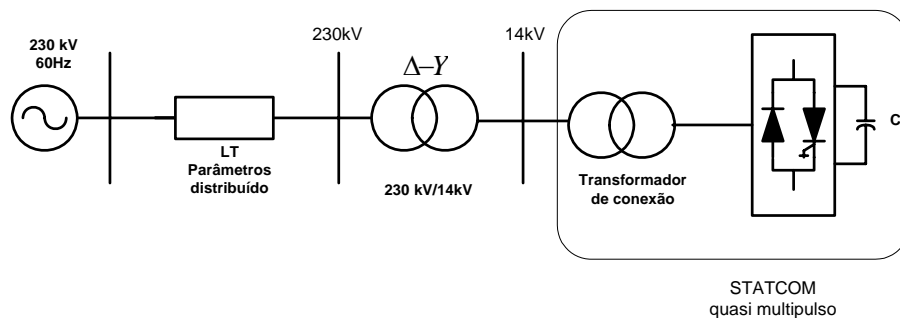


Fig. 3.5.1: Diagrama unifilar do sistema estudado.

Tabela 3.5.1: Parâmetros RLC

	$R (\Omega)/km$	$C (\mu F)/km$	$L (mH)/km$
Seqüência Positiva	0,0976	1,3785	0,00844
Seqüência Zero	0,4629	4,3362	0,00577

Através da resposta em frequência da linha, é possível determinar o seu comprimento em quilômetros para o qual haverá ressonância entre o STATCOM e o sistema de potência, o que provocará uma amplificação da amplitude do harmônico, em estudo, naturalmente gerado pelo VSI.

Devido à ressonância, o sistema visto pelo STATCOM passa a ter uma baixa impedância para determinado harmônico, fazendo com que altas correntes harmônicas circulem entre o sistema de potência e o STATCOM.

Aqui serão analisados casos onde será conectado um STATCOM baseado em VSI *quasi* multipulso ao sistema descrito acima, obtendo-se a ressonância entre este equipamento e o sistema de potência, o que permitirá a amplificação de um determinado harmônico. Será então usada a técnica descrita na Seção 3.4.2 para a escolha do ângulo necessário para o ajuste do controle de defasagem das tensões dos dois VSIs 12 pulsos, a fim de eliminar o problema de ressonância sem o uso de filtros passivos conectados ao sistema.

Nesta seção serão apresentados quatro casos hipotéticos onde o comprimento de linha é escolhido de maneira a provocar uma ressonância entre o sistema de potência e o STATCOM no 11°, 13°, 23° e 25° harmônicos, respectivamente. Inicialmente, as tensões dos dois VSI 12 pulsos que compõem o STATCOM terão um ângulo de defasagem de $\varphi = \pi/24 \text{ rad}$. Então será usada a técnica descrita na Seção 3.4.2 para a eliminação de um harmônico específico. Conforme será mostrado, a ressonância será evitada sem o uso de filtros passivos ou o aumento do número de pulsos do VSI.

3.5.1 Caso 1: Minimização do 25º harmônico

Naturalmente gerado pelo STATCOM *quasi* 24 pulsos, o 25º harmônico tem especial interesse uma vez que ele não é minimizado como o 11º e o 13º harmônicos. Caso haja ressonância na linha, ele pode chegar a valores indesejáveis, tornando a tensão do sistema extremamente distorcida.

A Fig. 3.5.2 mostra a resposta em frequência de uma linha de transmissão obtida através do programa ATP/EMTP modelada a parâmetros distribuídos. O comprimento da linha foi escolhido propositalmente com 152 Km com o objetivo de provocar uma ressonância. O valor da baixa impedância é de $1,36\Omega$ e ocorre para uma frequência de 1500Hz .

A Fig. 3.5.3 (a) mostra a tensão de saída do VSI mostrado na Fig. 3.5.1. Nota-se que devido à amplificação do 25º harmônico, que chega a 16%, Fig 3.5.3 (b), esta tensão é extremamente distorcida. As curvas do espectro harmônico estão normalizados em relação à tensão da fonte CA de 14kV .

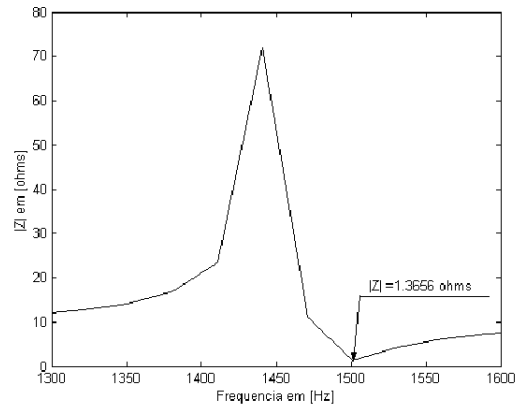


Fig. 3.5.2: Impedância harmônica vista pelo STATCOM - LT com 152 *km*.

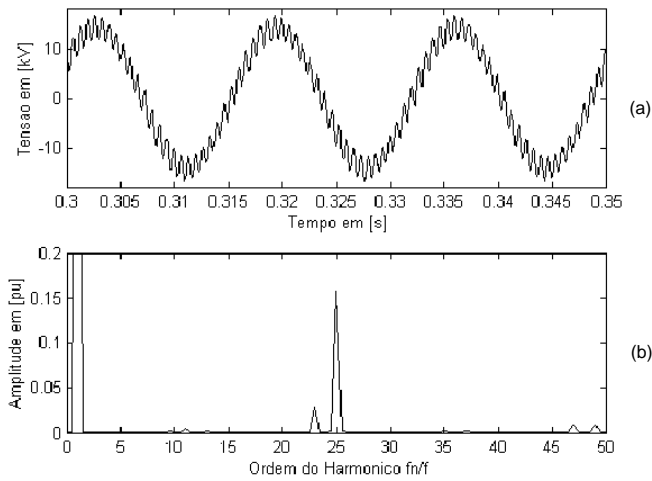


Fig. 3.5.3- (a) Tensão de saída do VSI;
(b) Espectro harmônico, 25º harmônico amplificado.

A partir de (3.4.2) e (3.4.3), determina-se o ângulo de controle $\varphi = \pi/50 \text{ rad}$ ($\approx 3,6^\circ$) que cancela o 25º harmônico na tensão de saída do STATCOM. Este ângulo é então usado no controlador do STATCOM adiantando a tensão do primeiro VSI 12 pulsos de $\varphi_1 = +\pi/100 \text{ rad}$ e atrasando a tensão do segundo VSI de $\varphi_2 = -\pi/100 \text{ rad}$. A Fig. 3.5.4 (a) mostra a forma de onda da tensão nos terminais do VSI. Com a implementação do controle, houve a minimização do 25º e também do 23º harmônico como pode ser visto na Fig. 3.5.4 (b). Isto provocou uma grande melhora da forma de onda da tensão do VSI tornando-a menos distorcida.

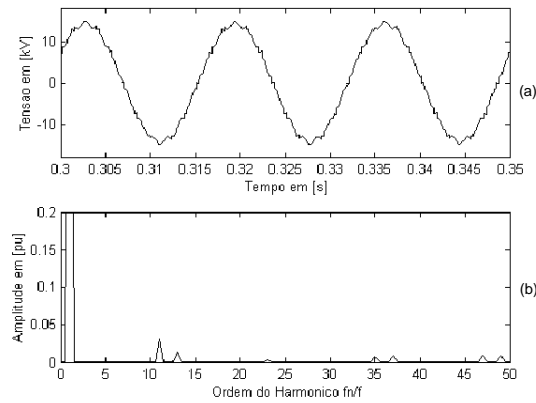


Fig. 3.5.4: (a) Tensão de saída do VSI; (b) Espectro harmônico, 25º harmônico minimizado.

A Fig. 3.5.5 mostra a taxa de distorção harmônica para a tensão medida nos terminais do STATCOM com harmônico amplificado e com o harmônico minimizado (Fig. 3.5.4). Para o primeiro caso, onde não há atuação do controle minimizando os efeitos da ressonância, o valor do THD da tensão, medido através do algoritmo apresentado no Capítulo 2, é de 16,69%. Para o segundo caso, onde o controle atua fazendo com que o ângulo $\varphi = \pi/50 \text{ rad}$ ($\approx 3,6^\circ$), o valor medido foi 4,11%.

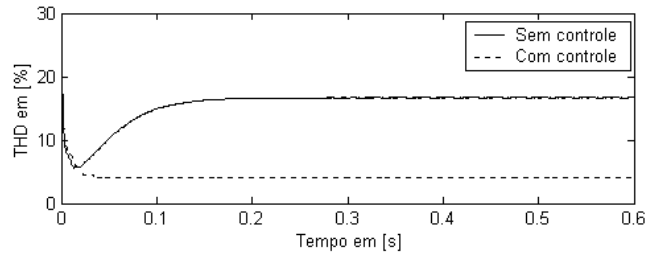


Fig. 3.5.5 – Taxa de distorção harmônica da tensão medida nos terminais do STATCOM

A Fig. 3.5.5 mostra a comparação entre os espectros harmônicos das tensões apresentadas na Fig. 3.5.3 e Fig.3.5.4. Observa-se que apesar do 11º harmônico apresentar uma maior amplitude no segundo caso, o 25º harmônico tem sua amplitude reduzida quase a *zero*.

A Tabela 3.5.2 mostra os valores dos harmônicos medidos em *pu* para o sistema ressonante e os seus valores reduzidos com a variação do ângulo de controle de defasamento das tensões dos VSIs 12 pulsos.

Tabela 3.5.2: Amplitude dos harmônicos em μ .

Ângulo [rad]	Ordem do harmônico			
	11°	13°	23°	25°
$\pi/50$	0,03132	0,01328	0,003773	0,0002329
$\pi/24$	0,04845	0,002471	0,02844	0,1633

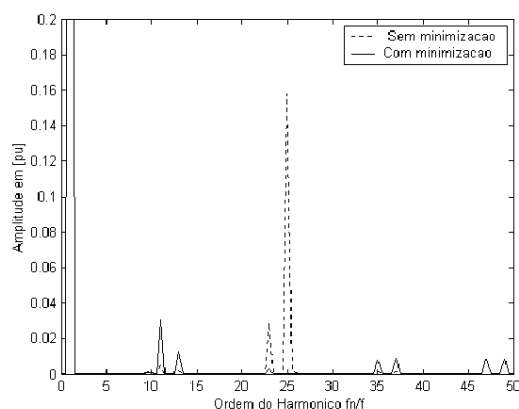


Fig. 3.5.6.: Harmônico amplificado; harmônico minimizado.

3.5.2 Caso 2: Minimização da 23º harmônico

A Fig. 3.5.7 mostra a resposta em frequência de uma linha de transmissão de 162 km cujos parâmetros são dados na Tabela 3.5.1. Conforme pode-se notar a linha apresenta uma baixa impedância em 1380 Hz ($=23 \times 60 \text{ Hz}$). Esta característica provoca uma amplificação do harmônico gerado pelo VSI *quasi* 24 pulsos nesta frequência. A Fig. 3.5.8(a) mostra a tensão na saída do VSI. A Fig. 3.5.8(b) mostra o espectro harmônico da tensão com o 23º harmônico amplificado.

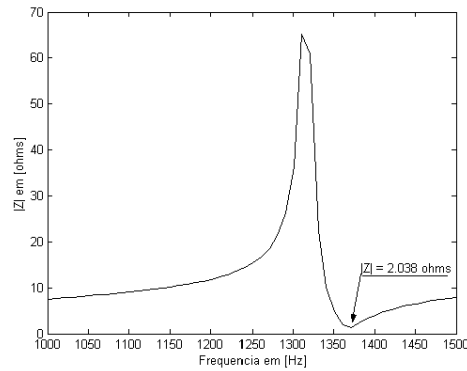


Fig. 3.5.7: Impedância harmônica vista pelo STATCOM. LT com 167 km.

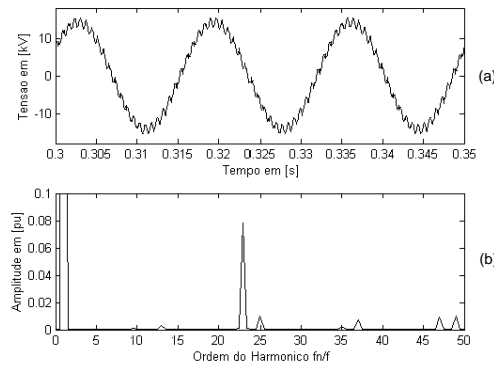


Fig. 3.5.8: (a) Tensão de saída do VSI; (b) Espectro harmônico, 23º harmônico amplificado.

Usando a mesma metodologia aplicada no caso anterior, determina-se o valor do ângulo $\varphi = \pi/46 \text{ rad}$ para a eliminação do 23º harmônico. A Fig.3.5.9 (a) mostra a forma de onda de tensão de saída do VSI. Na Fig.3.5.9 (b) é apresentado o espectro harmônico da tensão após a atuação do controle utilizando o ângulo de defasagem $\varphi = \pi/46 \text{ rad}$. Apesar de eliminação do 25º harmônico, houve um aumento da 35º e 37º harmônicos, o que justifica o aspecto ainda distorcido da tensão como mostrado na Fig.3.5.9 (a). O surgimento destes harmônicos se deve ao fato de, neste caso, coincidir também a existência de uma baixa impedância da linha de transmissão para correntes harmônicas nas frequências de 2100 ($35 \times 60\text{Hz}$) e 2220 Hz ($37 \times 60\text{Hz}$).

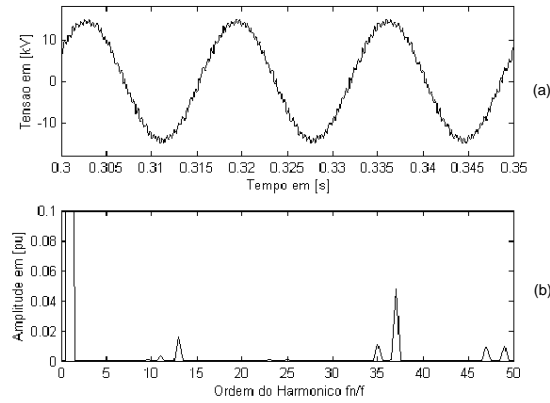


Fig.3.5.9: (a) Tensão de saída do VSI; (b) Espectro harmônico, 23º harmônico minimizado.

A Fig. 3.5.10 mostra o THD para a tensões da Fig. 3.5.8 (a) e Fig. 3.5.8 (a) onde. Para a tensão com o 23º harmônico amplificado (Fig. 3.5.8 (a)), o THD medido foi de 8,46% enquanto que para a tensão onde o 23º harmônico foi minimizado devido a atuação do controle, a taxa de distorção harmônica foi de 3,27%.

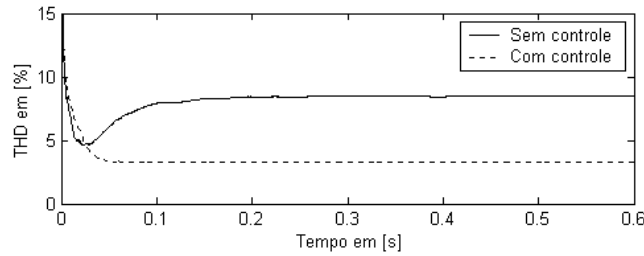


Fig. 3.5.10- Taxa de distorção harmônica da tensão medida nos terminais do STATCOM

A Fig. 3.5.11 mostra os espectros harmônicos das tensões de saída do VSI com e sem o controle proposto.

Na Tabela 3.5.3 são apresentados os valores dos harmônicos medidos em pu para o sistema com ($\varphi = \pi/24 \text{ rad}$) e sem ressonância ($\varphi = \pi/46 \text{ rad}$).

Tabela 3.5.3: Amplitude dos harmônicos em pu.

Ângulo [rad]	Ordem do harmônico					
	11°	13°	23°	25°	35°	37°
$\pi/46$	0,00422	0,01685	0,0005978	0,001089	0,01217	0,04957
$\pi/24$	0,000668	0,003332	0,08107	0,009842	0,002181	0,007648

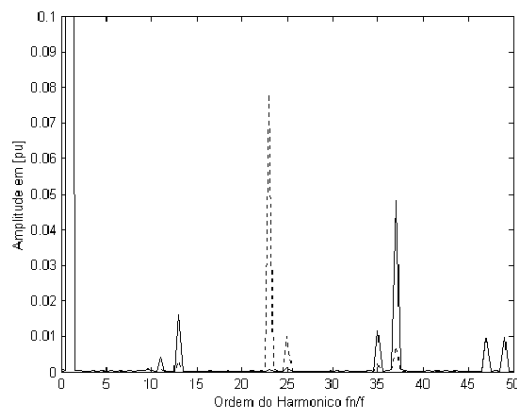


Fig. 3.5.11: Harmônico amplificado; harmônico minimizado.

3.5.3 Caso 3: Minimização da 13º harmônico

Para o estudo do 13º harmônico amplificado, o comprimento da linha de transmissão foi fixado em 110 km . Na Fig. 3.5.12 é mostrado a resposta em frequência da linha. A linha apresenta uma impedância de $0,836\Omega$ na frequência 780 Hz ($13 \times 60\text{ Hz}$). Esta baixa impedância vista pelo STATCOM *quasi* 24 pulsos faz com que o valor da amplitude do 13º harmônico cresça muito.

O efeito imediato deste aumento é a distorção da forma de onda da tensão de saída do VSI como mostra a Fig. 3.5.13 (a). A Fig. 3.5.13 (b) mostra o espectro harmônico da tensão. O 13º é um harmônico gerado naturalmente pelo VSI *quasi* 24 pulsos de forma minimizada, normalmente em torno de 1,03% [5]. Nota-se que devido à ressonância do sistema, ele chega a mais de 3%.

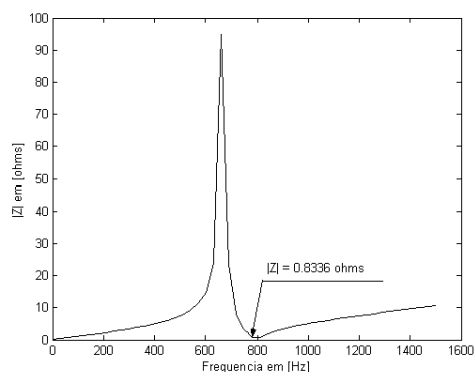
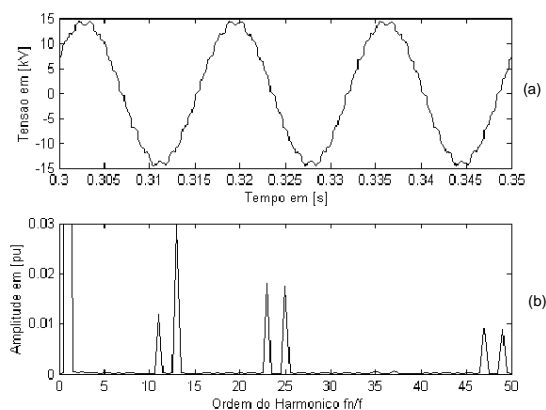


Fig. 3.5.12: Impedância harmônica vista pelo STATCOM. LT com 110 km.

Fig. 3.5.13 (a) Tensão de saída do VSI;
(b) Espectro harmônico, 13º harmônico amplificada.

Através do controle eletrônico do STATCOM *quasi* 24 pulsos, é possível modificar o ângulo $\varphi = \pi/24 \text{ rad}$ para $\varphi = \pi/26 \text{ rad}$, determinado na Seção 3.4.2, que equivale a $6,92^\circ$ necessário para a minimização do 13º harmônico neste sistema.

A Tabela 3.5.4 mostra os valores das amplitudes dos harmônicos em μ . Verifica-se que para $\varphi = \pi/26 \text{ rad}$ $6,9^\circ$ o 13º harmônico tem a amplitude 29,5 vezes menor do que a com $\varphi = \pi/24 \text{ rad}$.

Tabela 3.5.4: Amplitude dos harmônicos em μ .

Ângulo [rad]	Ordem do harmônico			
	11º	13º	23º	25º
$\pi/26$	0,02075	0,001031	0,01729	0,01839
$\pi/24$	0,01277	0,0301	0,01858	0,01827

A Fig. 3.5.14 (a) mostra, que com a minimização do 13º harmônico há uma

significante melhoria da forma de onda da tensão de saída do VSI. A Fig. 3.5.14 (b) mostra o espectro harmônico, agora com o 13º harmônico minimizado. Nota-se neste caso, que houve um crescimento na amplitude do 11º harmônico.

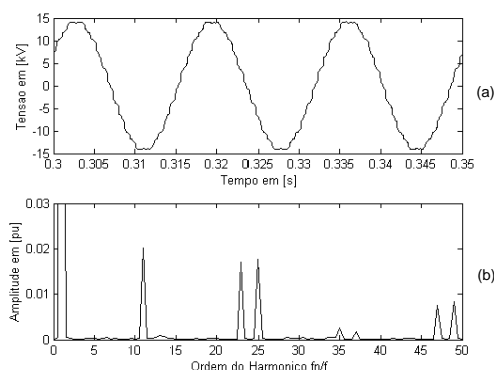


Fig. 3.5.14: (a) Tensão de saída do VSI;
(b) Espectro harmônico, 13º harmônico minimizado.

A Fig. 3.5.15 mostra o THD para a tensões da Fig. 3.5.13 (a) e Fig. 3.5.14(a) onde. Para a tensão com o 13º harmônico amplificado (Fig. 3.5.13 (a)), o THD medido foi de 4,68% enquanto que para a tensão onde o 13º harmônico foi minimizado (Fig. 3.5.14(a)) devido a atuação do controle, a taxa de distorção harmônica foi de 3,83%.

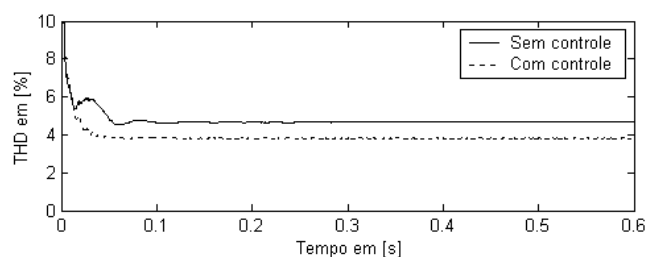


Fig. 3.5.15 - Taxa de distorção harmônica da tensão medida nos terminais do STATCOM.

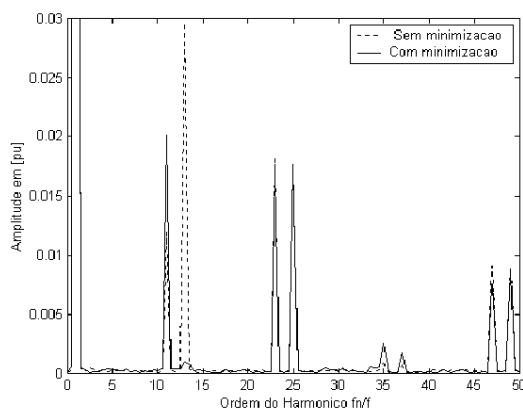
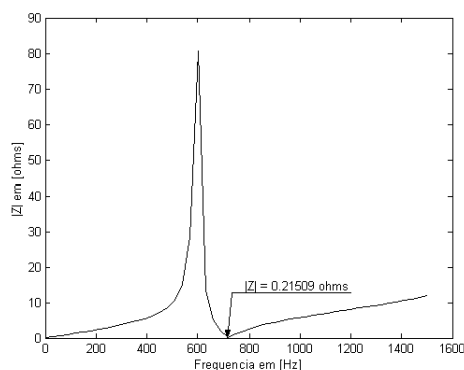


Fig. 3.5.16: Harmônico amplificado; harmônico minimizado.

3.5.4 Caso 4: Minimização da 11º harmônico

Fixado o comprimento da linha de transmissão CA em 123 km , foi levantada a impedância da linha através da resposta em frequência vista pela barra de 14kV da Fig. 3.5.1.

A Fig. 3.5.17 mostra o módulo da impedância vista pelo STATCOM em função da frequência. Observe que para uma frequência de 660Hz (11 x 60Hz) ocorre uma baixa impedância com valor de 0,215 Ω .

Fig. 3.5.17: Impedância harmônico vista pelo STATCOM. LT com 123 km .

A Fig. 3.5.18 (a) mostra a forma de onda da tensão nos terminais do VSI na barra de 14kV, verifica-se uma pequena distorção da forma de onda devido a amplificação do

11° harmônico. Na Fig. 3.5.18 (b) observa-se o espectro harmônico para a tensão da saída do VSI.

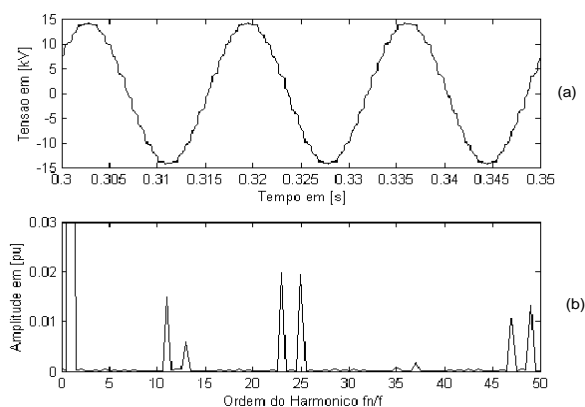


Fig. 3.5.18: (a) Tensão de saída do VSI; (b) Espectro harmônico, 11° harmônico amplificado.

A Fig. 3.5.19 mostra a tensão medida nos terminais do STATCOM com o 11° harmônico minimizado. A Fig. 3.5.19 (b) mostra o espectro harmônico com 11° harmônico minimizado. Com a minimização da 11° harmônico, observa-se que há um pequeno acréscimo na amplitude do 13° harmônico, como mostra a Tabela 3.5.5.

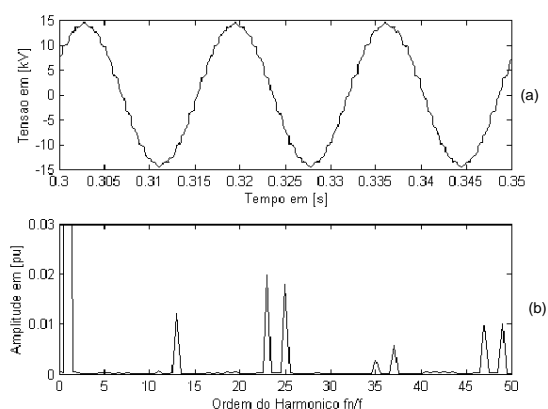


Fig. 3.5.19: (a) Tensão de saída do VSI; (b) Espectro harmônico, 11° harmônico minimizado.

Tabela 3.5.5: Amplitude dos harmônicos em pu.

Ângulo [Graus]	Ordem do harmônico			
	11°	13°	23°	25°
$\pi/22$	0,0006646	0,01266	0,02011	0,01864
$\pi/24$	0,01586	0,005975	0,02035	0,02028

A Fig. 3.5.20 mostra o THD para as tensões da Fig. 3.5.18 (a) e a Fig. 3.5.19 (a) onde. Para a tensão com o 13º harmônico amplificado (Fig. 3.5.18 (a)), o THD medido foi de 4,04% enquanto que para a tensão onde o 13º harmônico foi minimizado (Fig. 3.5.19(a)) devido a atuação do controle, a taxa de distorção harmônica foi de 3,80%.

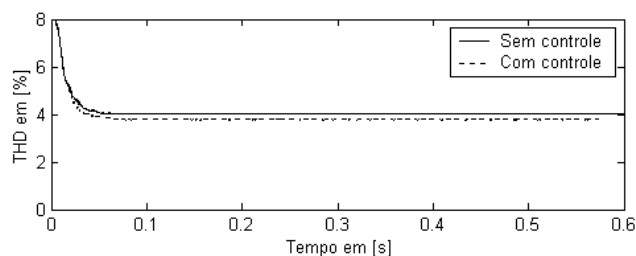


Fig. 3.5.20 - Taxa de distorção harmônica da tensão medida nos terminais do STATCOM.

A Fig. 3.5.21 dá uma boa noção do efeito do controle para a minimização do 11º harmônico amplificado devido à ressonância do sistema. Nesta figura os dois espectros harmônicos, com e sem minimização são sobrepostos, o que permite a avaliação das amplitudes dos harmônicos antes e depois da atuação do controle.

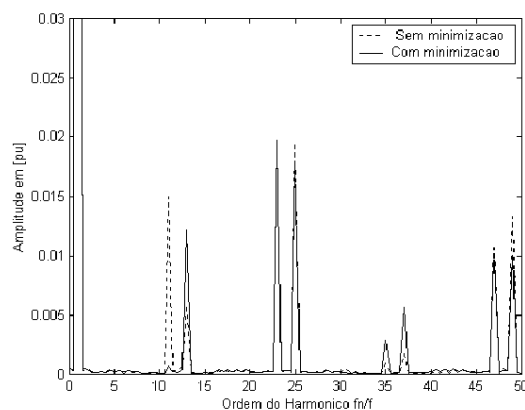


Fig. 3.5.21: Harmônico amplificado; harmônico minimizado.

A Tabela 6 faz uma comparação entre a amplitude do harmônico para cada caso estudado anteriormente e o valor do THD.

Tabela 6: Tabela comparativa entre a amplitude do harmônico e o THD da tensão.

Ordem do Harmônico	Harmônico [pu]		Taxa de Distorção Harmônica [%]	
	Amplificado	Minimizado	Amplificado	Minimizado
25°	0,1633	0,0002329	16,69	4,11
23°	0,08107	0,0005978	8,46	3,27
13°	0,0301	0,001031	4,68	3,83
11°	0,0158	0,0006646	4,04	3,80

3.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o problema da conexão de equipamentos que utilizam VSIs ao sistema elétrico de potência e a possibilidade de existir ressonância entre eles. Um dos problemas provocados por essa ressonância é a amplificação destes harmônicos naturalmente gerados pelos VSIs.

Aproveitando-se da flexibilidade do STATCOM *quasi* 24 pulsos através do seu controle, foi possível propor a sua utilização para a minimização do problema de harmônicos. Esta característica, unida ao fato deste tipo de STATCOM usar apenas transformadores mais simples, que os complexos transformadores *zig-zags*, torna-o extremamente interessante para ser utilizado em sistemas elétricos.

Apesar do controle eletrônico proposto não se mostrar ótimo nos dois últimos casos apresentados, a possibilidade de eliminar um dado harmônico constitui uma vantagem adicional do VSI *quasi* multipulso em relação ao VSI multipulso.

Capítulo 4

Algoritmo para Simulação do STATCOM

O contínuo desenvolvimento dos microprocessadores e das placas DSPs (Digital Signal Processor), com alta capacidade de processamento, tem tornado possível a criação de modelos digitais de equipamentos para serem simulados em “*tempo real*”.

O conceito de “*tempo real*” é largamente utilizado em sistemas de aquisição de dados. Contudo quase sempre se baseia em concepções errôneas a respeito de seu funcionamento, sendo considerados como sistemas com aquisição e processamento extremamente velozes. Em [51], “*tempo real*” é descrito como: “aqueles sistemas em que sua precisão depende não somente do resultado lógico da computação, mas também do tempo em que os resultados são produzidos”. É importante também a distinção entre “*tempo real*” e “*tempo não real*”, sendo que o primeiro deve cumprir algumas características de temporização, caso contrário consequências sérias podem ocorrer nas respostas do sistema. Em [52] este conceito fica claro quando é dito que “o funcionamento em *tempo real* significa que os eventos simulados ocorrem na mesma proporção em que ocorreriam no sistema físico. Não há escalonamento do tempo, o que quer dizer que um minuto de simulação digital corresponde exatamente a um minuto de observação da rede física. Isto

permite testes físicos de equipamentos e de sistemas conectados sob análise”.

Neste capítulo serão desenvolvidos modelos matemáticos para o STATCOM, nas diversas configurações mostradas no Capítulo 2, visando sua simulação em “*tempo real*”. Os testes dos modelos foram feitos usando a versão do estudante do programa *MATLAB* [48].

Os resultados obtidos são comparados com os apresentados no Capítulo 2. Serão mantidos os mesmos valores de tensão das fontes e os ganhos dos controladores. Parte dos resultados apresentados e discutidos neste capítulo para simulação dos STATCOMs em tempo real foram publicados em [17].

4.1 Funções de Chaveamento

Cada VSI que compõe o STATCOM pode ser visto como uma matriz de chaves que interliga o elo CC do sistema composto pelo capacitor ao elo CA conforme mostrado na Fig. 4.1.1. Devido à abertura e fechamento destas chaves, a corrente CC é constituída de pedaços de correntes provenientes do elo CA. Da mesma forma, as tensões do lado CA são compostas a partir de pedaços de tensão do lado CC.

Cada chave tem associada uma função analítica a qual irá determinar a lei de formação da corrente do lado CC e das tensões do lado CA, que por sua vez podem ser usadas para obter o comportamento do VSI. Essas funções analíticas são denominadas na literatura como “*Funções de Chaveamento*” [5], [16].

A Fig. 4.1.2 mostra um exemplo de uma “*Função de Chaveamento*” para a fase “*a*” do VSI da Fig. 4.1.1. Assim, para a fase “*a*”, tem-se uma função matemática que tem amplitude igual a +1 quando GTO#1 conduz e 0 quando o GTO#4 conduz.

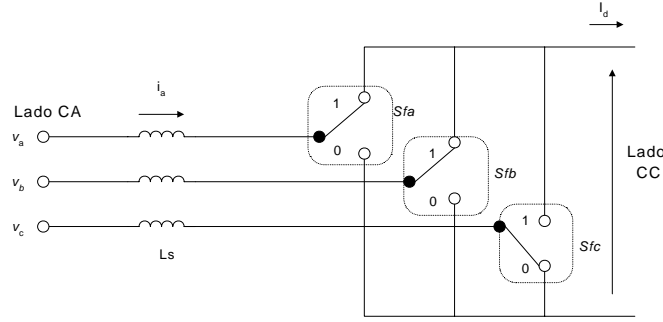


Fig. 4.1.1: Representação do VSI através da Matriz de Chaves.

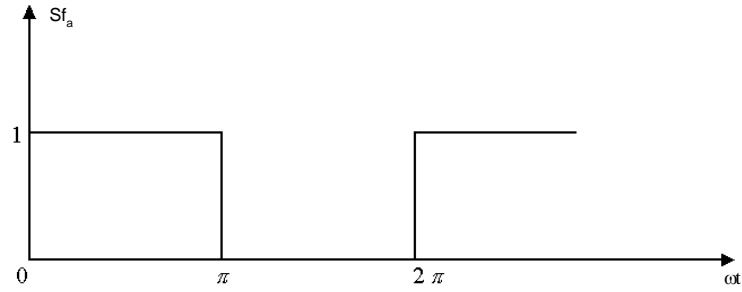


Fig. 4.1.2- Função de Chaveamento da fase "a".

Uma maneira de representar a “Função de Chaveamento” Sf_a mostrada na Fig. 4.1.2 é através da sua expansão em série de Fourier. As demais fases, “b” e “c”, serão similares à fase “a”, apenas defasadas de $2\pi/3 \text{ rad}$, como foi descrito em [5],[16] e [18].

Sf_a é expressa na série da equação (4.11).

$$Sf_a = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots \right) \quad (4.1.1)$$

onde ω é a frequência fundamental da onda chaveada em rad/s . As demais fases, “b” e “c”, serão similares à fase “a”, apenas defasadas de $2\pi/3 \text{ rad}$, como foi descrito em [5],[16] e [18]

Desta forma, modulando-se a tensão do lado CC através da função de chaveamento, é possível obter as tensões trifásicas de saída do VSI do lado CA que são dadas por:

$$\begin{cases} v_{aI} = Sf_a V_d \\ v_{bI} = Sf_b V_d \\ v_{cI} = Sf_c V_d \end{cases} \quad (4.1.2)$$

onde Sf_a , Sf_b , Sf_c são respectivamente as Funções de Chaveamento das fases “a”, “b” e “c” e V_d é a tensão CC medidas nos terminais do capacitor do VSI.

Assumindo que a matriz de chaves não possui perdas, o que equivale, na simulação, ao uso de chaves ideais, pode-se obter a expressão da corrente CC do VSI igualando a potência ativa do lado CA com a potência ativa do lado CC.

$$P_{CA} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (4.1.3)$$

$$P_{CC} = V_d I_d \quad (4.1.4)$$

Logo a corrente do elo CC é dada pela soma das correntes do lado CA do VSI moduladas pelas “Funções de Chaveamento” de cada ramo.

$$I_d = Sf_a i_a + Sf_b i_b + Sf_c i_c \quad (4.1.5)$$

Partindo da *Função de Chaveamento* para um inversor 6 pulsos, é possível modelar os demais casos de VSIs estudados, 12 pulsos, 24 pulsos, 48 pulsos e *quasi* 24 pulsos respectivamente.

As *Funções de Chaveamento* são uma ferramenta extremamente eficiente na análise do comportamento das correntes e tensões do inversor. Contudo, elas apresentam restrições no estudo de equipamentos onde os efeitos da comutação são importantes. Outra desvantagem é a introdução de oscilações numéricas nas correntes e tensões causadas na reconstrução da *Função de Chaveamento* a partir (4.1.1) devido ao efeito de *Gibbs* [5],[16], mostrado em detalhes na Fig. 4.1.3 .

A Fig. 4.1.3 apresenta a *Função de Chaveamento* para a fase “a”, obtida através da série mostrada na equação (4.1.1) que foi truncada no seu centésimo termo. Observa-se na

um “ripple” de alta frequência, destacado na figura por um círculo. O aumento do número de termos da série de Fourier apenas modifica a frequência de oscilação, porém o pico independe da ordem harmônica da série.

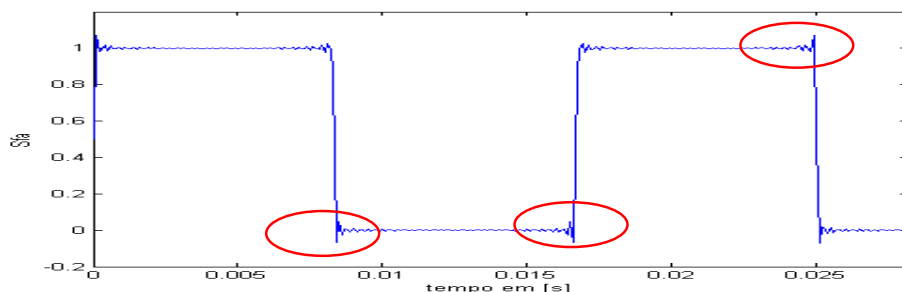


Fig. 4.1.3 - Fenômeno de *Gibbs*

Assim, se as formas de onda da tensão e corrente do inversor são moduladas a partir das *Funções de Chaveamento*, estas também apresentarão indesejáveis oscilações que se propagarão para as demais grandezas do sistema.

As restrições para o uso das *Funções de Chaveamento* podem ser eliminadas com a introdução do conceito de “” que podem ser utilizadas para o estudo de inversores CC – CA [16].

4.1.1 *Funções de Chaveamento Generalizadas para o STATCOM.*

As *Funções de Chaveamento Generalizadas* são uma extensão do conceito das *Funções de Chaveamento*. A *Função de Chaveamento Generalizada* para a fase “a” GSf_a assim como a Sf_a , apresenta amplitude igual a +1 quando GTO#1 conduz e 0 quando o GTO#4 conduz. A diferença entre as duas funções consiste no fato de que a GSf_a possui uma transição suave entre os estados 0 e 1 e vice-versa. A transição é feita com a escolha de um pequeno

ângulo de comutação μ representado na Fig. 4.1.4 pela rampa entre os níveis 0 e 1.

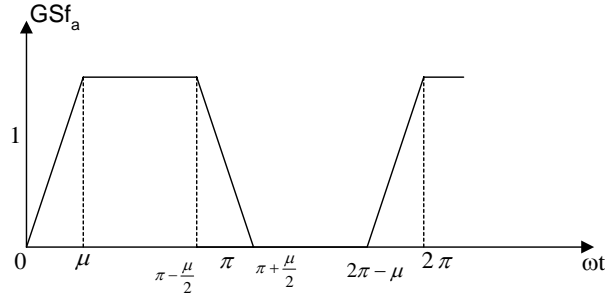


Fig. 4.1.4 – Função de Chaveamento Generalizada

Expandindo em série de Fourier a função GSf_a mostrada na Fig. 4.1.4, com o auxílio de um programa de matemática simbólica (*Maple ou Mathematica*) obtém-se a expressão matemática para a função em senos e co-senos.

Assim a série de Fourier da *Função de Chaveamento Generalizada* é dada por:

$$GSf_a = \frac{1}{2} \frac{\sigma + \mu}{\pi} + \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ é ímpar}}}^{\infty} 2 \frac{(-\cos(n\mu) + 1) \cos\left(\frac{1}{2}\sigma n\right) + \sin\left(\frac{1}{2}\sigma n\right) \sin\left(\frac{1}{2}\mu n\right)}{n^2 \mu \pi} \cos(n\omega t) \quad (4.1.6)$$

onde $\sigma = (\pi - \mu)$

A Fig. 4.1.5 mostra a reconstrução da *Função de Chaveamento Generalizada* para um ângulo μ para a série com 100 termos.

Comparando-se a Fig. 4.1.3 e a Fig. 4.1.5 pode-se notar que as oscilações foram totalmente eliminadas.

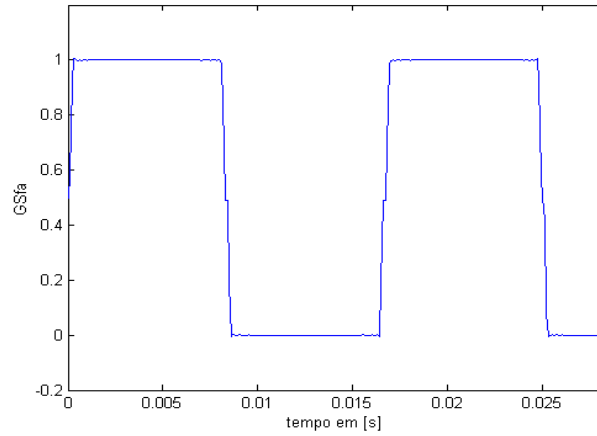


Fig. 4.1.5: Função de Chaveamento Generalizada para a fase "a".

A Fig. 4.1.6 mostra como o inversor trifásico de 6 pulsos representado pela matriz de chaves da Fig. 4.1.1 pode ser implementado usando fontes controladas de corrente e tensão.

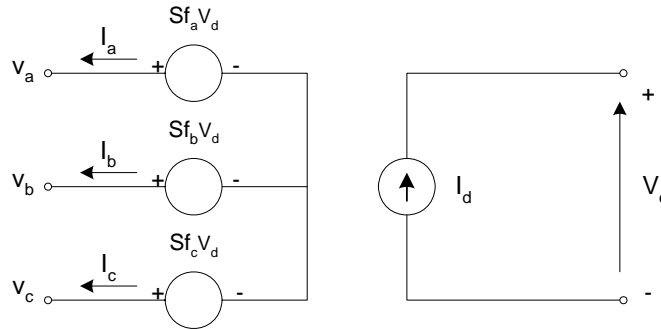


Fig. 4.1.6: Inversor Trifásico baseado em Funções de Chaveamento usando Fontes de Tensão e Corrente Controladas.

4.2 Modelos de Acompanhamento dos Elementos Passivos

Na seção anterior mostrou-se como os inversores podem ser modelados através de funções analíticas. Nesta seção será mostrado como indutores e capacitores podem ser

discretizados usando métodos de integração numérica. Os modelos de acompanhamento dos elementos passivos irão depender diretamente do método de interação utilizado. Desse modo, neste trabalho, o método trapezoidal será preferido, uma vez que ele é o utilizado em programas como o EMTP [17], [23] e o ATP [47] .

4.2.1 Modelagem do Indutor Linear

No modelo do STATCOM conectado ao sistema de potência, o indutor do lado CA tem a finalidade de representar a reatância indutiva da linha e a reatância de dispersão dos transformadores. A Fig. 4.2.1 mostra os indutores respectivamente para as fases “a”, “b” e “c” do sistema.

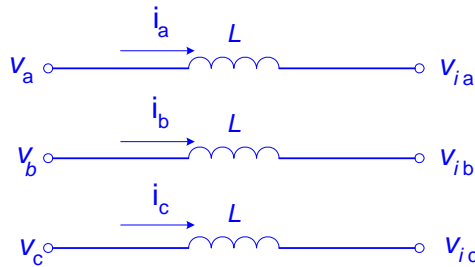


Fig. 4.2.1: Indutores de linha.

onde v_a , v_b , v_c são as tensões em dada fase do sistema de potência e v_{ia} , v_{ib} , v_{ic} são as tensões de cada fase dos terminais do STATCOM.

Utilizando o Método de Integração Trapezoidal, cada indutor da Fig. 4.2.1 pode ser substituído por uma fonte de corrente em paralelo com um resistor como mostrado na Fig. 4.2.2.

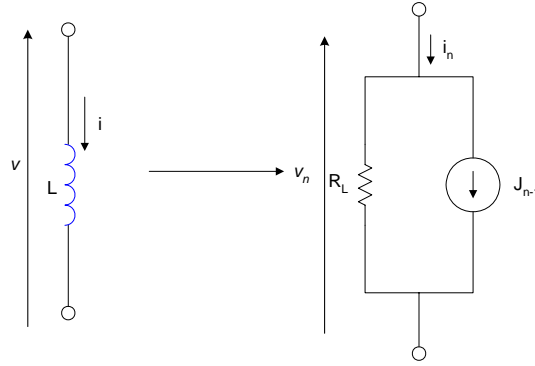


Fig. 4.2.2: Circuito equivalente do indutor utilizando Método de Integração Trapezoidal

A corrente de linha que passa pelo indutor é dada por

$$i_n = \left(\frac{\Delta t}{2L} \right) v_n + J_{n-1} \quad (4.2.1)$$

onde $J_{n-1} = i_{n-1} + (\Delta t/2L)v_{n-1}$, Δt é o passo de simulação, i_{n-1} é a corrente que passa pelo indutor no instante anterior; v_{n-1} é a tensão no indutor no instante anterior e L é o valor do indutor..

Equacionando o circuito da Fig. 4.2.2, onde $R_L = 2L/\Delta t \, \Omega$ e $J = i_{n-1} + (\Delta t/2L)v_{n-1}$ A, a corrente em cada fase da Fig. 4.2.1.

Para a fase “b” e “c”, as equações são similares a corrente dada por (4.2.1). A condição inicial para J_{an-1} será zero. Os valores de i_a , i_b , i_c são atualizados a cada passo de simulação.

4.2.2 Modelagem do Capacitor Linear

O capacitor do elo CC tem a função de fornecer tensão contínua, de forma a se obter na saída do inversor uma tensão alternada composta por pulsos. Utilizando o Método de Integração Trapezoidal para obter um modelo discreto, o capacitor linear pode ser substituído por uma fonte de corrente em paralelo com um resistor como mostra a

Fig. 4.2.3.

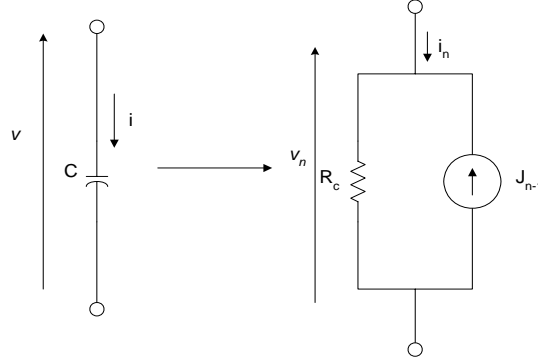


Fig. 4.2.3: Circuito equivalente do Capacitor utilizando Método de Integração Trapezoidal

onde $R_c = \frac{\Delta t}{2C} \Omega$;

A corrente nos terminais do capacitor da Fig. 4.2.3 é dada por:

$$i_n = \left(\frac{2C}{\Delta t} \right) v_n + J_{n-1} \quad (4.2.2)$$

onde v é a tensão nos terminais do capacitor;

v_{n-1} é a diferença de potencial entre os terminais do capacitor no instante t_{n-1} ;

i_n é a corrente que circula no capacitor no instante t_n ;

i_{n-1} é a corrente que circula pelo capacitor no t_{n-1} .

$$J_{n-1} = v_{n-1} + \frac{2C}{\Delta t} i_{n-1} \text{ em Amperes};$$

4.2.2.1 Inicialização do Capacitor

Para o funcionamento do STATCOM é necessário que o capacitor esteja carregado em $t=0$. Isto permite uma rápida inicialização do sistema. Esta condição inicial de $V_c \neq 0$ é dada através da interligação de uma fonte CC, V_{CC} em paralelo com o capacitor através de um resistor variável R_{sn} , como mostra a Fig. 4.2.4. Em $t=0$ sua resistência é muito pequena, funcionando como um curto circuito entre a fonte CC e o capacitor, assim a tensão nos terminais do capacitor é a mesma da fonte V_{CC} . Após um determinado tempo $t > 0$, o resistor assume uma resistência grande o suficiente de forma a se comportar como

um circuito aberto isolando a fonte V_{CC} do resto do sistema. A partir deste instante a carga e descarga do capacitor será feita através do inversor.

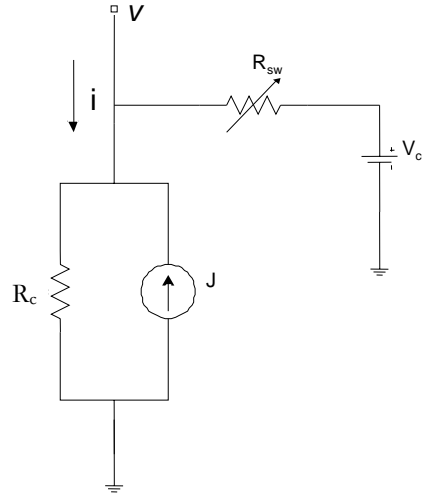


Fig. 4.2.4: Capacitor com condição inicial V_{CC} .

A partir da Fig. 4.2.4 é obtida a tensão no elo CC do STATCOM.

$$V_n = \left(\frac{I_n (R_{sw} R_c) + V_{c_{n-1}} R_s + R_c V_{cc}}{R_{sw} + R_c} \right) \quad (4.2.3)$$

$$V_{c_{n-1}} = V_{n-1} + R_c I_{n-1} \quad (4.2.4)$$

A equação (4.2.4) determina o valor da tensão nos terminais do capacitor no instante anterior, ou seja em $t=t-\Delta t$, onde Δt é o passo de simulação. Em $t=0$, $V_{c_{n-1}}=V_{CC}$.

4.2.3 Modelagem dos Transformadores

Os transformadores de conexão do STATCOM foram modelados como transformadores ideais sem saturação, através de fontes de corrente e tensão como mostra a Fig. 4.2.5 (a) e (b).

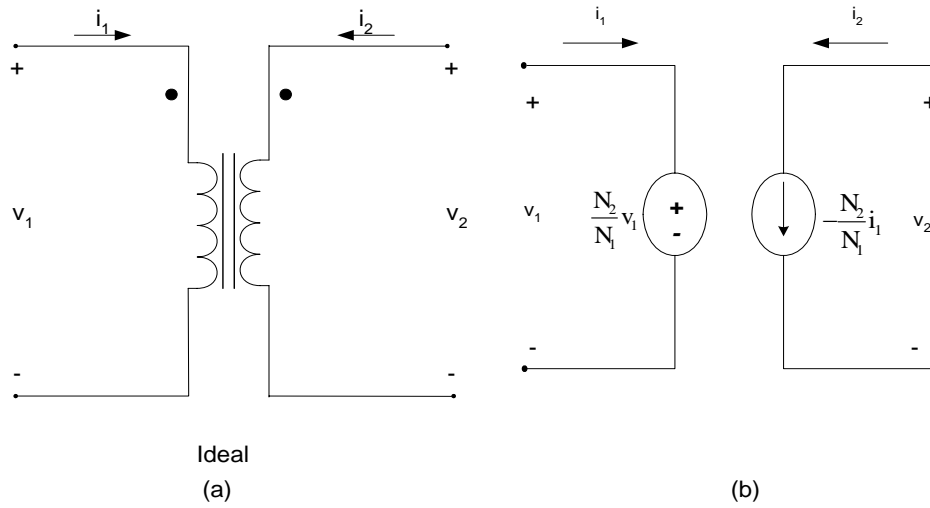


Fig. 4.2.5: (a) Representação do transformador ideal monofásico; (b) Modelo com fontes de corrente e tensão controlados.

Para rerepresentar um transformador trifásico pode-se conectar 3 transformadores monofásicos idênticos como mostrado na Fig. 4.2.5.

Conforme discutido no Capítulo 2 os transformadores defasadores *zig-zags* que compõem o VSI multipulso possuem relações de espiras fracionárias. As tensões e correntes de cada fase são também comportadas por pedaços das frações das demais fases. Para contemplar tal efeito, o modelo de transformador ideal mostrado anteriormente pode ser desenhado como mostrado na Fig. 4.2.6.

As relações de espiras são calculadas como mostrado no Apêndice B

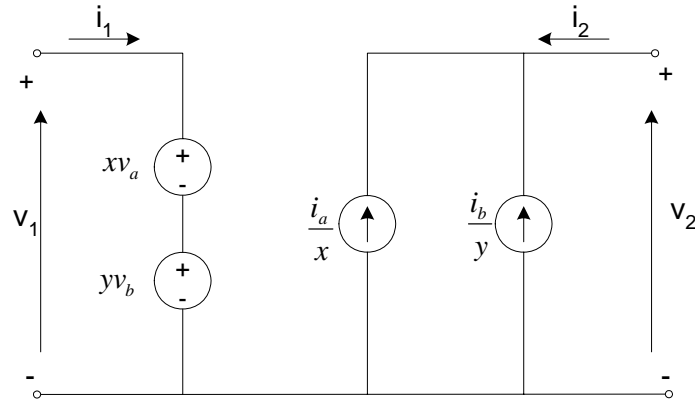


Fig. 4.2.6: Transformador modelado por fontes de tensão e corrente controladas

Partindo desta consideração os transformadores foram modelados apenas levando em consideração suas relações de transformação e as defasagens provocadas pelo seu tipo de conexão. Nos transformadores zig-zag, as relações de transformação foram dadas pelas equações (4.2.5) e (4.2.6).

$$x = a \left(\cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \alpha \right) \quad (4.2.5)$$

$$y = 2 \frac{\sqrt{3}}{3} a \sin \alpha \quad (4.2.6)$$

onde x e y são as porções com as quais as bobinas do lado *zig-zag* devem ser divididas e α é o ângulo de defasagem do transformador e a o valor da tensão. Neste estudo o valor de a foi de 1 pu.

4.2.4 Controle

A modelagem do sistema de controle de potência imaginária instantânea do STATCOM segue os mesmos passos descritos no Capítulo 2 bem como a modelagem do circuito de sincronismo PLL sem o qual não é possível controlar corretamente o

compensador estático síncrono.

4.2.5 Algoritmo para Simulação em do STATCOM

Uma vez desenvolvida a modelagem de cada componente do circuito em estudo, torna-se simples o desenvolvimento de um algoritmo de simulação para o STATCOM em “tempo real”.

O algoritmo implementado no programa MATLAB [48] consiste nos primeiros passos na direção do desenvolvimento de um modelo em linguagem de médio/baixo nível (C++, Assembler) para simulação em “tempo real”.

A Fig. 4.2.7 mostra de forma simplificada o diagrama de blocos do algoritmo implementado para simulação “em tempo real” do STATCOM. As tensões trifásicas instantâneas do STATCOM são medidas e sofrem uma transformação de Clarke conforme descrita no Capítulo 2, obtendo-se as tensões nas coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ [13] e [15]. Na diferença entre cada uma das tensões de fase medidas e as tensões chaveadas geradas pelo VSI é aplicada ao bloco que modela a linha através de um resistor R e um indutor L para cada uma das fases, como descrito na Seção 4.2.1 pelas equações (4.2.1). Na saída deste bloco são obtidas as correntes trifásicas instantâneas que circulam no sistema. Através da transformação de Clarke destas correntes obtém-se as correntes nas coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$. As potências real e imaginária instantânea p e q são calculadas então a partir das correntes i_α e i_β e das tensões v_α e v_β . A potência imaginária instantânea q medida nos terminais do STATCOM é então comparada com a potência imaginária de referência q_{ref} . O erro desta comparação é então submetido a um controlador PI, cuja saída é o ângulo de fase δ . Este ângulo é responsável pela defasagem entre a tensão chaveada do VSI e a tensão CA medida no sistema. O bloco do PLL é responsável por gerar um sinal de sincronismo ωt

em fase com as tensões CA do sistema de potência. A saída do PLL é então somada ao ângulo de defasagem δ formando $\theta=(\omega t+\delta)$ que é usado para gerar as Funções de Chaveamento Generalizadas. Estas funções descritas em detalhe na Seção 4.1, servem para modular as correntes trifásicas pela linha como mostrado na equação (4.1.5) gerando a corrente I_d do VSI. A corrente alimenta o modelo de acompanhamento do capacitor, Seção 4.2, cuja saída é V_d . Esta tensão CC é modulada pelas Funções de Chaveamento Generalizadas gerando as tensões chaveadas de cada fase do VSI.

Por simplicidade a Fig. 4.2.6 representa um único VSI de 6 pulsos, isto é, as Funções de Chaveamento Generalizadas (S_{fa} , S_{fb} , S_{fc}) são referentes a um único inversor trifásico conforme mostrado na Fig. 4.1.6. Contudo para representação de um STATCOM multipulso com N inversores e transformadores (z_{ig} - z_{ags}), N blocos de Funções de Chaveamento devem ser implementados. Os conversores A/D (Analógicos -Digitais) apresentados no diagrama de blocos da Fig. 4.2.6 são necessários para o caso da implementação do modelo proposto em DSPs ou microcontroladores. Neste caso o controle e o compensador estático podem ser implementado em máquinas diferentes.

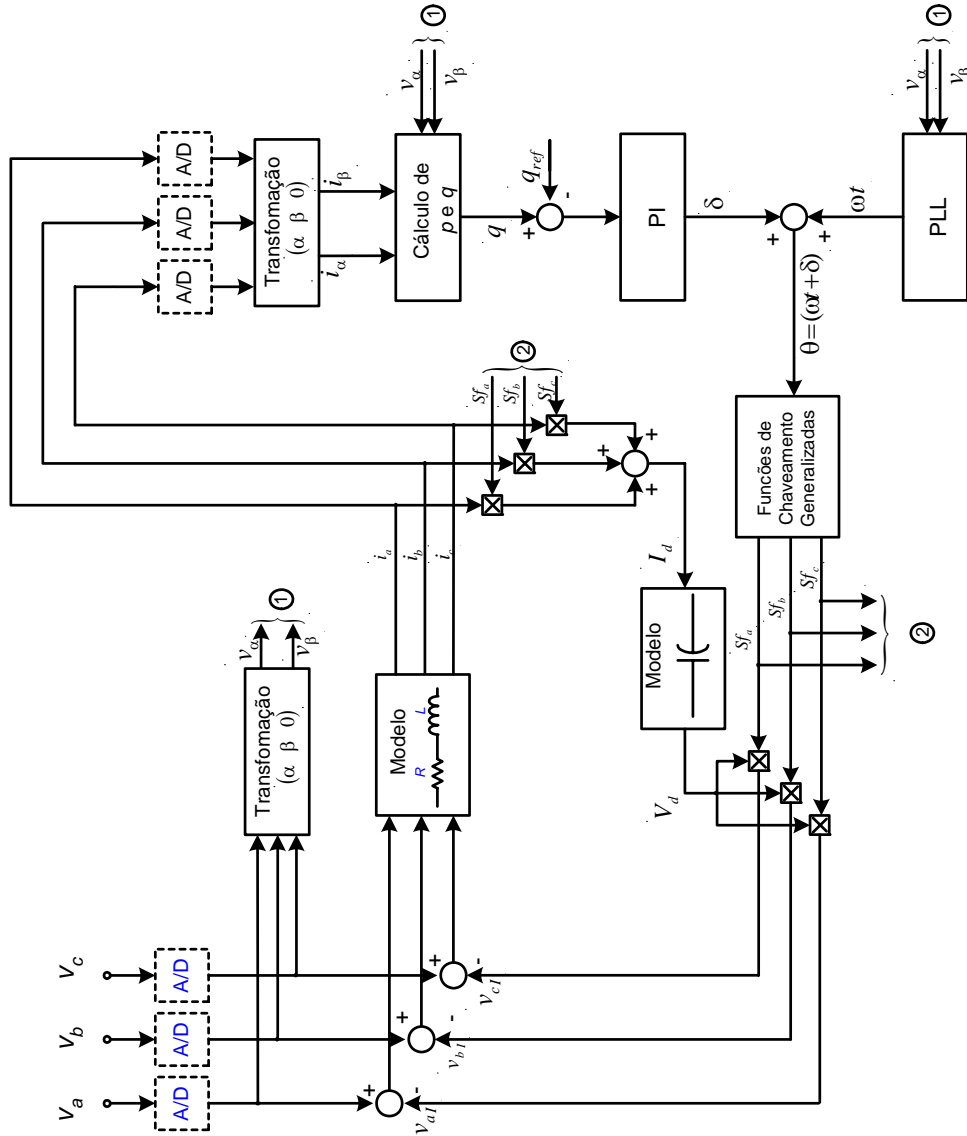


Fig. 4.2.7: Diagrama de blocos do algoritmo desenvolvido

4.3 Resultados de Simulação

A verificação do funcionamento e a validação do algoritmo em *MATLAB* foram feitas através da comparação com o resultados obtidos no software ATP/EMTP [12]. Para tal, tomou-se o cuidado de se manter os mesmos valores das variáveis como tensão, resistências e indutores da linha, capacitor do elo CC, ganhos usados no controle e no PLL e o passo de simulação. Os resultados obtidos através do algoritmo em *MATLAB* mostraram-se bastante satisfatórios se comparados com os mostrados no Capítulo 2 provenientes de simulações no ATP.

As figuras que seguem são os resultados de simulação obtidos através do algoritmo desenvolvido para a simulação do STATCOM em *MATLAB* e a resposta do mesmo sistema simulado através do software ATP/EMTP. As figuras que contêm a letra (a) na sua lateral, foram desenvolvidos pelo algoritmo em *MATLAB*. Já as que contêm a letra (b), são resultados do ATP/EMTP. Nas simulações apresentadas, o passo de cálculo foi de $10\ \mu s$.

4.3.1 STATCOM 12 Pulsos

A Fig. 4.3.1 mostra as tensões da saída do VSI 12 pulsos, no ponto onde ele é conectado ao sistema. Observa-se que a tensão obtida através da simulação do ATP é levemente diferente da do algoritmo em *MATLAB*. Isto é explicado pelo modelo simplificado usado para modelar o transformador no algoritmo implementado em *MATLAB*.

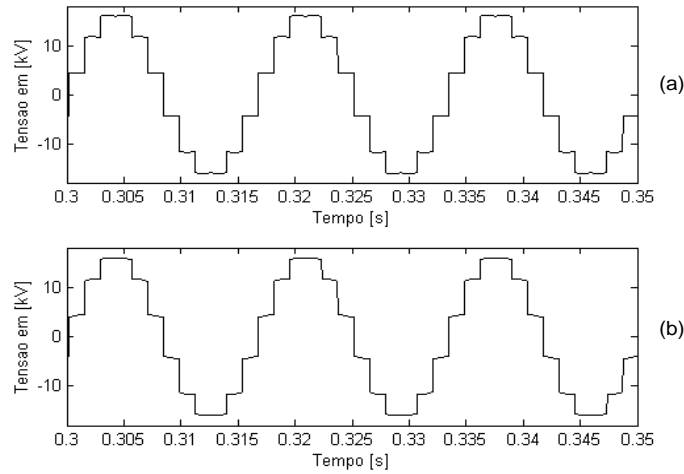


Fig. 4.3.1: Tensão da fase a: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

As Fig. 4.3.2 e Fig. 4.3.3 mostram a tensão CC no capacitor e o erro entre o valor medido através da simulação no ATP/EMTP e o medido pelo algoritmo desenvolvido, respectivamente. Este erro foi calculado pelo módulo da diferença entre as duas tensões CC. Neste exemplo, o valor do erro fora dos períodos transitórios de 165 V, ou seja 1,5%.

O principal motivo da diferença pode ser explicado pela modelagem simplificada adotada para os transformadores usados no modelo em tempo real. Esta justificativa é baseada no fato de que para $t < 0,1$ s, período em que as correntes pelos transformadores do compensador é muito pequena, o erro entre as tensões CC é praticamente nulo. Contudo é importante ressaltar que o comportamento e as formas de onda obtidas durante toda a simulação são praticamente idênticas para os dois modelos.

A Fig. 4.3.4 mostra a corrente da fase “a”, a potência imaginária instantânea e a potência real instantânea. Em $t=0,05$ s ocorre um transitório devido ao início da aplicação do degrau usado como referência de potência imaginária instantânea. Neste instante, a referência que até então tinha amplitude igual à zero, passa a ter um valor de amplitude igual a +30 Mvar. Em $t=0,25$ s ocorre um novo transitório devido à mudança do sentido do

degrau aplicado à referência de potência imaginária. Neste instante, a amplitude da referência passa do valor positivo de 30Mvai para o valor negativo de -30Mvai. Esta mudança, obtida através do controle do STATCOM faz com que a potência passe de imaginária positiva para negativa. Assim a corrente que flui na linha entre a fonte CA e os terminais do STATCOM, Fig. 4.3.4, que antes estava atrasada em relação à tensão pulsada, agora se adianta.

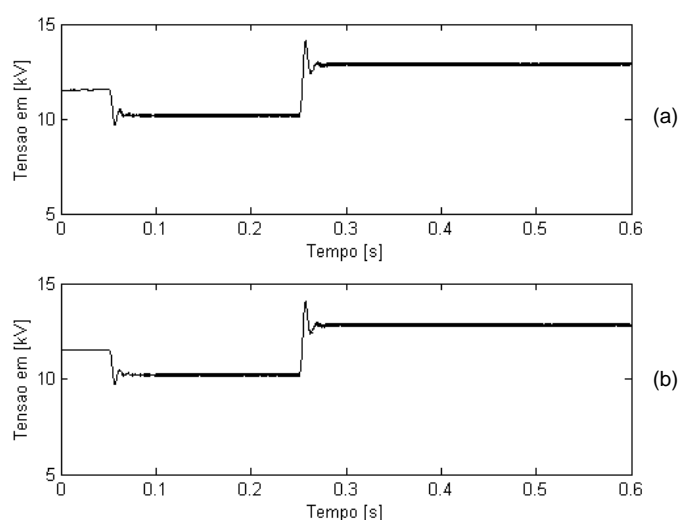


Fig. 4.3.2: Tensão no Capacitor: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

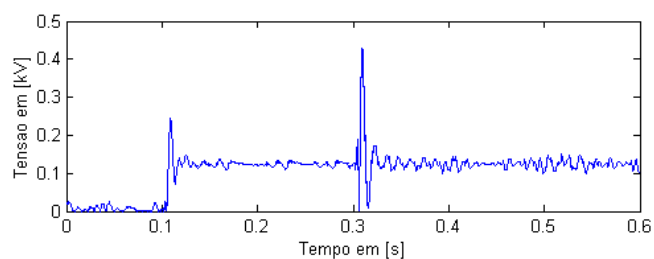


Fig. 4.3.3 : Erro da tensão CC;

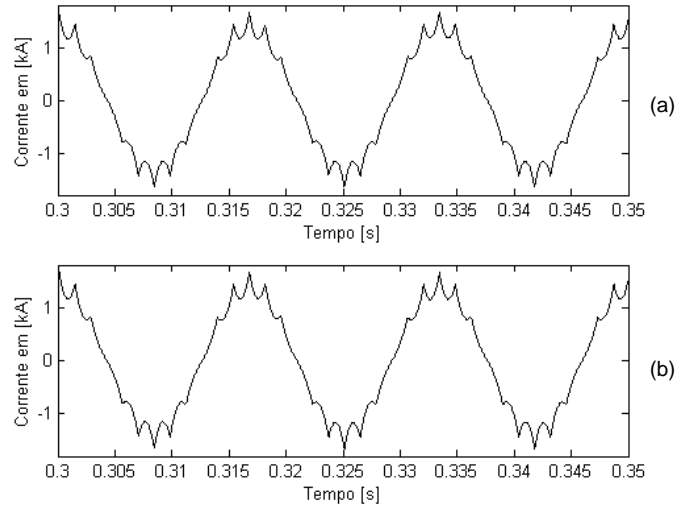


Fig. 4.3.4: Corrente da Fase a: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

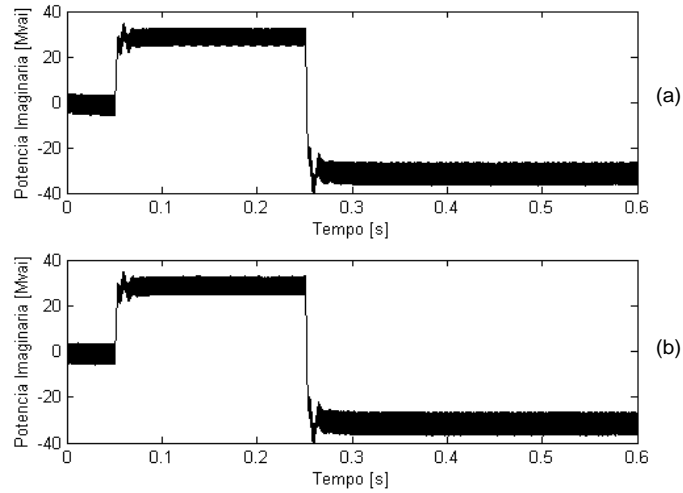


Fig. 4.3.5: Potência Imaginária Instantânea: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

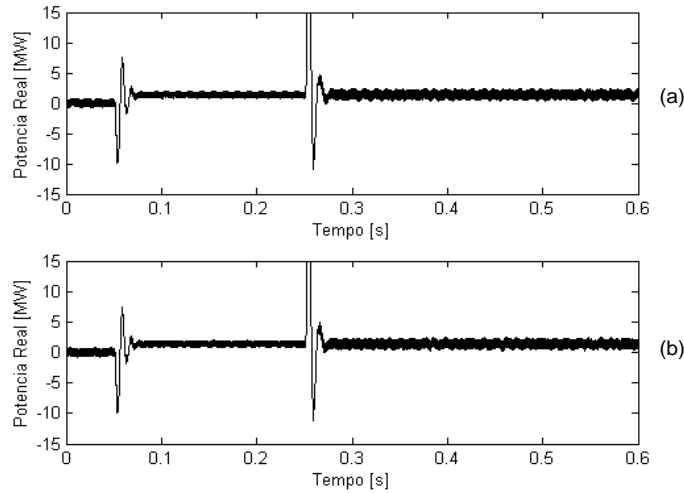


Fig. 4.3.6: Potência Real Instantânea: (a) Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP

4.3.2 STATCOM 24 Pulsos

A Fig. 4.3.7 mostra a tensão do VSI 24 pulsos. Este tipo de STATCOM utiliza transformadores $\bar{z}_{ig}-\bar{z}_{ags}$, necessários para criar a defasagem de tensão. Na Fig. 4.3.8 é apresentada a tensão nos terminais do capacitor do elo CC. Na Fig. 4.3.9 é mostrado o erro entre o valor medido através da simulação no ATP/EMTP e o medido pelo algoritmo desenvolvido. Para o capacitor, o valor do erro, descontando os períodos transitórios, foi de 300 V, ou seja um erro de 5,0%. O aumento deste erro em relação ao apresentado anteriormente para o STATCOM 12 pulsos se deve ao fato da conexão de um maior número de VSI, e de transformadores. Deve-se lembrar aqui que os transformadores no algoritmo em *Matlab* foram modelado apenas utilizando as relações de transformação. Contudo, os transformadores no ATP/EMTP possuem uma modelagem mais complexa.

Nas Fig. 4.3.10, Fig. 4.3.11 e Fig. 4.3.12 são apresentados respectivamente a corrente CA, a potência imaginária e real instantânea do sistema.

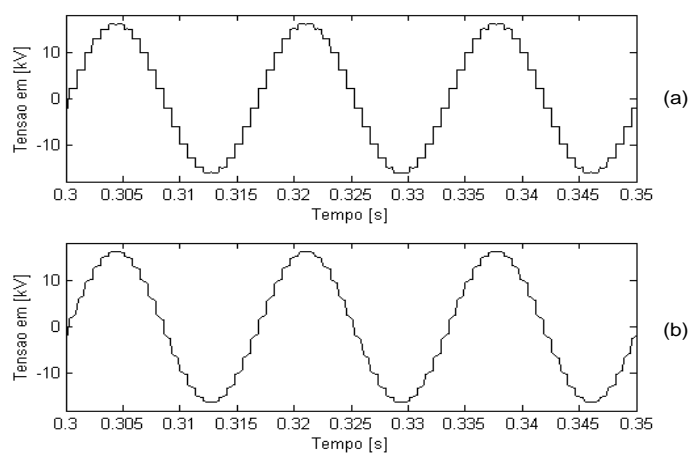


Fig. 4.3.7: Tensão da fase a: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

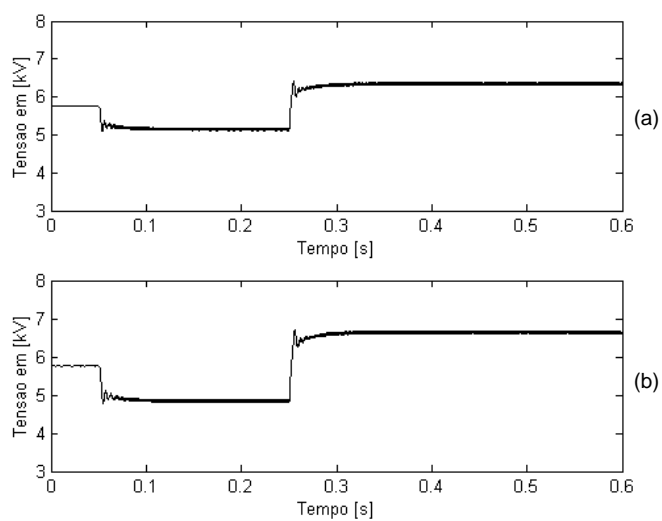


Fig. 4.3.8: Tensão no Capacitor: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

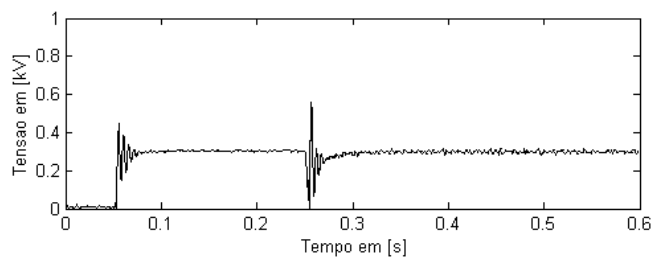


Fig. 4.3.9: Erro tensão CC

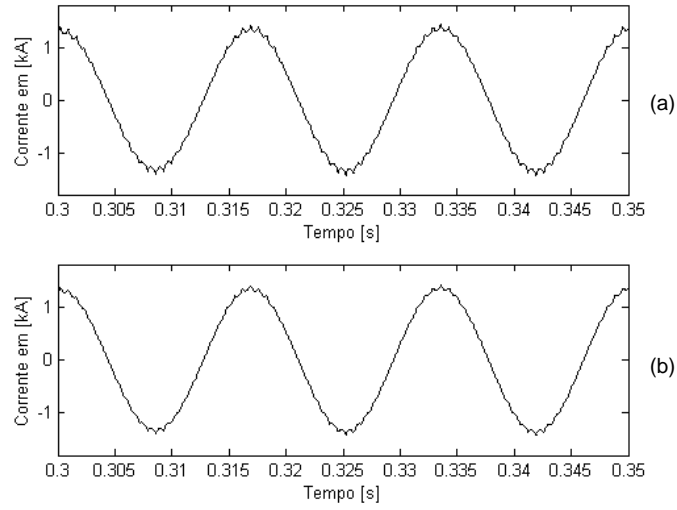


Fig. 4.3.10: Corrente da Fase a: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

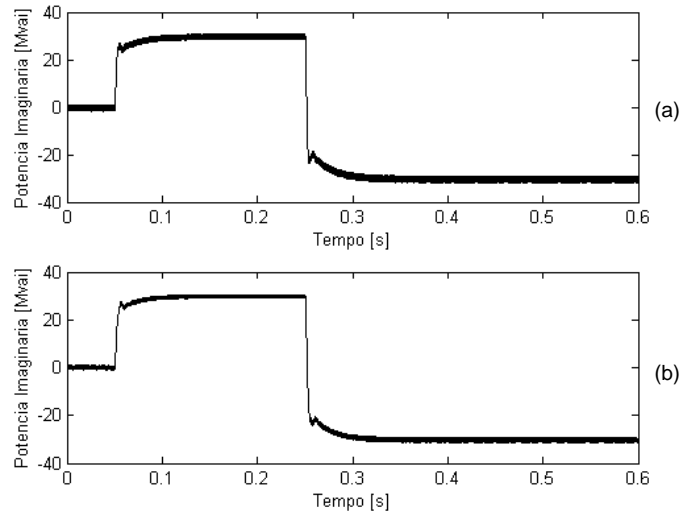


Fig. 4.3.11: Potência Imaginária Instantânea: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

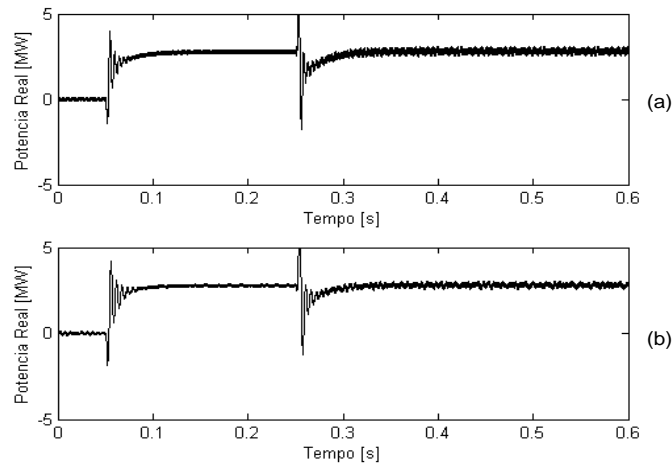


Fig. 4.3.12 Potência Real Instantânea: (a) Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

4.3.3 STATCOM 48 Pulsos

A Fig. 4.3.13 mostra a tensão de saída do STATCOM 48 pulsos. Conforme mostrado no Capítulo 2 oito VSIs de 6 pulsos são conectados em série através de α - β . A defasagem entre as tensões de cada transformador α - β é de $\pi/24$ rad. Pode-se observar que a tensão é algo muito próximo da senóide com a frequência harmônica de ordem mais baixa com 2820Hz além de uma menor distorção harmônica.

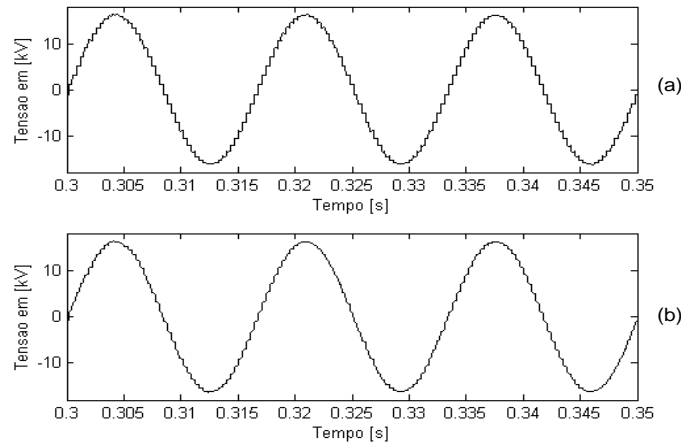


Fig. 4.3.13: Tensão da fase “a”: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

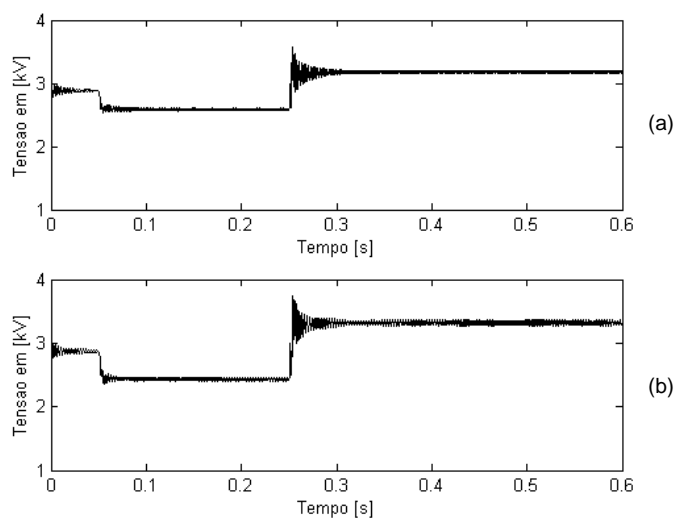


Fig. 4.3.14: Tensão no Capacitor: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

Na Fig. 4.3.15 é mostrado o erro entre o valor medido através da simulação no ATP/EMTP e o medido pelo algoritmo desenvolvido para o STATCOM 48 pulsos. Para a tensão nos terminais do capacitor, o valor do erro, descontando os períodos transitórios, foi de 150 V, ou seja um erro de 5,0%.

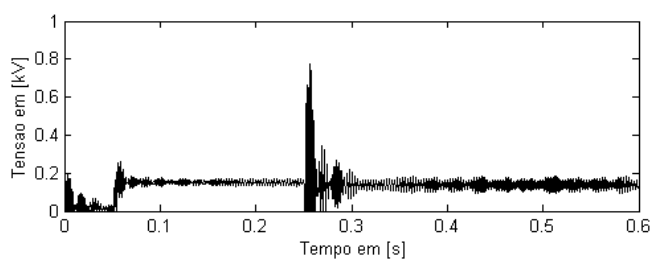


Fig. 4.3.15: Erro da tensão CC

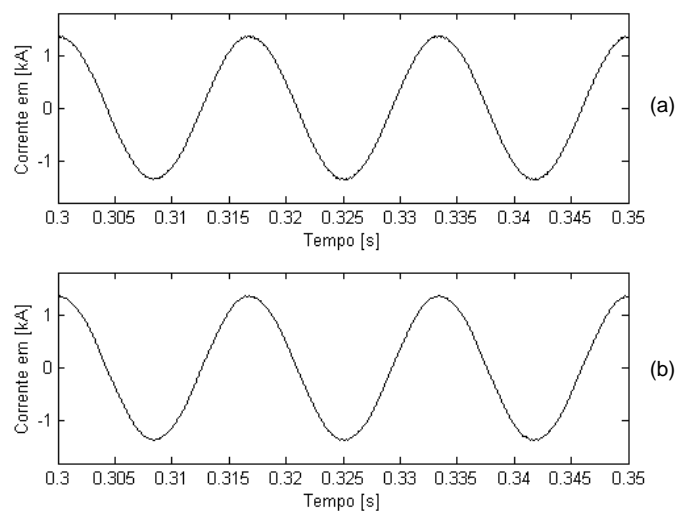


Fig. 4.3.16: Corrente da Fase a: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

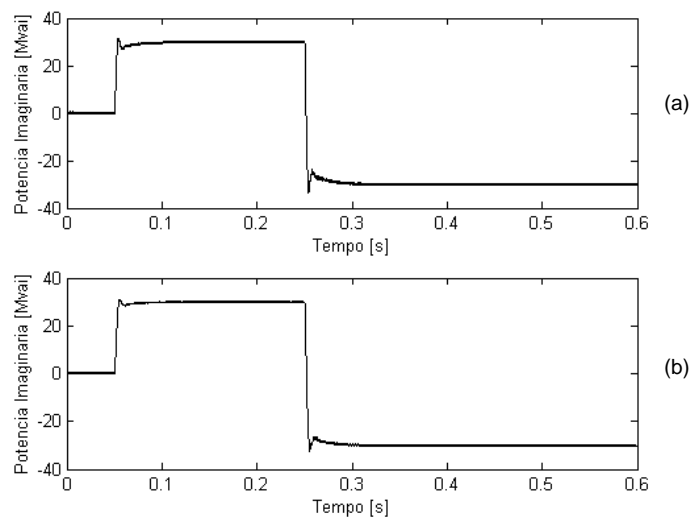


Fig. 4.3.17: Potência Imaginária Instantânea: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

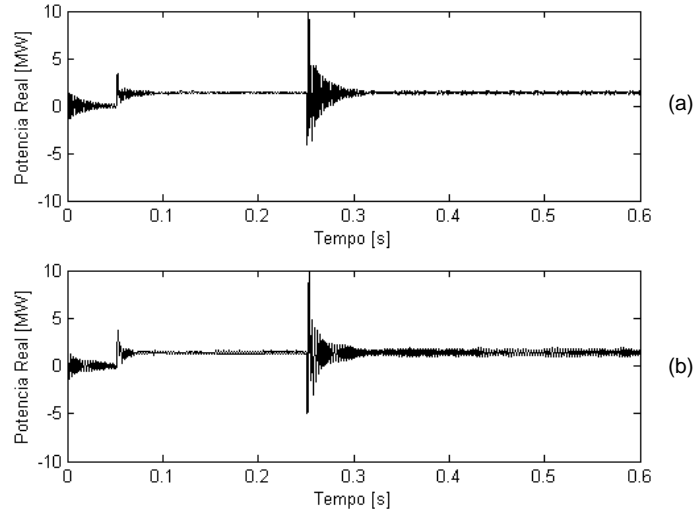


Fig. 4.3.18: Potência Real Instantânea: (a) Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

Nas simulações anteriores, pode-se observar que a medida que se aumenta o número de pulsos da tensão de saída do VSI, o ruído medido sobre a tensão do capacitor, potências imaginária e real instantâneas medidas nos terminais do STATCOM, também aumentam. A variação do “ripple” da tensão do capacitor é função da constante de tempo, τ , de carregamento do mesmo, como mostrado a seguir.

Como mostrado no Capítulo 2 quanto maior o número de pulsos da tensão de saída do VSI maior será o número de inversores conectados em série. Assim sendo, para que todas as topologias de STATCOM estudadas tenham a mesma tensão de saída do VSI de 12 pulsos, a tensão CC sobre o capacitor do VSI de 24 e 48 pulsos foi dividida por 2 e 4 respectivamente.

Em [7] e [40], os autores mostram que a razão entre a energia CC armazenada no capacitor do STATCOM pela máxima potência aparente nos terminais CA do STATCOM fornece um parâmetro que serve para estimar a constante de tempo do capacitor CC, isto é,

$$\tau = \frac{1}{2} \frac{C V_d^2}{S} \quad (4.3.1)$$

onde V_d é a tensão medida nos terminais de do capacitor C ; S é a máxima potência aparente.

A Tabela 4.1 mostra os valores das constantes de tempo dos capacitores usados nos STATCOMs de 12, 24 e 48 pulsos respectivamente. Em todas as topologias a máxima potência aparente é de $50 MVA$. Como o valor do capacitor é mantido o mesmo ($2000 \mu F$) em todos os casos estudados e a sua tensão CC sendo reduzida a constante de tempo, dada por (4.3.1) também diminui. Quanto menor for a constante de tempo do capacitor maior serão as oscilações observadas nas simulações.

Tabela 4.2: Constante de tempo do Capacitor

Número de Pulsos do VSI	Tensão CC (kV)	Capacitância (μF)	τ (s)
12	11,0	2000	$1,21 \cdot 10^{-6}$
24	5,50	2000	0,00061
48	2,75	2000	0,00015

4.3.4 STATCOM *Quasi* 24 Pulsos

A Fig. 4.3.19 mostra a tensão na fase a no ponto de conexão do STATCOM com o sistema. A configuração apresentada trata-se de um STATCOM *quasi* 24 pulsos.

A principal diferença é que neste caso o programa é modelado a partir do algoritmo utilizado para o STATCOM 12 pulsos. São dois STATCOMs 12 pulsos (cada um composto por 1 transformador Y-Y e Y- Δ) em série cuja tensão entre eles é defasada de $\pi/24 \text{ rad}$. Ou seja, a tensão de saída do primeiro STATCOM deve ser adiantada em $\pi/24 \text{ rad}$ e a do segundo atrasada de $\pi/24 \text{ rad}$, respectivamente.

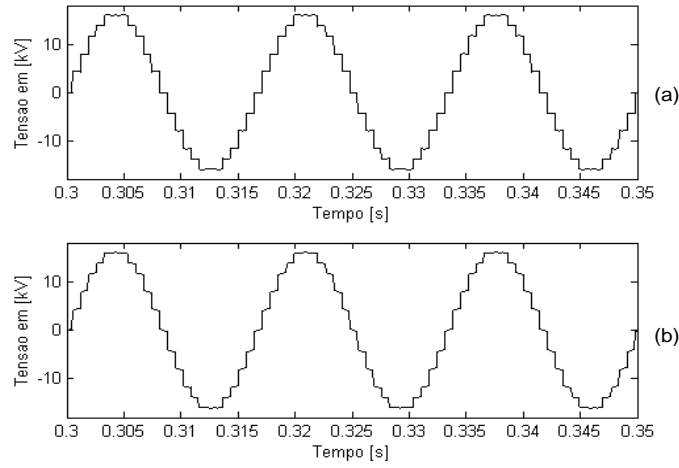


Fig. 4.3.19: Tensão da fase a: (a) Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

A Fig. 4.3.20 mostra a tensão no capacitor CC. Na Fig. 4.3.21 é mostrado o erro entre o valor medido através da simulação no ATP/EMTP e o medido pelo algoritmo desenvolvido para o STATCOM *quase* 24 pulsos. Para a tensão nos terminais do capacitor, o valor do erro, descontando os períodos transitórios, foi de 120 V, ou seja um erro de 2,0%.

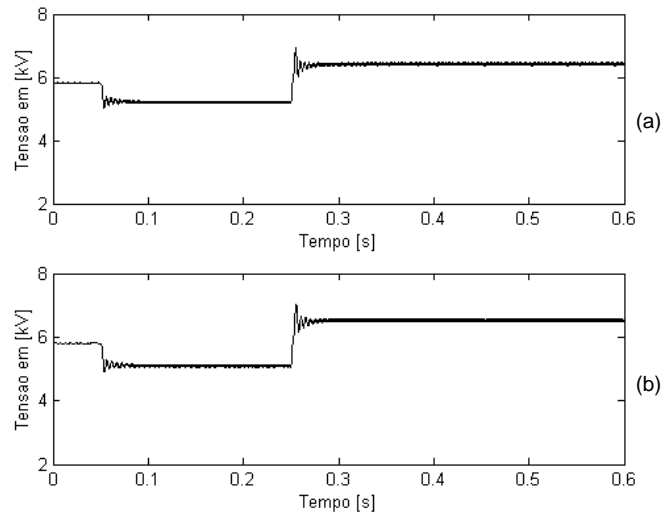


Fig. 4.3.20: Tensão no Capacitor: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

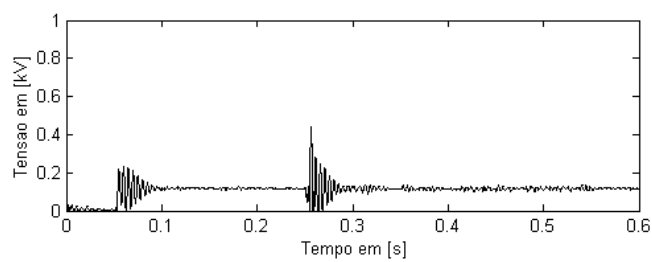
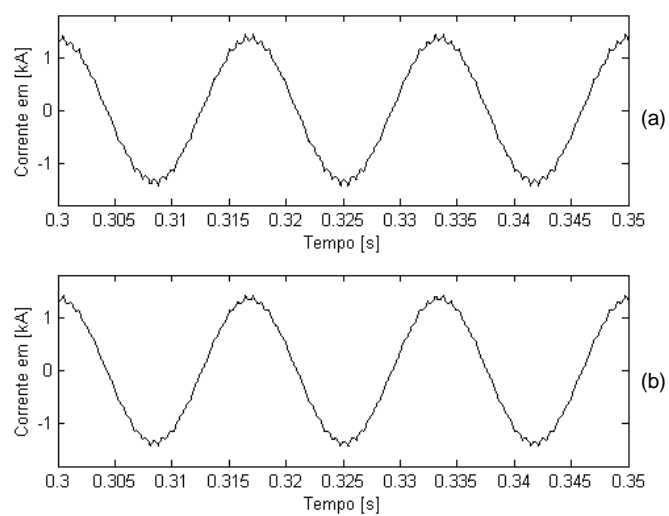
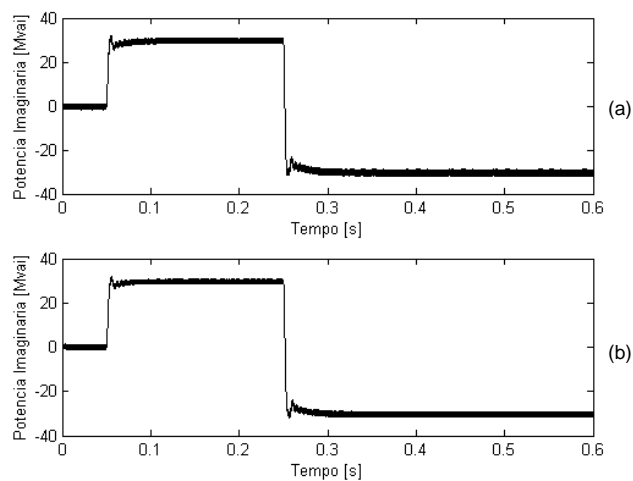


Fig. 4.3.21: Erro na tensão CC

Fig. 4.3.22: Corrente da Fase a: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.Fig. 4.3.23: Potência Imaginária Instantânea: (a). Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

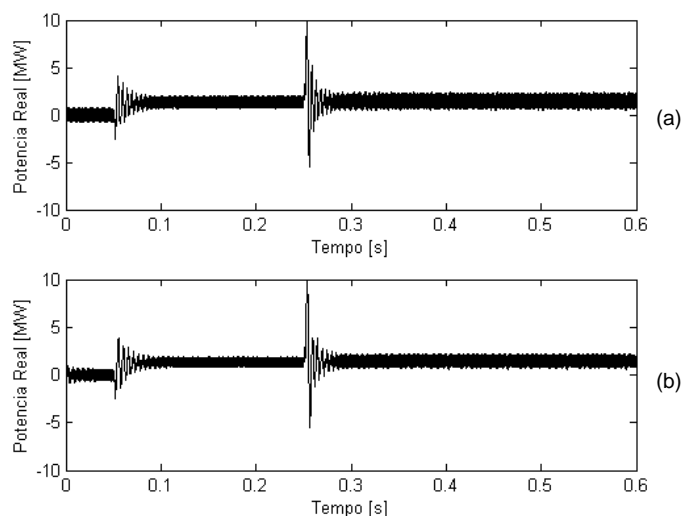


Fig. 4.3.24: Potência Real Instantânea: (a) Algoritmo em *MATLAB*; (b) Resultado ATP.

4.4 Conclusões

Este capítulo mostrou a viabilidade do desenvolvimento de algoritmos para a implementação de simuladores em “*tempo real*” para o STATCOM.

O desenvolvimento de algoritmos de simulação de equipamentos que utilizam eletrônica de potência, torna-se extremamente simples através da utilização de *Funções de Chaveamento*. Esta técnica mostrou-se bastante eficiente, permitindo simular o comportamento do compensador estático

Mostrou-se como evitar efeitos indesejados provocados pelo fenômeno de *Gibbs* através do uso das “*Funções de Chaveamento Generalizadas*” que não variam bruscamente, evitando as oscilações devido ao chaveamento de corrente e tensões nos indutores e capacitores.

Capítulo 5

Conclusões Finais

5.1 Conclusões

Neste trabalho foram apresentados estudos da operação STATCOM em algumas das diversas configurações multipulso possíveis usadas para gerar e absorver potência reativa em um sistema CA.

No capítulo 2 foram apresentadas diversas topologias que empregam diferentes números de VSIs que são ligados ao lado CA em série através de transformadores de conexão. O maior número de VSIs conectados e o emprego dos transformadores defasadores usados na composição do STATCOM, junto com um controle adequado de disparo das chaves semicondutoras dos inversores, faz com que haja um maior cancelamento de harmônicos de mais baixa ordem. Assim, as frequências harmônicas aparecem cada vez mais distantes da fundamental, gerando uma tensão de saída do STATCOM com baixa distorção harmônica.

Todos os sistemas apresentados foram chaveados na frequência de 60Hz , o que diminui as perdas de chaveamento devido ao pequeno número de comutações por ciclo.

Também foi abordado o problema da conexão do STATCOM ao sistema de potência real e os problemas que ocorrem devido a ressonâncias harmônicas. Neste caso,

existirão distorções na tensão do VSI. Estas distorções são provocadas pela baixa impedância do sistema para determinados harmônicos. Tal problema foi ilustrado a partir da conexão de um VSI 24 pulsos a um sistema elétrico através de uma linha de 163km modelada por parâmetros distribuídos. A solução apresentada neste capítulo foi à substituição do VSI 24 pulsos por um de 48 pulsos, uma vez que, este, apresenta uma menor taxa de distorção harmônica (THD). Resultados semelhantes poderiam ser alcançados com o uso de filtros passivos. Contudo, este tipo de solução torna-se mais dispendiosa, além de ser necessário uma área maior para a implantação do STATCOM.

No Capítulo 3 foi apresentado a configuração dos STATCOM baseado em VSI *quasi* multipulso. Foi apresentado, através de simulação digital, o comportamento deste equipamento gerando e absorvendo potência imaginária instantânea de um sistema de potência. A resposta foi extremamente satisfatória, tendo esta topologia *quasi* multipulso uma resposta muito parecida com STATCOM convencional. Deve-se salientar a principal vantagem desta topologia que é o uso de apenas transformadores convencionais, Y-Y e Y- Δ , dispensando os complexos e onerosos transformadores *zig-zags*.

Foi então proposta uma técnica que propõe a conexão de um STATCOM *quasi* 24 pulsos com defasamento eletrônico. Através da variação do ângulo entre as tensões dos dois VSI 12 pulsos que compõem este STATCOM é possível obter uma forma de onda com o conteúdo harmônico modificado minimizando, desta forma, o harmônico amplificado. Os resultados apresentados são bastante significativos, com valores minimizados muito próximos de *zero*. Além disso é possível observar uma sensível melhora na forma de onda da tensão de saída do STATCOM devido à redução no seu conteúdo harmônico.

No Capítulo 4 foi desenvolvido um algoritmo em *MATLAB* para a simulação do STATCOM. Este algoritmo foi desenvolvido e testado com o objetivo de se obter um simulador em *tempo real* para tal equipamento.

Os conversores que compõem o STATCOM tiveram seu comportamento modelado através dos conceitos de *Funções de Chaveamento*. A representação por funções de chaveamento convencionais permitiu uma análise detalhada do comportamento das tensões e correntes dos conversores. Foi proposta a técnica das *Funções de Chaveamento Generalizadas*

que emulam o comportamento do STATCOM sem que ocorram oscilações numéricas.

Os resultados obtidos através da utilização do algoritmo foram comparados com os simulados no ATP, obtendo-se resultados extremamente próximos.

5.2 Trabalhos Futuros

São temas para trabalhos futuros:

- Implementação de modelos de acompanhamento mais detalhados
 - Transformadores com saturação;
 - Linhas de transmissão.
- Implementação experimental
 - Do algoritmo de simulação em tempo real em DSPs;
 - Das *Funções de Chaveamento* em inversores de corrente;
 - Teste dos modelos em conversores multiníveis .
- Análise matemática para se obter
 - O modelo analítico do STATCOM;
 - A função de transferência do STATCOM.
- Obter a modelagem do STATCOM a partir de sua função de transferência.
 - Modelos de regime permanente e de estabilidade;
 - Modelagem com filtros digitais do STATCOM

Apêndice A

Aqui serão desenvolvidas as equações que foram utilizadas no Capítulo 2 no estudo do compensador conectado ao sistema CA em derivação.

A.1 - Sistema sem Compensação

A Fig. A.1.1 mostra duas fonte senoidais separadas por uma linha representada pela sua reatância. Neste sistema, não há nenhum tipo de compensação.

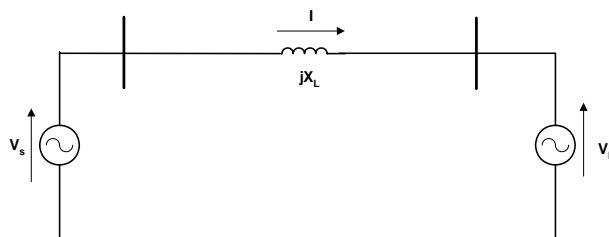


Fig. A.1.1: Sistema CA

A corrente que circula entre as duas fontes senoidais é dada pela equação (A.1.1):

Tomando que as fontes têm defasagem entre si de ângulo δ , onde $\delta = \theta_s - \theta_R$

$$\dot{I} = \frac{\dot{V}_s - \dot{V}_R}{jX_L} \quad (\text{A.1.1})$$

$$\dot{I} = \frac{V_s \angle \theta_s - V_R \angle \theta_R}{jX_L} \quad (\text{A.1.2})$$

onde \dot{V}_s é o fasor que representa a tensão na fonte do sistema de potência, \dot{V}_R é o fasor da tensão da fonte que representa a carga do sistema e \dot{I} é o fasor que representa a corrente entre as duas fontes, X_L é a impedância da linha. θ_s é o ângulo de fase da tensão da fonte do sistema, θ_R é o ângulo de fase da tensão da fonte que representa a carga.

Para o caso em que as tensões entre as fontes $V_s = V_R = V$, e $\theta_s = \delta/2$ e $\theta_R = -\delta/2$

$$\dot{I} = \frac{V_s \angle \delta/2 - V_R \angle -\delta/2}{jX_L} \quad (\text{A.1.3})$$

$$\dot{I} = \frac{V_s \cos(\delta/2) + jV_s \sin(\delta/2) - V_R \cos(-\delta/2) - jV_R \sin(-\delta/2)}{jX_L} \quad (\text{A.1.4})$$

$$\dot{I} = \frac{jV_s \sin(\delta/2) - jV_R \sin(-\delta/2)}{jX_L} \quad (\text{A.1.5})$$

Assumindo que $V_s = V_R = V$:

$$\dot{I} = \frac{jV \sin(\delta/2) - jV \sin(-\delta/2)}{jX_L} \quad (\text{A.1.6})$$

$$I = 2 \frac{V}{X_L} \sin(\delta/2) \quad (\text{A.1.7})$$

Conhecendo-se a corrente (A.1.7) e as tensões, é possível calcular as

potências real e imaginária do sistema.

$$S = VI^* \quad (\text{A.1.8})$$

Onde S é a potência aparente do sistema e o I^* é o conjugado da corrente que circula pela linha.

$$S = V \angle \left(\frac{\delta}{2} \right) \cdot 2 \frac{V}{X_L} \sin \left(\frac{\delta}{2} \right) \quad (\text{A.1.9})$$

A potência real é dada pela parte real de S , assim, $P = \text{Re}\{S\}$.

$$P = V \cos \left(\frac{\delta}{2} \right) \cdot 2 \frac{V \sin \left(\frac{\delta}{2} \right)}{X_L} \quad (\text{A.1.10})$$

Como $2 \sin \left(\frac{\delta}{2} \right) \cos \left(\frac{\delta}{2} \right) = \sin \delta$

$$P = \frac{V^2}{X_L} \sin(\delta). \quad (\text{A.1.11})$$

A potência reativa da barra onde esta conectada a fonte senoidal V_s da Fig. A.1.1 é dada pela parte imaginária $Q_s = \text{Im}\{S\}$. da equação (A.1.9).

$$Q_s = \text{Im} \left\{ V \angle \left(\frac{\delta}{2} \right) \cdot 2 \frac{V}{X_L} \sin \left(\frac{\delta}{2} \right) \right\} \quad (\text{A.1.12})$$

$$Q_s = 2 \frac{V^2}{X_L} \sin^2 \left(\frac{\delta}{2} \right) \quad (\text{A.1.13})$$

Da trigonometria básica temos que $2 \sin^2 \frac{\delta}{2} = 1 - \cos \delta$. Substituindo em (A.1.13)

$$Q_s = 2 \frac{V^2}{X_L} \cos(1 - \delta) \quad (\text{A.1.14})$$

A potência reativa Q absorvida pela reatância que liga as duas fontes de tensão é dada por: (A.1.15).

$$Q = X_L I^2 \quad (\text{A.1.15})$$

Substituindo a corrente do sistema dada pela equação (A.1.7).

$$Q = X_L 4 \frac{V^2}{X_L^2} \sin^2 \left(\frac{\delta}{2} \right) \quad (\text{A.1.16})$$

$$Q = 4 \frac{V^2}{X_L} \sin^2 \left(\frac{\delta}{2} \right) \quad (\text{A.1.17})$$

Como $\sin^2 \frac{\delta}{2} = \frac{1 - \cos \delta}{2}$, temos:

$$Q = 2 \frac{V^2}{X_L} (1 - \cos \delta) \quad (\text{A.1.18})$$

A.2 - Sistema com compensação em derivação

A Fig. A.2.1 mostra o sistema com um compensador em derivação conectado ao ponto médio da linha. A reatância de linha é então dividida em dois segmentos iguais, onde $X_L = X_{SM} + X_{MR}$. Desta forma, podemos então considerar que

$$X_{SM} = X_{MR} = X_L / 2.$$

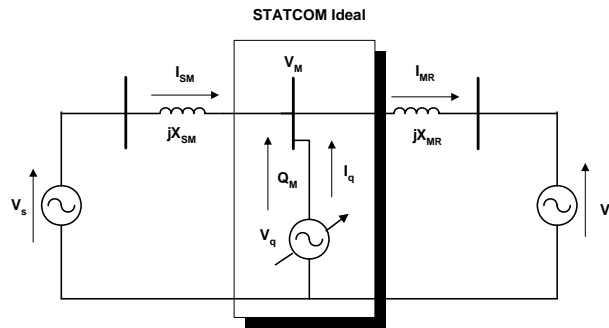


Fig. A.2.1: Sistema com compensação em derivação

A corrente que circula entre V_s e V_M é dada pela equação (A.2.1).

$$I_{SM} = \frac{V_s \angle \delta/2 - V_M \angle 0}{j \frac{X_L}{2}} \quad (\text{A.2.1})$$

A potência do sistema é dada por (A.2.2):

$$S_S = V_s I_{SM}^* \quad (\text{A.2.2})$$

A potência ativa para a fonte V_s é dada pela parte real de (A.2.2). Considerando $V_s = V_M = V$

$$P = \text{Re} \left\{ \frac{V^2 \angle 0 - V^2 \angle \delta/2}{\frac{X_L}{2} \angle -90^\circ} \right\} \quad (\text{A.2.3})$$

Como $\cos(\delta/2 + 90^\circ) = -\sin \delta/2$

$$P = 2 \frac{V^2}{X_L} \sin(\delta/2) \quad (\text{A.2.4})$$

A potência reativa sintetizada pelo compensador e entregue ao sistema é dada por:

$$Q_M = \text{Im} \{ V_M I_q^* \} \quad (\text{A.2.5})$$

Onde I_q é a corrente que o compensador em derivação injeta no ponto médio do sistema. Assim, a corrente é dada por I_q por:

$$I_q = I_{MR} - I_{SM} \quad (\text{A.2.6})$$

$$I_q^* = \frac{V_M \angle 0 - V_R \angle -\delta/2}{j \frac{X_L}{2}} - \frac{V_s \angle \delta/2 - V_M \angle 0}{j \frac{X_L}{2}} \quad (\text{A.2.7})$$

Considerando ainda que V_M , V_s e V_R têm a mesma amplitude V ,

$$I_q^* = \frac{2V \angle 0 - V \angle -\frac{\delta}{2} - V \angle \frac{\delta}{2}}{\frac{X_L}{2} \angle -90^\circ} \quad (\text{A.2.8})$$

$$Q_M = \frac{2}{X_L} \left[2V^2 - V^2 \sin\left(\frac{\delta}{2} + 90^\circ\right) - V^2 \sin\left(-\frac{\delta}{2} + 90^\circ\right) \right] \quad (\text{A.2.9})$$

$$Q_M = \frac{2}{X_L} \left[2V^2 \left(\cos\left(\frac{\delta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \right) \right] \quad (\text{A.2.10})$$

Assim,

$$Q_M = \frac{4V^2}{X_L} \left[1 - \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \right] \quad (\text{A.2.11})$$

Apêndice B

Neste apêndice será mostrada a base para obter as relações de transformação necessárias para adiantar ou atrasar as tensões geradas pelo VSI usando transformadores defasadores.

A Fig B.1.1 (a) mostra o diagrama fasorial das tensões geradas nos terminais de um VSI trifásico. Nesta figura os harmônicos gerados pelo inversor foram desprezados. A Fig. B.1.1(b) e (c) mostram como a componente fundamental da tensão da fase “a” pode ser adianta e atrasada somando pedaços das tensões das demais fases.

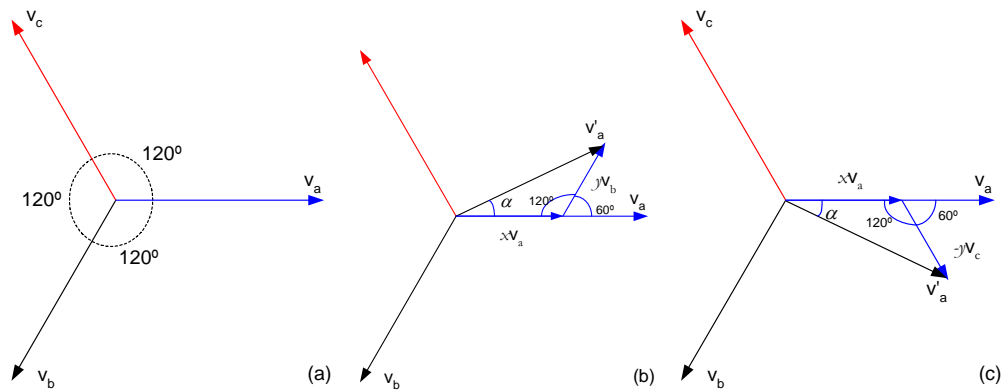


Fig. B.1.1: Diagrama fasorial de defasagens das tensões geradas nos terminais do VSI.

Baseado no diagrama fasorial mostrado na Fig B.1.1(b) e considerando que se deseja adiantar a tensão da fase “a” de um ângulo α , usando a lei dos senos pode-se escrever.

$$\frac{v'_a}{\text{sen}(120^\circ)} = \frac{xv_a}{\text{sen}(60^\circ - \alpha)} = \frac{yv_b}{\text{sen}(\alpha)} \quad \text{B.1.1}$$

onde v'_a é a tensão resultante, v_a e v_b

Supondo que as tensões v'_a , v_a e v_b têm a mesma magnitude tem-se:

$$\frac{1}{\text{sen}(120^\circ)} = \frac{x}{\text{sen}(60^\circ - \alpha)} = \frac{y}{\text{sen}(\alpha)} \quad \text{B.1.2}$$

de onde se tem

$$x = \frac{\text{sen}(60^\circ - \alpha)}{\text{sen}(120^\circ)} \quad \text{B.1.3}$$

$$y = \frac{\text{sen}(\alpha)}{\text{sen}(120^\circ)} \quad \text{B.1.4}$$

Os ângulos utilizados neste trabalho na construção dos transformadores π - π são dados na tabela abaixo.

Tabela A.1: Relações dos ângulos

α	x	y
7,5	0,916	0,151
15,0	0,816	0,299
22,5	0,703	0,442
30,0	0,577	0,577
37,5	0,442	0,703
45,0	0,299	0,816
52,5	0,151	0,916

Para obter fasores atrasados basta trocar v_b por v_c conforme mostrado na Fig. B.1 (c)

Apêndice C

Neste apêndice serão mostrados os algoritmos usados na simulação do STATCOM baseado em VSI 12 pulsos no programa ATP/EMTP. As demais simulações apresentadas nesta tese podem ser repetidas baseadas nos dados apresentados neste apêndice.

C.1 - Dados do Sistema

Tensão CA: 14697 V

Frequência 60Hz;

$R_{\text{Linha}}: 0.5 \Omega$

Indutor L_{Linha} 3mH

Capacitor: 2000 μ F.

Indutância de dispersão dos transformadores monofásicos

primário 91.22mH

secundário 0,56mH

C.2 - STATCOM baseado em VSI 12 Pulsos

```
BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW fevereiro, sábado 24, 2001
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-98
C. STATCOM 12 PULSOS
C -----
ALLOW EVEN PLOT FREQUENCY
$DUMMY, XYZ000
C Miscellaneous Data Card ....
C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >
0.00001 50e-3
48032 1 1 1 1 0 0 1
0
TACS HYBRID
/TACS
90GER_A
1.
```

```

90GER_B
1.
98Vd      =sqrt(2/3)*(V_ALFA*cos(theta-pi/2)+V_BETA*sin(theta-pi/2))
98Vq      =sqrt(2/3)*(-V_ALFA*sin(theta-pi/2)+V_BETA*cos(theta-pi/2))
98Id      =sqrt(2/3)*(I_ALFA*cos(theta-pi/2)+I_BETA*sin(theta-pi/2))
98Iq      =sqrt(2/3)*(-I_ALFA*sin(theta-pi/2)+I_BETA*cos(theta-pi/2))
98P_qd    =Vd*Id+Vq*Iq
91I_A
1.
90GER_C
1.
91I_B
1.
91I_C
1.
98VBASE   =14697
98XX0065  =V_ALFA/VBASE
98XX0066  =V_BETA/VBASE
98QCERRO  =QCREF-Q
98QCREF   =30E6*STEP-60E6*STEP2
11STEP    1.                                .05
1.
  0QCINI   +QCINT
98QCINT    =QCINI+QCERRO*DELTAT
98DELTA2   =KI*QCINT+KP*QCERRO
98KI       =0.000005
98KP       =1E-8
  1DELTA   +DELTA2                            1.
      800.
      800.      1.
11STEP2    1.                                .25
1.
  1P_FILT  +P                                1.
      20.
      20.      1.
33DELTA
33THETA
33P
33Q
33P_FILT
C          1          2          3          4          5          6          7
8
C
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
34567890
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
  GER_A XX0012                                .5
0
  XX0012I_A                                13.
0
  GER_B XX0020                                .5
0
  XX0020I_B                                13.
0
  GER_C XX0028                                .5
0
  XX0028I_C                                13.
0

```

```

XX0061                                2.E3
0
XX0061VCC                            1.E-12
0
XX0147VCC                            1.E-15
0
$INCLUDE, C:\ATP\TRAFO_YY\TRAFO_YY.LIB, FASE_A, FASE_B, FASE_C, XX0004
$$
, XX0005, XX0006, XX0115, XX0116, XX0009, 14.697, 14.697, 0.0859, 10.
$INCLUDE, C:\ATP\FUNCIONA\INV_S.LIB, XX0004, XX0005, XX0006, VCC###,
##### $$
, DISP1#, DISP2#, DISP3#, DISP4#, DISP5#, DISP6#, 1.E-12
$INCLUDE, C:\ATP\CONTROLE\CONTROLE.LIB, DELTA#, THETA#, DISP1#, DISP2#
$$
, DISP3#, DISP4#, DISP5#, DISP6#, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\CONTRO~1\PLL.LIB, THETA#, XX0065, XX0066
$INCLUDE, C:\ATP\ALFABETA\VALFAB~1.LIB, GER_A#, GER_B#, GER_C#, V_ALFA
$$
, V_BETA
$INCLUDE, C:\ATP\ALFABETA\I_ALFA~1.LIB, I_A###, I_B###, I_C###, I_ALFA
$$
, I_BETA
$INCLUDE, C:\ATP\CONTROLE\CONTRO~2.LIB, delta#, theta#, DISP21, DISP22
$$
, DISP23, DISP24, DISP25, DISP26, 0.5235
$INCLUDE, C:\ATP\TRAFO_YD\TRAFO_YD.LIB, XX0115, XX0116, XX0009, #####
$$
, #####, #####, XX0121, XX0122, XX0123, 14.697, 25.456, 0.0859, 0.147
$$
, 10.
$INCLUDE, C:\ATP\FUNCIONA\INV_S.LIB, XX0121, XX0122, XX0123, VCC###,
##### $$
, DISP21, DISP22, DISP23, DISP24, DISP25, DISP26, 1.E-12
$INCLUDE, C:\ATP\ALFABETA\PQ_ALF~1.LIB, V_ALFA, V_BETA, I_ALFA, I_BETA
$$
, P#####, Q#####
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
I_A FASE_A MEASURING
1
I_B FASE_B MEASURING
1
I_C FASE_C MEASURING
1
VCC XX0057 -1. 1. 1.E11
0
XX0057XX0059 MEASURING
1
11 XX0147 CLOSED
0
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART
>< TSTOP >
14GER_A 0 14697. 60. -90. -1.
999.
14GER_B 0 14697. 60. -210. -1.
999.
14GER_C 0 14697. 60. 30. -1.
999.
11XX0059 0 1.1E4 -1.
9.

```

```

BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
    FASE_AFASE_BFASE_CGER_B VCC    GER_A GER_C
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

C.3 - Transformador Y-Y

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW outubro, terça-feira 3, 2000
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-98
C -----
ALLOW EVEN PLOT FREQUENCY
C Miscellaneous Data Card ....
C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >
    1.E-6    .001
    1000    10        1        1        1        0        0        1
0
C          1          2          3          4          5          6          7
8
C
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
34567890
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
    TRANSFORMER                      TX0001 100.
0
    9999
    1FASE_APRMT_A                      .002 2.E-6    1.
    2SECU_AXX0004                      .002 2.E-6    1.
    TRANSFORMER                      TX0002 100.
0
    9999
    1FASE_BPRMT_B                      .002 2.E-6    1.
    2SECU_BXX0004                      .002 2.E-6    1.
    TRANSFORMER                      TX0003 100.
0
    9999
    1FASE_CPRMT_C                      .002 2.E-6    1.
    2SECU_CXX0004                      .002 2.E-6    1.
    XX0004                          1.E6
0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART
>< TSTOP >

```



```

BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

C.4 - Transformador Y-Δ

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW outubro, terça-feira 24, 2000
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-98
C -----
ALLOW EVEN PLOT FREQUENCY
C Miscellaneous Data Card ....
C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >
    1.E-6      .05
    1000      100      1      1      1      0      0      1
0
C      1      2      3      4      5      6      7
8
C
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
34567890
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
    TRANSFORMER      TX0001 1.E5
0
    9999
    1P_IN_AP_OUTA      10. 10. 1.
    2S_OUTAS_OUTB      10. 10. 1.
    TRANSFORMER      TX0002 1.E5
0
    9999
    1P_IN_BP_OUTB      10. 10. 1.
    2S_OUTBS_OUTC      10. 10. 1.
    TRANSFORMER      TX0003 1.E5
0
    9999
    1P_IN_CP_OUTC      10. 10. 1.
    2S_OUTCS_OUTA      10. 10. 1.
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART
>< TSTOP >
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT

```

```
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK
```

C.5 - Transformador *Zig-Zag*

```
BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW setembro, quinta-feira 28, 2000
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-98
C -----
ALLOW EVEN PLOT FREQUENCY
$DUMMY, XYZ000
C Miscellaneous Data Card ....
C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >
    1.E-6    .05
    1000     10          1          1          1          0          0          1
0
TACS HYBRID
/TACS
90VA
1.
90VB
1.
90VC
1.
C          1          2          3          4          5          6          7
8
C
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
34567890
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
    RA                      10.
0
    RB                      10.
0
    RC                      10.
0
    XX0032                  1.E6
0
$INCLUDE, C:\ATP\ZIGZAG\ZZTFO.LIB, VA####, VB####, VC####, RA####,
RB#### $$
, RC####, #####, #####, #####, XX0032, XX0032, XX0032, 1.,
0.916 $$
, 0.151, 1.E6
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART
>< TSTOP >
14VA    0          1.          60.          -90.          -1.
1.
14VB    0          1.          60.          -210.         -1.
1.
```

```

14VC      0      1.      60.      30.      -1.
1.
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
  VA      VB      VC      RA      RB      RC
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

C.6 - Inversor Trifásico

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW dezembro, terça-feira 26, 2000
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-98
C -----
ALLOW EVEN PLOT FREQUENCY
C Miscellaneous Data Card ....
C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >
  1.E-6      .05
  1000      10      1      1      1      0      0      1
0
TACS HYBRID
/TACS
98GATE_1 =SIGN(GER_A)
90GER_A
1.
90GER_B
1.
91XX0011
1.
90GER_C
1.
91XX0022
1.
91XX0036
1.
98GATE_3 =SIGN(GER_B)
98GATE_5 =SIGN(GER_C)
98GATE_2 =.NOT.GATE_1
98GATE_4 =.NOT.GATE_3
98GATE_6 =.NOT.GATE_5
33GATE_1
33GATE_2
33GATE_3
33GATE_4
33GATE_5
33GATE_6
C      1      2      3      4      5      6      7
8

```

```

C
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
34567890
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
  GER_A XX0006 .5
0
  XX0006XX0011 1.
0
  GER_B XX0020 .5
0
  XX0020XX0022 1.
0
  GER_C XX0031 .5
0
  XX0031XX0036 1.
0
    POSITI 5.E3
0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
13FASE_APOSITI
GATE_1 0
13 FASE_A
GATE_2 0
  XX0011FASE_A MEASURING
1
13FASE_BPOSITI
GATE_3 0
  XX0022FASE_B MEASURING
1
13 FASE_B
GATE_4 0
13FASE_CPOSITI
GATE_5 0
  XX0036FASE_C MEASURING
1
13 FASE_C
GATE_6 0
  POSITIXX0047 -1. .001
0
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART
>< TSTOP >
14GER_A 0 14697. 60. -90. -1.
999.
14GER_B 0 14697. 60. -210. -1.
999.
14GER_C 0 14697. 60. 30. -1.
999.
11XX0047 0 14697. -1.
1.
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
  FASE_AFASE_BGER_B GER_A GER_C POSITIFASE_C
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE

```

Bibliografia

[1] N.G. Hingorani, "Power Electronics in Electric Utilities: Role of Power Electronics in Future power systems" Proceeding of the IEEE: Special Issue on Power Electronics, Vol. 76, N° 4. April 1998, pp. 481-2.

[2] Shih-Min Hsu, "Discussion of "Using a Static Var Compensator to Balance a Distribution System", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, N° 5, September/October 1999, pp. 1174-1176.

[3] H. Akagi, "The State-of-Art of Power Electronics in Japan", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N° 2, March 1998, pp. 345-356.

[4] P.G Barbosa and E.H Watanabe "A Static Synchronous Series Compensator Based on a Dual Multipulse Voltage Source Inverter Bridge", Proceedings of COBEP 1999 (Brazilian Power Electronic Conference), Foz do Iguaçu (PR), pp. 695 –700.

[5] P.G. Barbosa "Compensador Série Síncrono Estático Baseado em Conversores VSI Multipulso", Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Rio de Janeiro, Agosto 2000.

[6] A. Edris, "FATCTS Techonology Development: An Update", IEEE Power Engeneering Review, March 2000, pp 4-9.

[7] T.M.L de Assis "Análise do Desempenho Dinâmico de um STATCOM: Aplicação em 12 Pulsos", Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Rio de Janeiro, Dezembro 2000.

[8] D. A Paice, "Power Electronics Converter Harmonic: Multipulse Methods for Clean Power", Press – 1995.

[9] C. Gama, "Brazilian North-South Interconnection-Control Application and Operating Experience With a TCSC", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 1999, pp. 1103-1108.

- [10] C.A.C. Cavaliere and E.H. Watanabe, M.Aredes, “Análise da Operação em Sistemas Desbalanceados” XIII Congresso Brasileiro de Automática, Florianópolis (SC), Setembro 2000, pp –1992-1997.
- [11] F.Z.Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever and J.VanCoevering, “A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32 N° 5 September/October 1996.
- [12] X. Cao , A Kurita, T.Yamanaka, Y.Tada, H. Mistsum, “Suppression of Numerical Oscillation Caused by the EMTP-TACS Interface Using Filter Interposition. Power Delivery, IEEE Transactions on , Volume: 11 Issue: 4 , Oct. 1996 pp. 2049 –2055
- [13] E. H. Watanabe, M. Aredes , “Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS , Minicurso, XII CBA, 1998, Uberlândia (MG).
- [14] E. H. Watanabe, P. G. Barbosa, “Principles of Operation of FACTS Devices”, Revista Eletro Evolução, N° 6,1996, pp. 73-82.
- [15] E.H. Watanabe, R. M. Stephan, M. Aredes, “New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, N° 2, April 1993, pp. 697-703.
- [16] L.A S. Piloto, “Modelagem Avançadas de Sistemas CA/CC”, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro,COPPE, Rio de Janeiro, Abril 1994.
- [17] A C. S. Lima, C. A. Duque, P.G. Barbosa, M. V. M. Lacerda. “Modelagem de Sistemas de Potência Envolvendo STATCOM e Filtros Digitais”. CBA 2000, Florianópolis (SC), pp 1556-1561.
- [18] J. M. Miguel, L. O. P. Henriques, M. Aredes, E. H. Watanabe, “Simulação de um Compensador Síncrono Estático de Potência”, Florianópolis (SC), pp.1120-1125, CBA 2000.
- [19] N.R.Watson and G. D. Irwin, “Comparison of Root-Matching Techniques for Electromagnetic Transient Simulation”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, N°2, April 2000, pp. 629-634.
- [20] N. Mohan,T.M. Undeland, W.P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design” , John Wiley & sons, New York, 2nd Edition, 1995.
- [21] K. Ogata, “Engenharia de Controle Moderno”, Prentice/Hall do Brasil, 2ª Edição – 1993.

[22] S. Mori, K. Matsuno, M. Takeda, M. Seto, "Development of a Large Static Var Generator Using Self-Commutated Inverters for Improving Power System Stability", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, N° 1, February 1993, pp. 371-377.

[23] C.D. Schauder, E. Stacey, M. Lund, L. Gyugyi, L. Kovalsky, A. Keri, a Meharaban and A. Edris, "AEP UPFC Project: Installation, Commissioning and Operation of The ± 160 MVA STATCOM (Phase I)", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.13, No.4, Oct. 1998, pp. 1530-1535.

[24] G. Hsieh, J. C. Hung, "Phase-Locked Loop Techniques – A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, N° 6, December 1996, pp 609-615.

[25] F. Kobayashi, M. Haratsu, M. Yabumoto, M. Nakato, "Efficient Digital Techniques for Implementing a Class of Fast Phase-Locked Loops (PLL's)", IEEE Transactions on Industrial, Vol. 43, N° 6, December 1996, pp 616-620

[26] N. Margaris and P. Mastorocostas, "On the Nonlinear Behavior of the Analog Phase-Locked Loop: Synchronization", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, N° 6, December 1996, pp 621-629.

[27] M. Lai, M. Nakano, G. Hsieh, "Application of Fuzzy Logic in the Phase-Locked Loop Speed Control of Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial , Vol. 43, N° 6, December 1996, pp 630-639.

[28] M. Mohaddes, A. M. Gole and Sladjana Elez, "Steady State Frequency Response of STATCOM", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, N° 1, January 2001, pp 18 –23.

[29] Shen Diong, Wang Zhonghong, J. Y. Chen and Y. H. Song, "Harmonic Resonance Phenomena in Selection of Passive Components", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, N° 1, January 2001, pp 46 – 52.

[30] L.A.S Pilotto, J.E.R Alves, E.H. Watanabe, "High Frequency Eigenanalysis of HVDC and FACTS Assisted Power Systems, Proceedings of IEEE Power Engineering Society, Summer Meeting 2000, pp. 823-829.

[31] Laszlo Gyugyi, Kalyan K. Sen, Colin D. Schauder, "The Interline Power Flow Controller Concept: A New Approach to Power Flow Management in Transmission System", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 14, July 1999, pp- 1115-1123.

[32] Jung-ho Kim and Dong-il “Dan” Ch, “Discrete-time Variable Structure Control Using Recursive Switching Function”, Proceedings of the American Control Conference – Chicago, Illinois, June 2000, pp 1113-1117.

[33] Laszlo Gyugyi, “Power Electronics in Electric Utilities: Static Var Compensators” Proceedings of the IEEE, Vol. 76, N°4, April 1988, pp 483-494.

[34] Byoung – Kuk Lee, Mehrdad Ehsani, “A Simplified Functional Simulation Model for Three-Phase Voltage-Source Inverter Using Switching Function Concept”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 48, N° 2, April 2001, pp 309-321.

[35] D. Shen, W. Liu, Z. Wang, “Study on the Operation Performance of STATCOM under Unbalanced and Distorted System Voltage, Proceedings of IEEE Power Engineering Society, Winter Meeting 2000.

[36] Hideaki Fujita, Shinji Tominaga, Hirofumi Akagi, “Analysis and Design of a DC Voltage –Controlled Static VAR Compensator Using Quad-Series Voltage-Source Inverters”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, N° 4, July/August 1996, pp 970-977.

[37] D.R Trainer, S.B. Tennakoon, R.E Morrison, “Analysis of GTO-based Static Var Compensators”, IEE Proc.-Electr. Power Appl. Vol. 141, N° 6, November 1994, pp 293-302.

[38] M. Roitman, P.S.R. Diniz, “Simulation of Non-Linear and Switching Elements for Transient Analysis Based on Wave Digital Filters”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, N° 4, October 1996, pp 2042 – 2048.

[39] Fang Zeng Peng, Jih-Sheng Lai, “Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, N° 1, February 1996, pp 293 – 295.

[40] M.M de Oliveira, “Theoretical Analysis and Real-Time Simulator Studies of na Advanced Static VAR Compensator”, Licentiate Thesis, Royal Institute of Technology, Department of Electric Power Engineering, Stockholm 1996, Sweden.

[41] Q. Lu, Feng Liu, Shengwei Mei, Masuo Goto, “Nonlinear Disturbance Attenuation Control for STATCOM, IEEE Power Engineering Society 2001, Winter Meeting.

[42] Dong Shen, Xu Liang, Yinduo Han, “A Modified Per-unit STATCOM Model and Analysis of Open Loop Response Time”, Proceedings of IEEE Power Engineering Society,

Winter Meeting 2000.

[43] Fang Zeng Peng, George W. Ott and Don J. Adms, “Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for 3 – Phase 4 – Wire Systems. Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 13 Issue: 6 , Nov. 1998 pp. 1174 –1181.

[44] Y. Chen and B. Ooi, “STATCOM Based on Multimodules of Multilevel Converters Under Multiple Regulation Feedback Control”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, N° 5, September 1999, pp 959 – 965.

[45] H. Chen, R. Zhou and Y. Wang, “Analysis of Voltage Stability Enhancement by Robust Nonlinear STATCOM Control”, IEEE Power Engineering Society, Summer Meeting 2000, Proceedings.

[46] C. A. C. Cavaliere, “Análise de STATCOM Operando e Sistemas Desbalanceados”, Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro , COPPE, Rio de Janeiro, Julho 2001.

[47] L. Prikler, H. K. Hoidalén, “ATPDraw for Windows 3.1x/95/NT version 1.0, Realease N° 1.0.1 November 1998.

[48]D. Hauselrman, B. Littlefild, “Versão Estudante *MATLAB* 5, Guia do Usuário”, Editora Markon Books, 1999.

[49] ANSI/IEEE Std 519-1992, “IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters”, 1992.

[50] M. V. M.Lacerda, P. G. Barbosa, E. H. Watanabe, “Mitigation of Resonance Problems Between Power Systems and STATCOM Using Electronic Phase Shifting Voltage Source Inverters” XIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP, Novembro 2001 – Florianópolis, pp 421-425.

[51] S. Q. Almeida, “Implantação de Sistemas de Automação de Redes de Água Urbana”, Tese de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF, Juiz de Fora, Minas Gerais, Abril 2001.

[52] C. A. Duque “Técnicas de Simulação de Redes Elétricas e Linhas de Transmissão”, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, PUC/RJ. Rio de Janeiro, Julho 1997.