

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA PROPOSTA DE CONTROLE DE PARALELISMO DE
INVERSORES COM A REDE ELÉTRICA UTILIZANDO-SE A
TÉCNICA DE REALIMENTAÇÃO DE FASE

ÉLCIO PRECIOSO DE PAIVA

MAIO
2006

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UMA PROPOSTA DE CONTROLE DE PARALELISMO DE INVERSORES COM
A REDE ELÉTRICA UTILIZANDO-SE A TÉCNICA DE REALIMENTAÇÃO DE
FASE**

Tese apresentada por **Élcio Precioso de Paiva**
à Universidade Federal de Uberlândia como
parte dos requisitos para a obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica em 26/05/06 à
seguinte banca examinadora.

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. - UFU (orientador)

Prof. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, Dr. - CEFET - PR

Prof. João Onofre Pereira Pinto, Dr. - UFMS

Prof. Luís Carlos de Freitas, Dr. - UFU

Prof. João Batista Vieira Jr., Dr. - UFU

Prof. Valdeir José Farias, Dr. - UNIMINAS

**UMA PROPOSTA DE CONTROLE DE PARALELISMO DE
INVERSORES COM A REDE ELÉTRICA UTILIZANDO-SE A
TÉCNICA DE REALIMENTAÇÃO DE FASE**

ÉLCIO PRECIOSO DE PAIVA

Tese apresentada por **Élcio Precioso de Paiva** à Universidade Federal de Uberlândia
como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr.
Orientador

Prof. Darizon Alves de Andrade, Ph.D.
Coordenador da Pós- Graduação

AGRADECIMENTO ESPECIAL

À Deus por ter me permitido alcançar mais essa vitória

À meu pai Sylvio Carneiro de Paiva e minha mãe

Maria Aparecida Preciosa de Paiva (*in memoriam*)

pelo apoio e dedicação em toda minha vida, para que

eu pudesse viver esse momento.

“Vem vamos embora que esperar não é saber,

quem sabe faz a hora não espera acontecer.”

Geraldo Vandré

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Ernane Antônio Alves Coelho pelo apoio nesta trajetória e compreensão das minhas limitações nos momentos difíceis.

Aos Professores do Laboratório de Eletrônica de Potência João Batista Vieira Jr., Luís Carlos de Freitas, Valdeir José Farias e João Carlos de Oliveira pelo auxílio e suporte dados durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos colegas do curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Alexandre Vaz, Carlos Alberto Gallo, Luís Carlos Gomes de Freitas, Adeon Pinto, Roger Garcia, Fernando Belchior, Alexandre Mateus, pela convivência tanto profissional como social que muito me auxiliaram nesse empreendimento.

Aos amigos e colegas Sérgio Manuel Rivera Sanhueza , Fábio Lima de Albuquerque, Daniel Petean, Kaison Teodoro, Sérgio Batista e Márcio Tamashiro pelo convívio saudável tanto na pós-graduação como no local de trabalho.

À FAPEMIG pelo suporte financeiro durante o período em que o trabalho foi desenvolvido.

Resumo

De Paiva, Élcio P.; “Uma proposta de controle do paralelismo de inversores com a rede elétrica utilizando-se a técnica de realimentação de fase”, Uberlândia, UFU, 2006.

Este trabalho apresenta um controlador de fluxos de potência ativa e reativa aplicado ao paralelismo de um inversor com a rede elétrica. Uma malha adicional de controle é inserida a um controlador convencional, o qual é baseado nas curvas características de potência ativa versus frequência e potência reativa versus tensão. Essa malha utiliza a realimentação da própria variação da potência ativa para a geração do ângulo de carga da tensão de referência do inversor, quando o mesmo é conectado em paralelo com a rede elétrica. Como resultado as oscilações transitórias das potências ativa e reativa são melhor atenuadas, sem produzir efeitos colaterais indesejáveis tais como as variações de tensão e potência reativa presentes na utilização do PSS (*Power System Stabilizer* – Estabilizador de Sistemas de Potência), outra técnica usada para melhorar o amortecimento do sistema, [Martins, M. P., 2004]. Um modelo dinâmico do sistema baseado na análise para pequenos sinais é apresentado. Gráficos do lugar das raízes, mostrando os pólos do sistema diante de variações paramétricas também são apresentados, permitindo a análise de estabilidade do sistema. Resultados de simulação e resultados experimentais utilizando-se um protótipo de laboratório, com e sem a malha de realimentação adicional são mostrados, os quais validam o modelo para pequenos sinais obtido.

Palavras-chave: análise de pequenos sinais, paralelismo de inversores, controle de potência reativa, desvio de frequência, estabilidade.

Abstract

De Paiva, Élcio P.; “Uma proposta de controle de paralelismo de inversores com a rede elétrica utilizando-se a técnica de realimentação de fase”, Uberlândia, UFU, 2006.

The purpose of this work is to present an active and reactive power flow controller applied to inverter parallelism with the stiff AC system. An additional loop is implemented into a conventional control loop based on the characteristic curves of active power versus frequency and reactive power versus voltage. This loop uses the active power variation as feedback to generate the load angle of the voltage reference of the inverter, when it is connected in parallel with the electric network. As a consequence, the active and reactive transitory power oscillations are attenuated, without producing undesirable collateral effects as significant voltage and reactive power variations presented in the utilization of PSS (*Power System Stabilizer*), another technique used to improve the system damping, [Martins, M. P., 2004]. A dynamic model of the system based on the small signal analysis is presented. The root locus graphics, showing the system poles under parametric variations are also presented, allowing the analysis of the system stability. The simulation results and the experimental ones using a laboratory prototype with and without the additional loop are showed, which validate the obtained small signal model.

Keywords: small signal analysis, inverter paralleling, reactive power control, frequency deviation, stability.

NOMENCLATURA

E	amplitude da referência de tensão de saída do inversor
E_o	amplitude nominal da referência de tensão de saída do inversor (127 V _{rms})
k_p	inclinação negativa da característica $P - \omega$
k_v	inclinação negativa da característica $Q - V$
P	potência ativa
Q	potência reativa
V	tensão na rede elétrica da concessionária de energia
V_o	tensão de saída do inversor
Δ	posição angular do vetor E^{\rightarrow}
ΔE	desvio na amplitude da tensão de saída do inversor em relação ao ponto de equilíbrio
ΔP	desvio da potência ativa fornecida pelo inversor em relação ao ponto de equilíbrio
ΔQ	desvio da potência reativa fornecida pelo inversor em relação ao ponto de equilíbrio
$\Delta \omega$	desvio da frequência angular do inversor em relação a ω_o
ω	frequência angular do inversor (377 rd/s)
ω_f	frequência de corte do filtro de medição das potências ativa e reativa
$\Delta \omega$	variação por unidade da velocidade angular do rotor
ω_o	velocidade angular base do rotor em radianos elétricos por segundo
δ	ângulo de avanço de fase do rotor da máquina em relação à rede
k_S	coeficiente sincronizante ($\partial P / \partial \delta$)
k_D	coeficiente de amortecimento ($\partial P / \partial \omega$)
H	constante de inércia da máquina em MJ/MVA
ω_n	frequência natural não-amortecida
k_d	ganho da malha de realimentação adicional do controlador $\Delta \delta / \Delta P$
SEP	Sistema Elétrico de Potência
PWM	Modulação por Largura de Pulso
PI	Proporcional-integral
PSS	<i>Power System Stabilizer</i> (Estabilizador de Sistemas de Potência)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Laço fechado por fase)

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - Análise Descritiva dos Sistemas de Energia Ininterrupta - UPS	01
1.1 Introdução	01
1.2 Topologias de Sistemas UPS	01
1.2.1 “On-line UPS”	02
1.2.2 “Off-line UPS” ou “Stand-by”	03
1.2.3 “Line interactive UPS”	04
1.3 Sistemas UPS distribuídos	05
1.4 Componentes de uma UPS	07
1.4.1 Retificador	08
1.4.2 Inversor	10
1.5 Topologias de Sistemas UPS	05
1.5.1 “On-line UPS”	05
1.5.2 “Off-line UPS” ou “Stand-by”	06
1.5.3 “Line interactive UPS”	07
1.6 Sistemas UPS distribuídos	08
1.5 Técnicas de Controle de Paralelismo de UPS	11
1.5.1 Paralelismo com interconexão no controle	13
1.5.1.1 “Master-slave”	13
1.5.1.2 “Central-limit control”	15
1.5.1.3 Controlador baseado na Lógica Nebulosa	16
1.5.1.4 Controlador baseado na média da potência reativa das unidades em paralelo	18
1.5.2 Paralelismo sem interconexão no controle	21
1.5.2.1 Controlador baseado na emulação de um reator de conexão à rede	22
1.5.2.2 Controlador baseado no balanço das potências ativa e reativa entre as unidades	24

1.5.2.3 Controlador baseado na realimentação do desvio de frequência	27
1.6 Objetivos do presente trabalho	28
1.7 Conclusões	29
CAPÍTULO 2 - Análise Teórica do Controlador Proposto	33
2.1 Introdução	33
2.2 Análise da estabilidade para pequenos sinais de geradores síncronos conectados a uma barra infinita	34
2.3 Análise da estabilidade para pequenos sinais de um inversor conectado a uma barra infinita utilizando-se o controle proposto	43
2.4 Descrição matemática do modelo proposto	46
2.5 Conclusões	51
CAPÍTULO 3 - Resultados de Simulação	53
3.1 Introdução	53
3.2 Resultados de simulação	53
3.2.1 Exemplo I	53
3.2.2 Exemplo II	58
3.3 Análise da estabilidade do controlador diante de variações paramétricas	63
3.3.1 Análise da variação de kd ($\Delta\delta\Delta P$)	64
3.3.2 Análise da variação das curvas $P-\omega$ (kp) e $Q-V$ (kv)	65
3.3.3 Análise da variação da indutância da linha de transmissão L_t	67
3.3.4 Análise da variação da frequência de corte do filtro de medição das potências ω_f	70
3.3.5 Análise da variação da inclinação da curva $P-\omega$ (kp), fixando a inclinação da curva $Q-V$ (kv)	73
3.3.6 Análise da variação da inclinação da curva $Q-V$ (kv), fixando a inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	76
3.4 Conclusões	79

CAPÍTULO 4 - Resultados Experimentais	80
4.1 Introdução	80
4.2 Descrição do protótipo	80
4.3 Ensaios do protótipo	83
4.3.1 Ensaio I	83
4.3.1.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída	88
4.3.2 Ensaio II	93
4.3.2.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída	98
4.3.3 Ensaio III	103
4.3.3.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída	107
4.3.4 Ensaio IV	112
4.3.4.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída	116
4.3.5 Ensaio V	120
4.3.5.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída	125
4.4 Conclusões	130
CAPÍTULO 5 - Conclusões Gerais	132
Sugestões para trabalhos futuros	135
REFERÊNCIAS	138
APÊNDICE A	140
APÊNDICE B	142
APÊNDICE C	163

CAPÍTULO 1

ANÁLISE DESCRITIVA DOS SISTEMAS DE ENERGIA ININTERRUPTA - UPS

1.1 Introdução

Com a crescente demanda de energia em sistemas que alimentam cargas críticas, tais como computadores e sistemas de radar para controle de tráfego aéreo, sistemas de apoio à vida em hospitais, bem como equipamentos de controle de processos industriais, faz-se necessário o estudo constante e a pesquisa, visando a implementação de sistemas elétricos de alta qualidade para o suprimento ininterrupto de energia à esse tipo de carga [Coelho, 2000]. Com esse objetivo, os Sistemas de Energia Ininterrupta (UPS), têm sido usados em larga escala, melhorando a performance dos sistemas por eles alimentados, através do aumento da disponibilidade e qualidade do fornecimento de energia elétrica. No presente capítulo será feita uma abordagem sobre o equipamento UPS e apresentadas algumas técnicas de controle do paralelismo das UPS com a rede elétrica. O objetivo proposto no trabalho também é apresentado ao final do capítulo.

1.2 Topologias de Sistemas UPS

A classificação de sistemas UPS pode ser descrita nas topologias apresentadas a seguir:

1.2.1 “On-line UPS”

A principal característica da “*On-line UPS*”, Fig. 1.1, é de que a mesma não exige tempo de transferência quando da interrupção do fornecimento de energia elétrica à carga ou mesmo na ocorrência de um *afundamento de tensão* que comprometa a qualidade do fornecimento à mesma. Nesse caso específico, o inversor que alimenta a carga fica ligado todo o tempo, pois o retificador de entrada fica permanentemente carregando o banco de baterias que por sua vez irá alimentar o inversor, mantendo a magnitude e a frequência da tensão na carga dentro de limites adequados, conseqüentemente o rendimento do sistema será menor em relação à outras topologias, [Coelho, 2000]. Além disso, nessa mesma configuração, alguns modelos de *UPS* necessitam de grandes transformadores de 60 Hz para fazer a isolação rede-bateria e bateria-carga, o que diminui ainda mais sua eficiência, [Toniolo, 1994], entretanto é importante salientar que existem algumas topologias *on-line* cujos inversores operam em alta frequência, reduzindo seu tamanho e volume e melhorando consideravelmente sua eficiência, [Toniolo, 1994]. Por necessitar de um retificador em separado para carregar a bateria, o custo da topologia “*On-line*” é maior em relação às outras topologias. Em função disso sua aplicabilidade se dá somente em situações críticas, onde a qualidade da energia, boa regulação e tempo de resposta reduzido são requisitos necessários ao fornecimento de energia à carga.

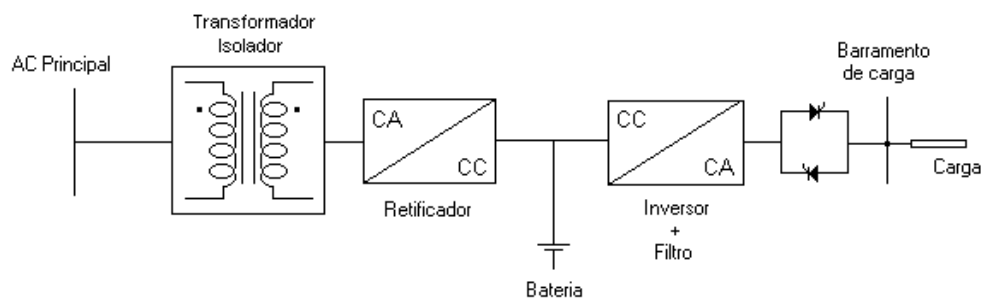


Fig. 1.1 – “*On-line UPS*”.

1.2.2 “Off-line UPS” ou “Stand-by”

A configuração “*Off-line*” ou “*Stand-by*”, Fig. 1.2 opera em estado de espera, aguardando uma interrupção da rede para poder suprir energia à carga. A UPS fica monitorando a tensão da rede constantemente e quando o sistema elétrico fica fora de serviço, a chave de saída é comutada do filtro para a saída do inversor. Isto implica em tempo de resposta, também denominado tempo de transferência, da ordem de 2 a 10ms, [Coelho, 2000]. A principal vantagem dessa topologia sobre as demais é que a mesma possui alto rendimento, haja visto que o retificador de entrada só é solicitado para carregar as baterias e o inversor só entra em operação quando a rede está ausente. Suas principais desvantagens são o tempo de resposta lento se comparado às topologias “*Off-line*” e “*Line-interactive*” de outras topologias e também que a mesma só atua se a rede elétrica estiver ausente, não compensando eventuais distúrbios da tensão fornecida à carga, por exemplo afundamentos de tensão (*voltage sags*).

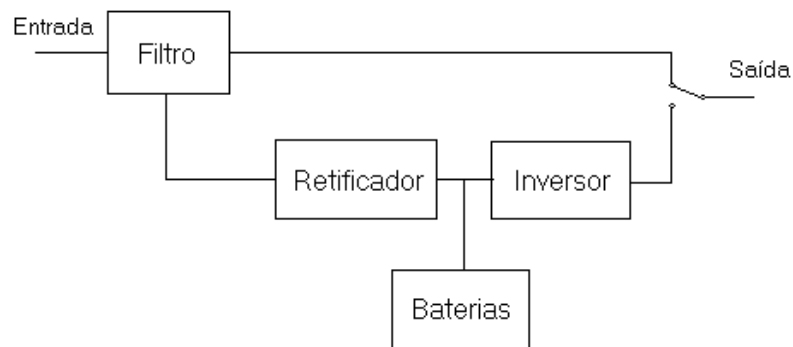


Fig.1.2 – “Off-line UPS”.

1.2.3 “Line interactive UPS”

A topologia “*Line interactive*” pode ser definida como uma estrutura híbrida entre a topologia “*Off-line*” e a topologia “*On-line*”. Nessa topologia, o retificador para carregar o banco de baterias não é necessário pois, o próprio inversor conectado à barra de carga faz essa função como mostra a Fig. 1.3, conseqüentemente seu custo é menor e sua eficiência maior em relação à topologia “*On-line*”, [Coelho, 2000]. Regulação de tensão constante também é uma característica considerando-se a topologia em estudo, adequada para compensação de *afundamentos de tensão*. Porém, o sistema “*Line interactive*”, possui algumas desvantagens em relação ao sistema “*On-line*”, entre as quais a aceitação de variação da frequência de entrada que se torna mais crítica, uma vez que a frequência de saída acompanha a de entrada. Dependendo do local onde está conectada a *UPS*, grandes variações de frequência fazem necessário que a rede seja desconectada sempre que sua incursão atinja valores do tipo $\pm 1\%$ do valor nominal, [Toniolo, 1994], faixa essa que é normalmente aceita pelos consumidores. Nesses casos, o grupo de baterias é solicitado freqüentemente para suprir a demanda da carga.

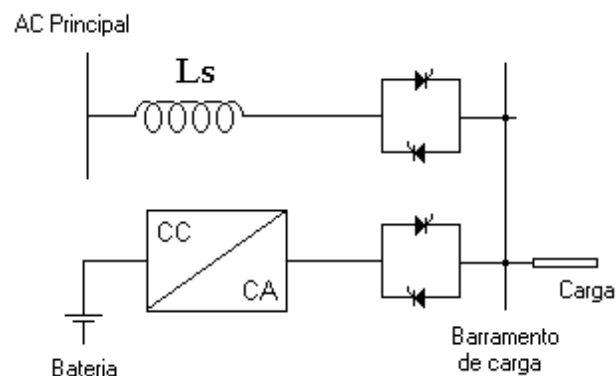


Fig. 1.3 - “Line-interactive UPS.”

Entretanto, a topologia “*Line interactive*”, se apresenta como uma boa solução de fornecimento de energia, considerando-se que a rede local tenha uma qualidade razoável e que a alimentação seja prioritária em relação ao seu condicionamento, [Toniolo, 1994].

1.3 Sistemas UPS distribuídos

Em função das aplicações existentes, houve uma necessidade de se adequar as várias topologias para atender a demanda de fornecimento de energia dos respectivos equipamentos. Os sistemas distribuídos, se apresentam como uma alternativa eficiente e flexível à alimentação ininterrupta e de qualidade às cargas dispersas. Cada classe apresenta a sua configuração com as características inerentes à topologia. A Fig. 1.4 mostra um esquema de um UPS “*On-line*” distribuído. Cada unidade é composta por retificador, bateria, inversor e o filtro de saída. Uma rede principal faz a alimentação das UPS e das cargas quando em operação normal, uma rede denominada de segurança, alimenta as mesmas cargas no modo *backup*, ou seja quando ocorrer interrupção no fornecimento de energia pela rede da concessionária. Como as unidades operam em paralelo, qualquer perturbação que afete a qualidade e a ininterruptabilidade no fornecimento é detectada por todas as cargas e unidades, [Coelho, 2000].

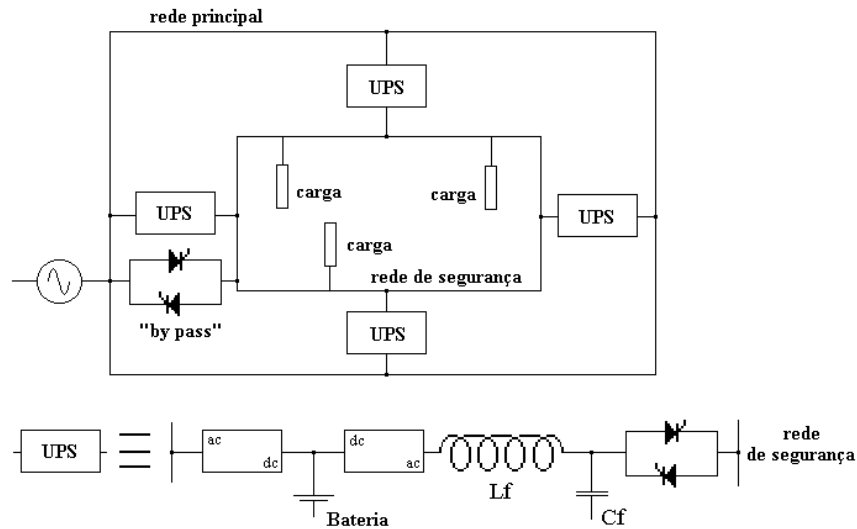


Fig. 1.4 “On-line UPS” distribuído.

O fornecimento de reativos à rede de segurança é feito pelas UPS, resultando em uma tensão de saída mais estável, mesmo com a rede elétrica operando normalmente. As possíveis correntes harmônicas geradas por eventuais cargas não lineares, não comprometem o desempenho do sistema, haja visto que as mesmas só circulam pela rede de segurança, [Coelho, 2000]. Se existir interrupção no fornecimento pela concessionária, o sistema de controle atua de tal forma que as cargas não percebam o distúrbio. As unidades UPS fornecem energia às cargas operando no modo *backup*, ou seja a energia é proveniente de um grupo de baterias ou outra fonte primária. Quando a rede elétrica volta a operar normalmente, o sistema de controle faz com que o retificador de entrada carregue novamente o grupo de baterias, para uma nova eventualidade. A chave *bypass* só é utilizada caso a demanda de potência das cargas conectadas na rede de segurança, superar a capacidade total do sistema distribuído. Caso o fornecimento pela rede venha a ser interrompido e a demanda total das cargas seja maior que a capacidade das unidades, o sistema de controle atua desabilitando tanto a chave *bypass* como as próprias unidades cuja continuidade de operação nessa condição específica, comprometeria sua vida útil.

A Fig. 1.5 mostra o esquema de uma UPS distribuída do tipo “*Line interactive*”. Os mesmos componentes que integram a UPS distribuída do tipo “*On-line*”, também estão presentes nessa configuração. No modo normal, o inversor carrega as baterias e também ajuda a estabilizar o valor da tensão diante de variações, como afundamentos de tensão por exemplo (*voltage sags*). Como não existe retificador nesta topologia, sua eficiência é bem maior do que na topologia citada anteriormente, [Coelho, 2000]. A presença do indutor ajuda a atenuar os efeitos causados pelo regime transitório de operação, bem como distúrbios da rede elétrica. Similarmente à topologia “*On-line*”, as correntes harmônicas também ficam restritas à rede de segurança, não contribuindo portanto, para a *poluição elétrica* da rede principal.

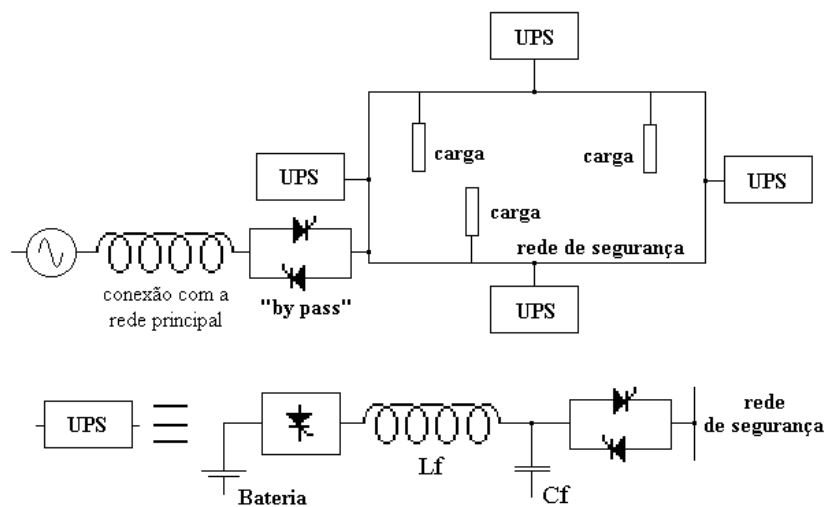


Fig. 1.5 “*Line-interactive*” distribuído.

1.4 Componentes de uma UPS

Segundo [Pomílio, 2001], um sistema UPS pode ser subdividido nos seguintes componentes:

1.4.1 Retificador

O retificador de ponte de diodos, tem a função de produzir a tensão no capacitor do elo CC, C_f e também carregar as baterias, (Fig. 1.6). Considerando-se uma carga R do lado CC, quanto maior o valor de C_f , maior a constante de tempo $C_f R$ e menor será o *ripple* da tensão CC aplicada à carga, [Mohan, 1995]. Nesse caso, as baterias são carregadas adequadamente, desde que a tensão de saída do retificador, seja um pouco superior à das mesmas, de modo a suprir as perdas devidas às quedas nos componentes resistivos. Tensões menores não permitirão um processo adequado de recarga, enquanto tensões muito elevadas podem produzir correntes excessivas, levando à eletrólise, [Pomílio, 2001].

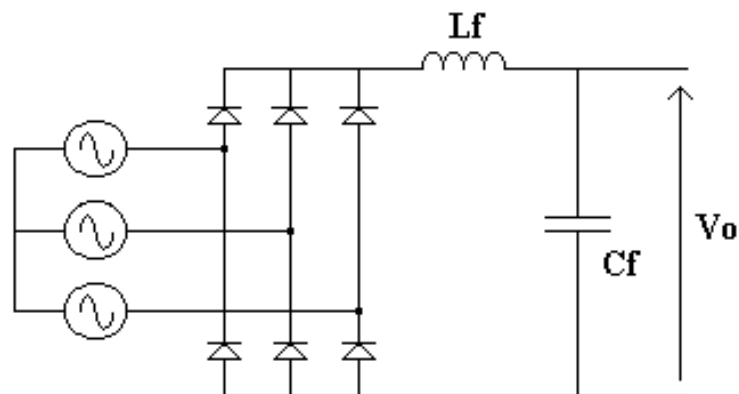


Fig. 1.6 Retificador não controlado de ponte de diodos.

Os retificadores do tipo controlado, são utilizados onde se deseja controlar a tensão no lado CC. Um conversor desse tipo é mostrado na Fig. 1.7, onde para uma dada tensão de linha CA, a tensão média no lado CC, pode ser controlada de um valor máximo positivo até um valor mínimo negativo. Entre as várias aplicações para esse tipo de equipamento estão o próprio carregador de baterias, citado anteriormente, acionamentos de motores à velocidade variável (*ASD's*) e os Sistemas de Energia Ininterrupta – *UPS*, objeto de análise do presente capítulo. Considerando adicionalmente a possibilidade da tensão da linha variar no caso de

um afundamento de tensão por exemplo, o sistema de controle do retificador então passa a atuar de tal forma a manter a tensão CC constante independente do distúrbio na rede. Portanto, uma solução simples e barata seria a utilização de um retificador a tiristores, com controle da tensão de saída, através da variação do ângulo de disparo, sendo que, em geral, a eficiência desses equipamentos chega a 95 %, [Rashid, 1993].

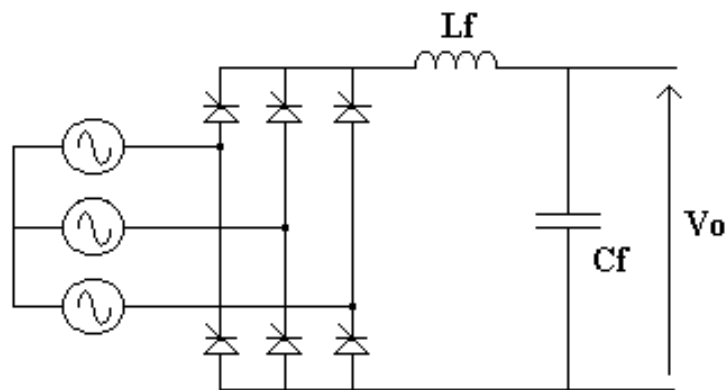


Fig. 1.7 Retificador controlado a tiristores.

Observam-se também, que esses retificadores possuem uma larga aplicação onde se necessita de chaves eletrônicas de alta capacidade de corrente e tensão, como as UPS, onde se deseja controlar o fluxo bidirecional de potência, entre os lados CA e CC, [Mohan, 1995].

O desenvolvimento de retificadores controlados, permitiu a correção do fator de potência, tanto em equipamentos monofásicos ou trifásicos, de tal forma que a corrente de entrada seja senoidal e em fase com a tensão da rede, resultando num fator de potência unitário, [Pomílio, 2001]. A Fig. 1.8 mostra possíveis topologias para este tipo de circuito. No primeiro caso tem-se um retificador trifásico no qual as chaves semicondutoras são transistores, permitindo a aplicação de modulação de largura de pulso (*PWM*), o que permite absorver uma corrente senoidal da rede, [Pomílio, 2001]. No outro caso tem-se um conversor tipo elevador de tensão, com entrada monofásica.

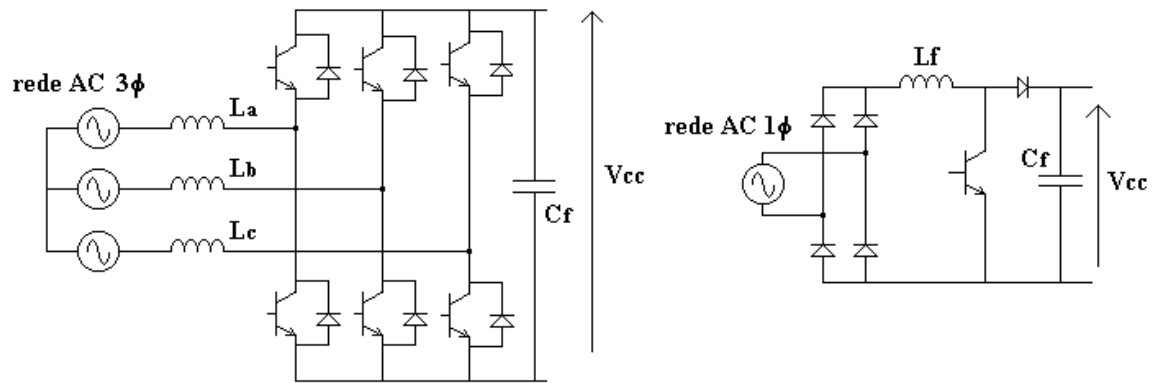


Fig. 1.8 Retificador PWM e conversor elevador de tensão para correção de fator de potência.

1.4.2 Inversor

O inversor é o principal constituinte de uma UPS, uma vez que é ele quem determina a qualidade da energia fornecida à carga.

No inversor da Fig. 1.9, a tensão CC é constante em magnitude. Sendo assim, o inversor deve controlar a magnitude e a frequência da tensão de saída, através da *modulação por largura de pulso – PWM*, onde os pulsos que habilitam os “*gates*” das chaves do inversor são gerados de tal forma que a tensão de saída do inversor fique mais próxima possível de uma senóide pura. Independente das variações na alimentação CC ou mesmo na corrente de carga, o circuito de controle deve atuar de maneira que a tensão mantenha forma, amplitude e frequência constantes com o tempo. A configuração básica é mostrada na Fig. 1.9, para um inversor trifásico. Uma saída monofásica pode ser obtida utilizando-se apenas dois ramos ao invés de três.

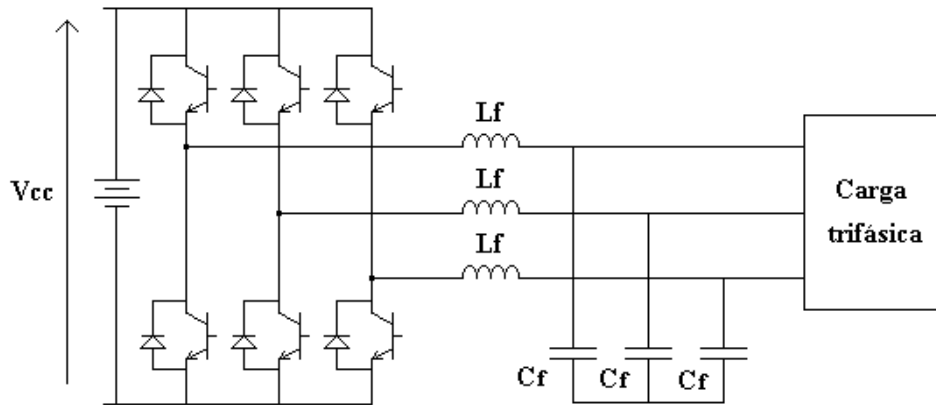


Fig. 1.9 Inversor trifásico.

Uma outra característica importante de um inversor *PWM* senoidal é que para que a tensão de saída tenha conteúdo harmônico reduzido, o filtro de saída *LC* deve ser projetado, de tal forma que a distorção harmônica total, *DHT*, atenda às especificações técnicas. Para isso, recomenda-se que a frequência de corte do filtro *LC* de saída do inversor seja escolhida de tal forma a atenuar as harmônicas resultantes do chaveamento *PWM*, gerando uma tensão de saída tão senoidal quanto possível.

1.5 Técnicas de Controle de Paralelismo de UPS

Dentre as várias técnicas de controle do paralelismo de inversores já existentes, a principal característica que deve ser considerada em uma determinada aplicação, é se o sistema de controle possui ou não interconexão entre as unidades *UPS*. A comunicação entre as unidades, o que em muitos casos vem a melhorar o desempenho de um determinado sistema no que diz respeito ao fornecimento de energia com qualidade, pode comprometer a operação desses equipamentos e a continuidade do fornecimento de energia

elétrica às cargas às cargas, uma vez que o controle é extremamente dependente desta, [Coelho, 2000].

Para um sistema *UPS* distribuído, é conveniente que o mesmo não possua interconexão no controle das unidades, ou seja, um sistema com várias unidades operando de forma independente umas das outras, aumenta a confiabilidade do fornecimento de energia às cargas. Além disso, no caso do sistema com interconexão no controle, a distância entre essas unidades torna a comunicação entre as mesmas inviável, reduzindo assim sua confiabilidade diante de contingências, tais como interrupções temporárias ou permanentes do fornecimento de energia e mesmo distúrbios oriundos da rede elétrica, [Coelho, 2000].

O paralelismo sem interconexão no controle, considera que as unidades que compõem o sistema distribuído, tenham comportamento autônomo, ou seja, a atuação do controle de cada unidade, deve ser independente. Entre os vários autores que tratam dessa filosofia, pode-se citar [Divan et al., 1991], [Chandorkar et al., 1994], [Tuladhar et al., 1997], [Tuladhar et al., 1998], [Kawabata et al., 1988], [Coelho, 2000], [Chiang et al., 2001], [Guerrero et al., 2004] e [Martins, M. P., 2004]. Alguns desses controladores serão explicados com mais detalhes na seção 1.5.2.

Apesar dos sistemas sem interconexão no controle serem preferidos no caso de unidades *UPS* distribuídas, os sistemas com interconexão também têm sua importância neste tipo de aplicação, desde que atuem de forma redundante, ou seja, a comunicação entre as unidades serviria apenas para melhorar o desempenho das mesmas, ajudando o sistema a retornar à sua condição nominal, tanto diante de um novo regime de operação, a saber uma nova situação de carga, bem como de distúrbios provenientes da rede, tais como afundamentos de tensão não severos e pequenos desvios de frequência em relação ao valor

nominal. A seguir são apresentados vários esquemas de controle que utilizam interconexão com suas características inerentes.

1.5.1 Paralelismo com interconexão no controle

Existem várias configurações de sistemas UPS distribuídos que utilizam interconexão no controle. Entre as quais pode-se citar os controladores do tipo “*Master-slave*”, “*Central-limit control*”, “*Circular Chain Control*”, “*High dimensional fuzzy control*”, “*Dead-beat control*” e mais uma gama de outros tipos que seguem essa mesma filosofia de dependência na comunicação entre as unidades. A seguir serão descritas as características inerentes a cada uma delas, bem como suas vantagens e desvantagens.

1.5.1.1 “*Master-slave*”

Os controladores do tipo “*master-slave*” ([Siri e Lee, 1990]), são aqueles onde uma unidade é definida como mestre (principal ou *master*) e as outras ficam na dependência da sua decisão de controle, daí o nome de escravos (secundários ou *slave*), obedecendo a determinação da unidade principal. Nesse tipo de controle a comunicação é de fundamental importância, uma vez que todas as decisões que os controladores das unidades secundárias venham a tomar, dependem da unidade principal, pois é ela que define a referência para as demais.

Uma grande desvantagem desse tipo de controle, é que se a unidade principal tiver uma falha e/ou necessitar de manutenção, todas as demais também ficarão inoperantes. Outra desvantagem que deve ser levada em consideração quando da escolha desse tipo de

controle em uma determinada aplicação, é que toda vez que a referência gerada pelo mestre for modificada, os escravos levarão um tempo adicional até perceberem que houve uma alteração de valores. Essa diferença de tempo, se deve à dinâmica inerente ao conjunto mestre-escravos ficar penalizada pela alteração da nova referência.

A literatura apresenta vários exemplos desse tipo de controle, entre os quais pode-se citar o de [Chen e Chu, 1995], que utiliza um inversor do tipo VCPI (sigla em inglês de Inversor PWM Controlado por Tensão) como unidade mestre e n unidades inversoras do tipo CCPI (Inversor PWM Controlado por Corrente) como escravos. A unidade VCPI é implementada com a função de manter a tensão de saída do barramento da Fig. 1.10 senoidal e invariante. As unidades escravo CCPI seguem a referência imposta pelo mestre, que por sua vez, em função da demanda da carga, gera a referência de corrente para cada unidade secundária. A Fig. 1.10 mostra o esquema desse tipo de controle de sistemas UPS distribuídos.

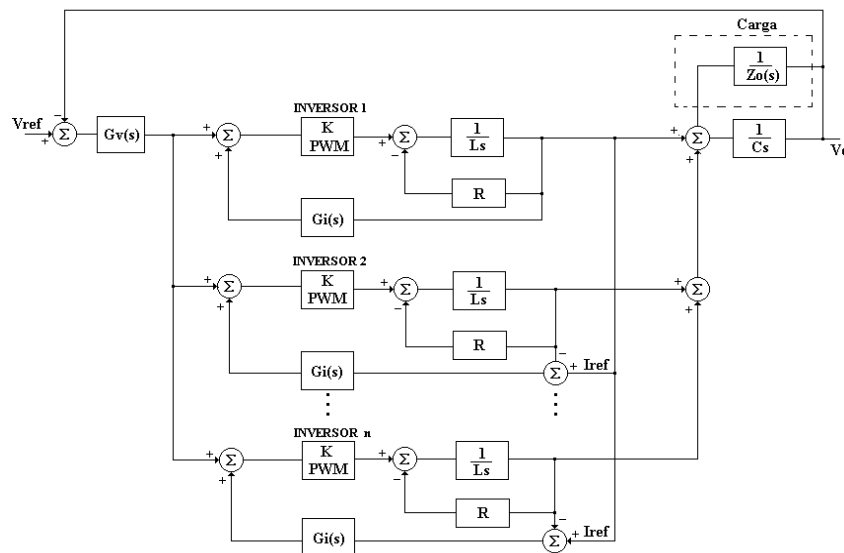


Fig. 1.10 Controle do tipo “Master-slave”.

1.5.1.2 “*Central-Limit control*”

Como visto na seção anterior, o controle do tipo “*Master-slave*” é empregado com a finalidade de equalizar a distribuição de corrente entre UPS não idênticas de um sistema distribuído. Entretanto, este tipo de controle apresenta sérios inconvenientes durante o período transitório, ou seja, na mudança de regime de carga. Entre eles pode-se citar o *overshoot* de corrente durante esses transitórios, os quais podem aumentar o chamado *erro de distribuição de corrente* entre as unidades, que nada mais é do que o excesso de corrente que circula pelas unidades.

Com o intuito de se reduzir esses efeitos, [Siri e Lee, 1990], propõe o “*Central-limit control*” Figura 1.11, onde as unidades escravo ao invés de seguirem a referência de corrente da unidade mestre, seguem uma outra referência que nada mais é do que a corrente total dividida pelo número de unidades ativas naquele instante. Essa nova característica, ajuda o controle de sistemas UPS distribuídos a atenuar o problema de elevação da corrente, que tem efeitos graves, inclusive no perfil da tensão de saída das UPS.

Uma outra característica importante que foi adicionada a esse tipo de controlador, é o “*Maximum current limit control*”, [Lee et al., 1991], que verifica o número de unidades ativas necessárias ao fornecimento de energia a uma determinada carga em certo instante, retirando de operação as demais unidades. Contudo, esse controle apresenta uma série de desvantagens, tais como uma maior complexidade no controle central, dificultando sua expansão e o chamado *undershoot* de tensão, quando da redução da carga. Isto se deve ao fato de que a taxa de subida da corrente das unidades que assumem o diferencial de potência em relação à situação anterior, é menor do que a taxa de decaimento da corrente das unidades que estão sendo retiradas, ou seja, durante o período transitório existe um

excesso de corrente no sistema, fazendo com que a tensão de saída do barramento de segurança caia momentaneamente, ocasionando danos principalmente a alguns tipos de cargas muito sensíveis tais como ASD's (*Adjustable Speed Drivers*), dentre outras.

Outro fenômeno que deve ser levado em conta em transitórios de carga, é o chamado “*current latching*”, que ocorre quando uma elevação de carga ultrapassa o limite para a entrada de mais uma unidade no sistema, fazendo com que a referência de corrente para as unidades seja instantaneamente alterada. Porém as novas unidades não conseguem acompanhar a nova referência na mesma taxa que as outras unidades reduzem o seu valor para esse novo nível. Dessa forma a tensão no barramento de segurança cai, e a corrente da carga também, fazendo com que a mesma possa atingir o limite mínimo de permanência da unidade que acabou de entrar, retirando-a do sistema.

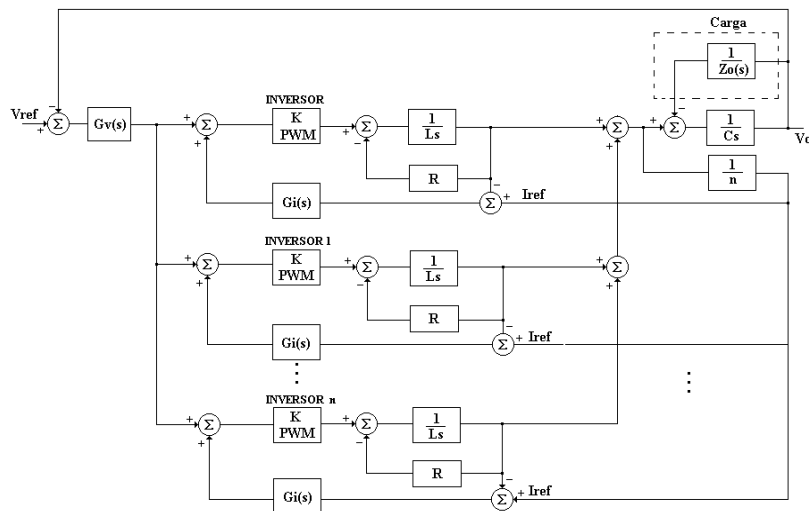


Fig. 1.11 – “Central limit control”.

1.5.1.3 Controlador baseado na Lógica Nebulosa

No trabalho de [Martins, A. P. et al., 1998] a lógica “*fuzzy*” ou nebulosa, é utilizada como ferramenta para o controle do paralelismo de inversores, onde a complexidade da

estrutura aliada à incerteza de parâmetros, bem como funções de transferência de ordem elevada, fazem desse tipo de controle, uma alternativa adequada à essa situação.

Desde sua criação por [Zadeh, 1965], a teoria da lógica “*fuzzy*” tem sido aplicada em muitos problemas de controle com sucesso. Ela permite o desenvolvimento e a implementação de controladores que podem atuar em sistemas não lineares, melhorando sua performance, bem como também pode compensar os distúrbios no processo de controle, considerando a incerteza dos parâmetros envolvidos. Esse tipo de controle melhora o desempenho de controladores onde o número de variáveis de entrada e de saída é grande, os chamados sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*MIMO*).

A abordagem feita por [Martins, A. P. et al., 1998], basicamente compara dois tipos de estratégia de controle do paralelismo de UPS. Uma análise trata de uma decomposição da chamada base de regras utilizada na teoria da lógica “*fuzzy*”, aproximando-a da análise do sistema de forma análoga à teoria de espaço de estado, utilizada no controle moderno, Fig.1.12. A outra considera a estrutura hierárquica do sistema a ser controlado, no caso em questão duas unidades UPS com características similares mas não idênticas. Mais uma vez é necessária uma análise crítica de verificação da importância de cada unidade no sistema, levando-se em conta que um sistema com n unidades idênticas tornaria esse tipo de abordagem ineficiente, uma vez que a hierarquia entre as unidades é fator fundamental para o seu desempenho. Observando-se a atuação do controle sob a ótica do controle moderno, utilizando-se variáveis de estado, pode-se afirmar que o grande número de variáveis envolvidas nesse tipo de controle, acrescentada à elevada ordem das funções de transferência da malha de controle, tornariam o controle lento e ineficaz, uma vez que o grande número de cálculos matriciais demandariam tanto espaço de memória, quanto tempo computacional para a realização de suas tarefas. Conclui-se então que, a abordagem

do controle de paralelismo de UPS utilizando-se a lógica “fuzzy”, pode ser uma alternativa viável à complexidade e não linearidade de sistemas com um grande número de unidades idênticas ou não, com resultados significativos e que o tornam atraente a esse tipo de aplicação.

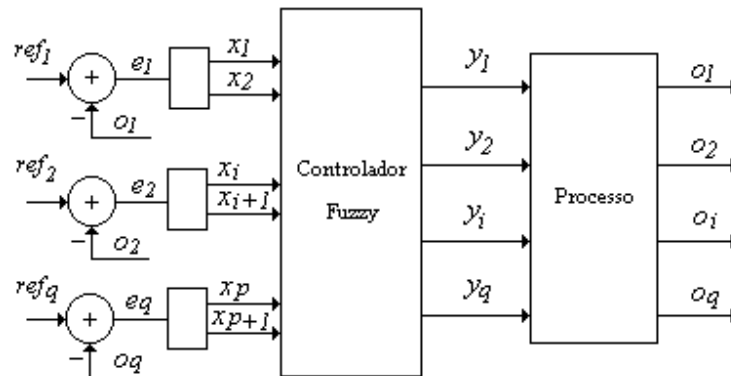


Fig. 1.12 Controlador “fuzzy” associado a um processo multivariável.

1.5.1.4 Controlador baseado na média da potência reativa das unidades em paralelo

A operação de sistemas UPS multi-módulos, tem se apresentado bastante interessante, principalmente no que tange aos aspectos de custo e manutenção das instalações, em relação a um sistema de uma única unidade com capacidade elevada, [Chandorkar et al., 1994]. A flexibilidade de expansão das unidades, aumentando a capacidade total do sistema aliada ao aumento da confiabilidade na continuidade do fornecimento de energia à cargas críticas, o fazem o mais adequado à esse tipo de aplicação.

Entretanto, existem vários fatores tanto na fase de projeto, quanto na de operação, que devem ser levados em conta para que seu desempenho alcance níveis satisfatórios. Entre esses fatores, deve ser lembrado que a tensão de saída das várias unidades deve estar estritamente sincronizada, tanto em amplitude, quanto em fase durante a operação do sistema. Desta forma é necessário que a distribuição das potências ativa e reativa entre as unidades, se faça do modo mais uniforme possível, ou seja, assegurando sua equalização. Caso contrário, a circulação de corrente entre as unidades poderia causar sérios danos às chaves semicondutoras dos inversores, [Kawabata et al., 1988].

Para resolver esse problema, [Xinchun et al., 2002] propõe um controlador digital baseado em um DSP, Fig. 1.13, no qual é realizado o compartilhamento da corrente por um barramento específico, onde a maior potência reativa fornecida e a menor dentre as unidades, seriam computadas e sua média calculada a cada instante, ou seja, a cada nova amostra. Cada módulo então, iria comparar sua potência fornecida Q , com a média dada por $Q_{méd} = (Q_{máx} + Q_{mín})/2$, onde $Q_{máx}$ e $Q_{mín}$ são as potências máxima e mínima fornecidas individualmente à cada instante. Desta forma, a unidade que estivesse fornecendo $Q_{mín}$, iria aumentar a sua tensão de referência, de tal forma a compensar o desvio em relação à média, e a unidade que estivesse fornecendo $Q_{máx}$, diminuiria o seu valor, sendo que as demais também o fariam na proporção da diferença de suas respectivas potências reativas em relação à média, até que a equalização na distribuição das potências entre as unidades fosse alcançada. Para tal, cada unidade teria uma malha reguladora PI para realizar tal função, Fig. 1.14, onde Q é a potência reativa, $Q_{méd}$ é a potência média entre as unidades, ΔQ representa a diferença $Q - Q_{méd}$, Q_{com} é a saída do regulador PI e o complemento da tensão de referência V_{ref} e V'_{ref} é a tensão de referência modificada e equivale a $V_{ref} + Q_{com}$.

Com relação à equalização das potências ativas, [Xinchun et al., 2002] estabelece uma malha de controle digital PLL (*Laço Fechado por Fase – PLL*), para assegurar erro de fase desprezível entre as unidades. Complementarmente, o método da curva $P-\omega$, utilizado por [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994], é aplicado de tal forma a corrigir o desvio de frequência na tensão de saída entre as unidades, e conseqüentemente a fase, equalizando a distribuição das potências ativas entre as unidades.

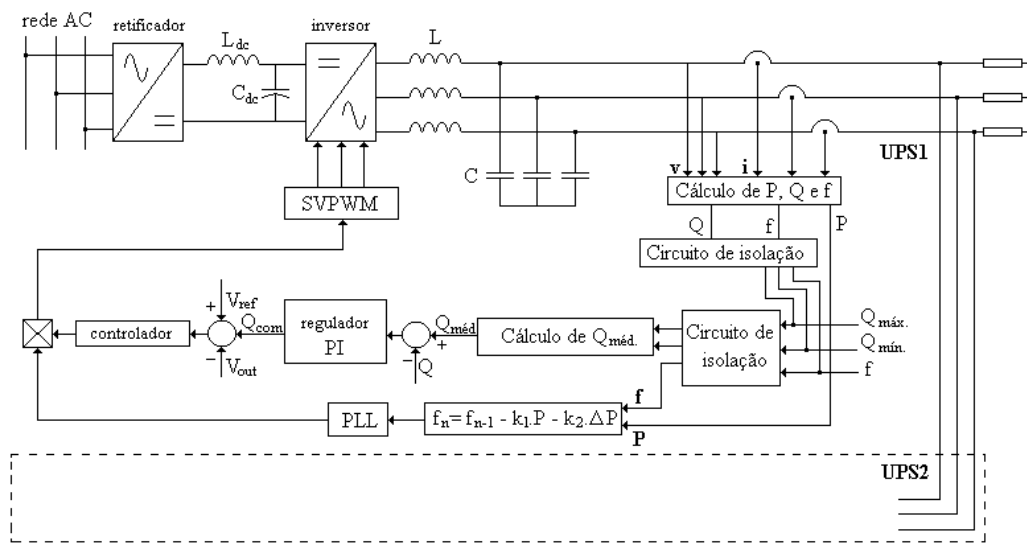


Fig. 1.13 Diagrama de controle da potência reativa.

A equação que descreve o controle da frequência é dada por

$$f_n = f_{n-1} - K_1.P - K_2.\Delta P \quad (1.1)$$

onde f_n é a frequência de referência, P é a potência ativa, ΔP representa a diferença de potência entre o instante atual e o anterior e K_1 e K_2 são coeficientes de ajuste.



Fig. 1.14 Diagrama de controle da potência reativa.

1.5.2 Paralelismo sem interconexão no controle

Algumas topologias de sistemas UPS distribuídos sem interconexão no controle, fazem uso do controle local de frequência e amplitude da tensão de saída das unidades, onde a regulação dessa tensão e o controle das oscilações transitórias da frequência são realizadas utilizando-se as curvas características $P-\omega$ e $Q-V$ utilizadas em SEP, [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994].

A utilização dessas curvas, faz com que cada unidade opere de forma autônoma, porém sincronizada com as demais, lembrando que a demanda tanto de potência ativa, como de potência reativa é provida localmente às cargas. Isto faz com que haja uma redução na circulação de correntes pelo sistema distribuído, aumentando-se sua eficiência. Também é importante observar que nesse tipo de controle a ausência de comunicação entre as unidades, torna o sistema mais confiável, uma vez que a retirada de uma ou mais unidades, não interrompe o fornecimento de energia às cargas, levando-se em conta que as demais assumam o excesso.

Dentre as várias alternativas de controle existentes na literatura científica, serão aqui citadas algumas a título de informação, entre as quais “*Frequency-dependent Droop Control*”, ([Chiang et al., 2001]), “*High-Performance DSP-Controller*”, ([Guerrero et

al., 2004) e o trabalho desenvolvido por [Martins, M. P., 2004], “*Estudo e Implementação de uma Técnica de Controle Aplicada ao Paralelismo de um Inversor PWM Senoidal com a Rede Elétrica.*”

1.5.2.1 Controlador baseado na emulação de um reator de conexão à rede

Um trabalho interessante que pode ser encontrado na literatura técnica abordando o paralelismo de inversores sem interconexão no controle, é o de [Chiang et al., 2001], Fig.1.15. No controle proposto, um reator emulado operando na frequência fundamental, é conectado entre o inversor e o barramento onde está conectada a carga, ou seja, não existe fisicamente, porém seu efeito é real. O controle nesse caso, também faz uso das curvas características $P-\omega$ e $Q-V$, [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994].

Para as frequências harmônicas, a referência de tensão do inversor, emula uma resistência pura, fazendo com que eventuais correntes de ordem superior à da fundamental, evitem de circular pelo barramento de carga, melhorando com isso a qualidade da forma de onda da tensão de saída das UPS, a distribuição das correntes entre as unidades, bem como a eficiência do sistema.

Na teoria convencional do controle de paralelismo de UPS utilizando as curvas $P-\omega$ e $Q-V$, [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994], baseadas na análise de estabilidade de SEP, [Kundur, 1994], a existência de um reator físico conectado entre o inversor e a carga, torna a impedância de saída muito grande, o que logicamente, provoca uma queda de tensão significativa além de perdas reativas.

No trabalho de [Chiang et al., 2001], as desvantagens do controle convencional de [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994], são compensadas pelos efeitos do reator emulado, onde o circuito de controle simula uma queda de tensão semelhante à que existiria se houvesse a presença do reator, propriamente dito.

Todavia, é necessário ressaltar que sempre existirão erros na distribuição de correntes entre as unidades, principalmente, devido ao fato de que às vezes, a impedância de saída do inversor, Z_o , é da mesma ordem de grandeza do reator emulado Z_S . Dessa forma, é imprescindível que se trabalhe com valores do reator Z_S bem maiores do que Z_o , ou seja, $Z_S \approx Z_S + Z_o$, fazendo contanto, que o erro na distribuição das correntes se torne desprezível.

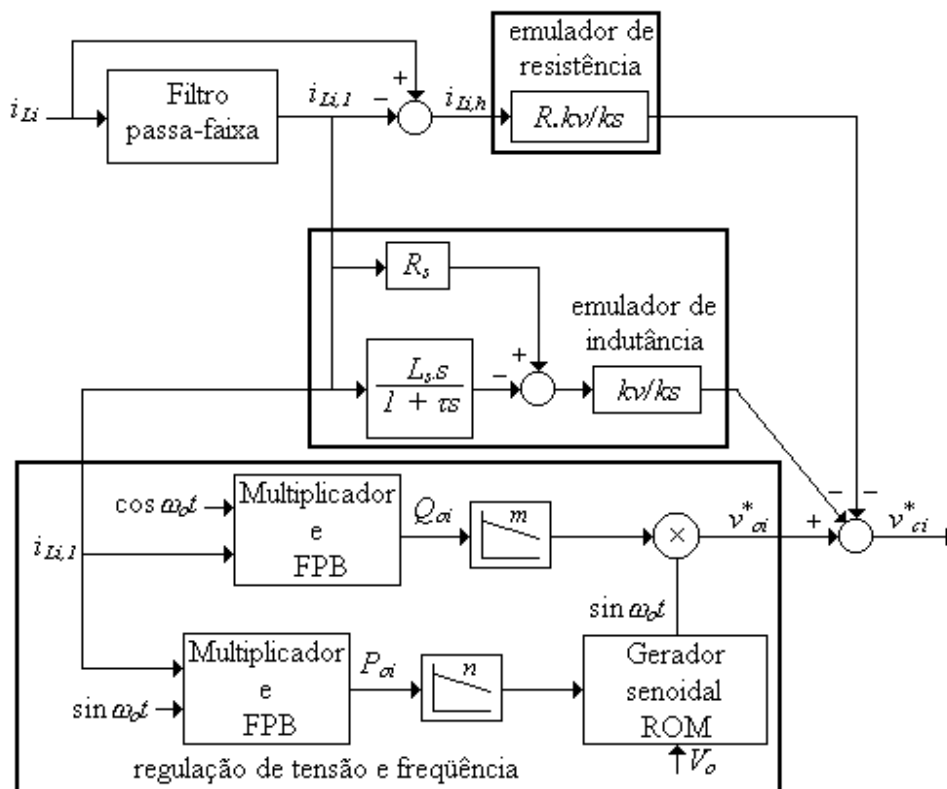


Fig. 1.15 Esquema do controle proposto por [Chiang et al., 2001].

Mais uma vez porém, deve se ter o compromisso de não se escolher um valor de Z_S muito grande, pois isso acarretaria perda da qualidade da tensão no barramento de carga, já

analisado anteriormente. A única saída nesse caso, é escolher um inversor que possua uma impedância de saída Z_o , bem pequena, de tal modo que a relação $Z_S \approx Z_S + Z_o$ seja mantida, assegurando assim, a performance do controlador.

1.5.2.2 Controlador baseado no balanço das potências ativa e reativa entre as unidades

O controle digital aplicado ao paralelismo de UPS em sistemas distribuídos, tem sido amplamente utilizado nos últimos anos. O advento de processadores digitais de sinais (*DSP*) mais rápidos e dedicados ao controle de conversores eletrônicos em geral, só tende a acentuar essa tendência. Isso sem levar em conta a comodidade do aspecto de calibração e ajuste das malhas de controle, que na versão digital exige apenas a alteração do programa fonte do controlador.

Entre vários trabalhos que utilizam esse tipo de controle aplicado ao paralelismo de inversores, pode-se citar o controle feito por [Guerrero et al., 2004], onde um sistema UPS *on-line* distribuído é controlado utilizando-se um microcontrolador DSP TMS320LF2407A da Texas Instruments. O trabalho feito por [Guerrero et al., 2004], também faz uso das curvas características $P-\omega$ e $Q-V$, [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994], inclusive citando que esta técnica introduz confiabilidade e aumenta a flexibilidade do sistema.

Entretanto, o mesmo denota algumas limitações da mesma, entre as quais o de que não é adequada para o controle de paralelismo de UPS, quando as unidades alimentam cargas não lineares e ao mesmo tempo fazem o balanço entre as potência ativa e reativa

fornecidas à essas cargas. [Coelho et al., 2002], também cita que é necessário considerar a resposta dinâmica lenta do controle baseado nas curvas $P-\omega$ e $Q-V$, já que o mesmo requer um filtro passa-baixa com banda de passagem reduzida, para o cálculo das potências ativa e reativa feitas sobre um ciclo da rede.

Uma outra desvantagem do método $P-\omega$ e $Q-V$, citada por [Guerrero et al., 2004], é a dependência da carga com o desvio de frequência, o que necessariamente implica em um desvio de fase entre a frequência da tensão de saída das UPS e a tensão da rede, o que levaria a uma perda de sincronismo no caso de sobrecarga ou falha do equipamento, já que a chave “*by-pass*” nesse caso seria habilitada, conectando a rede elétrica diretamente ao barramento de carga. Conseqüentemente, [Guerrero et al., 2004] afirma que esse método só pode ser aplicado a sistemas que utilizam topologias “*off-line*” ou “*line-interactive*”, já que a topologia “*on-line*” exige que a frequência da tensão de saída das UPS esteja sincronizada com a rede quando a mesma estiver presente.

O trabalho de [Guerrero et al., 2004] por sua vez, propõe a implementação de três malhas de controle (Fig. 1.16), a saber: uma malha interna para a regulação da tensão de saída dos inversores, uma malha intermediária que teria a função de emular uma impedância virtual, visando compensar a distribuição das correntes harmônicas provenientes de cargas não lineares, e uma malha externa, cuja função seria a de fazer a equalização precisa das potências ativa e reativa, devido ao desbalanço das impedâncias de saída das várias unidades, tanto para cargas lineares como não lineares, bem como também, sincronizar a tensão de saída das unidades UPS com a rede, no caso de sobrecarga ou de reconexão do equipamento após manutenção, ou expansão do número de unidades em operação.

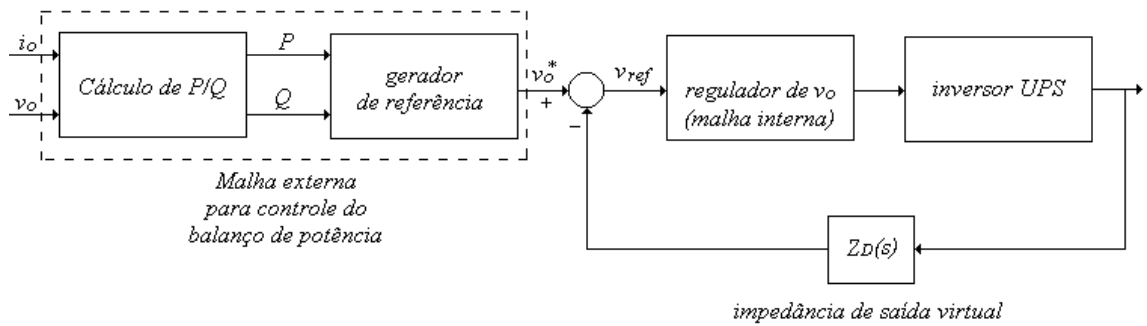


Fig. 1.16 Diagrama de blocos do controle proposto por [Guerrero et al., 2004].

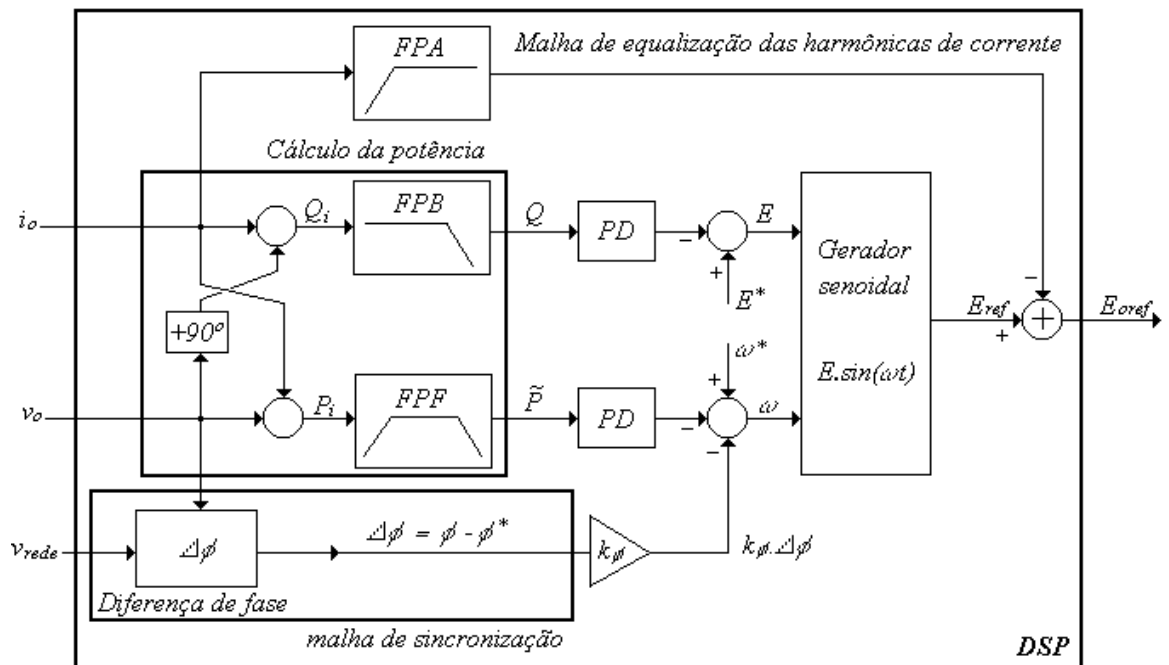


Fig. 1.17 Diagrama de blocos do controle de [Guerrero et al., 2004], mostrando com detalhes as malhas de sincronização, de cálculo das potências e de equalização das harmônicas.

[Guerrero et al., 2004] ainda afirma em seu trabalho que utilizando-se o controle proposto, a qualidade da tensão de saída das unidades é mantida, permanecendo senoidal mesmo diante de cargas não lineares, e eventuais correntes que circulariam pelas unidades

devido ao desbalanço de potências são eliminadas, aumentando-se a eficiência do sistema e melhorando-se sua performance. A Figura 1.17 mostra o diagrama de blocos do controle de [Guerrero et al., 2004] com mais detalhes.

1.5.2.3 Controlador baseado na realimentação do desvio de frequência $\Delta\omega$

O trabalho feito por [Martins, M. P., 2004], Figura 1.18, também aplicável a um sistema UPS distribuído “*line-interactive*” sem interconexão no controle, aborda um aspecto interessante do desempenho destes equipamentos, no que diz respeito às oscilações de potência ativa e reativa fornecidas à rede, quando o mesmo é conectado em paralelo.

[Martins, M. P., 2004] que também fez uso das curvas características, $P-\omega$ e $Q-V$, utiliza um algoritmo de controle análogo ao sistema de amortecimento PSS (*Power System Stabilizer*) de SEP ([Kundur, 1994]), onde a variação da frequência da curva $P-\omega$, $\Delta\omega$, é realimentada na tensão de referência do controle. Isto reduz significativamente a oscilação da potência ativa e conseqüentemente, o desvio da frequência da tensão de saída em relação à rede, durante o paralelismo.

Entretanto, um efeito colateral surge, quando o sistema é conectado em paralelo com a rede. Devido à oscilação acentuada da potência reativa, a tensão de saída sofre um *overshoot* indesejável, toda vez que o inversor é conectado à rede elétrica ou quando da ocorrência de um transitório, devido a um novo regime de carga.

Para resolver o problema, [Martins, M. P., 2004] impôs uma saturação na malha de controle da tensão de saída do inversor, desta forma limitando a elevação da mesma,

quando da conexão do inversor à rede, sem contudo, abrir mão dos benefícios da realimentação de $\Delta\omega$, ou seja diminuir as oscilações da potência ativa.

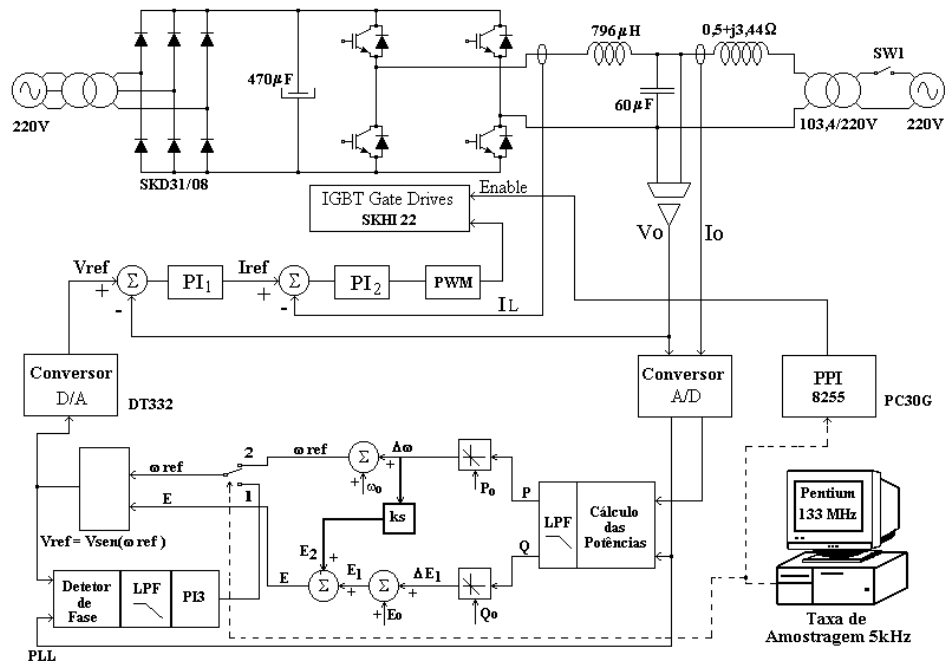


Fig. 1.18 Controle do paralelismo proposto por [Martins, M. P., 2004].

1.6 Objetivos do presente trabalho

Como pode ser observado nas seções anteriores, existe uma tendência de se realizar o paralelismo de inversores sem a existência de conexão no controle entre as unidades, dentre outras razões pela facilidade de implementação do controle, a inexistência de cabeamento e circuitos de comunicação entre as unidades, ausência de ruídos, menor susceptibilidade a “EMI” e também a um acréscimo na confiabilidade e flexibilidade no fornecimento de energia às cargas críticas.

Seguindo essa filosofia, o presente trabalho propõe um novo controlador para o paralelismo inversor-rede, o qual é baseado nas técnicas apresentadas no item 1.5, as quais têm sua origem no controle de máquinas síncronas em SEP ([Kundur, 1994]), e agregam duas malhas de realimentação vinculadas às curvas características $P-\omega$ e $Q-V$, (Chandorkar et al., 1994 e Tuladhar et al., 1997).

Como inovação, o controle proposto contém ainda uma terceira malha de realimentação inserida nas malhas convencionais, a qual implica uma correção de fase do inversor, mediante as variações de potência ativa. Apesar de inviável no controle de máquinas síncronas, onde existe inércia e a correspondente impossibilidade de saltos de fase; para os inversores desprovidos de inércia mecânica, a implementação de tal malha é perfeitamente viável, obviamente implicando pequenos saltos de fase, os quais não comprometem a forma de onda da tensão de saída do inversor.

O presente estudo integra ainda a modelagem para pequenos sinais do controlador proposto visando analisar o impacto da tal malha no amortecimento e conseqüentemente na estabilidade do sistema. Pretende-se ainda, baseado no modelo proposto, mostrar a correlação dos parâmetros do controlador com a resposta dinâmica do sistema, utilizando-se gráficos do lugar geométrico dos pólos.

1.7 Conclusões

Nesse capítulo inicial foram apresentadas as principais características das tecnologias aplicadas aos Sistemas de Energia Ininterrupta (*Uninterruptible Power System – UPS*),

especificamente falando dos chamados sistemas distribuídos, que por serem mais flexíveis, aumentam a confiabilidade no fornecimento de energia às cargas críticas.

Também foi feita uma descrição sucinta dos principais componentes de uma UPS, entre eles retificadores e inversores, citando-se suas principais características e princípios de funcionamento. A técnica de modulação por largura de pulso (*PWM*) também foi citada, sendo que a mesma é utilizada para se gerar os pulsos de disparo das chaves do inversor nas principais topologias de sistemas UPS individuais e distribuídos, [Rashid, 1995]. As principais vantagens e desvantagens das diferentes topologias de Sistemas UPS distribuídos, também foram abordadas em função da aplicabilidade das mesmas.

Neste capítulo também foram apresentadas algumas filosofias de controle do paralelismo de UPS com a rede elétrica. Entre as várias técnicas descritas, aquelas que não utilizam interconexão no controle ([Chiang et al., 2001], [Guerrero et al., 2004] e [Martins, M. P., 2004]), se apresentam como adequadas para essa função, pois além de aumentar a robustez do sistema, também reduzem o custo de implantação dos controladores, haja visto que nenhuma interface de comunicação, bem como o cabeamento para o trânsito dos sinais de controle, se faz necessário.

Observa-se também que os controladores de sistemas UPS distribuídos que não utilizam interconexão, sempre utilizam as curvas $P-\omega$ e $Q-V$, derivadas da teoria de sistemas de potência – SEP, ([Kundur, 1994]), e que foram aplicadas pela primeira vez no paralelismo de inversores com a rede, por [Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994].

É importante salientar que apesar da analogia com SEP, os sistemas UPS distribuídos citados no Capítulo 1 possuem uma dinâmica muito mais rápida do que a das máquinas

síncronas utilizadas para a geração de energia. Sendo assim, a proposta do presente trabalho que utiliza a realimentação da variação ângulo de carga da referência $\Delta\delta$, torna-se viável, pois qualquer variação desse ângulo imposto pelo controle não causará maiores danos ao sistema, uma vez que não existe inércia no sistema inversor-rede, ou seja o inversor pode saltar de fase, instantaneamente se o sistema de controle assim o determinar.

Existe um compromisso entre o valor da inclinação das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ ([Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994]), e a velocidade da resposta dinâmica do controle às oscilações tanto de potência ativa como de reativa. Quanto maior a inclinação dessas curvas, menor é o tempo de resposta do controle, porém a amplitude das oscilações tende a aumentar. O presente trabalho propõe um controlador com o intuito de melhorar o desempenho dinâmico do sistema comparado a outras técnicas de controle mostradas neste capítulo.

Com relação aos sistemas UPS distribuídos que utilizam interconexão no controle, os mesmos também não podem ser descartados nesse nicho de aplicação, uma vez que eles também possuem suas vantagens, tais como as apresentadas por [Martins, A. P. et al., 1998]. Em seu trabalho, um controlador do tipo *fuzzy* é utilizado no paralelismo de um sistema UPS distribuído com duas unidades. [Martins, A. P. et al., 1998], ainda afirma que o desempenho desses controladores é melhorado com o aumento do número de unidades em operação, uma vez que a lógica *fuzzy*, é extremamente adequada no controle de sistemas *MIMO* (Sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas) e que possuem um alto grau de não-linearidade.

Outro tipo de controle que usa interconexão em sistemas UPS distribuídos, que foi abordado no presente Capítulo foi o trabalho de [Xinchun et al., 2002], onde os valores

máximo e mínimo da potência reativa medidos em cada unidade em um sistema UPS distribuído, são comparados com a média de todas as unidades e posteriormente compensados através de um controlador proporcional-integral (*PI*), visando a distribuição eqüitativa das correntes entre as unidades. A distribuição da potência ativa entre as unidades, também se faz de maneira uniforme, utilizando-se para isso uma malha digital PLL que assegura erro de fase desprezível entre as unidades, fazendo com que esse tipo de instalação opere de forma mais eficiente.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE TEÓRICA DO CONTROLADOR PROPOSTO

2.1 Introdução

Na Seção 1.6 do capítulo precedente, foi apresentada a proposta do controlador objeto de estudo e análise do presente trabalho, onde uma descrição básica do seu funcionamento foi relatada. No capítulo presente, um estudo teórico mais aprofundado do controlador propriamente dito, bem como o uso da análise de estabilidade para pequenos sinais é descrita.

A análise para pequenos sinais utilizada em Sistemas Elétricos de Potência - SEP, visa a garantir a estabilidade do sistema (geradores-linhas de transmissão–cargas), diante de pequenas perturbações em torno de um ponto de equilíbrio. Assim como em SEP, essa mesma análise aplicada ao paralelismo de inversores com a rede elétrica, objetiva a assegurar a estabilidade das unidades UPS, face a pequenas perturbações que o sistema de controle possa detectar e compensar.

A ferramenta de análise para pequenas variações foi escolhida, pelo fato de que um sistema UPS distribuído é tipicamente um Sistema Elétrico de Potência em escala menor, ou seja, seu comportamento é semelhante ao de um SEP, porém as constantes de tempo envolvidas na sua dinâmica são bem menores.

Segundo [Kundur, 1994], a estabilidade para pequenos sinais por definição, é a capacidade que um SEP tem de manter o sincronismo, quando sujeito à pequenas perturbações. Isto quer dizer que todas as máquinas pertencentes àquele SEP, retornariam ao regime

permanente em que se encontravam anteriormente, independente das mesmas sofrerem pequenas variações nos seus respectivos ângulos de carga, em torno de um ponto de equilíbrio. Obviamente, a estabilidade de um SEP não é garantida apenas diante de pequenas perturbações, sendo necessária também, uma análise mais complexa para grandes perturbações.

Entretanto, essa ferramenta de grande utilidade nos sistemas de controle em SEP, também pode ser aplicada no paralelismo de inversores com a rede. Para tal, deve-se considerar que a rede elétrica no ponto de conexão com a *UPS*, é um barramento infinito, ou seja, independente das variações solicitadas pelas cargas tanto de potência ativa, como de reativa, a magnitude da tensão bem como sua frequência permanecerão inalteradas. Nas seções seguintes serão descritas a análise para pequenos sinais aplicada em SEP e também o modelo proposto para o controle do paralelismo do inversor com a rede elétrica.

2.2 Análise da estabilidade para pequenos sinais de geradores síncronos conectados a uma barra infinita

Um dos problemas que afetam a estabilidade dinâmica de um SEP, são as oscilações eletromecânicas dos geradores, pois haja visto que todo o sistema está interligado, todas as máquinas conectadas em paralelo sofrem esse efeito em um grau maior ou menor, independente da distância entre elas. Entre esses efeitos está a perda de sincronismo das máquinas do sistema, o que pode levar à retirada de uma ou mais máquinas do SEP, levando ao colapso do mesmo. A descrição matemática da dinâmica do rotor de uma máquina síncrona segue a segunda Lei de Newton para corpos girantes, que afirma que o torque de aceleração é igual ao

produto do momento de inércia pela aceleração angular. A equação abaixo descreve esse comportamento:

$$J \cdot \frac{d^2\theta_m}{dt^2} = Ta = Tm - Te \quad (2.1)$$

onde:

J = momento de inércia das massas girantes (kg.s);

θ_m = posição angular do rotor com respeito à referência fixa (rad);

Ta = torque acelerante (N.m);

Tm = torque de acionamento da turbina;

Te = torque elétrico frenante;

Quando não existe aumento ou redução na demanda de potência das máquinas pelo SEP, diz-se que a mesma está em equilíbrio, não sofrendo portanto nenhuma variação na sua velocidade síncrona. Sendo assim, o torque acelerante Ta é nulo, resultando em velocidade angular do rotor constante,

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{ms} = cte \quad (2.2)$$

onde ω_{ms} corresponde à velocidade síncrona da máquina.

Considerando-se um referencial girante, isto é, síncrono, para o estudo da dinâmica do rotor, a posição angular absoluta é expressa por:

$$\theta_m = \omega_{ms} \cdot t + \delta_m \quad (2.3)$$

onde:

δ_m = posição angular do rotor com relação à referência síncrona.

Derivando-se a equação (2.3) duas vezes, tem-se:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{ms} + \frac{d\delta_m}{dt} \quad (2.4)$$

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{d^2\delta_m}{dt^2} \quad (2.5)$$

Sendo assim, pode-se afirmar que a equação do torque acelerante, também pode ser expressa em função do referencial síncrono, resultando em:

$$J \cdot \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = Ta = Tm - Te \quad (2.6)$$

Já que a potência é definida como torque vezes velocidade, pode-se reescrever a equação acima como:

$$J \cdot \omega_m \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = Pa = Pm - Pe \quad (2.7)$$

onde:

$J\omega_m$ = momento angular na velocidade síncrona;

Pm = potência mecânica da turbina;

Pe = potência elétrica no entreferro do gerador.

Definindo M como a constante de inércia do gerador, e considerando-se que a velocidade angular ou frequência da rede ω_m , varia muito pouco na prática, seu valor é igual ao produto $J\omega_m$, e a equação (2.7), torna-se:

$$M \cdot \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = Pa = Pm - Pe \quad (2.8)$$

Um dado bastante utilizado na prática, para se definir a capacidade de uma máquina de interagir com as oscilações da demanda de potência ativa das cargas, é a constante H , que é definida como sendo a razão entre a energia cinética armazenada na velocidade síncrona em Mega-Joules (MJ) pela potência nominal da máquina em MVA.

Onde:

$$H = \frac{\frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega_{ms}^2}{S_{máq}} \quad (2.9)$$

Aplicando-se a equação (2.9) na equação (2.7), fica:

$$\frac{2H}{\omega_{ms}} \cdot \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = \frac{Pa}{S_{máq}} = \frac{Pm - Pe}{S_{máq}} \quad [\text{p.u.}] \quad (2.10)$$

Dividindo-se o segundo membro da equação (2.10) por $S_{máq}$, tem-se a equação da variação da potência da máquina durante os transitórios na velocidade síncrona elétrica da máquina.

Assim sendo, tem-se:

$$\frac{2H}{\omega_s} \cdot \frac{d^2 \delta}{dt^2} = Pm - Pe \quad [\text{p.u.}] \quad (2.11)$$

onde:

ω_s = velocidade síncrona elétrica [rad/s];

δ = ângulo elétrico de carga da máquina [rad].

Fazendo-se a análise para a frequência angular da máquina, as equações ficam:

$$\frac{2H}{\omega_s} \cdot \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e \quad [\text{p.u.}] \quad (2.12)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s \quad [\text{rad/s}] \quad (2.13)$$

No domínio da frequência, as equações (2.12) e (2.13), podem ser representadas por:

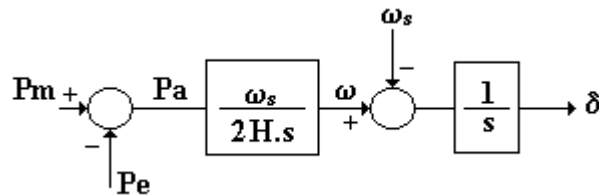


Fig. 2.1 Diagrama de blocos representando a determinação do ângulo delta através da variação da potência ativa.

Quando em equilíbrio, $P_a = 0$ e $\omega = \omega_s$, portanto o ângulo de carga δ é constante.

Linearizando-se as equações (2.12) e (2.13) em torno do ponto de equilíbrio, tem-se:

$$\frac{2H}{\omega_s} \cdot \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta P_m - \Delta P_e \quad [\text{p.u.}] \quad (2.14)$$

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \Delta\omega \quad [\text{rad/s}] \quad (2.15)$$

E o diagrama de blocos da Fig. 2.1 modificado torna-se:

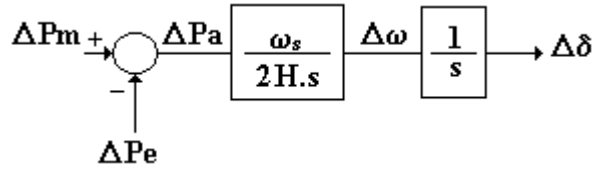


Fig. 2.2 Diagrama de blocos do cálculo da variação do ângulo de carga em torno do ponto de equilíbrio (equações linearizadas).

Considerando-se condições transitórias, uma máquina síncrona de pólos lisos possui a reatância transitória de eixo direto $X'd$ igual à reatância transitória do eixo em quadratura $X'q$. Se essa mesma máquina for conectada a uma barra infinita através de uma linha de transmissão de impedância X (Fig. 2.3), tem-se a equação da transmissão de potência ativa em uma linha dada por:

$$P_e = \frac{E.V.\text{sen } \delta}{X_t} \quad (2.16)$$

onde:

$$X_t = X'd + X \quad (2.17)$$

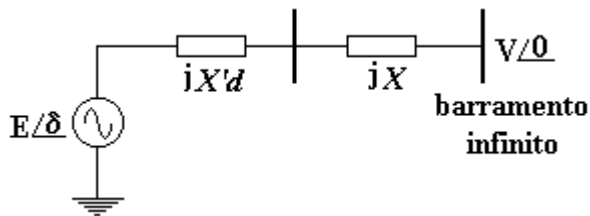


Fig. 2.3 Máquina síncrona ligada a barramento infinito.

é a impedância total entre o gerador e o barramento infinito. Considerando-se apenas pequenas variações de velocidade angular em torno do ponto de equilíbrio, a potência ativa é igual ao conjugado no eixo por unidade. Assim tem-se:

$$T_e = P = \frac{E.V.\text{sen } \delta}{X_t} \quad (2.18)$$

Como pode ser visto, a potência gerada P é função explícita do ângulo de carga δ , mas entretanto, é sabido que a carga também depende da frequência da rede. Considerando-se a tensão no barramento infinito constante, a equação da variação da potência ativa ΔP , é então linearizada em torno do ponto de equilíbrio $\delta = \delta_o$:

$$\Delta P = \Delta T_e = \frac{\partial T_e}{\partial \delta} \Delta \delta = \frac{E.V. \cos \delta_o}{X_t} \cdot \Delta \delta$$

(2.19)

Segundo [Kundur, 1994], a equação que descreve o comportamento dinâmico da máquina síncrona é:

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (T_m - T_e - k_D \cdot \Delta\omega) \quad (2.20)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_o \cdot \Delta\omega \quad (2.21)$$

Já que a variação da potência ativa é igual ao torque eletromagnético no eixo (Eq. 2.18), considerando-se pequenas variações da velocidade angular em torno do valor nominal ω_o , pode-se afirmar que:

$$\Delta P_e = k_S \cdot \Delta \delta + k_D \cdot \Delta \omega \quad (2.22)$$

Dessa forma, pode-se linearizar a equação (2.20) e substituir ΔT_e da equação (2.19), ficando:

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{1}{2H} \cdot (\Delta T_m - k_S \cdot \Delta \delta - k_D \cdot \Delta \omega) \quad (2.23)$$

onde:

k_S - coeficiente sincronizante ($\partial P/\partial \delta$);

k_D - coeficiente de amortecimento ($\partial P/\partial \omega$);

H - constante de inércia da máquina (MJ/MVA).

Na equação (2.23), k_S , que é o coeficiente sincronizante ([W/rad]), é igual à:

$$k_S = \frac{E.V.\cos\delta_o}{X_t} \quad (2.24)$$

O coeficiente k_D é o conjugado de amortecimento por unidade e sua unidade é [W/rad/s].

Finalmente, tomando a equação (2.21), e linearizando-a em torno do ponto $\omega = \omega_o$, tem-se:

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \omega_o.\Delta\omega \quad (2.25)$$

Substituindo a equação (2.25) na equação (2.23) e desenvolvendo, resulta em:

$$s^2\Delta\delta(s) + \frac{k_D}{2H}.s.\Delta\delta(s) + \frac{k_S}{2H}.\omega_o.\Delta\delta(s) = \frac{\omega_o}{2H}.\Delta Tm(s) \quad (2.26)$$

A equação (2.26) é a equação que representa o comportamento natural da máquina síncrona diante de transitórios, sendo também conhecida como equação *swing* da máquina. O diagrama de blocos da Fig. 2.4 traduz o efeito do equacionamento matemático do comportamento da máquina síncrona.

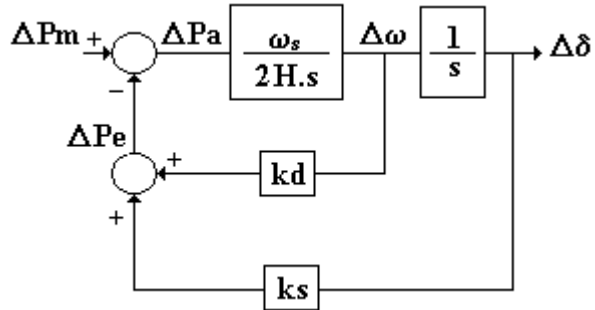


Fig. 2.4 Diagrama de blocos que representa o “swing” da máquina diante de transitórios.

Solucionando-se a equação (2.26) na sua forma homogênea, ou seja,

$$s^2 \Delta\delta(s) + \frac{k_D}{2H} \cdot s \cdot \Delta\delta(s) + \frac{k_S}{2H} \cdot \omega_o \cdot \Delta\delta(s) = 0 \quad (2.27)$$

Tem-se os autovalores da equação característica de segunda ordem, que descreve o comportamento do ângulo de carga ou ângulo de potência do sistema, para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio, $\delta = \delta_o$. Os parâmetros que descrevem o comportamento da máquina síncrona quanto a amplitude das oscilações e a frequência das mesmas são o fator de amortecimento ξ e a frequência natural não amortecida ω_n , dados por:

$$\omega_n = \sqrt{k_S \cdot \frac{\omega_o}{2H}} \quad (2.28)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_D}{2H\omega_n} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_D}{\sqrt{k_S \cdot 2H \cdot \omega_o}} \quad (2.29)$$

A expressão (2.27) torna-se então,

$$s^2 \cdot \Delta\delta(s) + 2\xi \cdot \omega_n \cdot s \cdot \Delta\delta(s) + \omega_n^2 \cdot \Delta\delta(s) = 0 \quad (2.30)$$

2.3 Análise da estabilidade para pequenos sinais de um inversor conectado a uma barra infinita utilizando-se o controle proposto

Como visto na seção anterior, o sistema de geração máquina-barramento infinito, possui uma dinâmica própria, que é regida pela equação linearizada não homogênea (2.26). Através da equação (2.31), percebe-se a dependência natural da potência fornecida Pe com a variação de velocidade da máquina,

$$\Delta Pe = k_s \cdot \Delta \delta + k_D \cdot \Delta \omega \quad (2.31)$$

ou seja, quanto mais potência é solicitada à máquina, maior é a queda da velocidade em relação ao seu valor nominal, se a potência mecânica fornecida pela máquina primária permanecer constante. Logicamente, o sistema de controle percebendo pequenas variações na potência ativa, em relação ao valor de regime, atua no sistema de acionamento da máquina primária, no sentido de corrigir esses desvios na frequência, trazendo-a novamente para o seu valor nominal. O mesmo também pode ser dito em relação à demanda de potência reativa, onde a variável a ser controlada nesse caso é a tensão terminal do gerador, cuja amplitude fornecerá maior ou menor quantidade de reativos ao sistema, dependendo da solicitação da carga. As equações (2.32) e (2.33), descrevem o comportamento de geradores síncronos acoplados ao sistema, quando da variação das potências ativa e reativa solicitadas pela carga, no caso, o barramento infinito. A Fig. 2.5 mostra as curvas de potência ativa e reativa características dos geradores síncronos, mostrando claramente a queda na velocidade do gerador, que se traduz na queda da frequência da tensão terminal, quando do aumento da demanda de potência ativa.

$$\omega = \omega_o - k_p \cdot (P - P_o) \quad (2.32)$$

$$E = E_o - k_v \cdot (Q - Q_o) \quad (2.33)$$

onde:

k_p inclinação negativa da característica $P - \omega$

k_v inclinação negativa da característica $Q - V$

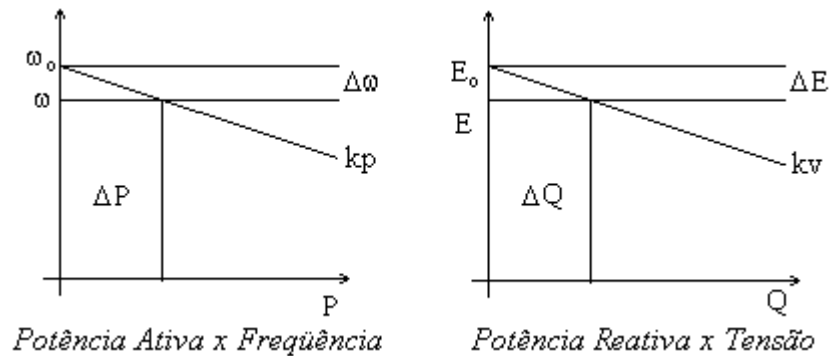


Fig. 2.5 Curvas de potências ativa versus frequência e potência reativa versus tensão.

O controlador do presente trabalho por sua vez, possui uma característica diferenciada em relação a outros trabalhos correlatos publicados na área. Por exemplo, o trabalho feito por [Coelho, 2000], utiliza um controlador baseado nas curvas características $P-\omega$ e $Q-V$, porém sem nenhuma realimentação adicional, cujo efeito maior, seria um amortecimento mais acentuado nas oscilações de potência ativa e reativa, diante de transitórios.

O trabalho feito por [Martins, M. P., 2004], que também faz uso dessas mesmas curvas, utiliza uma realimentação adicional na geração da tensão de referência. A variação da frequência da tensão de saída do inversor é acrescida à variação da curva $Q-V$. O resultado é que as oscilações da potência ativa são reduzidas e o sistema possui um tempo de resposta menor, porém com o efeito colateral do aumento ou *overshoot* da tensão de saída do inversor

devido à um aumento na amplitude da oscilação da potência reativa, como já citado na seção 1.5 do capítulo 1, ítem 1.5.2.3.

No presente trabalho a realimentação da tensão de referência é feita de forma indireta, utilizando-se a variação do próprio ângulo de carga $\Delta\delta$. Ao invés de se trabalhar diretamente com a curva $P-\omega$, a variação da frequência da onda da tensão de saída do inversor durante o transitório, é integrada e seu valor somado à derivada da variação de potência ativa vezes o ganho kd da malha de realimentação adicional, definido pelas equações (2.34) e (2.35). A Fig. 2.6 descreve a realimentação do sistema de controle através do seu diagrama de blocos.

$$kd = \frac{\Delta\delta}{\Delta P} \quad (2.34)$$

$$\delta = \delta_o - kd.(P - P_o) \quad (2.35)$$

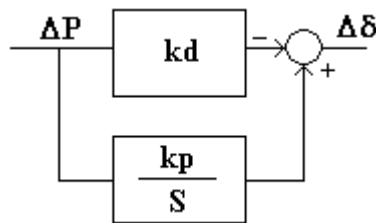


Fig. 2.6 - Diagrama de blocos da realimentação do sistema de controle proposto.

O resultado é que a variação do ângulo de carga $\Delta\delta$, é realimentada utilizando-se a própria variação da potência ativa, ΔP , fazendo com que as possíveis oscilações, fiquem atenuadas independente do regime de carga solicitado pelo barramento infinito. Por outro lado, o efeito colateral verificado por [Martins, M. P., 2004], do *overshoot* na tensão de saída do inversor, não foi observado, devido ao fato da realimentação atuar diretamente na fase da

tensão de referência e não na sua amplitude. Com isso obteve-se um avanço no controle da injeção de potências ativa e reativa na rede, utilizando-se a malha de realimentação definida pela equação (2.34).

A seguir é feita uma descrição do modelo matemático do controlador aplicado ao controle do fluxo de potência ativa e reativa de uma *UPS* conectada em paralelo com a rede elétrica.

2.4 Descrição matemática do modelo proposto

O modelo matemático de uma linha de transmissão curta hipotética de reatância X , considerando-se a linha ideal, se traduz em duas equações não lineares, que representam o fluxo de potência ativa e reativa através da mesma. A Fig. 2.7 mostra a linha de transmissão entre duas barras, barra 1, fonte e barra 2, carga. As equações propriamente ditas são definidas por:

$$P = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot (R \cdot E^2 - R \cdot E \cdot V \cdot \cos \delta + X \cdot E \cdot V \cdot \sin \delta) \quad (2.36)$$

$$Q = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot (X \cdot E^2 - X \cdot E \cdot V \cdot \cos \delta - R \cdot E \cdot V \cdot \sin \delta) \quad (2.37)$$

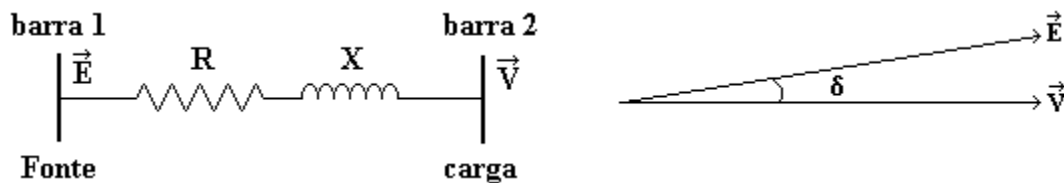


Fig. 2.7 Modelo de uma linha de transmissão curta real com diagrama de fasores de tensão.

Seguindo a mesma orientação da malha de realimentação da variação do ângulo de potência $\Delta\delta$, descrita na seção anterior, pode-se linearizar as equações (2.36) e (2.37) da seguinte forma:

$$\Delta\delta = \frac{\partial\delta}{\partial P}.\Delta P \quad (2.38)$$

$$\Delta E = \frac{\partial E}{\partial Q}.\Delta Q \quad (2.39)$$

$$\Delta P = \frac{\partial P}{\partial E}.\Delta E + \frac{\partial P}{\partial\delta}.\Delta\delta \quad (2.40)$$

$$\Delta Q = \frac{\partial Q}{\partial E}.\Delta E + \frac{\partial Q}{\partial\delta}.\Delta\delta \quad (2.41)$$

onde Δ representa a variação das grandezas em questão em torno do ponto de equilíbrio (δ_e , E_e , V_e).

Fazendo as substituições das equações (2.36) e (2.37) nas equações (2.40) e (2.41) respectivamente, e calculando-se as derivadas parciais, obtém-se o seguinte conjunto de equações que descrevem o comportamento do sistema diante de pequenos desvios em torno do ponto de equilíbrio, com a atuação do controlador proposto:

$$\Delta\delta = -kd.\Delta P + \int \Delta\omega.dt \quad (2.42)$$

$$\omega - \omega_o = -kp.\Delta P \quad (2.43)$$

Sendo assim, a expressão para a variação do ângulo de carga fica:

$$\Delta\delta(s) = -kd.\Delta P + \frac{kp.\Delta P}{s} \quad (2.44)$$

E as demais equações são dadas por:

$$\Delta E = -kv.\Delta Q \quad (2.45)$$

$$\Delta P = k_{pe}.\Delta E + k_{pd}.\Delta\delta \quad (2.46)$$

$$\Delta Q = k_{qe}.\Delta E + k_{qd}.\Delta\delta \quad (2.47)$$

Onde:

$$k_{pe} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot (2.R.E_e - R.V_e + X.V_e.\text{sen } \delta_e) \quad (2.48)$$

$$k_{pd} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot (R.E_e.V_e.\text{sen } \delta_e + X.E_e.V_e.\text{cos } \delta_e) \quad (2.49)$$

$$k_{qe} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot (2.X.E_e - X.V_e.\text{cos } \delta_e - R.V_e.\text{sen } \delta_e) \quad (2.50)$$

$$k_{qd} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot (X.E_e.V_e.\text{sen } \delta_e - R.E_e.V_e.\text{cos } \delta_e) \quad (2.51)$$

São as derivadas parciais das potências ativa e reativa em relação à tensão de saída do inversor E e ao ângulo de carga δ_e .

O grande “gargalo” do sistema de controle são os filtros de medição das potências ativa e reativa, [Coelho, 2000]. Como esses filtros que são do tipo passa-baixa, estão sintonizados numa frequência reduzida, o tempo de resposta do controlador, fica limitado. Entretanto, como já foi afirmado por [Coelho, 2000] em seu trabalho, a presença desses filtros é fundamental no

processo do controle do paralelismo da *UPS* com a rede, justamente para que a tensão de referência, não fique “mascarada” pelo efeito das harmônicas e nem sofra desvio de frequência em relação ao valor nominal do SEP, no caso 60 Hz. Sendo assim, verificada a necessidade da inserção dos filtros passa-baixa de primeira ordem necessários à medição das potências, e denominando-se o valor dos mesmos por ω_f , o cálculo da variação das potências ativa e reativa médias, em torno do ponto de equilíbrio fica:

$$\Delta P_{méd}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \cdot \Delta P(s) \quad (2.52)$$

$$\Delta Q_{méd}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \cdot \Delta Q(s) \quad (2.53)$$

E as equações (2.52) e (2.53) com a inserção dos filtros passa-baixas se tornam:

$$\Delta \delta(s) = \frac{-kd \cdot \Delta P(s) \cdot \omega_f}{s + \omega_f} - \frac{kp \cdot \Delta P(s) \cdot \omega_f}{s \cdot (s + \omega_f)} \quad (2.54)$$

$$\Delta E(s) = -kv \cdot \Delta Q(s) \cdot \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (2.55)$$

Desenvolvendo-se o conjunto de equações (2.52) a (2.55), e considerando-se os coeficientes k_{pe} , k_{pd} , k_{qe} e k_{qd} descritos nas equações (2.48) a (2.51), substitui-se a equação (2.47) na equação (2.55), ficando:

$$\Delta E(s) = -kv \cdot [k_{qe} \cdot \Delta E(s) + k_{qd} \cdot \Delta \delta(s)] \cdot \frac{\omega_f}{s + \omega_f}$$

E desenvolvendo-se a expressão acima, tem-se:

$$\Delta E(s) = -\frac{kv.k_{qd}.\omega_f.\Delta\delta(s)}{s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe})} \quad (2.56)$$

Fazendo agora, a substituição da equação (2.56) na equação (2.46), vem:

$$\Delta P(s) = k_{pe} \cdot \left(-\frac{kv.k_{qd}.\omega_f}{s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe})} \right) \Delta\delta(s) + \frac{k_{pd} \cdot (s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe}))}{s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe})} \Delta\delta(s)$$

Cujo desenvolvimento gera:

$$\Delta P(s) = \left[\frac{-kv.k_{pe}.k_{qd}.\omega_f + k_{pd} \cdot (s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe}))}{s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe})} \right] \Delta\delta(s) \quad (2.57)$$

Finalmente, substituindo-se a equação (2.57) na equação (2.54), obtem-se:

$$\Delta\delta(s) = \frac{-kd.\omega_f.s}{s.(s + \omega_f)} \left[\frac{-kv.k_{pe}.k_{qd}.\omega_f + k_{pd} \cdot (s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe}))}{s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe})} \right] \Delta\delta(s) - \frac{kp.\omega_f}{s.(s + \omega_f)} \left[\frac{-kv.k_{pe}.k_{qd}.\omega_f + k_{pd} \cdot (s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe}))}{s + \omega_f.(1 + kv.k_{qe})} \right] \Delta\delta(s) \quad (2.58)$$

Cujo desenvolvimento, gera a equação diferencial linearizada homogênea abaixo, que descreve o comportamento da variação do ângulo de potência δ para pequenos desvios em torno do ponto de equilíbrio (δ_e, E_e, V_e):

$$s^3.\Delta\delta(s) + a.s^2.\Delta\delta(s) + b.s.\Delta\delta(s) + c.\Delta\delta(s) = 0 \quad (2.59)$$

onde, os coeficientes a, b e c são dados por:

$$a = (\omega_f(2 + kv.k_{qe}) + kd.\omega_f.k_{pd})$$

$$b = (\omega_f^2.(1 + kv.k_{qe}) + kp.\omega_f.k_{pd} - kd.kv.k_{pe}.k_{qd}.\omega_f^2 + kd.\omega_f^2.k_{pd}.(1 + kv.k_{qe}))$$

$$c = kp.\omega_f^2.(k_{pd}.(1 + kv.k_{qe}) - kv.k_{pe}.k_{qd})$$

A equação homogênea (2.59) por sua vez, é a base para a determinação dos pólos ou autovalores do sistema inversor conectado em paralelo com a rede, equação (2.60). Esses autovalores definirão como o ângulo de carga do inversor irá se comportar, diante de transitórios, ou seja, com que frequência e amplitude irá oscilar para pequenos desvios em torno do valor de regime (ou de equilíbrio). Uma análise mais complexa do cálculo dos autovalores do sistema em função de variações paramétricas, tais como as inclinações das curvas $P-\omega$ e $Q-V$, valor da indutância da linha de transmissão, dentre outras, será feita posteriormente no capítulo seguinte, com o objetivo de comprovar a estabilidade do sistema, mesmo diante de tais contingências.

$$\lambda^3 + a.\lambda^2 + b.\lambda + c = 0 \quad (2.60)$$

2.5 Conclusões

Nesse capítulo, procurou-se descrever o controlador proposto no presente trabalho, utilizando-se para tal a ferramenta matemática de análise para pequenos sinais. O modelo do controlador foi baseado nas curvas características $P-\omega$ e $Q-V$, muito utilizadas em SEP [Kundur, 1994], para controle do fornecimento de potência ativa e reativa pelos geradores síncronos conectados em paralelo ao longo do sistema.

Para tal, o próprio modelo dos geradores para pequenos sinais também foi analisado, permitindo assim uma analogia com os sistemas UPS distribuídos que fazem uso das curvas $P-$

ω e $Q-V$ ([Tuladhar, 1997] e [Chandorkar, 1994]), no controle do fornecimento ou absorção de potências ativa e reativa ao sistema elétrico, através do paralelismo de inversores com a rede. Uma descrição matemática do modelo também foi apresentada, com o objetivo de se apresentar a malha de realimentação adicional $\Delta\delta/\Delta P$, inserida na malha de controle convencional.

O comportamento dinâmico do sistema é descrito pela equação característica linearizada homogênea (2.60), desenvolvida a partir das características do controle proposto. Seus pólos mostram os efeitos que o controle proposto exerce no sistema, seja no amortecimento, seja na frequência natural de oscilação do mesmo.

Os resultados de simulação do Pspice mais os resultados numéricos dessa análise, mostrando as variações do ângulo de carga ($\Delta\delta$), do desvio de frequência ($\Delta\omega$) e das potências ativa (ΔP) e reativa (ΔQ) durante o período transitório bem como os gráficos do lugar das raízes diante de variações paramétricas do modelo implementado no MATLAB[®], serão vistos no capítulo subsequente.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação que vêm confirmar a análise teórica feita na seção anterior. São apresentados dois exemplos com as mesmas características, porém um dos mesmos utiliza a realimentação da variação da potência ativa aplicada à variação de fase da tensão de referência do inversor, quando esse é conectado em paralelo com a rede elétrica ($\Delta\delta/\Delta P$). Todos os parâmetros utilizados nas simulações foram também usados na implementação do protótipo cuja descrição detalhada e resultados experimentais serão feitos no Capítulo 4. Os modelos utilizados para efeito de comparação, foram implementados no simulador de circuitos PSpice e em um programa feito no MATLAB[®].

3.2 Resultados de Simulação

3.2.1 Exemplo I

Considerando o sistema inversor em paralelo com a rede mostrado na Fig. 3.1, e observando que o mesmo se comporta como uma fonte de tensão ideal, ou seja, a tensão de saída segue o valor de referência praticamente de forma instantânea, define-se os seguintes

parâmetros de simulação, tais como impedância da linha de conexão à rede, frequência de corte do filtro de medição das potências ativa e reativa, a inclinação das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ e o ponto de equilíbrio (δ_e, E_e, V_e), que é obtido através de um programa de fluxo de carga feito no Matlab[→]. Os parâmetros que o sistema deve operar são apresentados na Tabela 3.1.

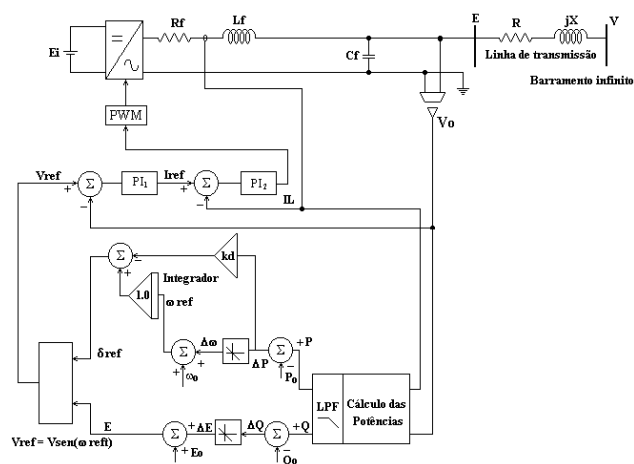


Fig. 3.1 Inversor conectado à rede com a malha de controle proposta.

Tabela 3.1 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio.

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	0,5 + j3,44	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta/\Delta P$ (kd)	0	rd/W
Potência aparente na rede	500	VA
Potência aparente no inversor	511,69 + j80,39	VA
Tensão na rede (V)	103,4	V(rms)
Tensão no inversor (E)	107,11	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1558	rd

O sistema foi calibrado de tal forma a injetar 500 W de potência ativa na rede e nenhuma potência reativa, ou seja, 0 Var. A tensão de saída do inversor nessa situação é de 107,11 V, sendo que a potência aparente que o mesmo está fornecendo à linha de transmissão, é de $511,69 + j80,39$. Essa diferença em relação ao que está sendo entregue para a rede, é exatamente o que a linha de transmissão está consumindo tanto de ativo 11,69 W, como de reativo, 80,39 Var. Observa-se uma queda de tensão devido à impedância da linha, cuja tensão no ponto de conexão com a rede elétrica equivale a 103,4 V. No exemplo em questão, a realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ não está sendo utilizada, por isso é importante observar o comportamento do sistema nessa condição, para se poder avaliar o desempenho do sistema com e sem a malha de realimentação. Para isso, é necessário calcular os autovalores da equação (2.60), nas condições preestabelecidas da Tabela 3.1. Utilizando-se um programa específico do Matlab para a resolução da equação (2.60), chega-se aos seguintes resultados:

$$\lambda_1 = -3,7736 + j15,0363 \quad (3.1)$$

$$\lambda_2 = -3,7736 - j15,0363 \quad (3.2)$$

$$\lambda_3 = -9,8897 \quad (3.3)$$

Analisando-se os pólos da equação característica do sistema (2.60) mostrados acima, observa-se que sua resposta é do tipo oscilatória amortecida, sendo que a oscilação é devida à parte imaginária dos autovalores λ_1 e λ_2 , e o amortecimento existe devido à parte real ser negativa para os três autovalores. A Fig. 3.2 mostra a resposta de fase do sistema, quando o

mesmo é conectado à rede. Como as potências ativa e reativa são nulas, o ângulo de carga também começa nulo. A equação (3.4), descreve o seu comportamento:

$$\delta = \delta_{\text{Ponto Eq.}} + \Delta\delta \quad (3.4)$$

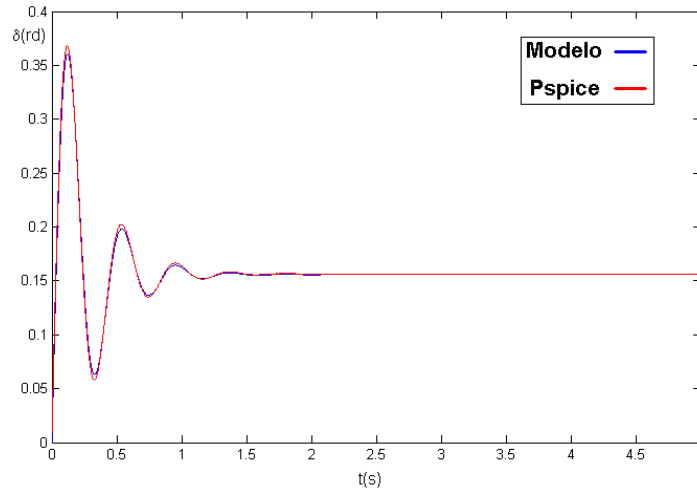


Fig. 3.2 Resposta do ângulo de fase do inversor sem a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta\Delta P$ ($kd = 0$).

A Fig. 3.3 apresenta as curvas de potência ativa e reativa sem a malha de realimentação $\Delta\delta\Delta P$. Observam-se as oscilações tanto na potência ativa, como na reativa, devido à característica sub-amortecida da resposta de fase do sistema inversor-rede, já prevista no cálculo dos autovalores nessas condições.

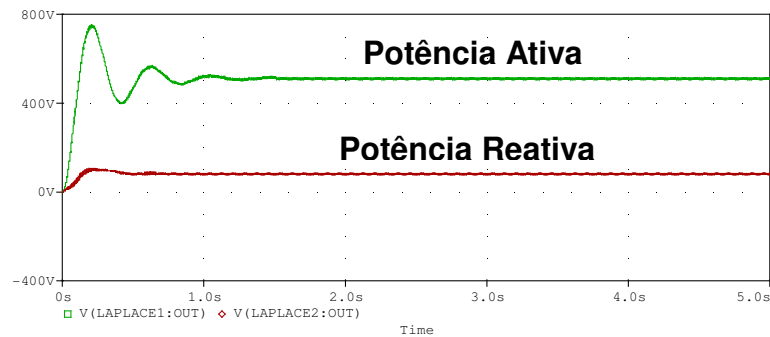
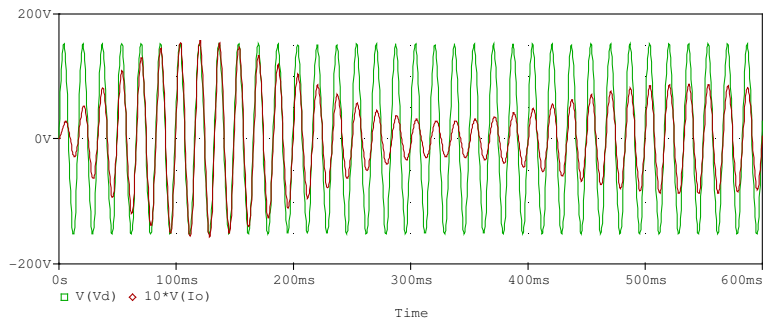
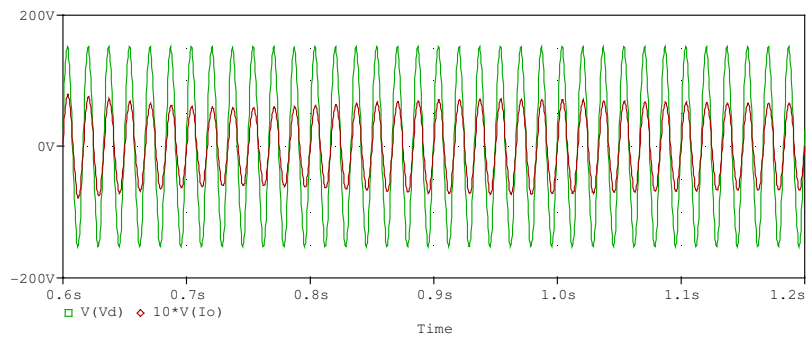


Fig. 3.3 Curvas das potências ativa e reativa sem a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta\Delta P$ ($kd = 0$).

As Figuras 3.4 (a) e (b) mostram as curvas de tensão e corrente de saída do inversor já filtradas, sem a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta\Delta P$ ($kd = 0$). Devido ao detalhamento do transitório, principalmente da curva de corrente, optou-se pela plotagem de dois quadros em seqüência da mesma simulação, objetivando melhor visualização das curvas.



(a)



(b)

Fig. 3.4 (a) e (b) Tensão e corrente de saída do inversor, sem a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta\Delta P$ ($kd = 0$).

A Figura 3.5 apresenta a resposta em frequência da tensão de saída do inversor, no momento em que ocorre a conexão com a rede elétrica. Percebe-se que a variação transitória da frequência, também ocorre de forma oscilatória, caracterizando o sistema como sub-amortecido.

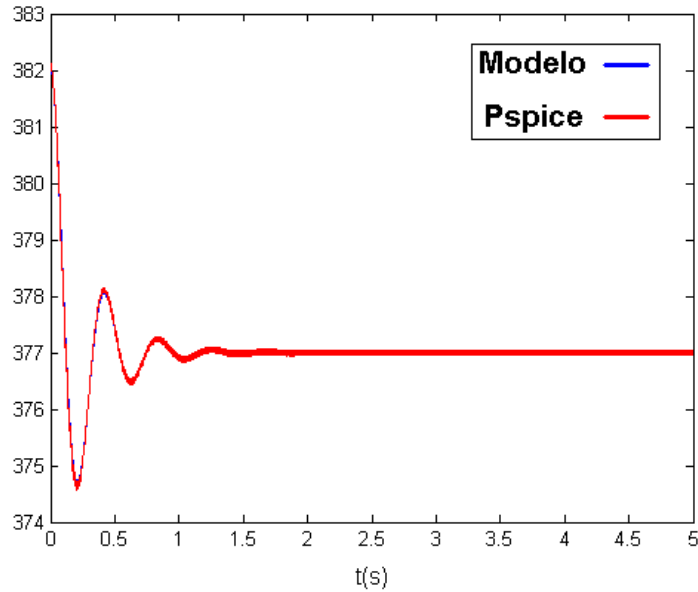


Fig. 3.5 Resposta de frequência da tensão de saída do inversor sem a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ ($kd = 0$).

3.2.2 Exemplo II

Considerando as mesmas condições e variáveis utilizadas no Exemplo I, tem-se agora os resultados de simulação do inversor da Fig 3.1 conectado em paralelo com a rede, porém agora a malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ é inserida no controle das malhas de potência. Como a dinâmica do inversor é bem mais rápida do que a das malhas de potência, pode-se novamente considerar o inversor como uma fonte ideal, respondendo a alterações na tensão de referência, quase que instantaneamente. A Tabela 3.2 apresenta os parâmetros utilizados nas simulações, cujas curvas serão apresentadas logo a seguir.

Tabela 3.2 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	0,5 + j3,44	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta/\Delta P$ (kd)	10e-4	rd/W
Potência aparente na rede	500	VA
Potência aparente no inversor	511,69 + j80,39	VA
Tensão na rede (V)	103,4	V(rms)
Tensão no inversor (E)	107,11	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1558	rd

Resolvendo a equação característica (2.60) para a nova condição, tem-se os seguintes autovalores para o sistema:

$$\lambda_1 = -18,8009 \quad (3.5)$$

$$\lambda_2 = -12,7745 \quad (3.6)$$

$$\lambda_3 = -9,8962 \quad (3.7)$$

Observa-se que para essa nova condição de operação, os pólos que descrevem o comportamento do sistema, possuem apenas a parte real negativa, o que caracteriza um sistema super amortecido, sem oscilação em torno do valor de regime. Comparativamente ao Exemplo

I, pode-se dizer que além da oscilação ter sido atenuada, o tempo de resposta para se atingir o regime permanente também foi reduzido. Todavia, é bom ressaltar que adotando-se um valor maior de inclinação para as curvas $P-\omega$ e $Q-V$, compromete-se de certa forma, tanto a regulação da tensão de saída, como o desvio de frequência em relação ao seu valor nominal. Porém, nenhum desses fatores, foi verificado *a priori*, de tal forma que compromettesse o desempenho satisfatório do sistema propriamente dito. A própria regulação de tensão foi mantida tanto em simulação como nos ensaios experimentais a serem apresentados no Capítulo 4. É observado também, que a própria rede possui desvios de frequência, sendo que o seu valor de tolerância se encontra na faixa $59,5 < f_o < 60,5$ Hz. A Figura 3.6 mostra as curvas da resposta de fase do inversor, quando o mesmo é conectado à rede, com o Modelo implementado no Matlab e a simulação feita no Pspice.

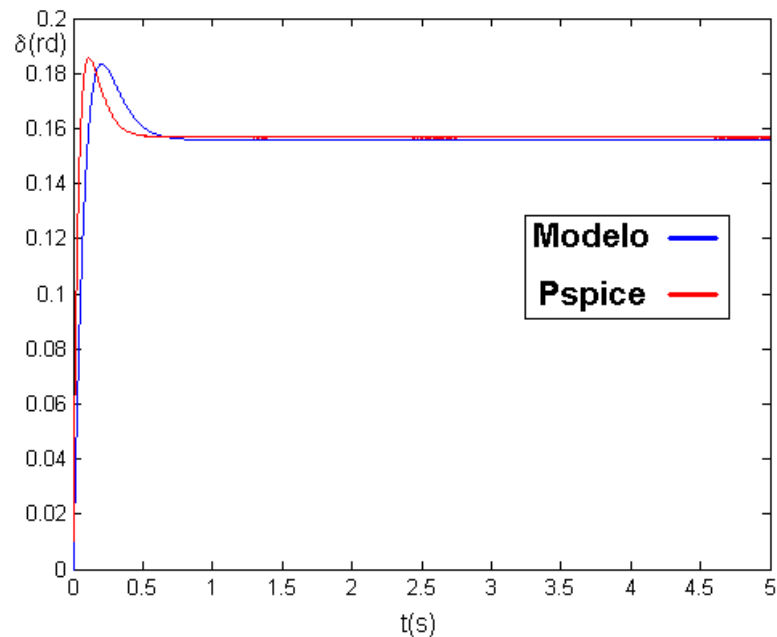


Fig. 3.6 Resposta do ângulo de fase do inversor com a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ ($kd = 10e-4$).

A Figura 3.7 apresenta as curvas de potência ativa e reativa, utilizando-se a malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$. Nota-se que as oscilações da potência ativa, observada no exemplo anterior, não estão presentes nessa situação, ou seja o controle obteve com sucesso a atenuação das variações de potência, sem produzir nenhum efeito colateral, reduzindo-se ainda o tempo de resposta de regime.

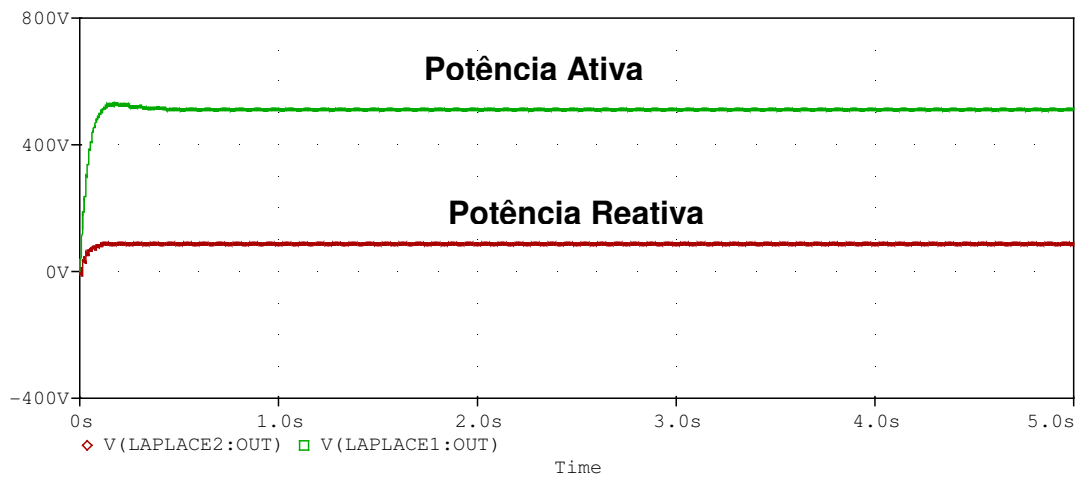
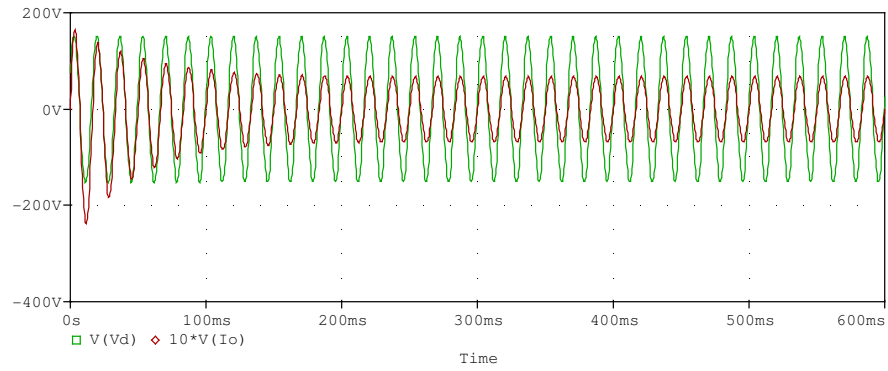
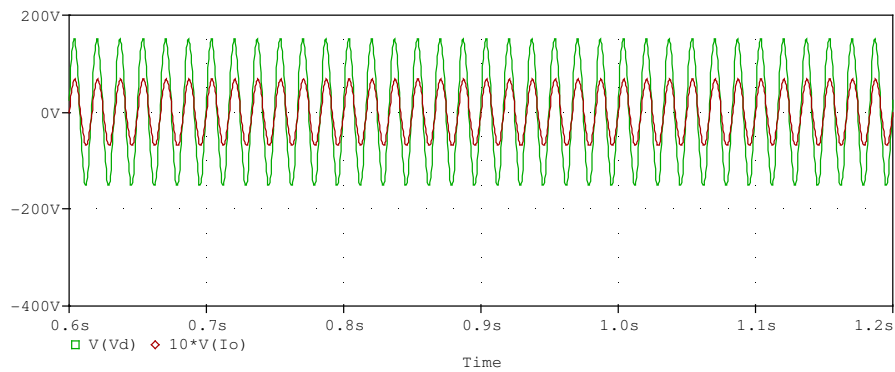


Fig.3.7 Curvas das potências ativa e reativa com a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ ($kd = 10e-4$).

A seguir são mostradas as curvas de tensão e corrente de saída do inversor com a inserção da malha de controle $\Delta\delta/\Delta P$ no controle do fluxo de potência. Observa-se que a tensão possui comportamento uniforme, independente da condição do transitório inicial das potências.



(a)



(b)

Fig. 3.8 a e b Tensão e corrente de saída do inversor, com a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ ($kd = 10e-4$).

A corrente de saída do inversor por sua vez, possui um transitório inicial, que é amortecido, não implicando em instabilidade para a operação do sistema. Apesar da existência do transitório na corrente, nenhum *overshoot* foi verificado na tensão de saída. Também foi observado que nenhum transitório mais acentuado foi verificado tanto na curva de potência ativa, como na de reativa. A Figura 3.9, mostra as curvas da variação da frequência da tensão de saída do inversor, durante o período transitório. Nota-se que as respostas dos modelos

obtidos do programa no MATLAB[®] e do modelo implementado no Pspice, são coerentes entre si e com a análise matemática, obtida com o cálculo dos pólos da Equação característica (2.59).

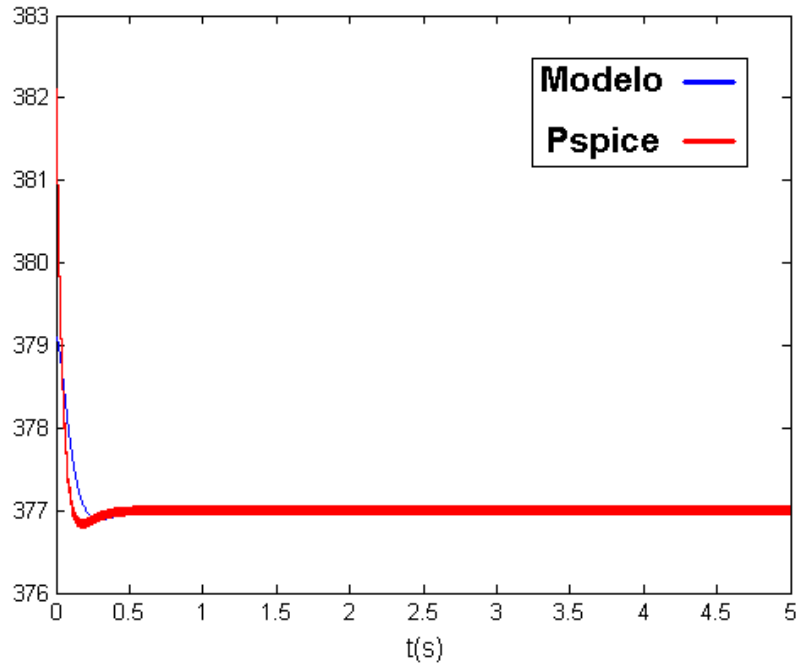


Fig. 3.9 Resposta de frequência da tensão de saída inversor com a utilização da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ ($kd = 10e-4$).

3.3 Análise da estabilidade do controlador diante das variações paramétricas

Será feita nesta seção, uma análise da variação dos parâmetros envolvidos no controle do paralelismo do inversor com a rede, visando garantir que mesmo diante de tais contingências, assegure ao sistema um desempenho satisfatório diante de pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio. A estabilidade do sistema será analisada, usando-se para isso o diagrama de *root locus* ou lugar das raízes, ferramenta matemática bastante aplicada em sistemas de controle.

3.3.1 Análise da variação de kd ($\Delta\delta/\Delta P$)

Nesta análise, o desempenho da malha de controle é avaliado através da variação do parâmetro kd . A Figura 3.10, mostra o desempenho do controlador à medida que o ganho da malha de realimentação kd vai sendo progressivamente aumentado desde zero (sem a malha de realimentação) até $kd = 10e-4$ (ganho máximo utilizado no controlador proposto).

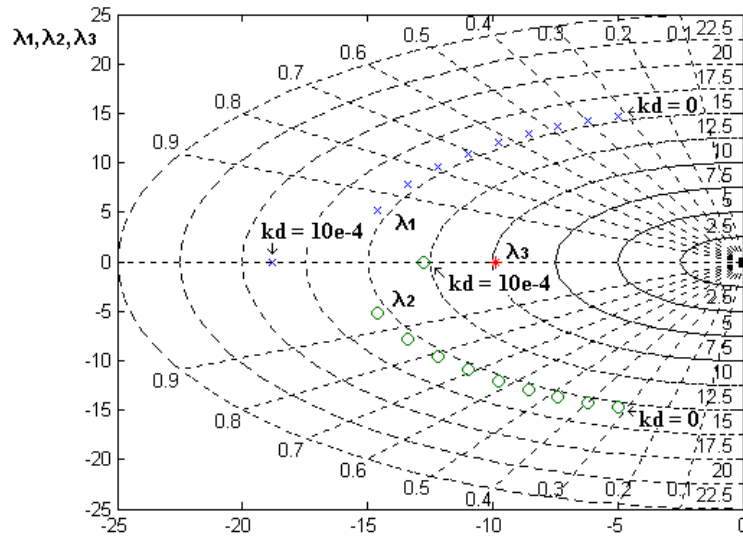


Fig. 3.10 Diagrama do lugar das raízes para $k_p = k_v = 0,01$ e kd variando de 0 a $10e-4$.

Considerando-se os pólos λ_1 e λ_2 , nota-se pelo gráfico do lugar das raízes da Fig. 3.10, que existe um acréscimo no amortecimento tanto em magnitude como na frequência de oscilação, em relação a ausência da malha de controle proposta. O pólo λ_3 por sua vez, não sofre alteração dentro da faixa de variação pré-fixada de kd . A análise pelo método do lugar das raízes, também permite afirmar que houve um ganho na margem de estabilidade do sistema na nova situação de controle, cujo resultado é a atenuação da oscilação das potências ativa e reativa, considerando-se o modelo linearizado, descrito nas Equações (2.38) a (2.51), do capítulo precedente.

3.3.2 Análise da variação das curvas $P-\omega(kp)$ e $Q-V(kv)$

A seguir são apresentados os efeitos das variações das inclinações das curvas $P-\omega$ e $Q-V$, aplicadas no controle de paralelismo de inversores inicialmente por [Tuladhar, 1994] e [Chandorkar, 1997], com a inserção da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$. Os gráficos do lugar das raízes dos autovalores da Equação (2.60) para uma variação de kp e kv na faixa de 0,0005 a 0,05 são mostrados e comparados com os gráficos sem a utilização da malha de realimentação do controle $\Delta\delta/\Delta P$, para a mesma faixa de variação desses parâmetros. O ponto ótimo de operação pode ser obtido variando-se todos os parâmetros, inclusive aqueles que ainda não forma citados e comparando-se a cada instante as partes real e imaginária dos autovalores. O ponto ótimo seria então obtido para aquela situação onde os autovalores possuíssem a maior parte real em módulo e a menor parte imaginária. As Figuras 3.11 a 3.14 mostram os resultados.

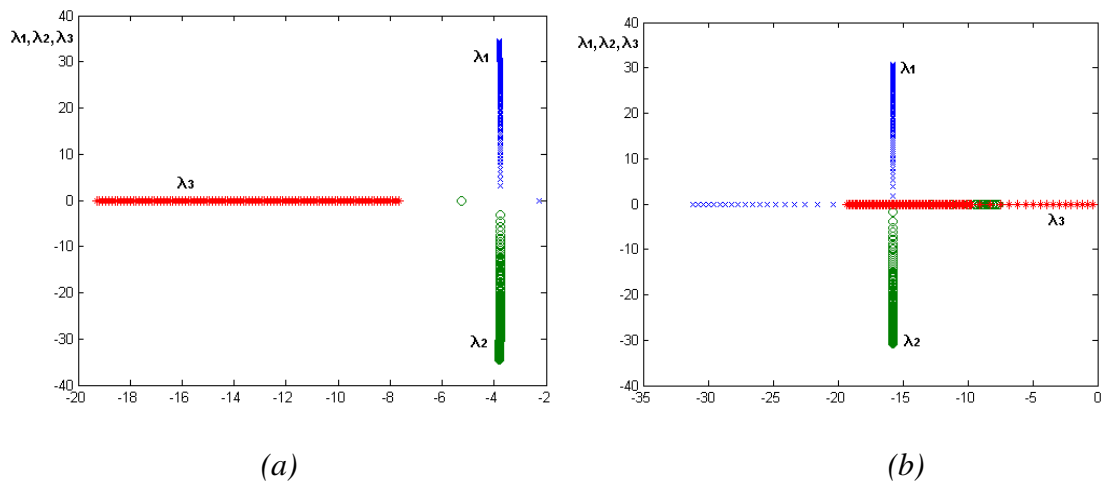


Fig. 3.11 Variação da inclinação kp e kv das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ na faixa de 0,0005 a 0,05 (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$.

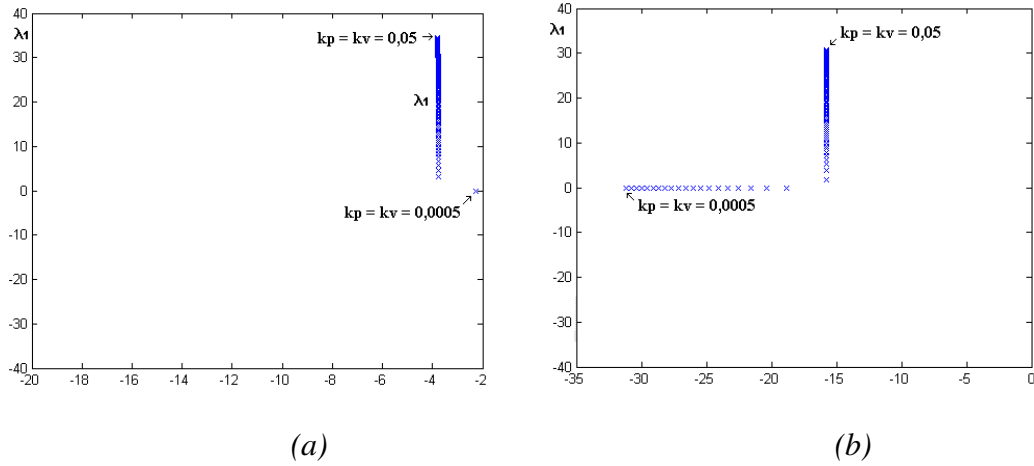


Fig. 3.12 Variação da inclinação k_p e k_v das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ na faixa de $0,0005$ a $0,05$ (a) $k_d = 0$ e (b) $k_d = 10e-4$, mostrando o pólo λ_1 em detalhe.

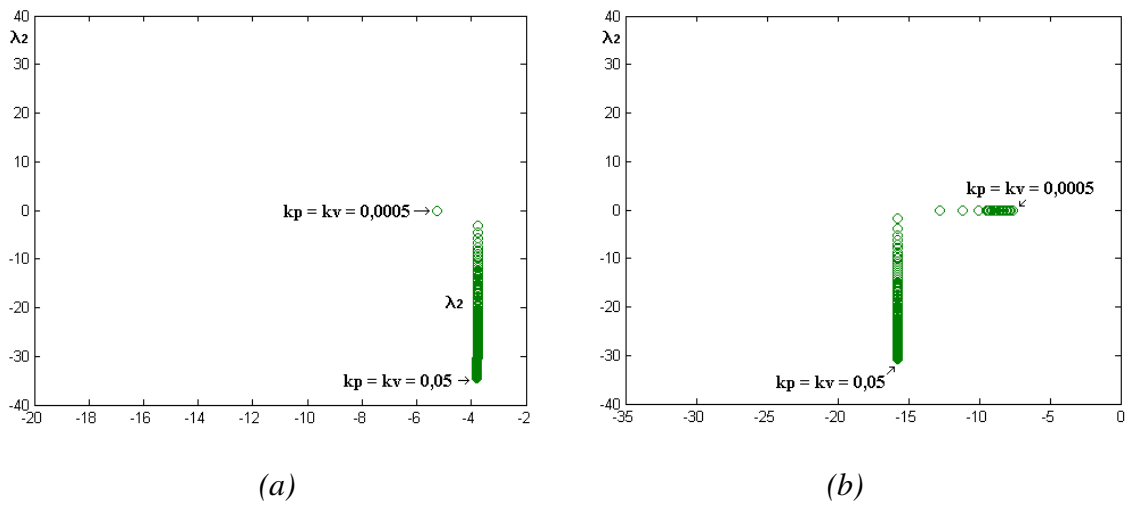


Fig. 3.13 Variação da inclinação k_p e k_v das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ na faixa de $0,0005$ a $0,05$ (a) $k_d = 0$ e (b) $k_d = 10e-4$, mostrando o pólo λ_2 em detalhe.

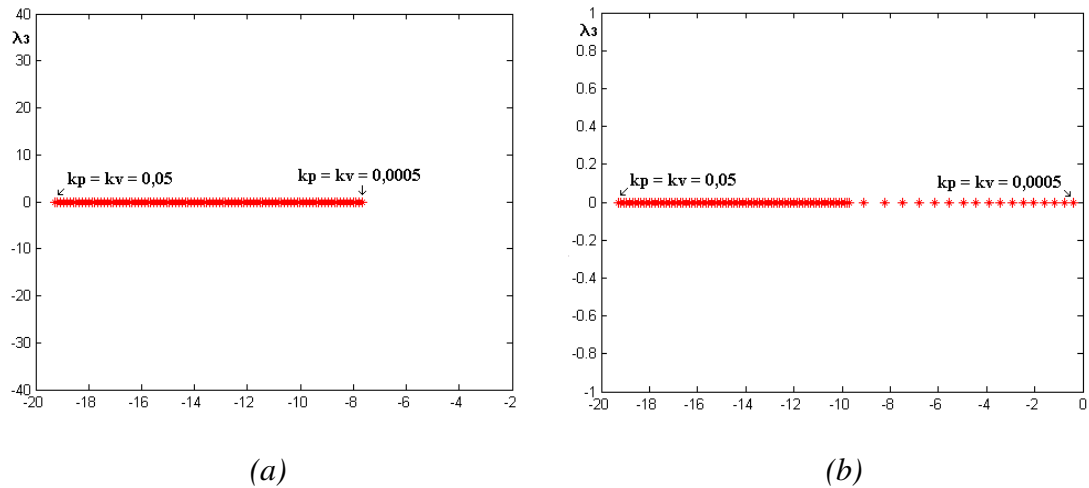


Fig. 3.14 Variação da inclinação k_p e k_v das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ na faixa de $0,0005$ a $0,05$ (a) $k_d = 0$ e (b) $k_d = 10e-4$, mostrando o pólo λ_3 em detalhe.

Pelos gráficos do lugar das raízes das Figuras 3.13 e 3.14, vê-se que com o auxílio da malha de realimentação $\Delta\mathcal{Y}/\Delta P$, ocorre um deslocamento dos pólos λ_1 e λ_2 mais à esquerda do plano imaginário, indicando um aumento no amortecimento da resposta transitória do sistema inversor-rede, em relação à situação onde esta mesma malha de controle não está presente. O pólo da Fig. 3.12 por sua vez, apesar de se deslocar para a direita, quando se aumentam os valores de k_p e k_v , ainda possui sua parte real, mais negativa do que no caso onde a realimentação está ausente, confirmando assim a maior atenuação das oscilações do sistema, para essa condição de operação. A parte imaginária dos pólos λ_1 e λ_2 também têm o seu valor absoluto reduzido, indicando que a frequência natural de oscilação também foi reduzida, Figs. 3.13 e 3.14.

3.3.3 Análise da variação da indutância da linha de transmissão L_t

Na análise da variação do parâmetro indutância da linha de transmissão L_t Figuras 3.15 a 3.18, que se encontra na faixa de $(0,1mH < L_t < 10mH)$, o que deve ser observado é se todos os

pólos se encontram no semi-plano esquerdo do eixo imaginário, e se os mesmos apresentam alguma atenuação, seja na amplitude das oscilações do sistema, seja na frequência de oscilação natural do mesmo. Os demais parâmetros de simulação, são os mesmos encontrados nas Tabelas 3.1 (sem a malha de realimentação), e 3.2 (com a malha de realimentação), com exceção das inclinações das curvas $P-\omega$ e $Q-V$, cujos coeficientes k_p e k_v usados nessa situação foram de 0.02.

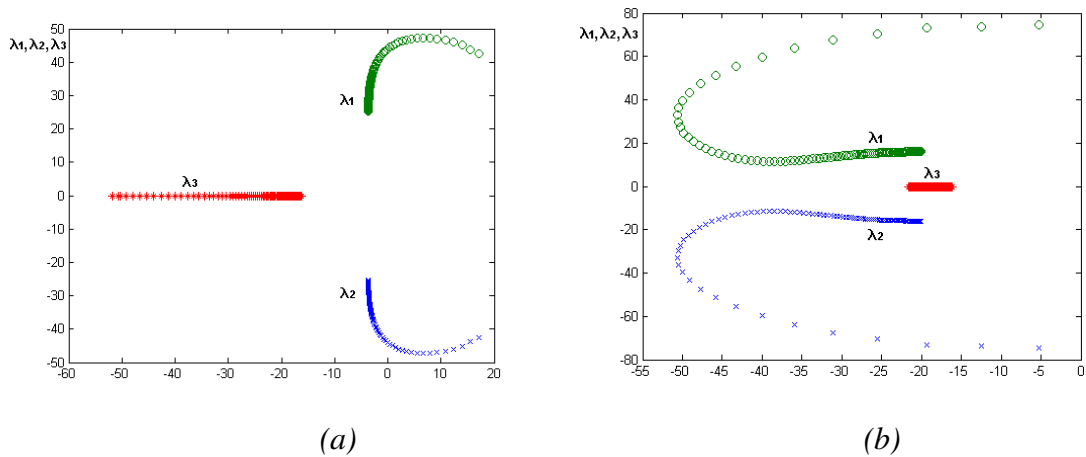


Fig. 3.15 Variação da indutância da linha de transmissão L_t na faixa de 0,1 mH a 10mH (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$.

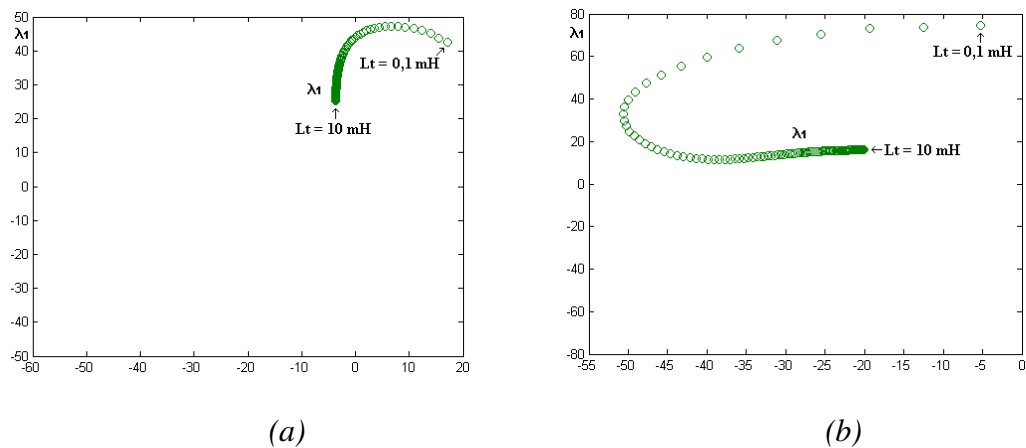


Fig. 3.16 Variação da indutância da linha de transmissão L_t na faixa de 0,1 mH a 10mH (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, mostrando o pólo λ_1 .

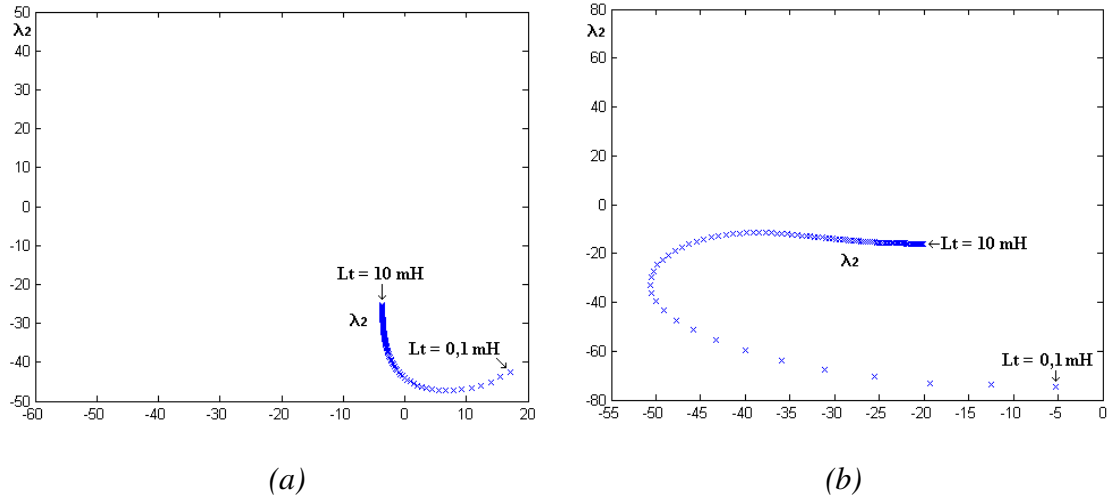


Fig. 3.17 Variação da indutância da linha de transmissão L_t na faixa de $0,1 \text{ mH}$ a 10mH , (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, mostrando o pólo λ_2 .

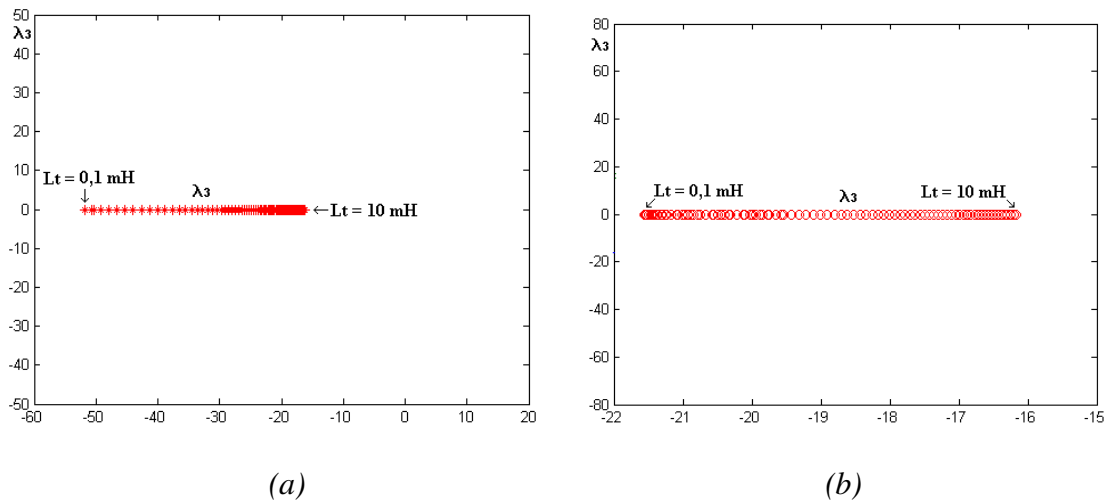


Fig. 3.18 Variação da indutância da linha de transmissão L_t na faixa de $0,1 \text{ mH}$ a 10mH (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, mostrando o pólo λ_3 .

A análise detalhada do gráfico do lugar das raízes dos pólos λ_1 e λ_2 , permite afirmar que com a introdução da malha de controle $\Delta\delta/\Delta P$, há um ganho na margem de estabilidade do sistema, considerando que o mesmo se desloca para o semi-plano imaginário esquerdo, assegurando estabilidade mesmo com baixos valores de L_t , (0.1 mH). Para a situação em que a

malha de controle $\Delta\delta/\Delta P$, não é utilizada, a estabilidade não é assegurada para baixos valores de L_r , sendo que a mesma só é garantida a partir de 0,4 mH, segundo [Coelho, 2000]. Apesar da faixa de variação do pólo λ_3 possuir módulo da parte real menor se comparado ao caso onde não está presente a malha de realimentação, não implica em um comprometimento maior da estabilidade do sistema para a faixa de valores de indutância da linha de transmissão, estabelecida na análise precedente.

3.3.4 Análise da variação da frequência de corte do filtro de medição das potências

ω_f

Na análise da variação da frequência de corte ω_f , estabeleceu-se uma faixa de variação de 0,754 *rd/s* a 75,4 *rd/s*, o que corresponde de 0,12 *Hz* até 12 *Hz*. É importante relembrar que quanto maior a frequência de corte do filtro de medição das potência ativa e reativa, menor vai ser o efeito do chamado “gargalo” do sistema de controle ou seja, a banda passante desse filtro é que vai determinar a dinâmica do controle do sistema inversor-rede, [Coelho, 2000]. Porém, os valores mais baixos de ω_f , também têm o seu mérito, visto que os mesmos limitam o *ripple* de 120 *Hz* das potência ativa e reativa, que inevitavelmente, afetariam o cálculo da tensão de referência para o inversor. Pode-se afirmar então, que a plotagem do gráfico do lugar das raízes dos pólos da Equação característica (2.60), variando-se o parâmetro ω_f , é uma excelente ferramenta de auxílio aos projetistas, com o objetivo de se estabelecer um compromisso entre a velocidade da resposta do controlador, as oscilações das potências ativa e reativa durante os transitórios e a limitação do *ripple* da tensão de referência do controle. A seguir são mostrados nas Figuras 3.19 a 3.22 os gráficos do lugar das raízes em função da variação de ω_f .

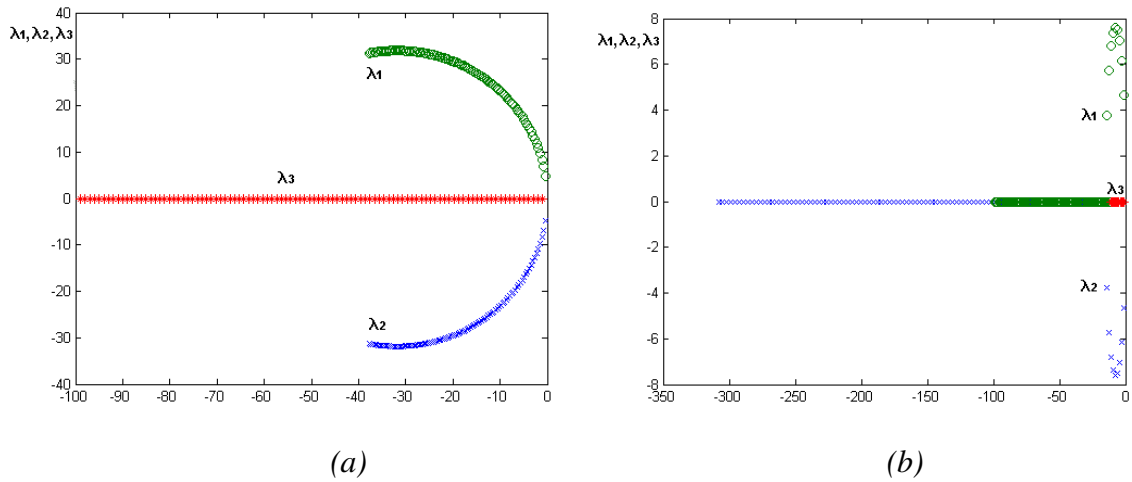


Fig. 3.19 Variação da frequência de corte do filtro de medição das potências na faixa de 0,754 rd/s a 7,54 rd/s, (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$.

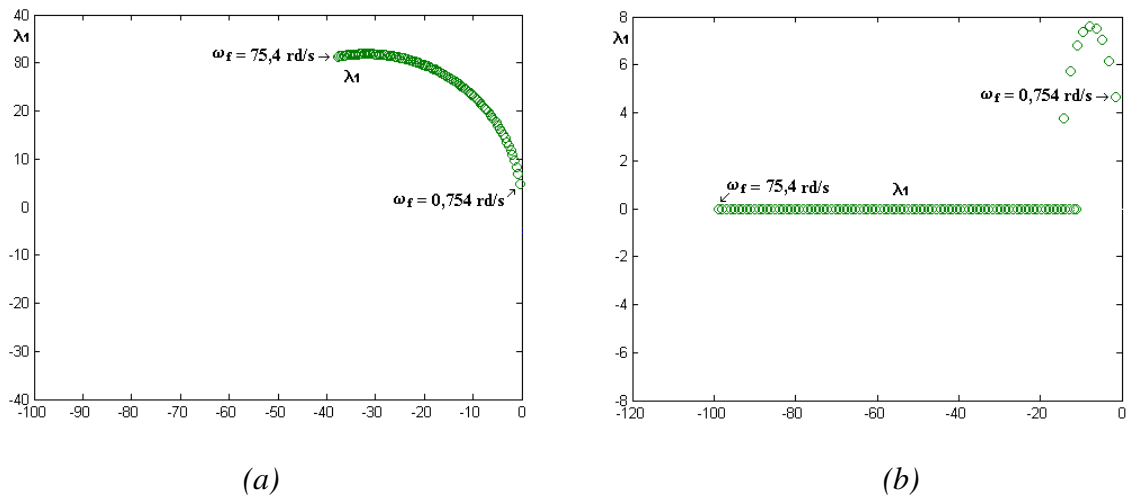


Fig. 3.20 Variação da frequência de corte do filtro de medição das potências na faixa de 0,754 rd/s a 75,4 rd/s, (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_1 .

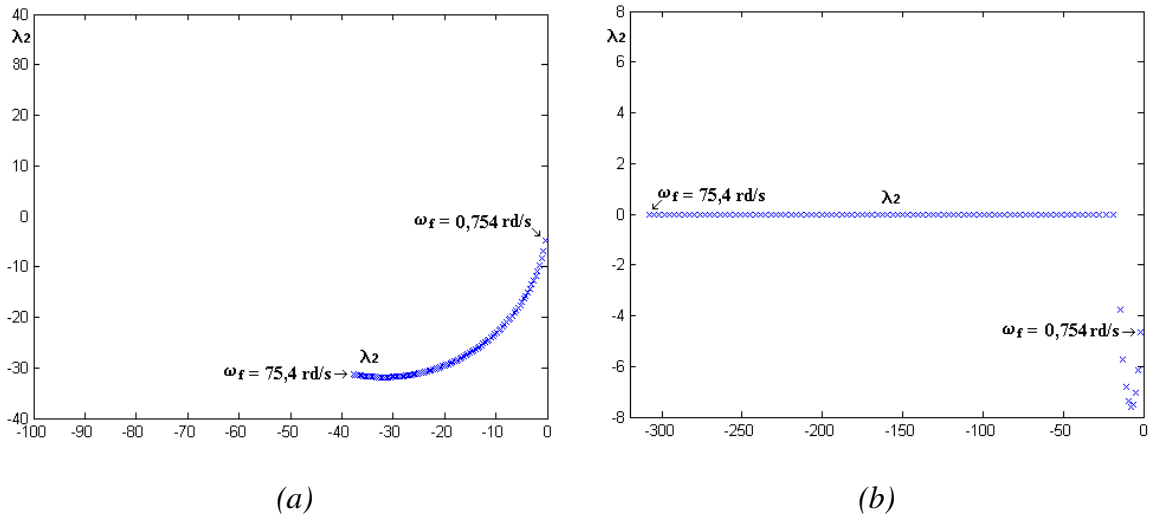


Fig. 3.21 Variação da frequência de corte do filtro de medição das potências na faixa de 0,754 rd/s a 75,4 rd/s (a) $k_d = 0$ e (b) $k_d = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_2 .

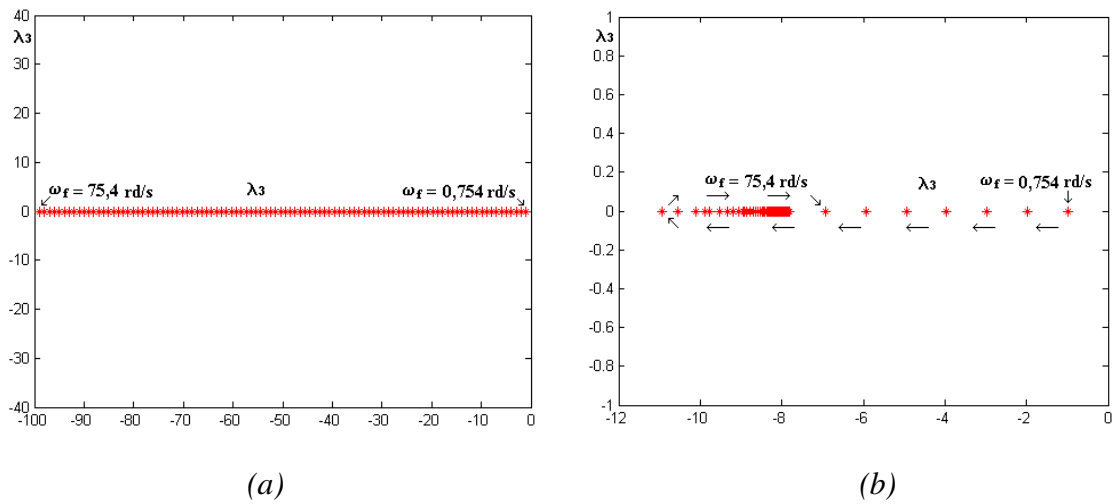


Fig. 3.22 Variação da frequência de corte do filtro de medição das potências na faixa de 0,754 rd/s a 75,4 rd/s (a) $k_d = 0$ e (b) $k_d = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_3 .

Nas Figuras 3.20 e 3.21 pode ser visto que com o aumento da frequência de corte ω_f , houve um amortecimento maior do sistema, pois a parte real dos pólos λ_1 e λ_2 do controlador que utiliza a malha de realimentação $\Delta\mathcal{S}/\Delta P$, é maior em módulo do que a do controlador baseado nas curvas $P-\omega$ e $Q-V$. Para a frequência máxima do intervalo, $\omega_f = 75,4 \text{ rd/s}$, os pólos do controlador proposto não possuem parte imaginária, indicando ausência de oscilação na frequência natural do sistema. O pólo λ_3 , Fig. 3.22 apesar de ter o seu módulo menor do que o do controle convencional, assegurou estabilidade ao sistema para toda a faixa de variação de ω .

4.3.5 Análise da variação da inclinação da curva $P-\omega$ (kp), fixando a inclinação da curva $Q-V$ (kv)

As Figuras 3.23 a 3.26 mostram a resposta dinâmica do sistema, variando-se a inclinação da curva $P-\omega$ (kp) e fixando-se a inclinação da curva $Q-V$ (kv). A faixa de variação da curva $P-\omega$ (kp), situa-se entre 0,001 e 0,1 rd/s/W, enquanto a inclinação da curva $Q-V$ (kv), é mantida constante em 0,01 V/Var. Analisando-se os gráficos das Figuras 3.24 a 3.26, pode-se afirmar que houve um ganho na margem de estabilidade do sistema, aumentando-se o seu amortecimento, à medida que a relação kp/kv migrava de 0,1 para 10. As Figuras 3.24 e 3.25 mostram com detalhes a variação dos pólos λ_1 e λ_2 , à medida que a relação kp/kv aumenta dentro da faixa considerada. Apesar do pólo λ_1 migrar em direção oposta à região de estabilidade, à medida que a relação kp/kv foi aumentada, não implicou todavia, num aumento das oscilações do sistema, em relação à situação onde a malha de controle $\Delta\mathcal{S}/\Delta P$ não está presente. Dessa forma a característica superamortecida do sistema, foi preservada mesmo diante dessa variação paramétrica imposta pelo controlador.

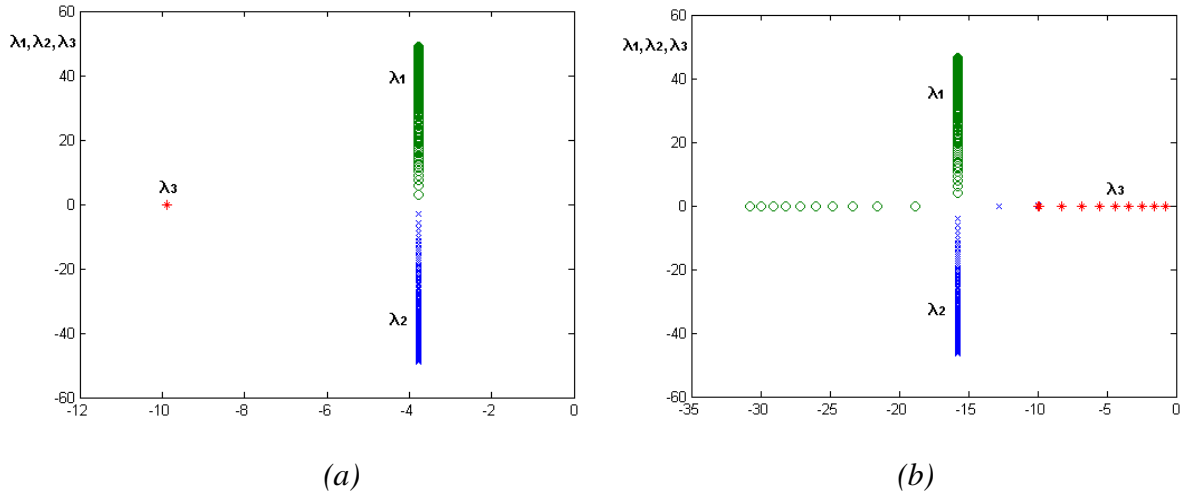


Fig. 3.23 Variação da inclinação da curva $P-\omega(kp)$, na faixa de $kp/kv = 0,1$ até $kp/kv = 10$, fixando-se k_v em $0,01$ V/Var (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$.

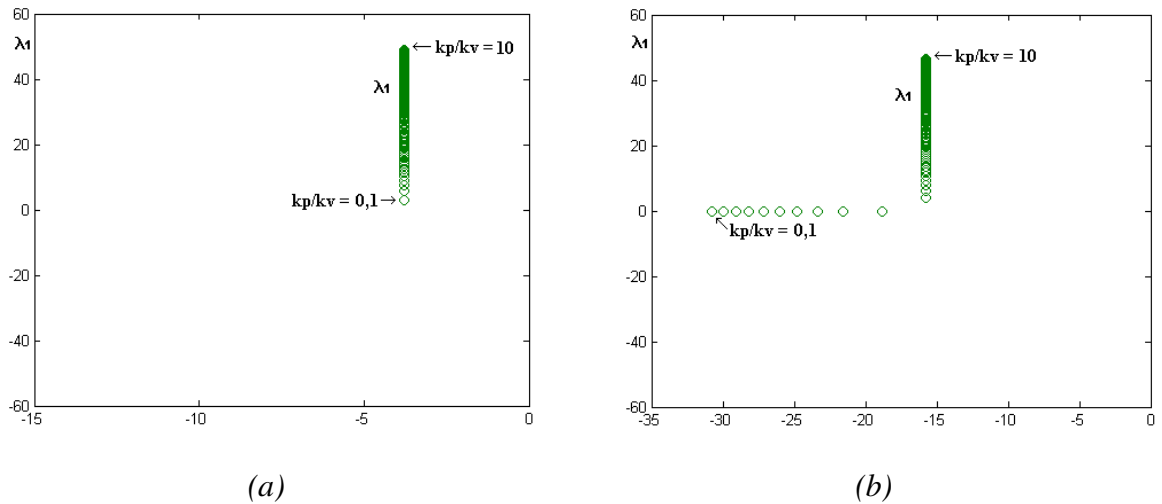


Fig. 3.24 Variação da inclinação da curva $P-\omega(kp)$, na faixa de $kp/kv = 0,1$ até $kp/kv = 10$, fixando-se k_v em $0,01$ V/Var (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_1 .

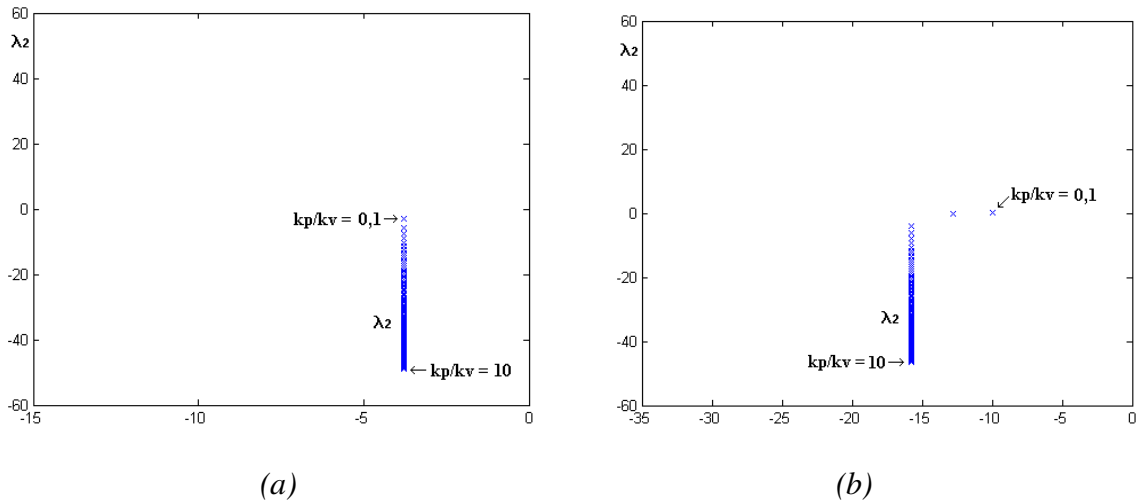


Fig. 3.25 Variação da inclinação da curva $P-\omega(kp)$, na faixa de $kp/kv = 0,1$ até $kp/kv = 10$, fixando-se kv em $0,01$ V/Var (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_2 .

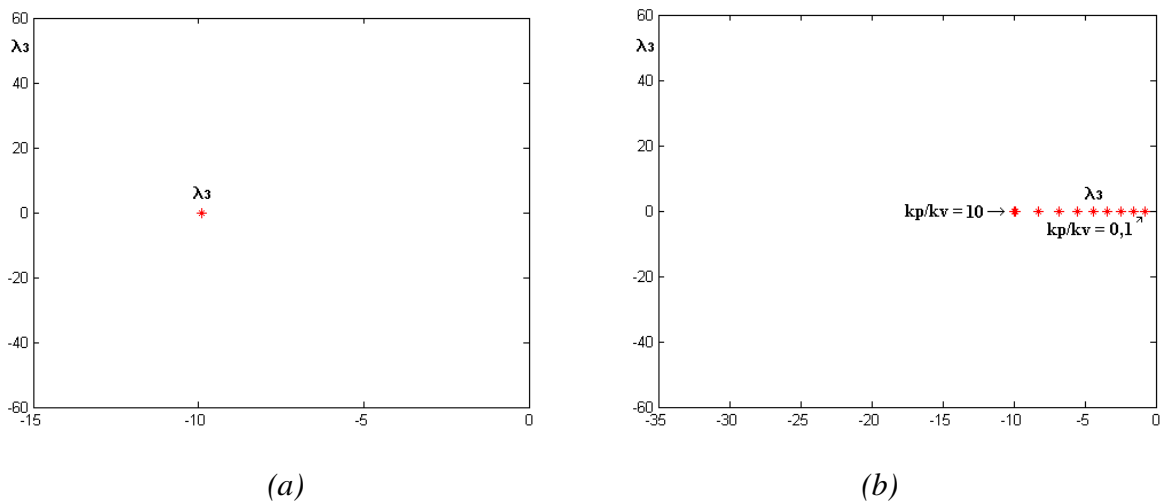


Fig. 3.26 Variação da inclinação da curva $P-\omega(kp)$, na faixa de $kp/kv = 0,1$ até $kp/kv = 10$, fixando-se kv em $0,01$ V/Var (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_3 .

3.3.6 Análise da variação da inclinação da curva $Q - V (kv)$, fixando a inclinação da curva $P - \omega (kp)$

Nesse estudo o comportamento dinâmico do sistema também é avaliado, porém agora o parâmetro a ser variado é a inclinação da curva $Q - V (kv)$, mantendo-se a inclinação da curva $P - \omega (kp)$ constante. As Figuras 3.27 a 3.30 apresentam a resposta dinâmica do sistema, em função da variação paramétrica de kv . A faixa de variação do parâmetro kv é de 0,001 V/Var até 0,1 V/Var, mantendo-se a inclinação da curva $P - \omega (kp)$ constante em 0,01 durante toda a faixa de variação. Vê-se claramente que também nesse caso, há um aumento no amortecimento do sistema, bem como na margem de estabilidade do mesmo. Para a situação apresentada nas Figs. 3.28 (a) e 3.29 (a), ou seja sem a malha de realimentação $\Delta \delta / \Delta P$, observa-se que apesar de haver variação no parâmetro kv , os pólos λ_1 e λ_2 , praticamente não se alteraram durante toda a faixa. Entretanto, considerando-se o controlador com a malha de realimentação $\Delta \delta / \Delta P$, nota-se um aumento no amortecimento do sistema, assim como na margem de estabilidade. As Figuras 3.28 (b) e 3.29 (b), mostram que com a presença da malha de realimentação $\Delta \delta / \Delta P$, aumenta-se o amortecimento e a margem de estabilidade do sistema, em relação ao controle convencional. O pólo λ_3 , por sua vez apresentou uma melhora na margem de estabilidade do controle, uma vez que para a relação kv/kp mínima da faixa, o mesmo possui valor em módulo maior do que o do controle convencional, indicando um maior amortecimento nessa condição.

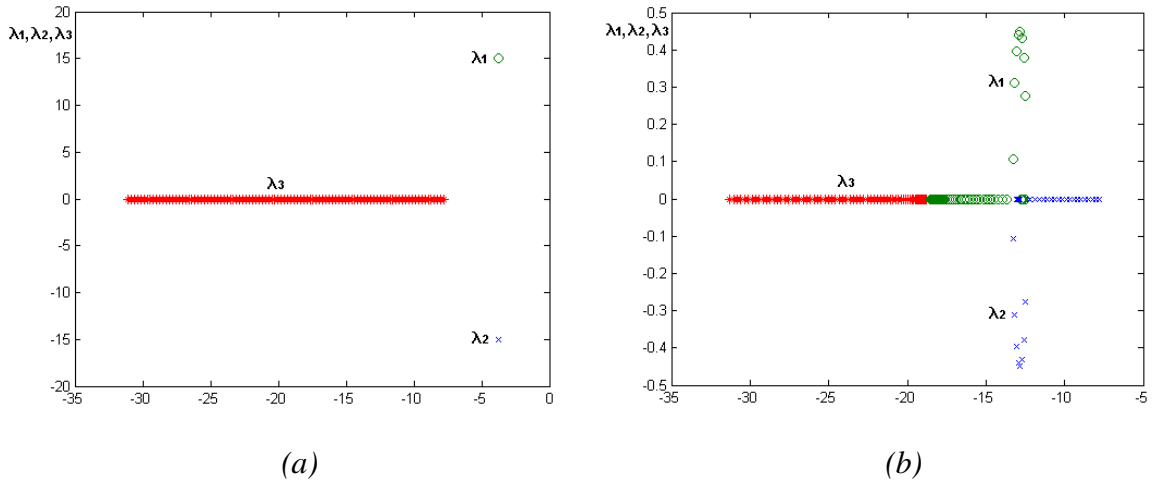


Fig. 3.27 Variação da inclinação da curva $Q-V(kv)$, na faixa de $kv/kp = 0,11$ até $kv/kp = 10$, fixando-se kp em $0,01$ rd/s/W (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$.

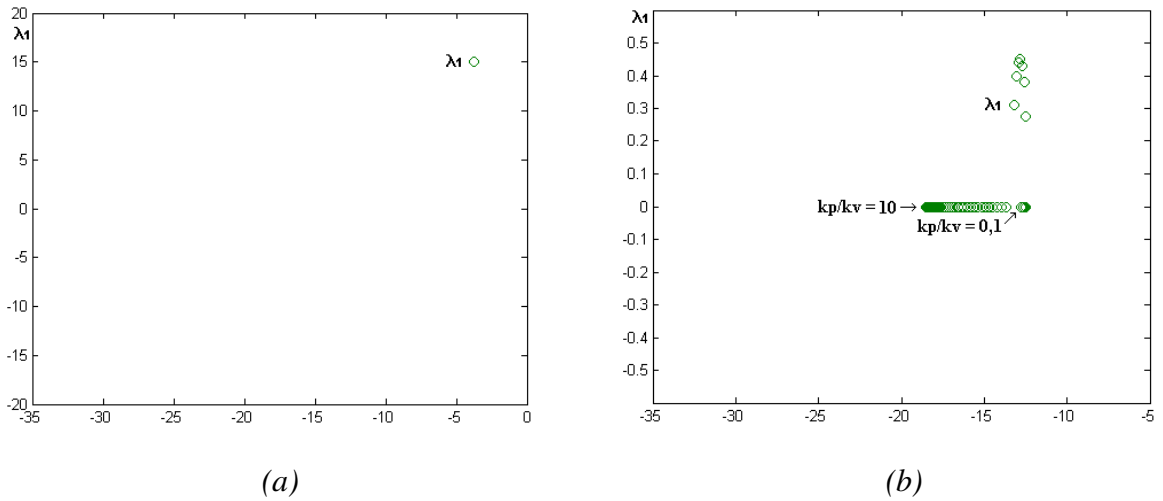


Fig. 3.28 Variação da inclinação da curva $Q-V(kv)$, na faixa de $kv/kp = 0,1$ até $kv/kp = 10$, fixando-se kp em $0,01$ rd/s/W (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_1 .

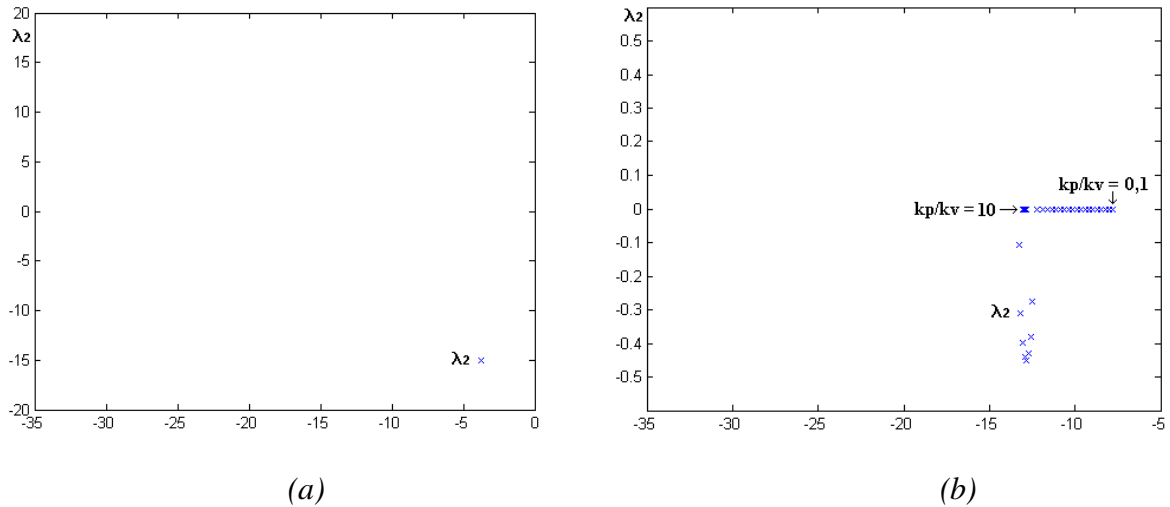


Fig. 3.29 Variação da inclinação da curva $Q-V(kv)$, na faixa de $kv/kp = 0,1$ até $kv/kp = 10$, fixando-se k_p em $0,01$ rd/s/W (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_2 .

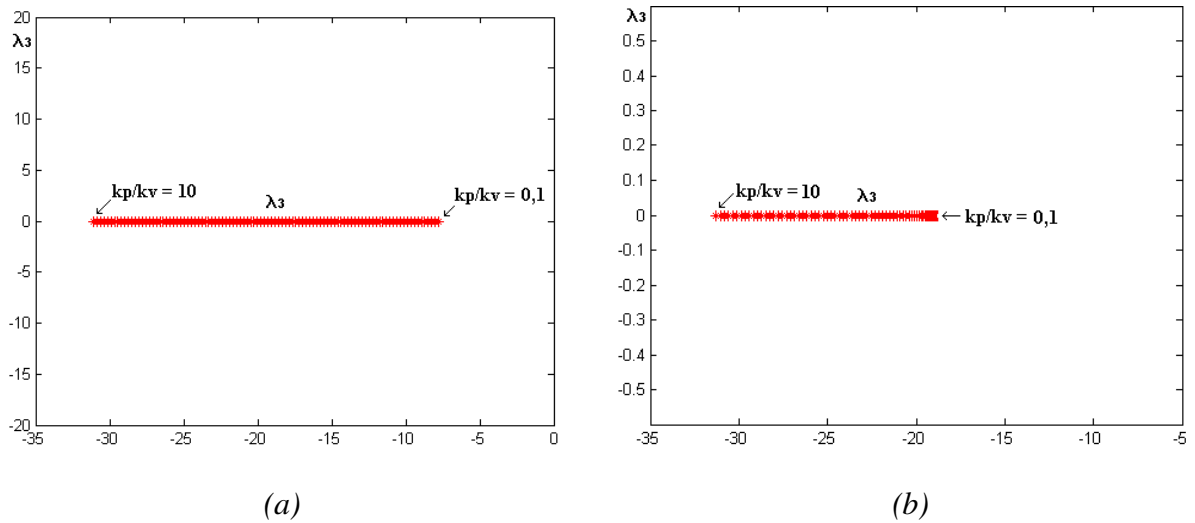


Fig. 3.30 Variação da inclinação da curva $Q-V(kv)$, na faixa de $kv/kp = 0,1$ até $kv/kp = 10$, fixando-se k_p em $0,01$ rd/s/W (a) $kd = 0$ e (b) $kd = 10e-4$, no detalhe o pólo λ_3 .

3.4 Conclusões

Nesse capítulo foram apresentados os resultados de simulação do sistema inversor conectado em paralelo com a rede. Os resultados das simulações feitas no PSpice e as curvas geradas no programa feito no Matlab se mostraram coerentes entre si e com a teoria apresentada no Capítulo 2. As curvas sobrepostas da variação do ângulo de carga $\Delta\delta$ e da variação da frequência do inversor $\Delta\omega$, para ambas as situações, com e sem a malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$, também mostraram coerência. As demais simulações mostraram as curvas de potência ativa e reativa, tensão e corrente de saída do inversor, nas duas situações, confirmando mais uma vez, a validade da teoria descrita no capítulo precedente. Também foram feitas várias simulações em programas implementados no MATLAB[®], para se verificar a margem de estabilidade e a característica de amortecimento do sistema inversor em paralelo com a rede, em função de variações paramétricas do sistema, e condições de operação. Para várias condições de parâmetros tais como, a indutância da linha de transmissão L_t , a frequência de corte da medição das potências ω_f , as inclinações das curvas $P-\omega(kp)$ e $Q-V(kv)$, bem como o próprio ganho da malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P(kd)$, foram propositalmente variados, afim de observar se o sistema se comporta como o modelo teórico nas mais variadas condições de operação. Todos os resultados se mostraram satisfatórios, e foram observados ganhos tanto no amortecimento das oscilações do sistema inversor-rede como na margem de estabilidade em relação ao controle convencional. Dessa forma, a análise dos resultados obtida nesse capítulo, permite concluir a viabilidade do controle proposto, bem como a sua implementação experimental, cujos resultados serão apresentados e discutidos no próximo capítulo.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

O presente capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos com os ensaios do protótipo desenvolvido em laboratório. Os detalhes de construção e projeto do inversor, bem como características específicas, serão mostrados com mais detalhes nas seções seguintes. O circuito de controle analógico, bem como as malhas de controle de tensão e corrente, serão mostrados no Anexo A, permitindo maior visualização de detalhes. No Anexo B é mostrado o *software* de controle do paralelismo do inversor com a rede elétrica. Os resultados experimentais foram obtidos com a finalidade de se comprovar na prática os resultados e conclusões provenientes da análise teórica e simulações.

4.2 Descrição do protótipo

O protótipo desenvolvido, figura 4.1 foi implementado utilizando-se os equipamentos e componentes disponíveis em laboratório. O circuito de controle analógico consiste de duas malhas de controle, sendo uma de corrente interna, e uma de tensão externa, ambas com compensadores PI, [Rodrigues and Cortizo, 1998]. O inversor monofásico, é composto de dois braços de chaves IGBT complementares, sendo seu comando gerado pela comparação de uma onda triangular de 18 kHz com o sinal proveniente da malha de

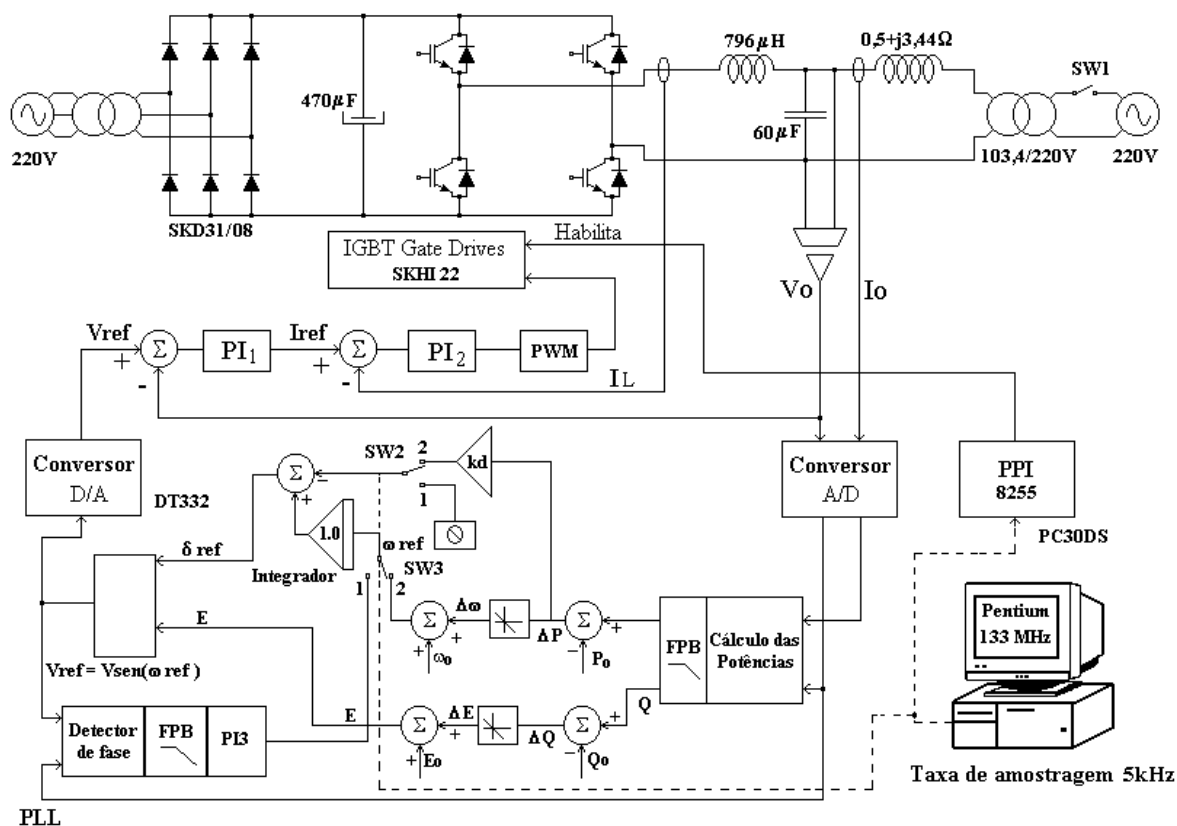


Fig. 4.1 Protótipo de laboratório.

controle da tensão (*PWM – Modulação por largura de pulso*), [Mohan, 1995]. A tensão do barramento CC que alimenta os inversores é obtida através da retificação da tensão de saída de um Varivolt trifásico, utilizado para reduzir o *ripple* da tensão CC retificada. O valor adotado para a tensão no elo CC foi de 311,8 V, haja visto que para essa magnitude, o indutor do filtro de saída *L-C* se comporta como uma fonte de corrente, possibilitando à tensão de saída V_o acompanhar a referência senoidal, gerada digitalmente pelo programa de controle (Anexo B).

O protótipo implementado permite o fluxo bidirecional de potência apenas para a potência reativa, já que a ponte de diodos do retificador de entrada, bloquearia o fluxo reverso de potência ativa, ou seja da rede para o inversor. A linha de transmissão usada para fazer o transporte da energia entre inversor e rede, é composta de um transformador

monofásico de 1:2 (relação de transformação 107,2/214,4 V), uma indutância igual a 9,12mH e uma resistência de 0,5 ohms. Não houve necessidade da inserção de indutor adicional para assegurar maior estabilidade na conexão do inversor em paralelo com a rede.

O controle dos fluxos de potência ativa e reativa é obtido digitalmente através do *software* de controle apresentado no apêndice B. A aquisição dos sinais da tensão e da corrente de saída do inversor é feita através de uma placa de aquisição de dados de 12 bits de resolução com 16 canais A/D e 5 kHz de frequência de amostragem (PC30DS) que obtém as amostras, fornecendo-as ao computador para a realização dos cálculos, atualizando o valor da tensão de referência do inversor que será usado na geração do sinal *PWM* de comando das chaves. A tensão de referência para o inversor por sua vez é fornecida ao circuito de controle analógico da malha de tensão PI, através de uma placa D/A de 8 canais, 8 bits (DT332).

O bloco denominado PLL, também foi implementado digitalmente e realiza a função de sincronizar a tensão de referência do inversor com a tensão da rede, medida a partir do circuito de medição e condicionamento analógico e transferida para o computador via placa de aquisição de dados (PC30DS).

Inicialmente a chave SW1 encontra-se aberta e os *gates* de comando das chaves estão desabilitados pelo programa principal. Quando a chave SW1 é fechada manualmente e nesse momento, o circuito PLL sincroniza a tensão da rede com a tensão de referência gerada pelo programa de controle. Nesse instante, a “chave” digital SW2 se encontra na posição 1, e através de um comando no programa principal, os *gates* das chaves do inversor são habilitados pela porta paralela 8255 em $t = 0,1 s$ e a chave SW2 passa a posição 2, ou seja, o inversor passa a operar em paralelo com a rede. A corrente de saída

também é monitorada através de um circuito de medição apropriado que utiliza sensores de efeito *hall*, e que posteriormente também é lido pela placa de aquisição.

4.3 Ensaios do Protótipo

A seguir são apresentados cinco ensaios experimentais, cujo objetivo maior é a comprovação prática da análise teórica feita nos capítulos precedentes. Os ensaios I, II e III possuem todas as características similares às descritas na seção 3.2.1, ou seja, a malha de realimentação $\Delta\delta/\Delta P$ está ausente no controle do paralelismo do protótipo com a rede. Os ensaios IV e V, por sua vez, possuem a malha de controle adicional, permitindo que as devidas comparações e análises sejam realizadas experimentalmente.

4.3.1 Ensaio I

Foi realizado um ensaio do protótipo em laboratório, com os parâmetros descritos na Tabela 4.1. Como a malha de realimentação adicional não está atuando, percebe-se que o sistema possui característica sub-amortecida, ou seja, as variáveis controladas, no caso o ângulo de carga δ e as potências ativa e reativa, oscilam em torno do valor de regime, até atingir o equilíbrio. Os pólos da equação característica homogênea (2.59), que descreve o comportamento do sistema nas condições especificadas na Tabela 4.1, são descritos pelas equações (4.1) a (4.3).

Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio.

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	0,5 + j3,44	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta\Delta P$ (kd)	0	rd/W
Potência aparente na rede	500	VA
Potência aparente no inversor	510,88 + j74,79	VA
Tensão na rede (V)	107,2	V(rms)
Tensão no inversor (E)	110,69	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1454	rd

$$\lambda_1 = -3,7703 + j15,5986 \quad (4.1)$$

$$\lambda_2 = -3,7703 - j15,5986 \quad (4.2)$$

$$\lambda_3 = -9,9677 \quad (4.3)$$

As Figuras 4.2 a 4.6, mostram as formas de onda do ensaio realizado. Na Fig. 4.2 vê-se a resposta da frequência do inversor, quando o mesmo é conectado em paralelo com a rede. A curva obtida pela simulação do PSpice é sobreposta à resposta obtida no ensaio em laboratório. Apesar da discrepância entre as curvas, observa-se que a resposta experimental possui certa coerência com a simulação.

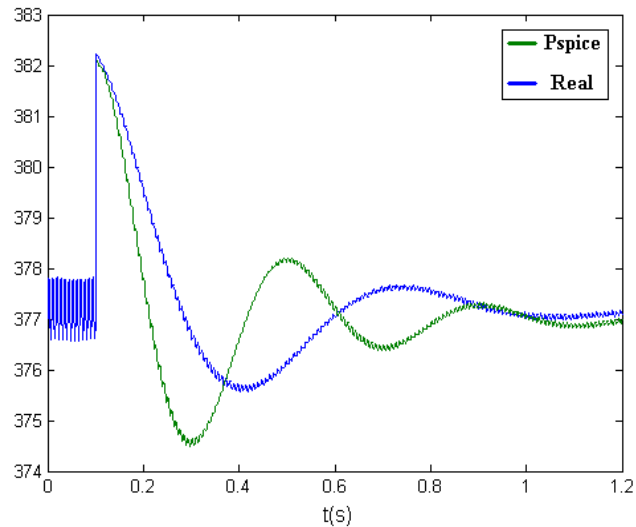


Fig. 4.2 Resposta da frequência do inversor.

A Fig. 4.3 mostra as curvas de potência ativa e reativa resultantes da simulação no PSpice, apenas para efeito de comparação com as curvas obtidas experimentalmente, mostradas logo em seguida.

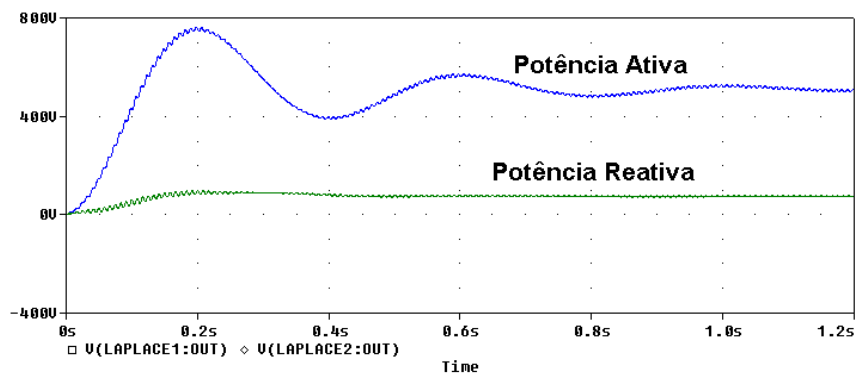


Fig. 4.3 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Simulação no Pspice).

A Fig. 4.4 apresenta as curvas de potência ativa e reativa provenientes do ensaio de laboratório. Nota-se que a oscilação na potência ativa é similar à da curva obtida por simulação. A discrepância na curva da potência reativa pode ser atribuída ao fato de que 1 V de desvio na tensão de referência gera um erro de 100 Var, já que a inclinação da curva $Q - V$ é de 0,01 V/Var.

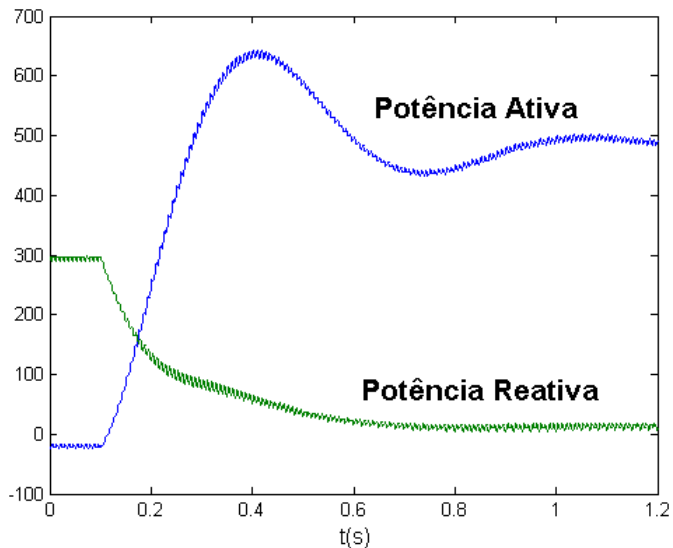


Fig. 4.4 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Ensaio em laboratório).

A Fig. 4.5 mostra as curvas de tensão e corrente de saída do inversor já filtradas, obtidas durante o ensaio. A curva da corrente na Fig. 4.6 (a) está ampliada em 10 vezes para melhor observação. Essa curva de corrente é a própria curva de magnetização do transformador, pois o mesmo nesse instante está operando à vazio. Após o período transitório, na Fig. 4.6(c) vê-se que a estabilidade é atingida, independente da condição de carga.

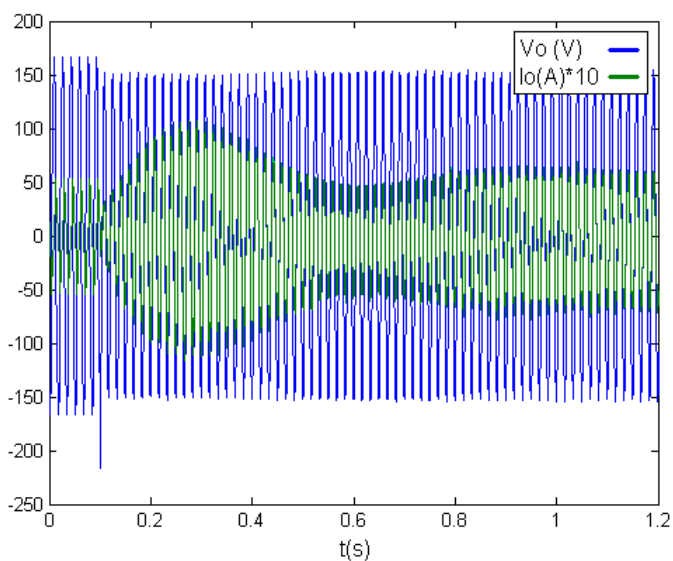


Fig. 4.5 Tensão e corrente de saída do inversor (Ensaio em laboratório).

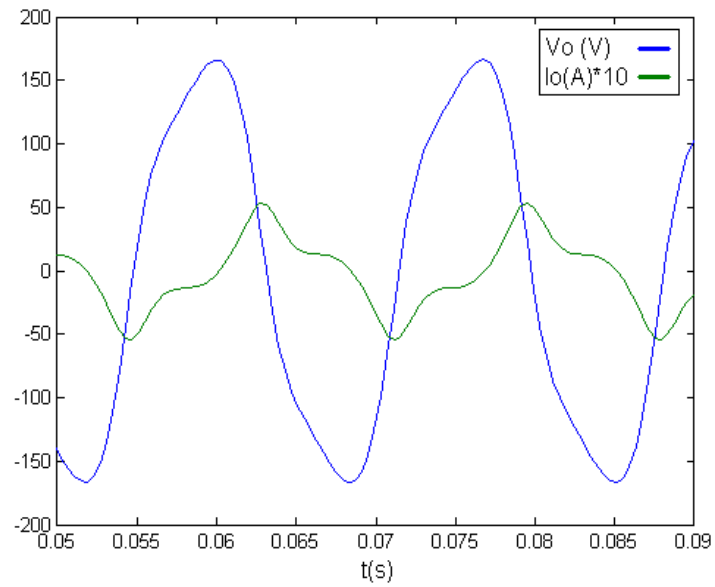


Fig. 4.6 (a) Tensão e corrente de saída do inversor antes da conexão em paralelo com a rede.

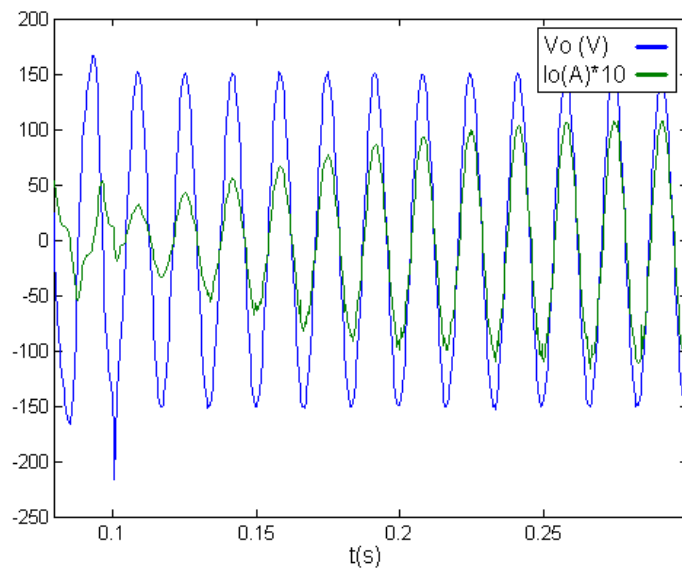


Fig. 4.6 (b) Tensão e corrente de saída do inversor no instante da conexão em paralelo com a rede ($t = 0,1$ s).

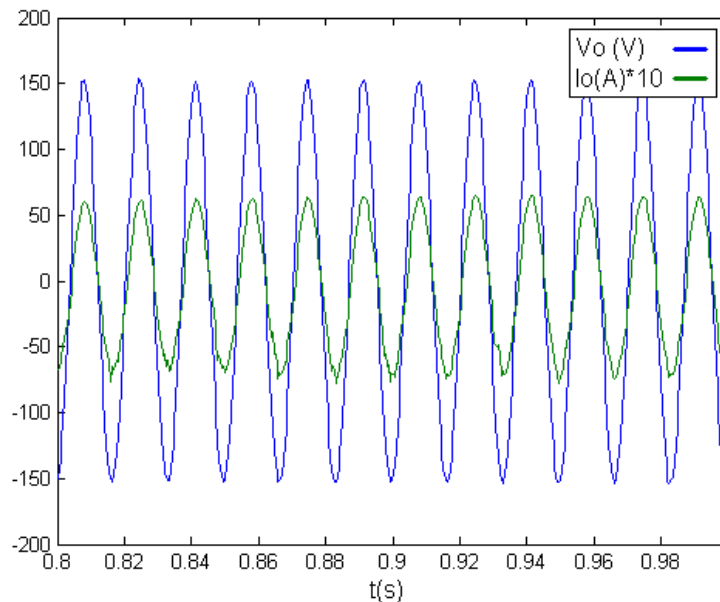


Fig. 4.6 (c) Tensão e corrente de saída do inversor em regime permanente.

4.3.1.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída

A seguir serão mostrados os gráficos contendo o espectro das frequências das formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor durante o paralelismo com a rede. Esses gráficos foram obtidos utilizando-se um programa para cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT) feito no MATLAB[®] (Apêndice C). O gráfico da Fig. 4.7 mostra o espectro de frequências da tensão de saída do inversor do Ensaio I, antes da conexão em paralelo com a rede em $t = 0,1$ s.

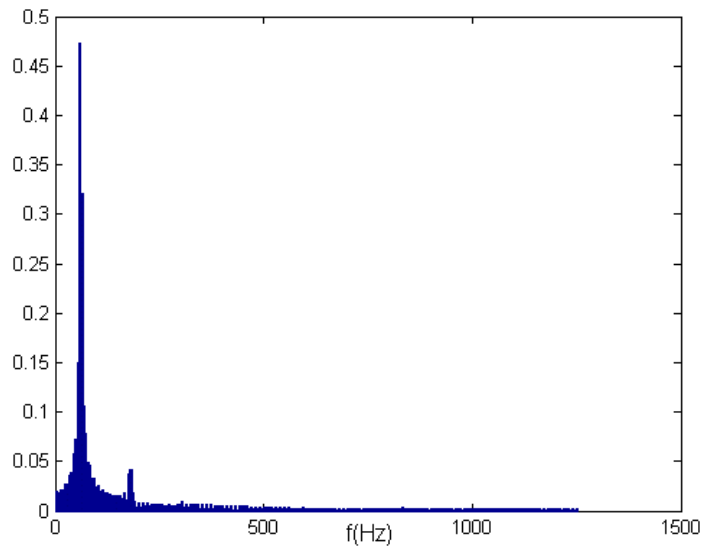


Fig. 4.7 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo do Ensaio I.

Vê-se claramente que além da componente fundamental, a terceira harmônica em 180 Hz, está presente, causada pela distorção da forma de onda gerada pelo transformador monofásico (1:2) que faz a conexão com a rede elétrica. A Fig. 4.8 mostra o mesmo gráfico em escala ampliada.

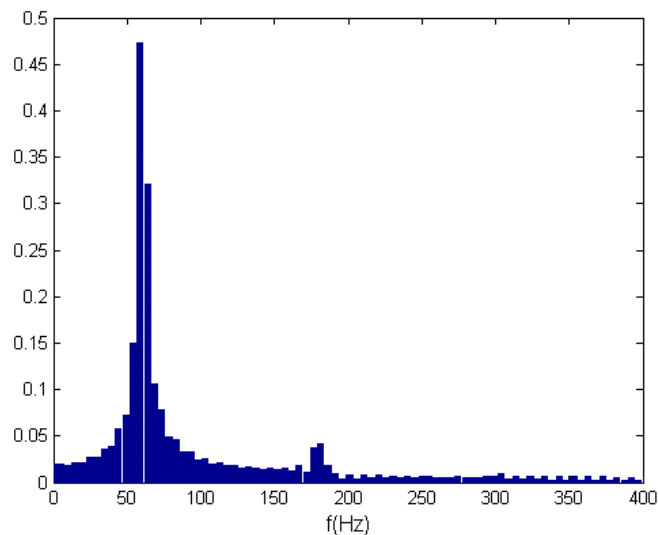


Fig. 4.7 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo do Ensaio I (escala ampliada).

Abaixo é mostrado o gráfico do espectro harmônico da tensão de saída, ao se efetuar o paralelismo com a rede em $t = 0,1$ s.

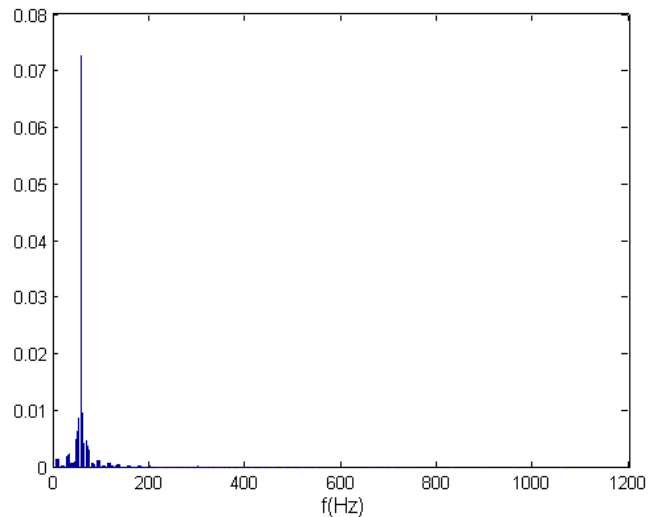


Fig. 4.8 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo do Ensaio I.

Nota-se no gráfico da fig. 4.8 (a), que apesar da existência do transformador, a terceira harmônica foi atenuada após o paralelismo com a rede, significando que o cálculo da tensão de referência utilizando-se os filtros de medição de potência sintonizados em $f_c = 1,2$ Hz é apropriado, pois faz com que a tensão que o inversor está impondo à rede tenha conteúdo harmônico significativamente reduzido. A seguir é mostrado o mesmo gráfico em escala ampliada.

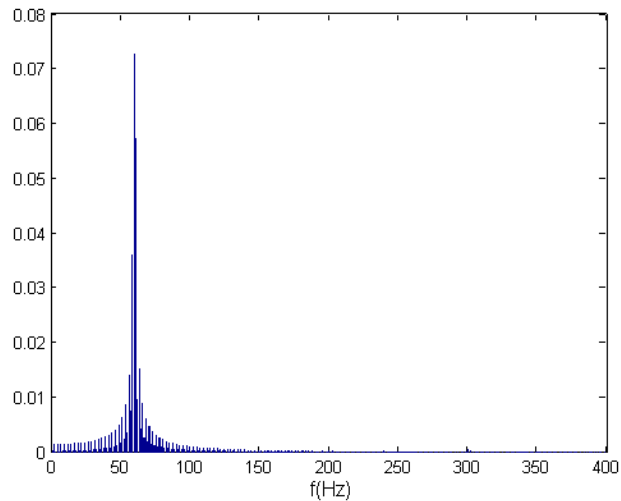


Fig. 4.8 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo do Ensaio I (escala ampliada).

Nas Figuras mostradas a seguir, são apresentados os espectros harmônicos da corrente de saída do inversor, antes e após o paralelismo. Observa-se a presença acentuada da terceira e quinta harmônicas na forma de onda da corrente. A Fig. 4.9 mostra o mesmo gráfico em escala ampliada.

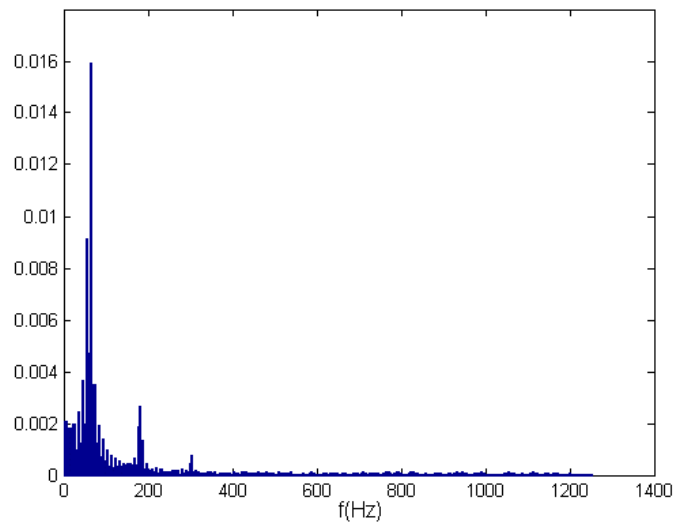


Fig. 4.9 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo (Ensaio I).

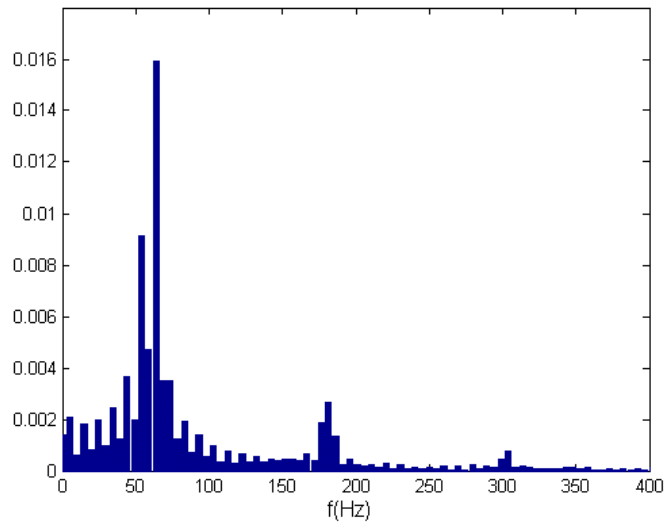


Fig. 4.9 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo do Ensaio I (escala ampliada).

As Figuras 4.10 (a) e (b) mostram os gráficos do espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo do Ensaio I. A Figura 4.10 (b) mostra o mesmo gráfico em escala ampliada.

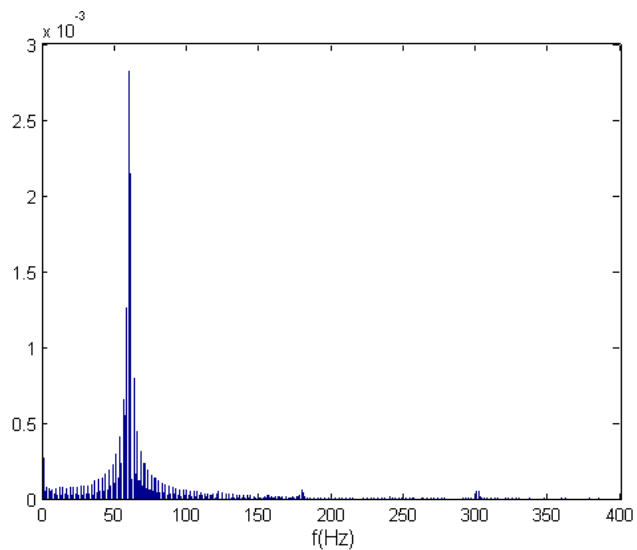


Fig. 4.10 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo do Ensaio I.

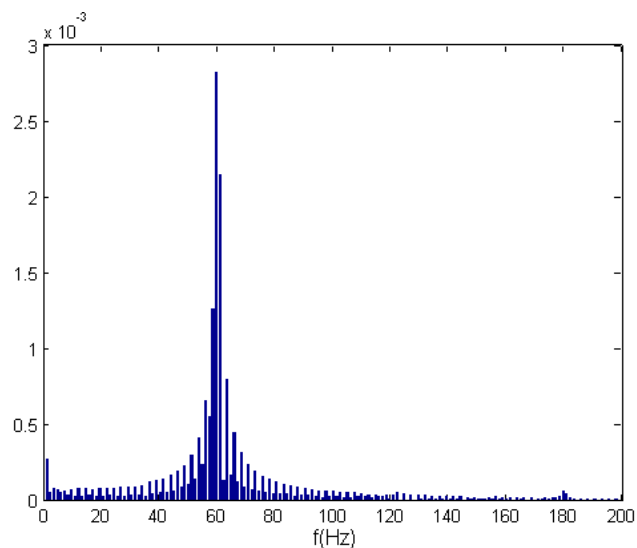


Fig. 4.10 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo do Ensaio I (escala ampliada).

4.3.2 Ensaio II

Neste ensaio, foram mantidos os mesmos parâmetros do ensaio I, porém a potência entregue à rede foi de $500 + j250$ VA, pois agora além de fornecer potência ativa à rede também está se fornecendo potência reativa. A Tabela 4.2 mostra os parâmetros usados no ensaio. Os pólos resultantes da solução da equação característica (2.59) são mostrados nas Equações (4.4) a (4.6).

Mais uma vez, nota-se que a característica sub-amortecida é observada no desempenho do controlador. A Fig. 4.11 mostra a resposta de frequência do inversor. As Figs. 4.12 e 4.13 mostram as curvas de potência ativa e reativa, para a simulação e para o ensaio, respectivamente. Verifica-se que os resultados experimentais foram coerentes com os resultados de simulação sem a presença da malha de realimentação *kd*.

Tabela 4.2 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio.

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	$0,5 + j3,44$	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta\Delta P$ (kd)	0	rd/W
Potência aparente na rede	$500 + j250$	VA
Potência aparente no inversor	$513,6 + j343,5$	VA
Tensão na rede (V)	107,2	V(rms)
Tensão no inversor (E)	118,48	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1258	rd

$$\lambda_1 = -3,7641 + j16,1699 \quad (4.4)$$

$$\lambda_2 = -3,7641 - j16,1699 \quad (4.5)$$

$$\lambda_3 = -10,3149 \quad (4.6)$$

As oscilações tanto na frequência da tensão de saída do inversor, Fig. 4.11, bem como nos fluxos de potência ativa e reativa, Fig. 4.12, se devem à característica subamortecida do sistema para essa condição de operação, ou seja sem a presença da malha de realimentação do controlador proposto no trabalho.

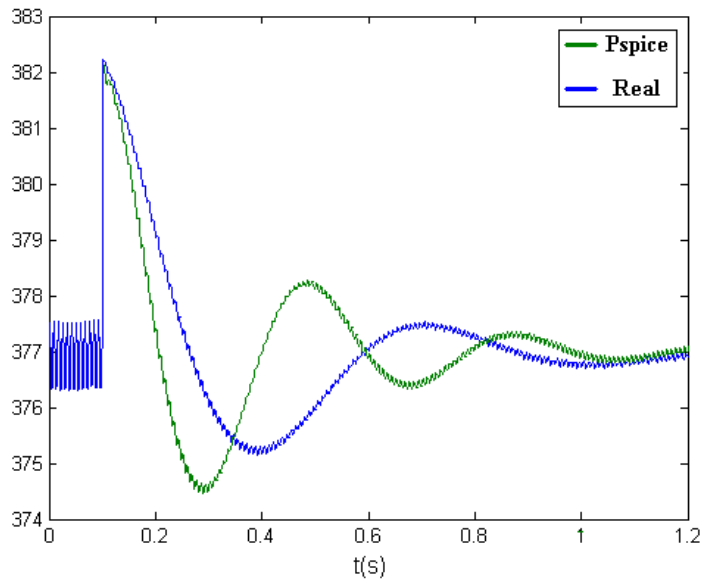


Fig. 4.11 Resposta de frequência do inversor.

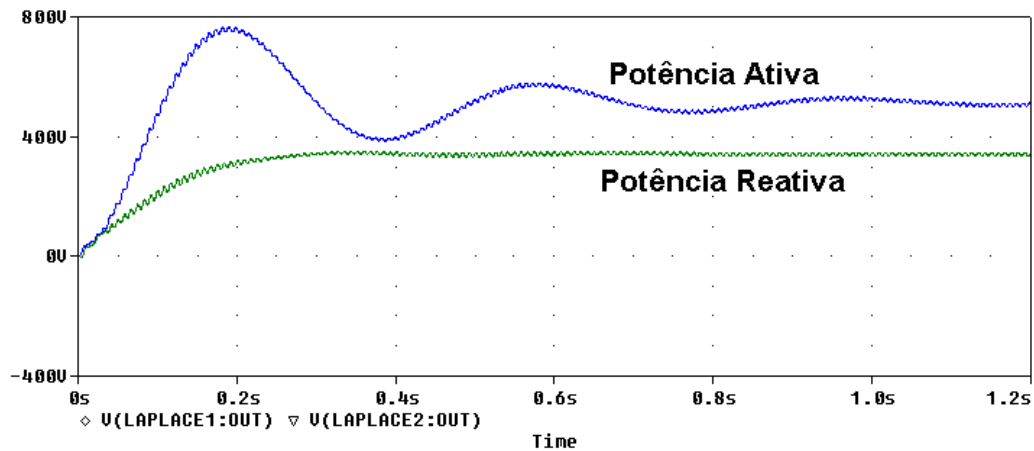


Fig. 4.12 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Simulação no Pspice).

A figura 4.13 mostra as oscilações dos fluxos de potência ativa e reativa para o ensaio experimental utilizando os parâmetros e condições definidos na Tabela 4.2. Observa-se que há coerência entre os resultados experimentais e os de simulação, sendo que a discrepância do valor de regime da potência reativa para os dois casos, deve ser atribuída ao circuito de medição e condicionamento que gera erros devido à tensão de *off-*

set dos amplificadores operacionais, sendo o seu ajuste obtido através de circuitos de compensação de tensão de *off-set*, ou adotando-se componentes com baixo valor da tensão de *off-set* disponíveis no mercado.

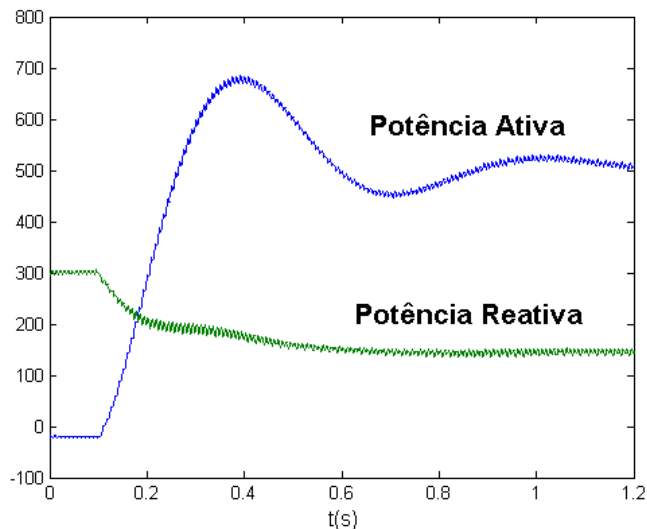


Fig. 4.13 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Ensaio em laboratório).

A Figura 4.14 mostra as curvas de tensão e corrente de saída do inversor, esta última ampliada em dez vezes. Percebe-se que também nesta situação, o inversor conseguiu atingir a estabilidade, após o período transitório de conexão com a rede elétrica, Figs. 4.15 (a), (b) e (c).

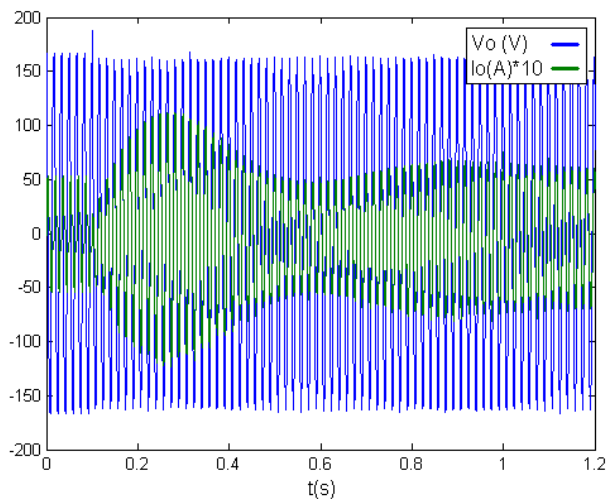


Fig. 4.14 Tensão e corrente de saída do inversor (Ensaio em laboratório).

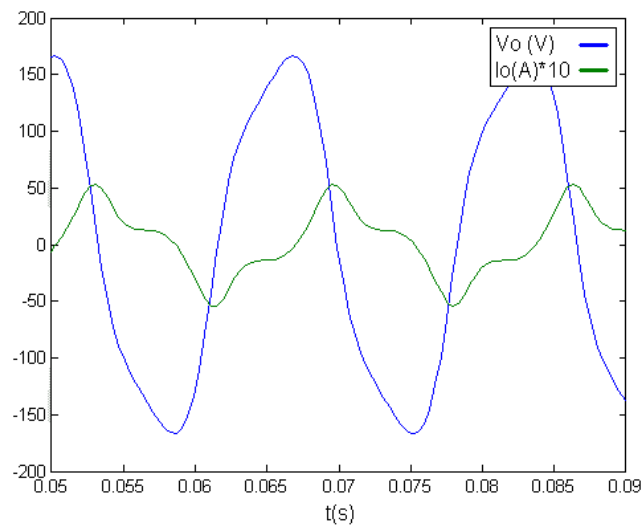


Fig. 4.15 (a) Tensão e corrente de saída do inversor antes da conexão em paralelo com a rede.

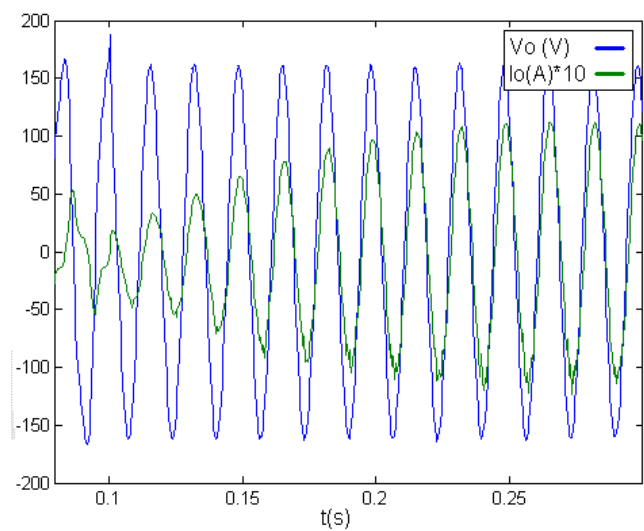


Fig. 4.15 (b) Tensão e corrente de saída do inversor no instante da conexão em paralelo com a rede.

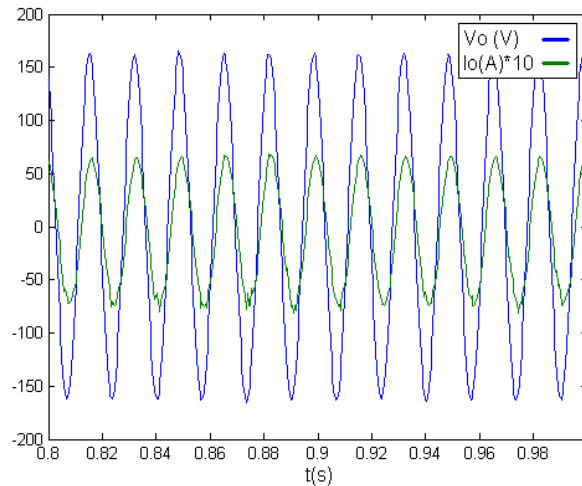


Fig. 4.15 (c) Tensão e corrente de saída do inversor em regime.

Na Fig. 4.15 (c) observa-se que a corrente está atrasada em relação à tensão, demonstrando que esse caso, o inversor está fornecendo potência ativa e reativa à rede.

4.3.2.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída

A seguir são mostrados os espectros de frequência das formas de onda da tensão durante o paralelismo efetuado no Ensaio II.

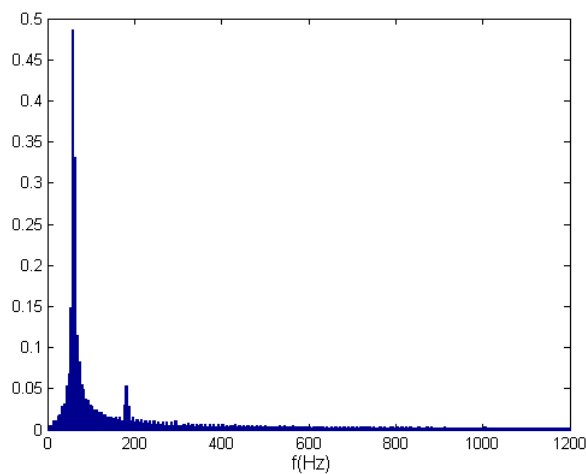


Fig. 4.16 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo (Ensaio II).

Também neste ensaio, nota-se a presença da terceira harmônica no espectro de frequências da tensão, antes do paralelismo com a rede. A quinta harmônica também está presente no espectro, porém de forma bem menos acentuada. A Figura 4.16 (b) mostra o mesmo gráfico anterior, ampliado.

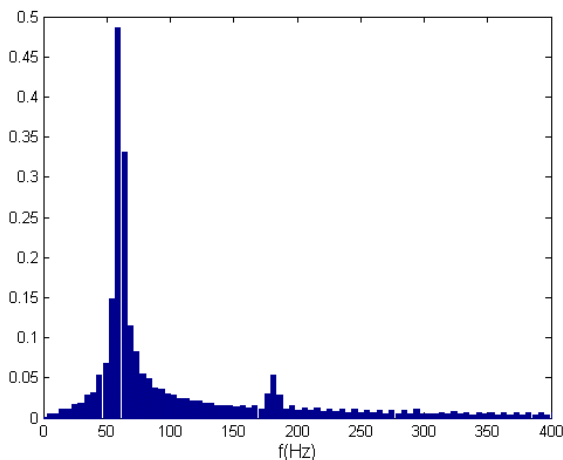


Fig. 4.16 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo em escala ampliada (Ensaio II).

A Figura a seguir mostra o espectro da tensão de saída do inversor após o paralelismo com rede em $t = 0,1$ s.

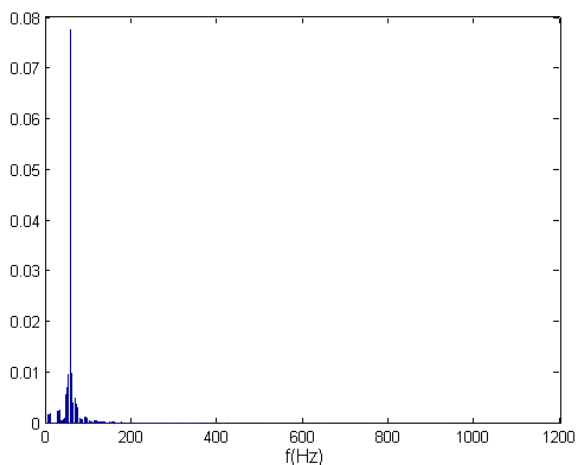


Fig. 4.17 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo (Ensaio II).

Observa-se na figura 4.17 (b) que o espectro de frequências da tensão de saída, possui claramente componentes da segunda e terceira harmônicas bem nítidas. A segunda harmônica tem sua origem no *ripple* de 120 Hz dos sinais das potências ativa e reativa medidos a partir dos valores da tensão e corrente de saída, obtidos pelo circuito analógico de condicionamento de sinais. Já a terceira harmônica, é proveniente da distorção causada pelo transformador de conexão (1:2) com a rede.

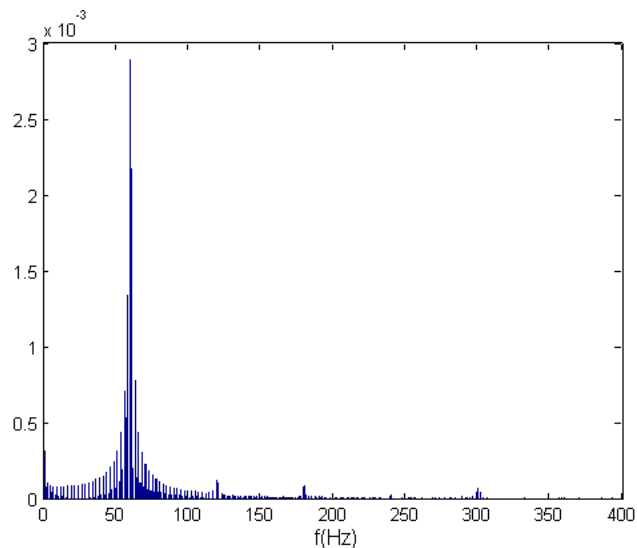


Fig. 4.17 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo, ampliado (Ensaio II).

Nas Figuras 4.18 (a), 4.18 (b), 4.19 (a) e 4.19 (b) são mostrados os espectros de frequência da corrente de saída antes e após o paralelismo com a rede. A Fig. 4.18 (a) mostra o espectro da corrente de saída do inversor antes do paralelismo no Ensaio II. A Fig. 4.18 (b) mostra o mesmo gráfico com a escala ampliada. Observa-se a presença acentuada da terceira harmônica e também da quinta harmônica, porém de forma menos acentuada. Nas figuras 4.19 (a) e (b) são mostradas os espectros harmônicos da corrente de saída do inversor após o paralelismo, onde pode ser observado que as componentes de

terceira e quinta harmônica foram atenuadas, em relação ao período anterior à conexão com a rede.

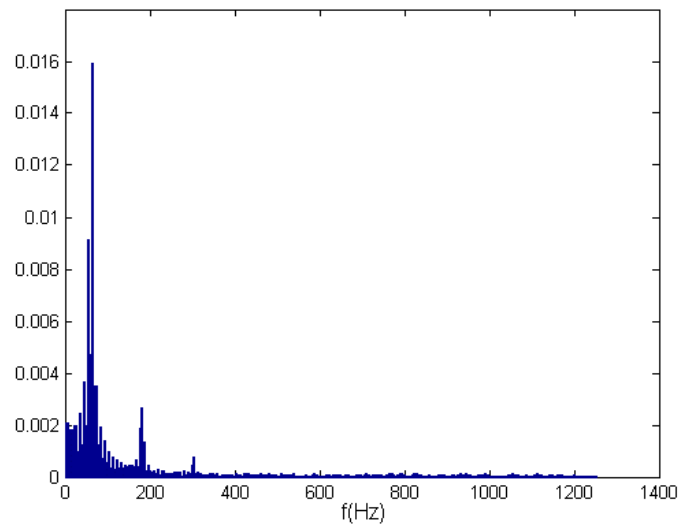


Fig. 4.18 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo (Ensaio II).

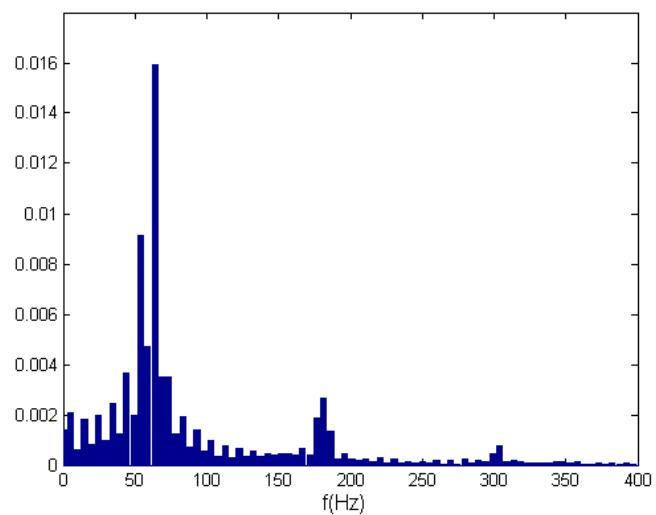


Fig. 4.18 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo em escala ampliada (Ensaio II).

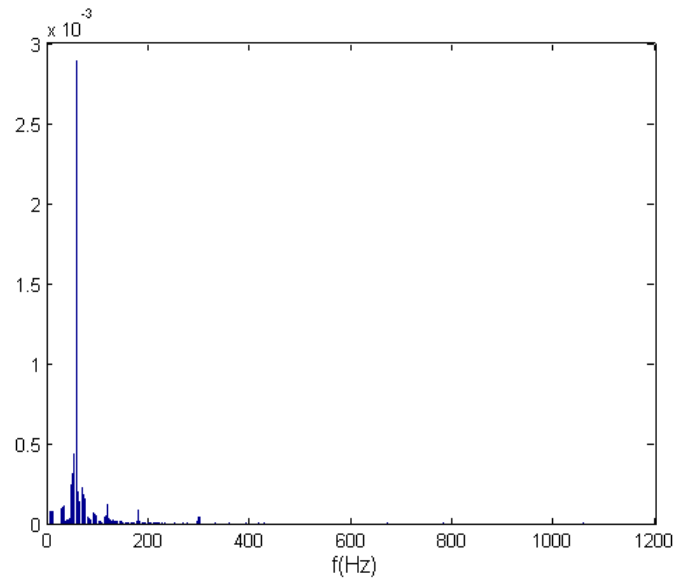


Fig. 4.19 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo (Ensaio II).

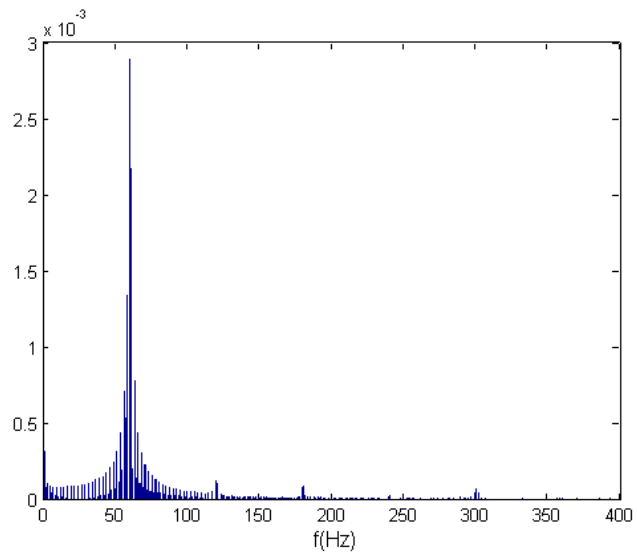


Fig. 4.19 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo em escala ampliada (Ensaio II).

4.3.3 Ensaio III

O Ensaio III possui as mesmas características e utiliza os mesmos parâmetros dos dois ensaios precedentes. Porém a potência a ser entregue à rede nesse caso é de 500 – j250 VA. Os pólos obtidos pela solução da Equação característica (2.59) com os parâmetros da Tabela 4.3, são dados pelas Equações (4.7) a (4.9).

Tabela 4.3 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio.

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	0,5 + j3,44	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta/\Delta P$ (kd)	0	rd/W
Potência aparente na rede	500 – j250	VA
Potência aparente no inversor	513,6 - j156,5	VA
Tensão na rede (V)	107,2	V(rms)
Tensão no inversor (E)	102,96	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1679	rd

$$\lambda_1 = -3,7776 + j15,0054 \quad (4.7)$$

$$\lambda_2 = -3,7776 - j15,0054 \quad (4.8)$$

$$\lambda_3 = -9,6214 \quad (4.9)$$

A Fig. 4.19 mostra as respostas de frequência do inversor, para a simulação e o ensaio, considerando-se os parâmetros da Tabela 4.3. Como os pólos λ_1 e λ_2 da Equação

característica (2.59), possuem parte real e parte imaginária, a característica sub-amortecida também é observada nesse caso.

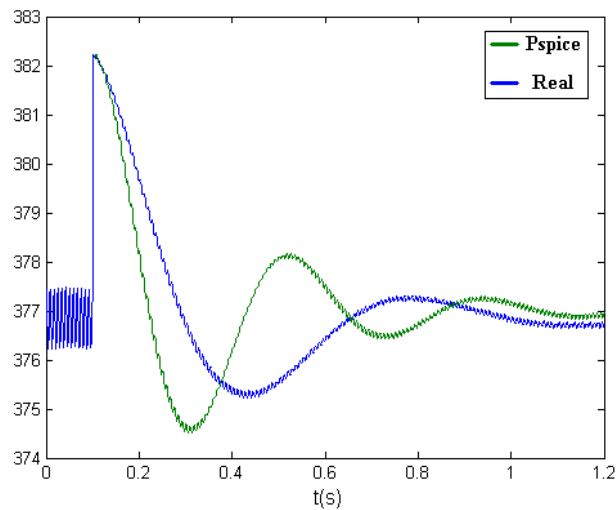


Fig. 4.19 Resposta de frequência do inversor.

As Figs. 4.20 e 4.21 mostram as respostas das potências ativa e reativa, para simulação e para o ensaio, respectivamente. A oscilação da potência ativa em torno do valor de regime é típica da característica sub-amortecida do sistema nessas condições.

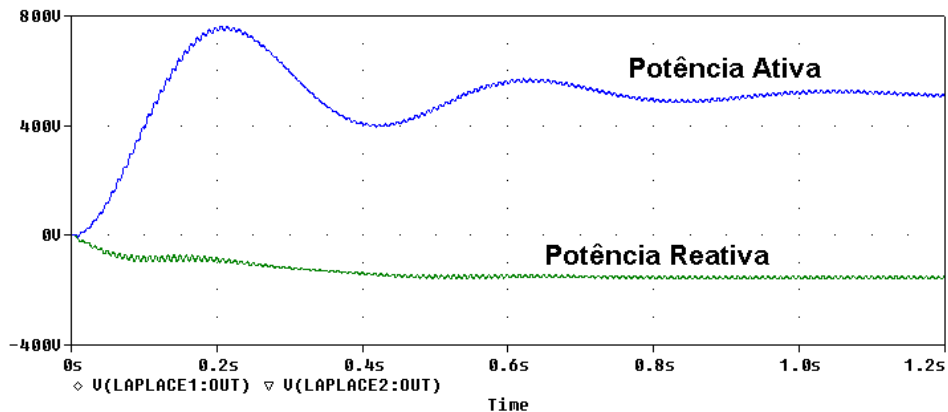


Fig. 4.20 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Simulação no PSpice).

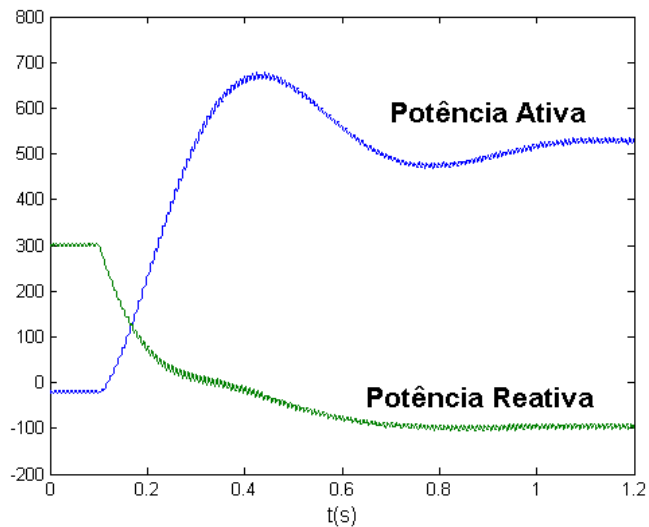


Fig. 4.21 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Ensaio em laboratório).

A Fig. 4.22 mostra as curvas de tensão e corrente de saída para as condições do ensaio III. A corrente nesse caso também é ampliada em 10 vezes, para melhor visualização. As Figs. 4.23 (a), (b) e (c) mostram o instante em que ocorre a mudança do período transitório para o regime permanente, sendo que a Fig. 4.23 (a) mostra uma janela de tempo do período transitório ampliado.

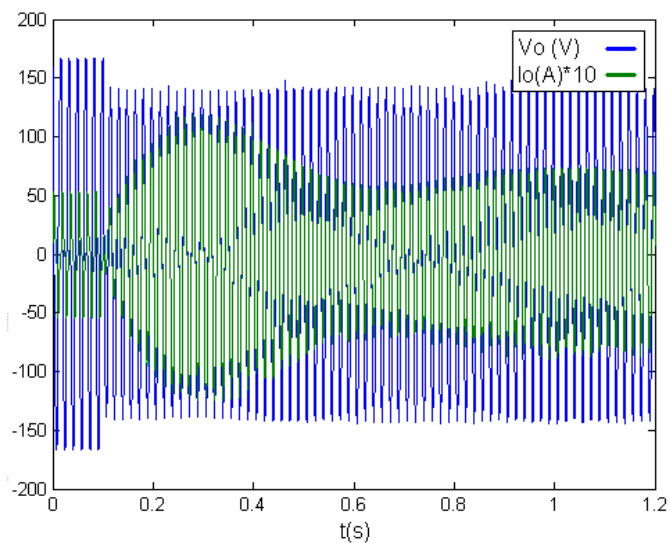


Fig. 4.22 Tensão e corrente de saída do inversor (Ensaio em laboratório).

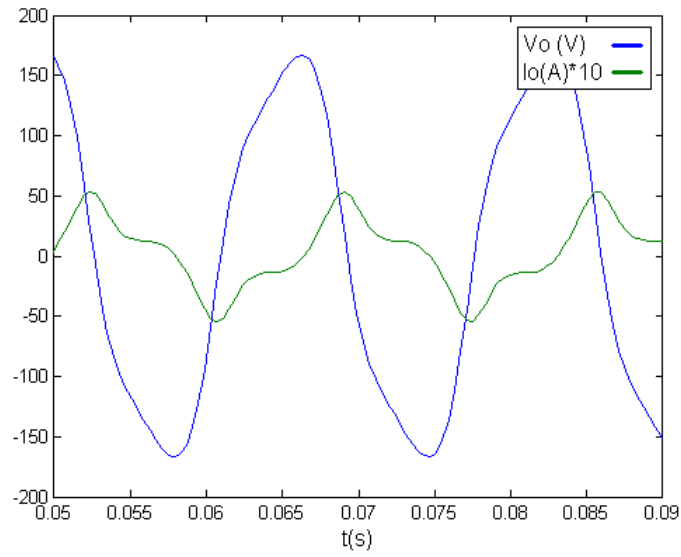


Fig. 4.23 (a) Tensão e corrente de saída do inversor antes da conexão em paralelo com a rede.

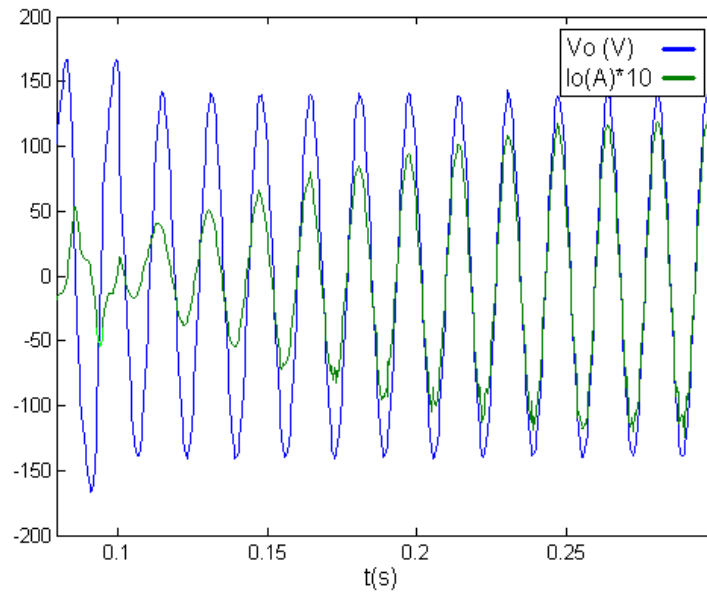


Fig. 4.23 (b) Tensão e corrente de saída do inversor no instante da conexão em paralelo com a rede.

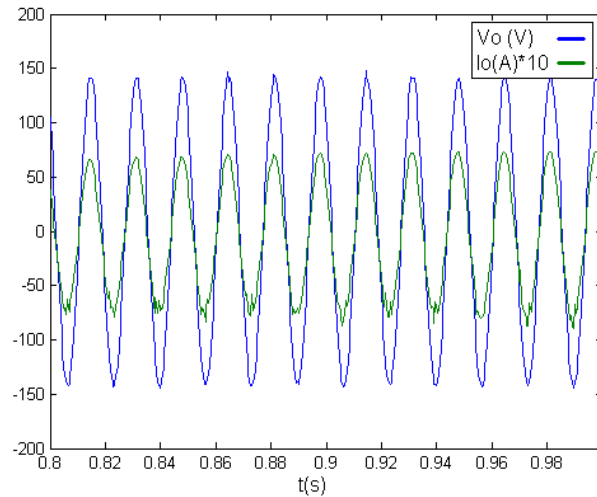


Fig. 4.23 (c) Tensão e corrente de saída do inversor em regime.

Através da Fig. 4.23 (c) percebe-se que a corrente está adiantada da tensão, indicando que o inversor está fornecendo potência ativa à rede e absorvendo potência reativa da mesma.

4.3.3.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída

As Figuras 4.24 a 4.25 mostram o espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes e após o paralelismo com a rede elétrica, respectivamente.

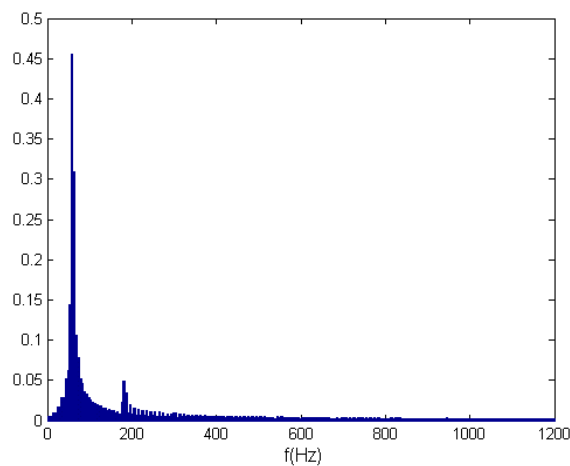


Fig. 4.24 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo (Ensaio III).

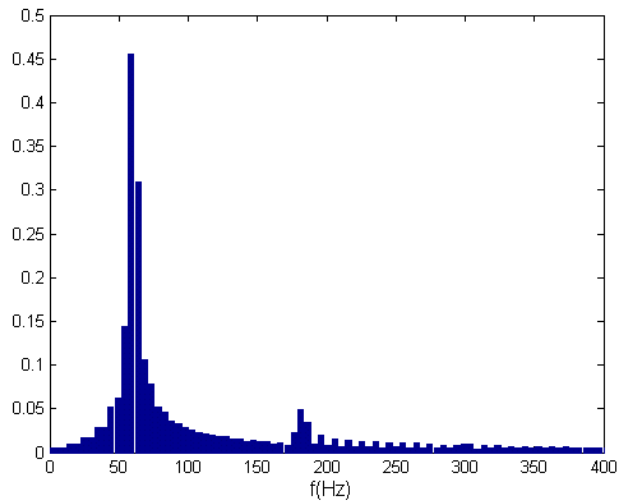


Fig. 4.24 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo, escala ampliada (Ensaio III).

Nota-se a presença acentuada da terceira harmônica, causada pela distorção do transformador de conexão com a rede. Uma vez que antes do paralelismo o mesmo opera a vazio, essa componente, tem grande influência na tensão de saída do inversor.

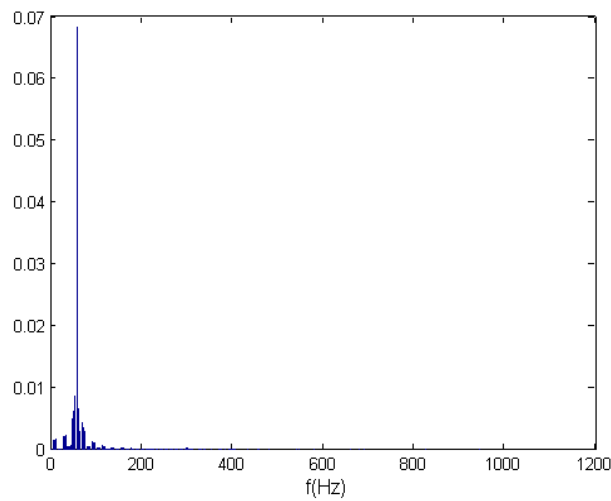


Fig. 4.25 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo, (Ensaio III).

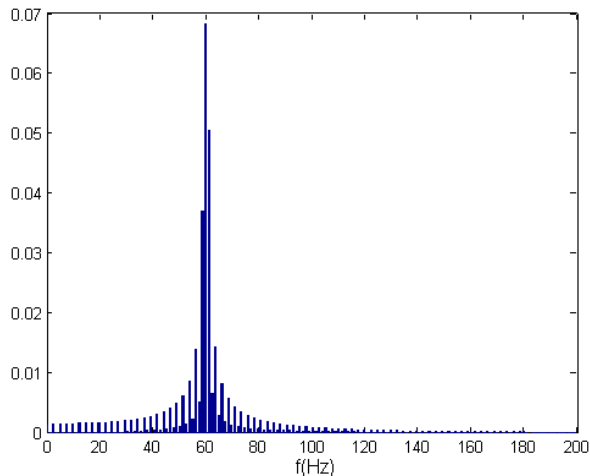


Fig. 4.25 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo, escala ampliada (Ensaio III).

Após a conexão com a rede elétrica, observa-se uma redução significativa da terceira harmônica, em relação à situação mostrada nas Figs. 4.24 (a) e (b), provavelmente devido ao fato do transformador agora, operar mais próximo de sua condição nominal. Entretanto, é importante ressaltar que a tensão entregue à rede, após o paralelismo, possui conteúdo harmônico reduzido, aproximando-se de uma senóide.

As Figuras 4.26 e 4.27 a seguir, mostram o espectro harmônico da corrente de saída do inversor, antes e após o paralelismo, respectivamente, onde se percebe mais uma vez a atenuação da terceira e quinta harmônicas nas formas de onda da tensão e corrente de saída, após o paralelismo.

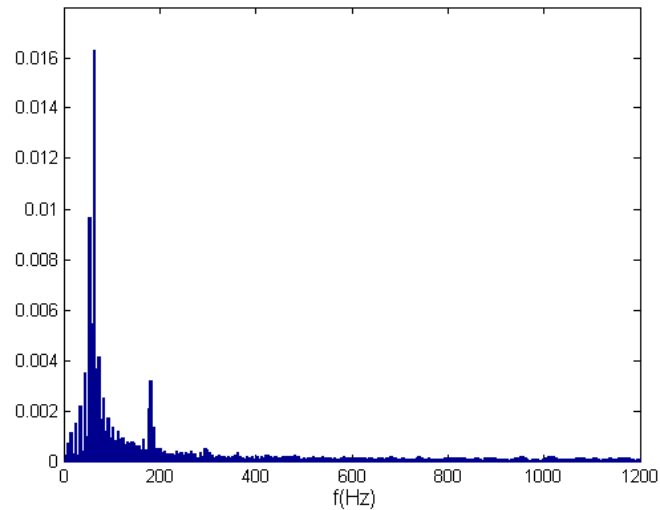


Fig. 4.26 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo, (Ensaio III).

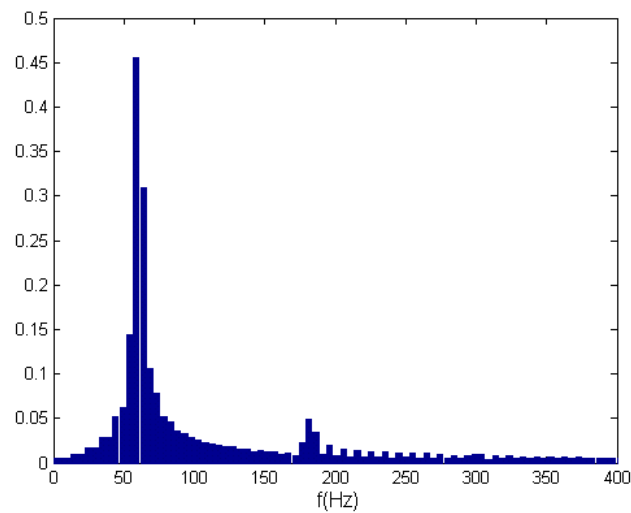


Fig. 4.26 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo, escala ampliada (Ensaio III).

Observa-se pelos gráficos acima, que a presença da terceira harmônica é bem significativa antes do paralelismo com a rede, sendo que após a conexão com a mesma, o conteúdo harmônico da corrente de saída do inversor é significativamente reduzido, como mostram as Figs. 4.27 (a) e (b).

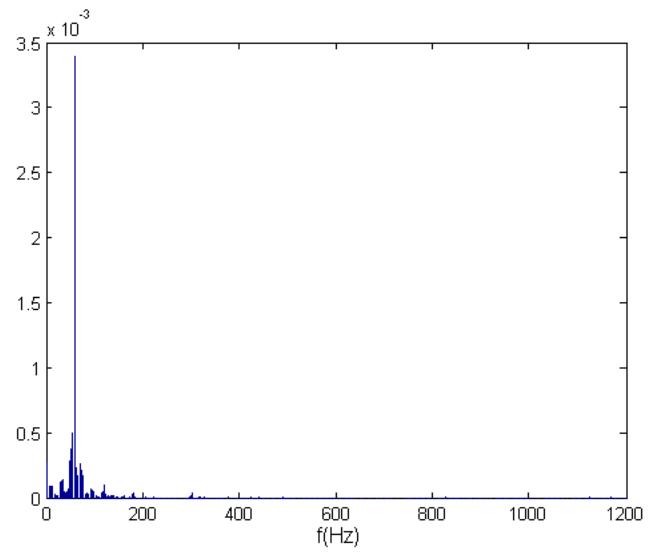


Fig. 4.27 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo, (Ensaio III).

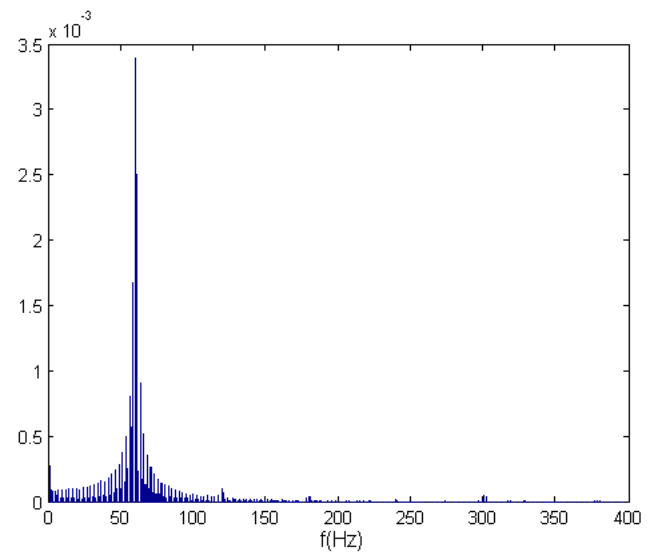


Fig. 4.27 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo, escala ampliada (Ensaio III).

4.3.4 Ensaio IV

O Ensaio IV foi realizado utilizando-se os mesmos parâmetros do ensaio I, porém com a inserção da malha de realimentação adicional $\Delta\delta/\Delta P(kd)$. Os pólos resultantes da solução da Equação característica (2.59), para essa condição específica, são mostrados nas Equações (4.10) a (4.12). As raízes λ_1 , λ_2 e λ_3 possuem apenas parte real, caracterizando o sistema como amortecido, como pode ser comprovado pelas curvas de frequência do inversor, Fig. 4.28, e também pelas curvas de potência ativa e reativa, Fig. 4.29 (simulação) e Fig. 4.30 (Ensaio).

Tabela 4.4 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio.

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	$0,5 + j3,44$	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta/\Delta P$ (kd)	0,001	rd/W
Potência aparente na rede	500	VA
Potência aparente no inversor	$513,6 + j74,79$	VA
Tensão na rede (V)	107,2	V(rms)
Tensão no inversor (E)	110,69	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1454	rd

$$\lambda_1 = -21,0733 \quad (4.10)$$

$$\lambda_2 = -12,2200 \quad (4.11)$$

$$\lambda_3 = -9,9683 \quad (4.12)$$

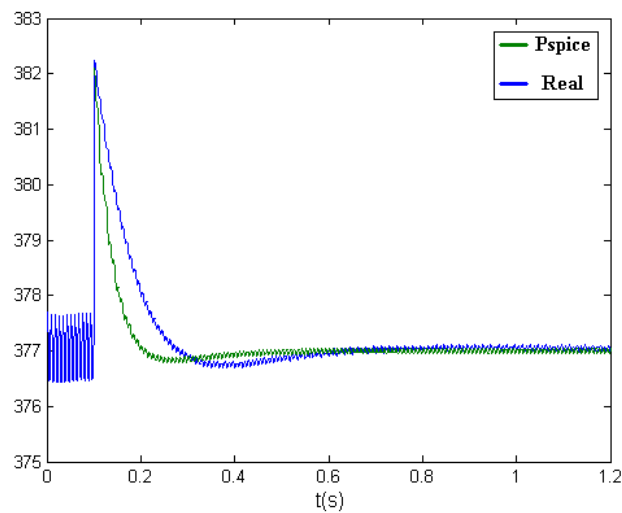


Fig. 4.28 Frequência de saída do inversor.

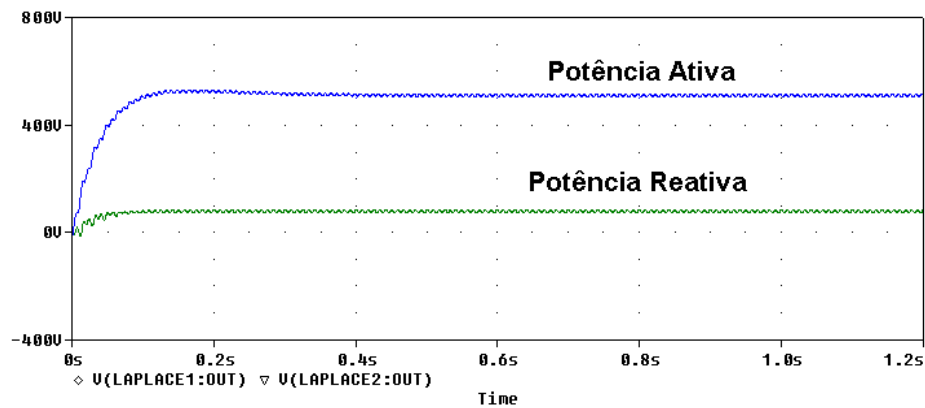


Fig. 4.29 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Simulação no Pspice).

Observa-se que com a malha de realimentação proposta na presente tese, as oscilações dos fluxos de potência ativa e reativa sofreram amortecimento considerável, se comparado

ao ensaio onde a mesma não estava atuando, sendo que o tempo de resposta para se atingir o valor de regime também foi reduzido.

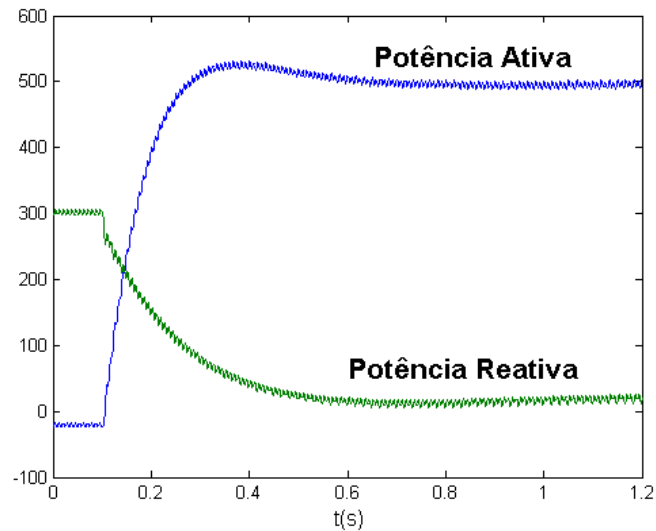


Fig.4.30 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Ensaio em laboratório).

As Figuras 4.31 e 4.32 mostram a tensão e a corrente de saída do inversor, obtidas para esse ensaio. Embora a corrente possua um transitório acentuado no instante que ocorre o paralelismo com a rede, a mesma retorna ao valor de regime caracterizando o sistema como estável, diante de pequenas perturbações.

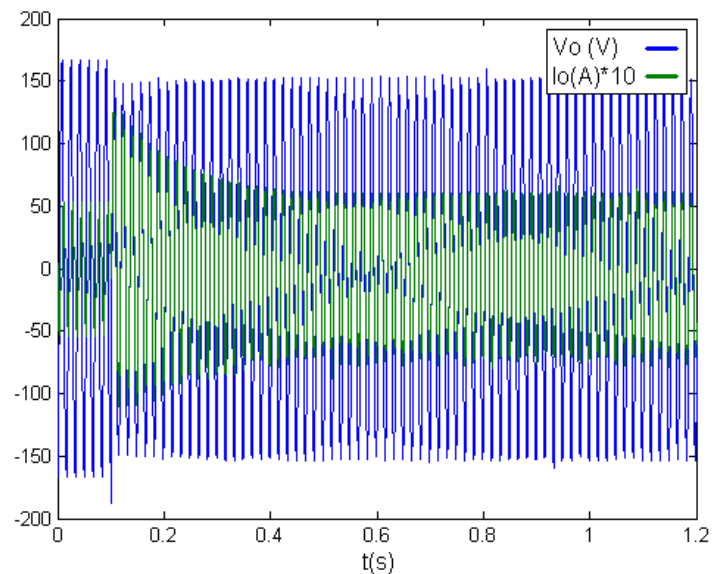


Fig. 4.31 Tensão e corrente de saída do inversor (Ensaio em laboratório).

As Figuras 4.32 (a), (b) e (c) mostram em detalhes os períodos anterior à conexão com a rede, durante e posterior, respectivamente.

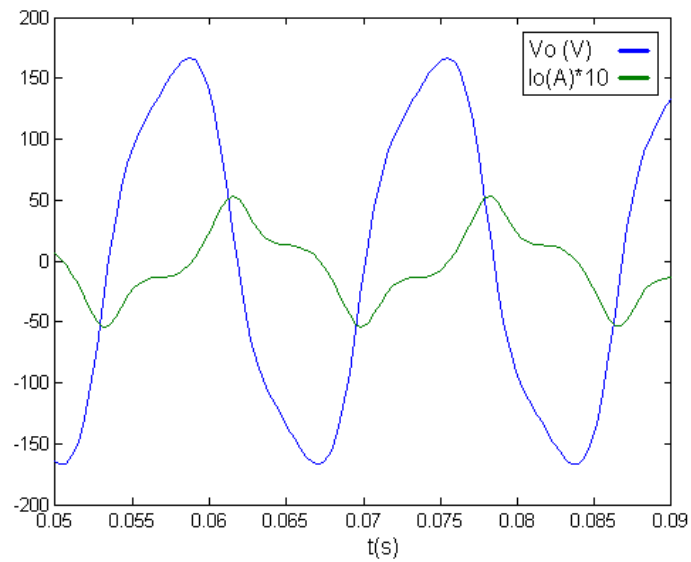


Fig. 4.32 (a) Tensão e corrente de saída do inversor antes da conexão em paralelo com a rede.

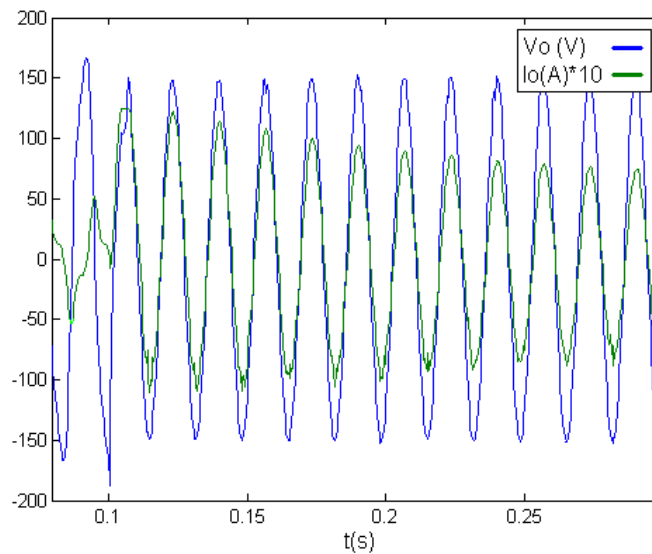


Fig. 4.32 (b) Tensão e corrente de saída do inversor no instante da conexão em paralelo com a rede.

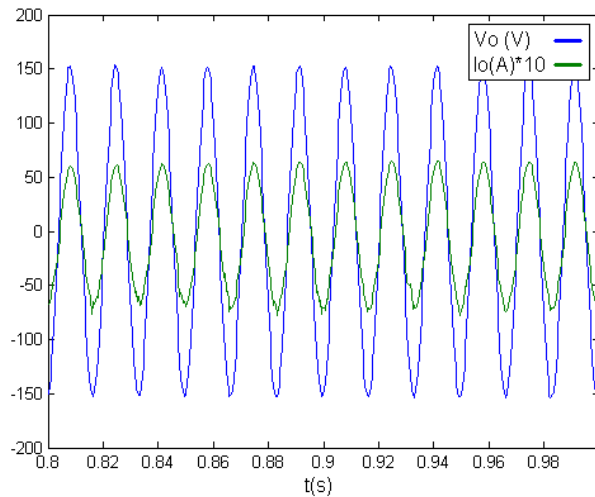


Fig. 4.32 (c) Tensão e corrente de saída do inversor em regime.

4.3.4.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída

As Figuras 4.33 e 4.34 mostram o espectro das frequências da tensão de saída do inversor antes e após o paralelismo. Percebe-se claramente a presença da terceira harmônica na tensão de saída do inversor, antes do mesmo ser conectado em paralelo com a rede.

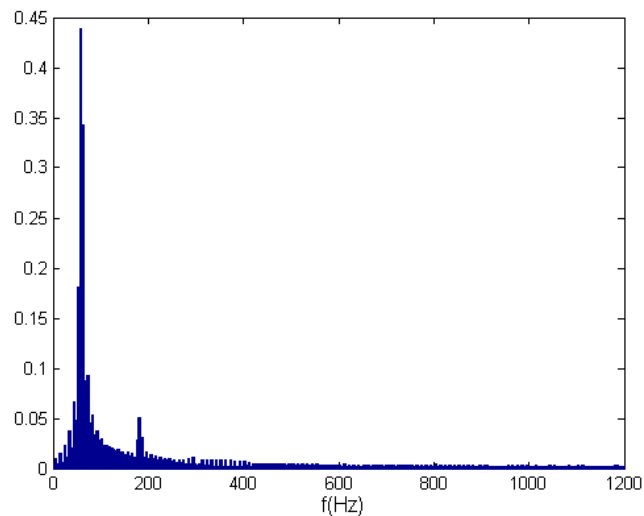


Fig. 4.33 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo (Ensaio IV).

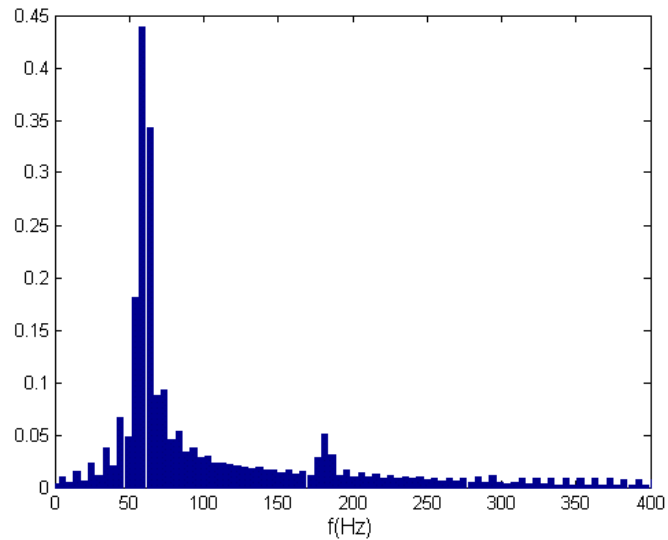


Fig. 4.33 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo, escala ampliada (Ensaio IV).

Pelas figuras acima, percebe-se claramente a presença da terceira harmônica na tensão de saída do inversor, antes do mesmo ser conectado em paralelo com a rede.

As Figuras 4.34 (a) e (b) mostram o espectro harmônico da tensão de saída após o paralelismo com a rede elétrica.

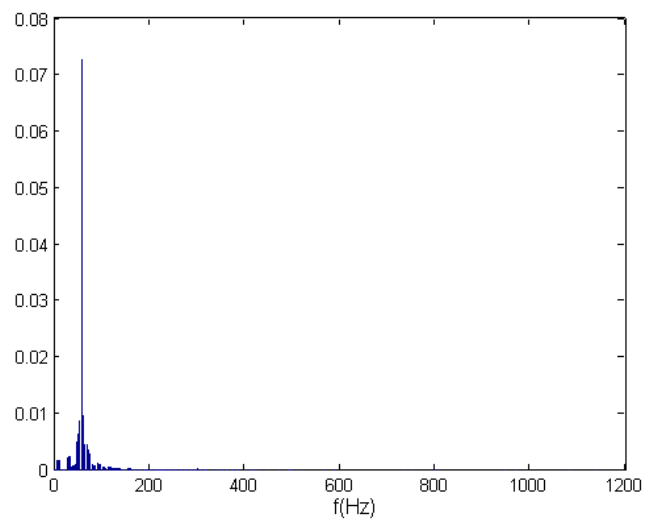


Fig. 4.34 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo (Ensaio IV).

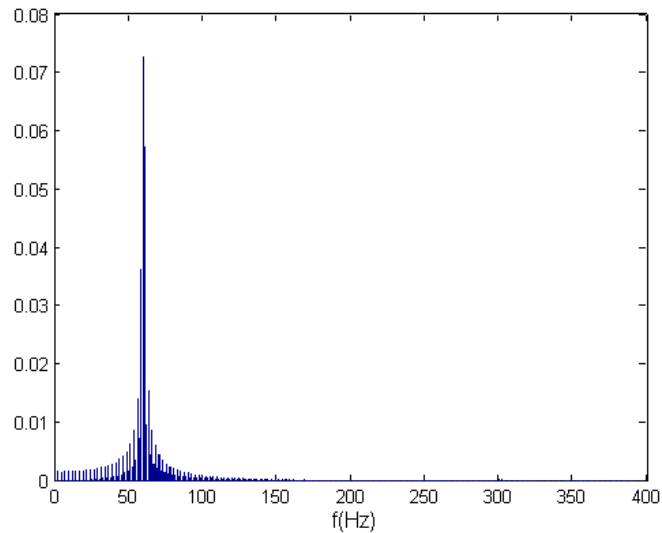


Fig. 4.34 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo, escala ampliada (Ensaio IV).

As Figuras 4.35 e 4.36 mostram o espectro harmônico da corrente de saída do inversor, antes e após o paralelismo.

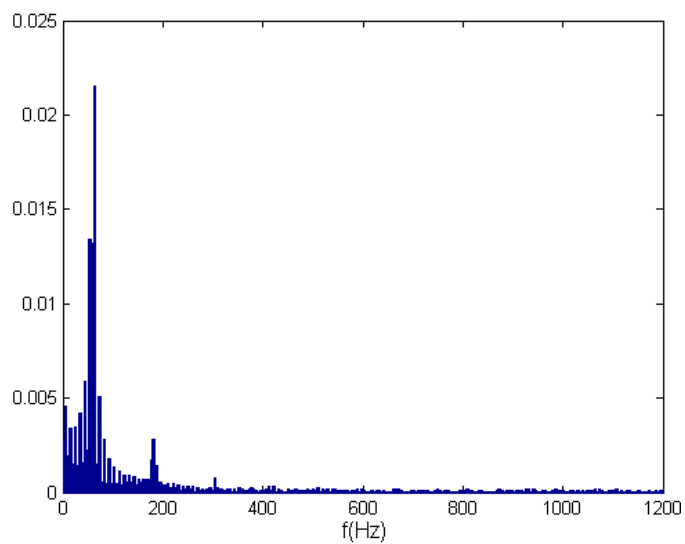


Fig. 4.35 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo, (Ensaio IV).

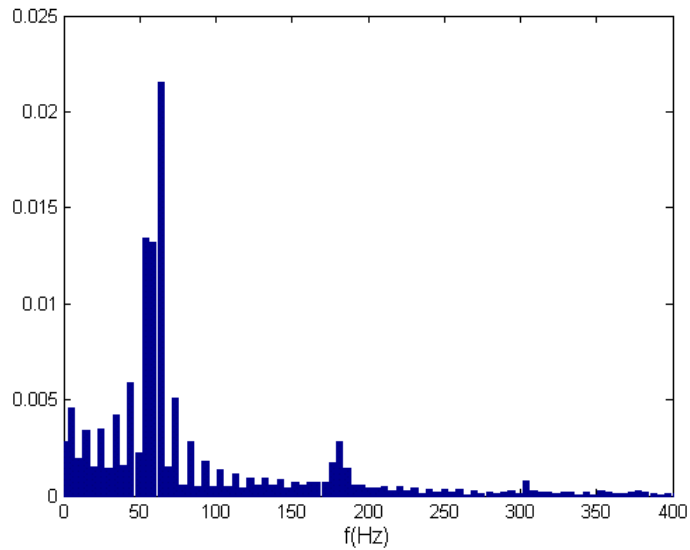


Fig. 4.35 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo, escala ampliada (Ensaio IV).

Percebe-se mais uma vez a presença da terceira harmônica no espectro da corrente de saída do inversor antes do paralelismo com a rede. Também, uma componente de quinta harmônica está presente no espectro da corrente de saída.

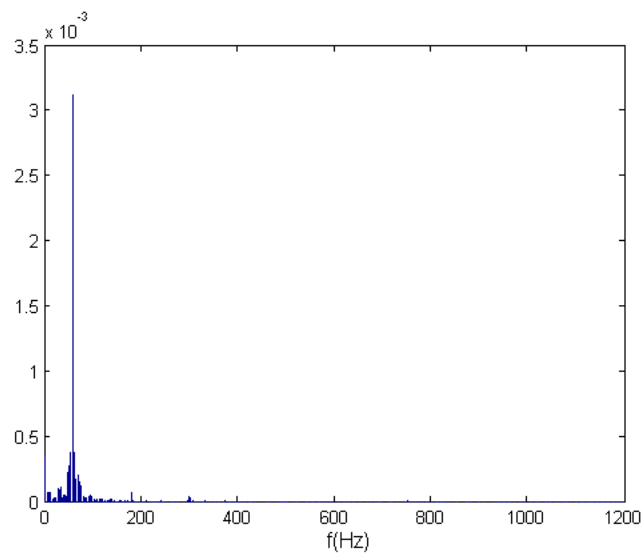


Fig. 4.36 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo, (Ensaio IV).

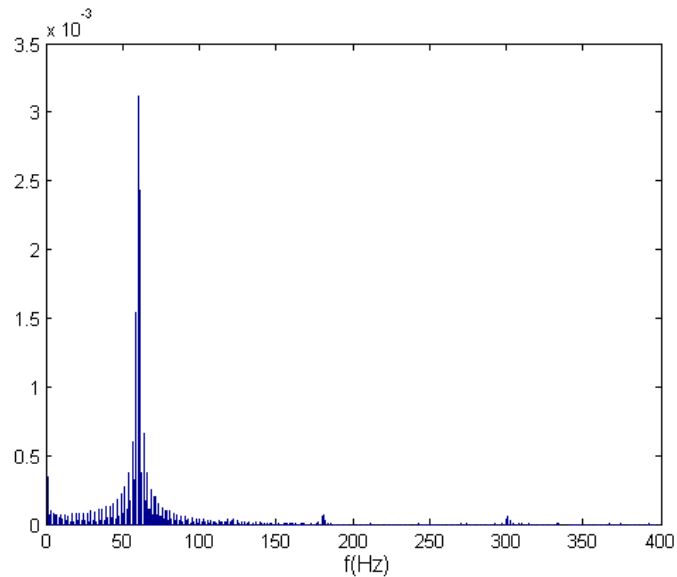


Fig. 4.36 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo, escala ampliada (Ensaio IV).

Nota-se que as componentes de terceira e quinta harmônicas da forma de onda da corrente de saída do inversor, foram atenuadas após a conexão do mesmo com a rede.

4.3.5 Ensaio V

No Ensaio V foram utilizados os mesmos parâmetros do Ensaio III, porém agora com a presença da malha de realimentação adicional $\Delta\mathcal{Y}\Delta P(kd)$. Os pólos resultantes da solução da Equação característica (2.59), Equações (4.13) a (4.15), possuem apenas parte real, caracterizando o sistema como amortecido.

Tabela 4.5 – Parâmetros do sistema e ponto de equilíbrio

Variável	Valor	Unidade
Impedância da linha	0,5 + j3,44	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	7,54	rd/s
Inclinação da curva $P-\omega$ (kp)	0,01	rd/s/W
Inclinação da curva $Q-V$ (kv)	0,01	V/Var
Ganho da realimentação de $\Delta\delta\Delta P$ (kd)	0,001	rd/W
Potência aparente na rede	500 – j250	VA
Potência aparente no inversor	513,6 - j156,5	VA
Tensão na rede (V)	107,2	V(rms)
Tensão no inversor (E)	102,96	V(rms)
Frequência nominal da rede (ω)	377	rd/s
Diferença de fase inversor-rede ($\Delta\delta$)	0,1679	rd

$$\lambda_1 = -18,7029 \quad (4.13)$$

$$\lambda_2 = -12,7884 \quad (4.14)$$

$$\lambda_3 = -9,6316 \quad (4.15)$$

A Figura 4.37 mostra a resposta de frequência do inversor durante o Ensaio V. Verifica-se claramente a característica amortecida do sistema inversor-rede para essa condição de operação.

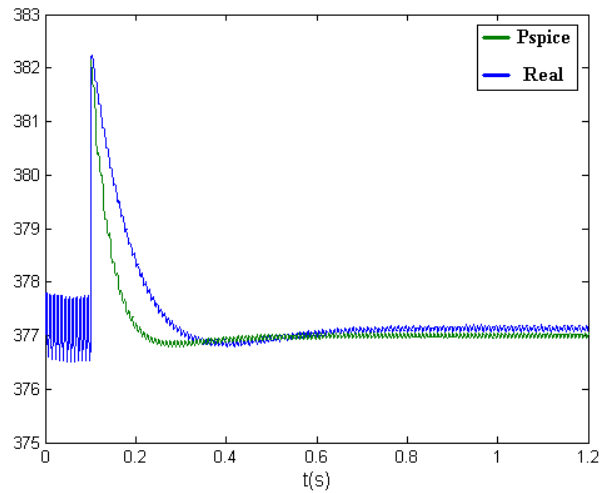


Fig. 4.37 Frequência de saída do inversor

As Figuras 4.38 (simulação no Pspice) e 4.39 (ensaio) mostram as curvas de potência ativa e reativa, confirmando o amortecimento do sistema durante o paralelismo do inversor com a rede.

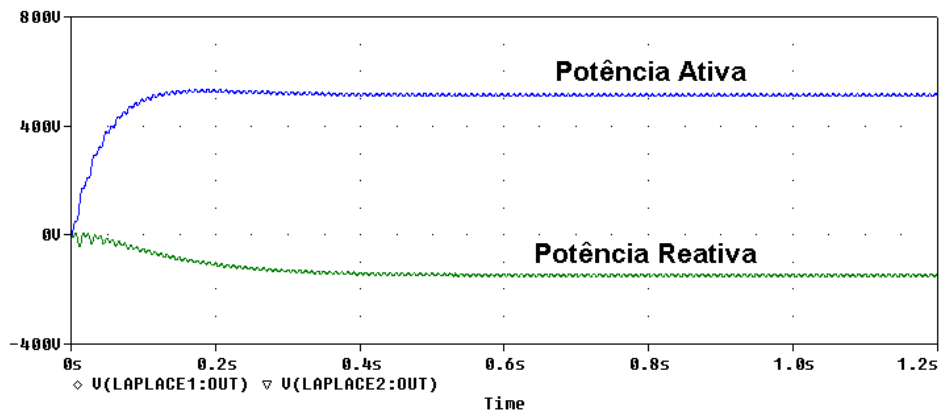


Fig. 4.38 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Simulação no Pspice).

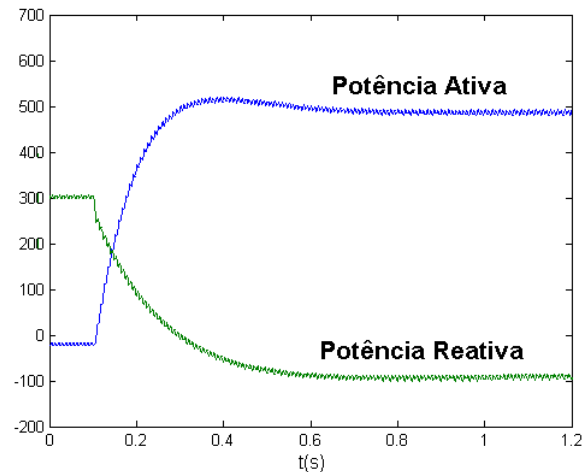


Fig. 4.39 Potências ativa e reativa fornecidas pelo inversor (Ensaio em laboratório).

As Figuras 4.40 e 4.41 apresentam as curvas de tensão e corrente, com a mesma escala descrita nas subseções anteriores. Nota-se que a curva de corrente apresenta uma resposta transitória oscilatória a partir do instante que ocorre o paralelismo com a rede, todavia, a condição de regime é atingida, caracterizando a estabilidade do sistema inversor-rede para essa condição de carga específica, ou seja o inversor opera fornecendo 500 W de potência ativa para a rede e absorvendo -250 Var da mesma.

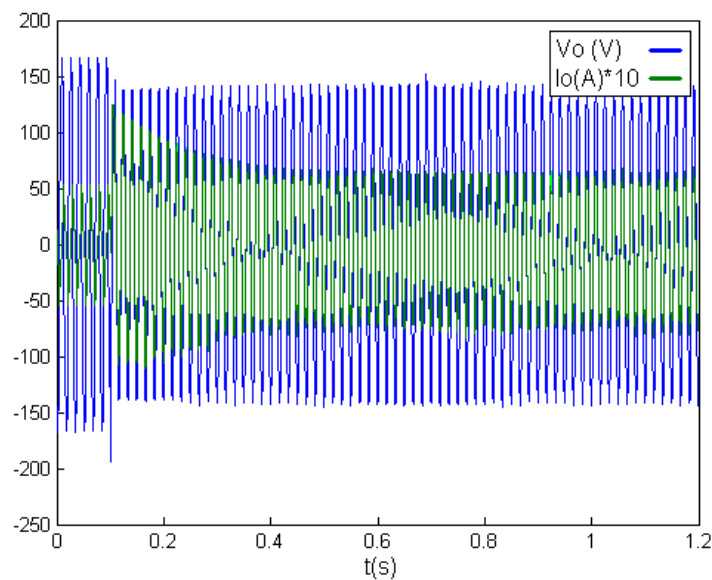


Fig. 4.40 Tensão e corrente de saída do inversor (Ensaio em laboratório).

A diferença entre o valor citado anteriormente da potência reativa e o valor do gráfico experimental na Fig. 4.39 é devido à erros de medição do circuito de condicionamento dos sinais de tensão e corrente do inversor (tensão de *off-set* dos amplificadores operacionais)

As Figuras 4.41 (a), (b) e (c) mostram o período anterior ao paralelismo com a rede, durante a habilitação das chaves do inversor em $t = 0,1$ s e após a conexão caracterizando o regime permanente, respectivamente. Observa-se claramente pela Fig. 4.41 (a), que tanto a tensão como a corrente de saída do inversor antes do paralelismo, possuem conteúdo harmônico significativo, implicando em distorção das formas de onda.

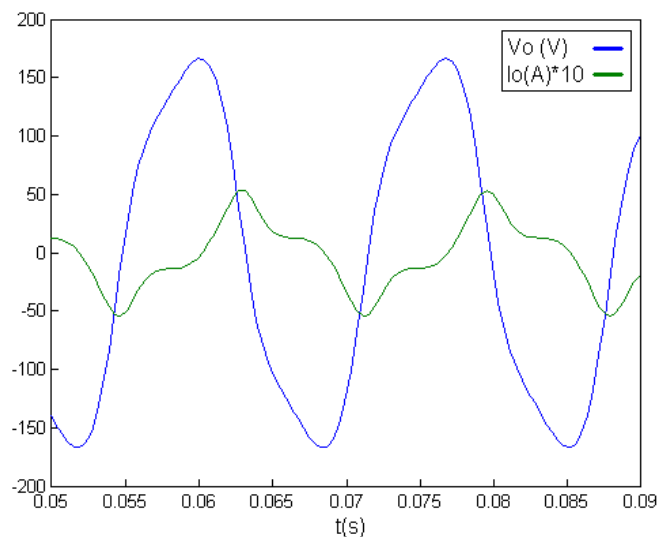


Fig. 4.41 (a) Tensão e corrente de saída do inversor antes da conexão em paralelo com a rede.

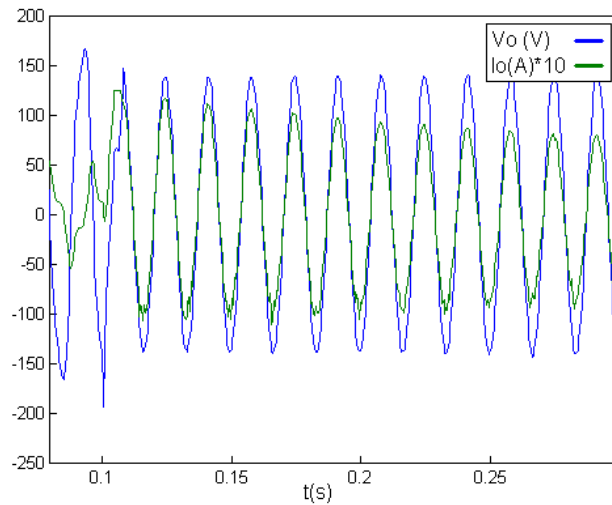


Fig. 4.41 (b) Tensão e corrente de saída do inversor no instante da conexão em paralelo com a rede.

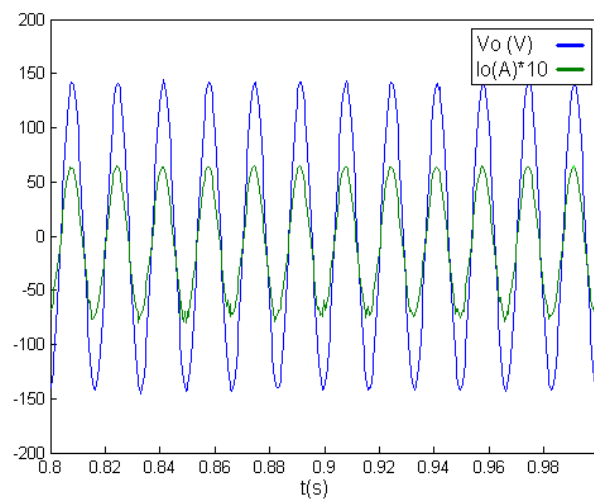


Fig. 4.41 (c) Tensão e corrente de saída do inversor em regime.

4.3.5.1 Espectro de harmônicas da tensão e corrente de saída

As Figuras 4.42 e 4.43 mostram o espectro de frequências da tensão de saída do inversor antes e depois do paralelismo com a rede, durante o Ensaio V.

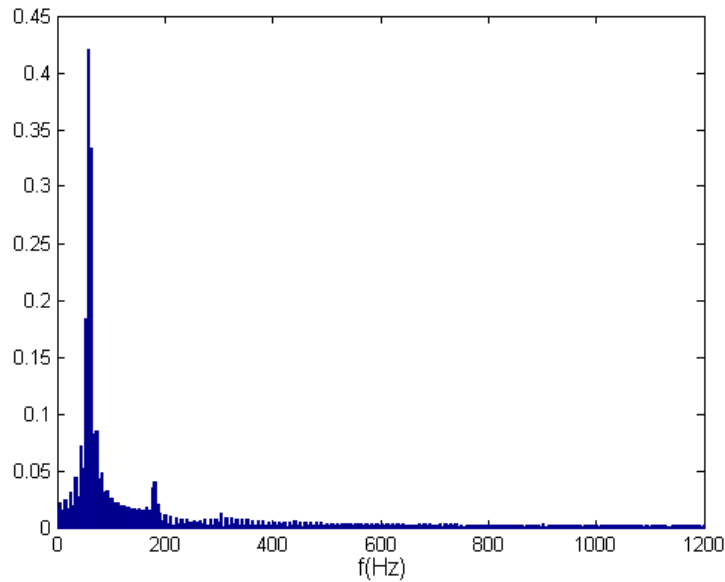


Fig. 4.42 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo, (Ensaio V).

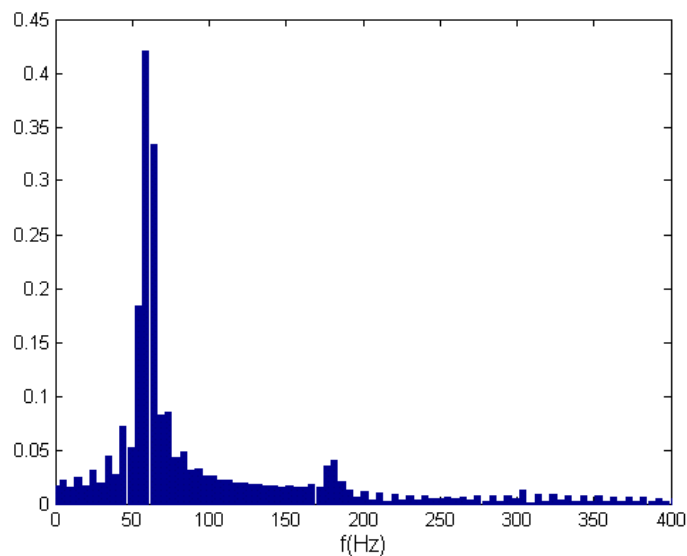


Fig. 4.42 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor antes do paralelismo, escala ampliada (Ensaio V).

Como pode ser visto nas Figuras 4.42 (a) e (b), o espectro de frequências da tensão de saída do inversor possui além da fundamental, componentes harmônicas de terceira e quinta ordem mais acentuadas que as demais.

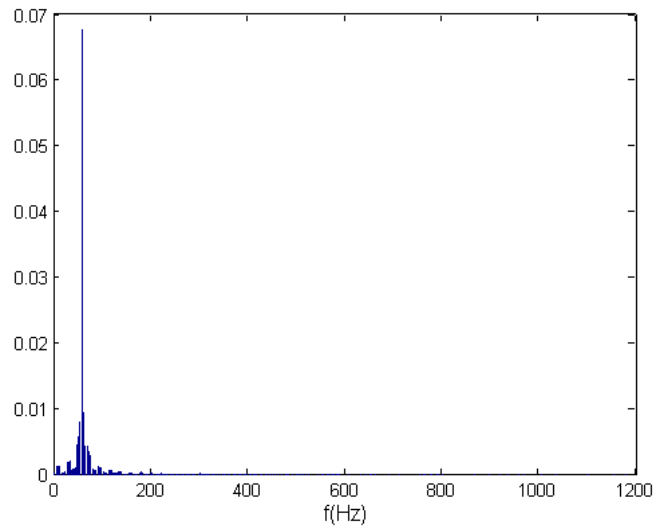


Fig. 4.43 (a) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo, (Ensaio V).

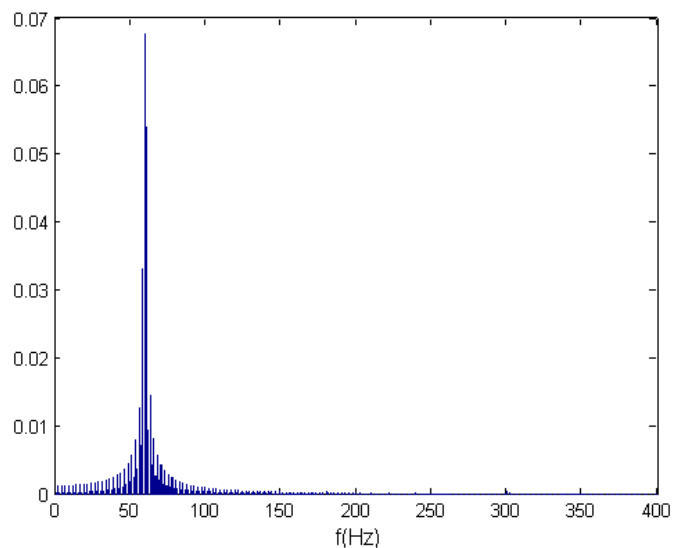


Fig. 4.43 (b) Espectro harmônico da tensão de saída do inversor após o paralelismo, escala ampliada (Ensaio V).

Nas Figuras 4.43 (a) e (b), nota-se a redução clara das componentes de terceira e quinta ordem harmônicas no espectro de frequências da tensão de saída do inversor.

A seguir são mostradas as Figuras 4.44 e 4.45 que apresentam o espectro de frequências da corrente de saída do inversor durante o Ensaio V.

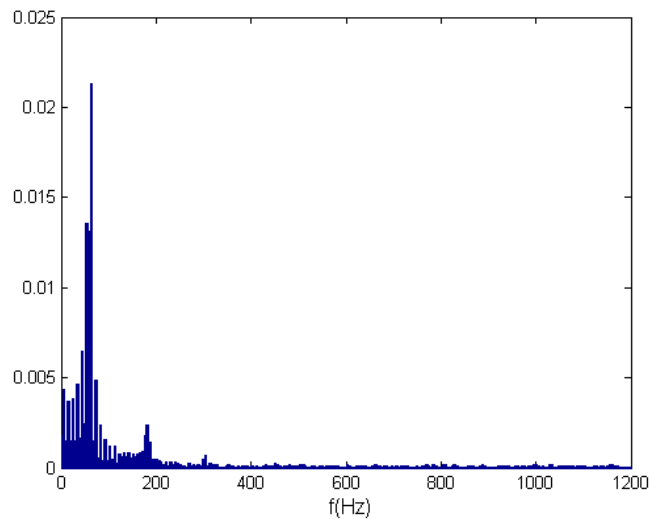


Fig. 4.44 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor antes do paralelismo, (Ensaio V).

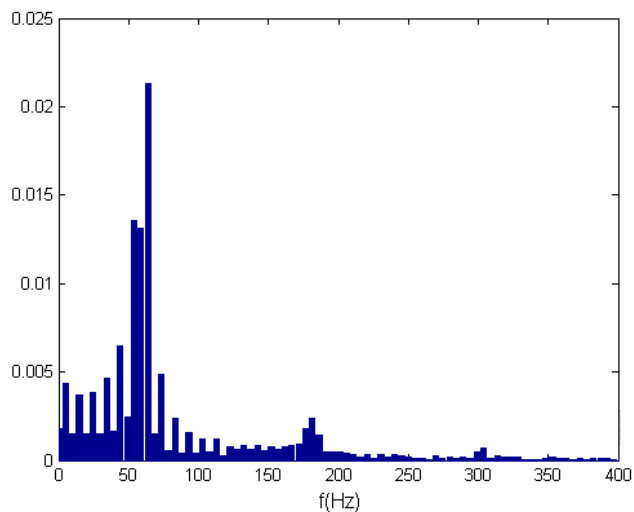


Fig. 4.44 (b) Espectro harmônico corrente de saída do inversor antes do paralelismo, escala ampliada (Ensaio V).

As componentes de terceira e quinta ordem harmônicas relativas à fundamental, Figs. 4.44 (a) e (b), prevalecem em relação às demais no espectro de frequências da corrente de

saída do inversor antes do paralelismo realizado no Ensaio V. A seguir são mostrados os espectros de frequência da corrente de saída após o paralelismo, Figuras 4.45 (a) e (b)

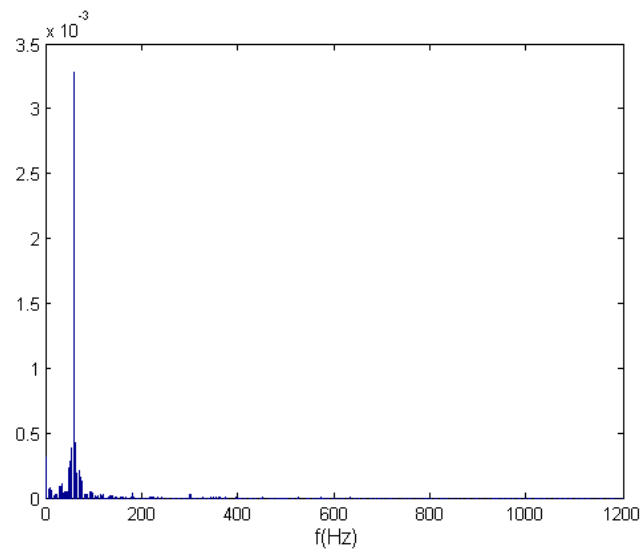


Fig. 4.45 (a) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo, (Ensaio V).

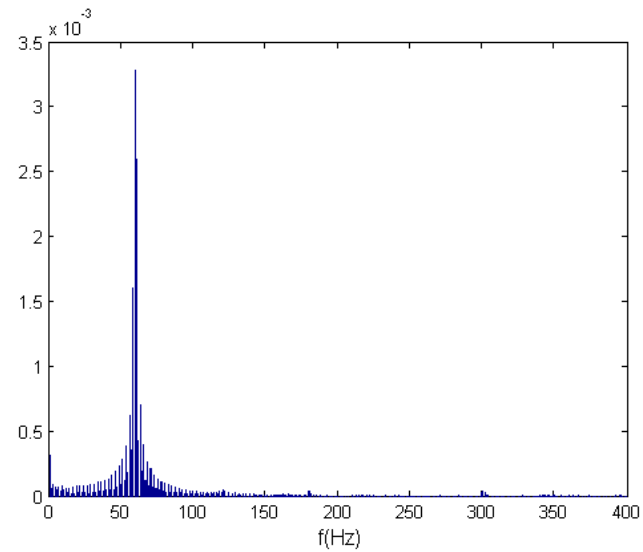


Fig. 4.45 (b) Espectro harmônico da corrente de saída do inversor após o paralelismo, escala ampliada (Ensaio V).

A redução das componentes harmônicas de terceira e quinta ordem da corrente de saída do inversor também foi observada, bem como todo o espectro em relação à fundamental.

4.4 Conclusões

Nesse capítulo foram apresentados os resultados experimentais que confirmaram a análise teórica feita no capítulo precedente. A implementação da malha de realimentação adicional $\Delta\delta/\Delta P$ (kd) inserida na malha de controle convencional baseada nas curvas características $P-\omega$ e $Q-V$ ([Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994]), utilizada no controle dos fluxos de potência ativa e reativa, comprovou ser eficaz no que diz respeito à atenuação das oscilações transitórias relativas ao período posterior ao paralelismo do inversor com a rede. Pode-se afirmar que essa característica é muito importante para aplicações em sistemas UPS distribuídos, onde o número de unidades do sistema que entram em operação e/ou saem ao mesmo tempo é considerável. Apesar de que os testes foram feitos com apenas uma unidade conectada em paralelo com a rede, é razoável se projetar o desempenho do controlador para um número de unidades maior ou igual a dois.

Também foi observado através da análise espectral da tensão de saída do inversor, bem como da corrente, que os respectivos conteúdos harmônicos foram significativamente reduzidos após a conexão do inversor em paralelo com a rede. Para tal análise foi utilizado um programa feito no MATLAB[®] (Apêndice C), que calcula o espectro de frequências utilizando-se o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (*FFT*).

Os resultados experimentais obtidos confirmaram o bom desempenho do controlador proposto no trabalho, tanto em período transitório, como em regime, fazendo do mesmo uma opção viável tanto para sistemas isolados, como para sistemas distribuídos. Os níveis de potência ativa e reativa que foram adotados para o ensaio, podem ser considerados próximos ao que seria uma situação real, onde uma unidade UPS em determinado instante, estaria injetando ou absorvendo aquelas respectivas quantidades de potência ativa e reativa na rede elétrica. O controle dos fluxos de potência ativa e reativa injetados ou absorvidos da rede, é feito com uma margem de estabilidade que garante o bom desempenho do paralelismo do sistema inversor-rede, nas condições de operação preestabelecidas.

Efeitos colaterais observados em trabalhos correlatos, tais como a elevação da tensão de saída do inversor durante o período transitório posterior ao paralelismo [Martins, M. P., 2004], não foram detectados durante a atuação do controle nas oscilações dos fluxos das potências ativa e reativa com a rede elétrica.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES GERAIS

5.1 Conclusões

Foi apresentada no capítulo inicial uma introdução básica ao tema Sistemas UPS distribuídos citando os componentes básicos e topologias aplicáveis, com o objetivo de se descrever sucintamente o equipamento, seu modo de funcionamento e as vantagens e desvantagens inerentes a cada topologia. As principais contribuições e parte das aplicações de sistemas UPS distribuídos também foram citadas nesse capítulo.

Também neste mesmo capítulo foram apresentadas várias técnicas de controle de paralelismo de inversores com a rede, sendo que algumas dessas técnicas utilizam a interconexão no controle e algumas utilizam o controle autônomo das unidades. Suas principais características, fundamentos de controle, assim como as vantagens e desvantagens das mesmas, também são descritas.

O Capítulo 2 apresentou um estudo teórico da análise para pequenos sinais aplicada a SEP, cuja finalidade foi a de garantir a estabilidade do sistema inversor-rede diante de pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio. Considerando-se que um sistema UPS distribuído se comporta como um SEP diante de pequenas perturbações no que se refere à dinâmica do fornecimento de potências ativa e reativa para as cargas. A escolha da

análise para pequenos sinais aplicada a SEP, foi justificada como ferramenta de controle aplicada ao paralelismo do inversor com a rede elétrica visando sua estabilidade.

O Capítulo 3 apresentou os resultados de simulação utilizando-se a malha de controle adicional $\Delta\delta/\Delta P$ (kd), onde pode-se notar que a presença da mesma reduz consideravelmente o pico e a frequência das oscilações tanto da potência ativa, como da reativa, durante o período transitório, ou seja, durante a conexão em paralelo com a rede elétrica. O controlador proposto no trabalho para o paralelismo inversor-rede, o qual é baseado nas técnicas das curvas características $P-\omega$ e $Q-V$, ([Tuladhar et al., 1997] e [Chandorkar et al., 1994]), possui como principal característica a realimentação da variação instantânea do ângulo de carga $\Delta\delta$ pela variação da potência ativa ΔP (kd), sem apresentar efeitos colaterais tais como a elevação da tensão de saída do inversor verificado por [Martins, M. P., 2004] em seu trabalho e mantendo os benefícios do amortecimento das potências ativa e reativa durante o transitório do paralelismo com a rede. Similarmente ao que foi verificado por [Coelho, 2000] em seu trabalho, o grande “gargalo” do sistema de controle é a malha de controle do fluxo das potências ativa e reativa, que utiliza um filtro de medição de um pólo sintonizado em $\omega_c = 7,54$ rd/s ou $f_c = 1,2$ Hz , tornando a dinâmica do controle lenta. Porém a existência desse mesmo filtro, é justificada, pela necessidade de atenuação do *ripple* de 120 Hz do valor médio da potência calculado sobre um ciclo da rede. A existência desse *ripple* é prejudicial ao cálculo da tensão de referência V_{ref} , cujo valor poderia ficar mascarado em função das harmônicas de 120 Hz e também o valor da frequência de referência do inversor ω_{ref} , sofreria um desvio em relação ao valor nominal de 60 Hz, quando o sistema estivesse operando em regime permanente.

O Capítulo 4 mostrou os resultados experimentais obtidos com o protótipo descrito na seção 4.2. As formas de onda das potências ativa e reativa, obtidas por simulação e experimentalmente, são apresentadas para efeito de comparação. As curvas da tensão e da corrente de saída do inversor, também são mostradas nesse capítulo, sendo que os espectros de frequência, relativos às mesmas também são apresentados e seus respectivos conteúdos harmônicos analisados. A atenuação de harmônicas de terceira e quinta ordens é constatada quando o inversor é conectado em paralelo com a rede, apesar de que a distorção da forma de onda da tensão de saída do inversor antes do paralelismo com a rede, pode ter sua justificativa no fato de que o transformador de conexão com a rede opera à vazio. Todavia, pode-se concluir que o perfil da tensão na saída do inversor é considerado satisfatório, possuindo boa regulação, desvio de frequência desprezível e conteúdo harmônico reduzido se comparado ao período anterior ao paralelismo.

Sugestões para trabalhos futuros:

- **Automatização do sistema de conexão à rede elétrica:**

Propõe-se a implementação de uma chave estática do tipo *bypass*, que substituiria a chave convencional SW1, Seção 5.2 – Figura 5.1, que de fato é um disjuntor que conecta o transformador isolador monofásico (1:2) à rede elétrica. Nesse caso o disjuntor seria substituído por uma chave estática controlada por um *software*, cuja finalidade seria gerar digitalmente os pulsos de gatilho que iriam acioná-la. Isso ocorre somente quando as chaves do inversor (IGBT's) estiverem desabilitadas, e o programa de controle detecta se a tensão de referência para o inversor está em fase com a tensão de saída do mesmo. Essa precaução se faz necessária para garantir que o inversor não entre em operação quando por exemplo, houver algum problema na geração da tensão de referência realizada pelo programa de controle, ou mesmo à distúrbios oriundos da rede elétrica, tais como desvio de frequência além da faixa estabelecida em norma. Se esta tensão estiver fora de fase em relação à tensão de saída medida do inversor antes da conexão em paralelo com a rede, poderia haver circulação de corrente do inversor para a rede de magnitude não desejável. Dessa forma, garante-se o intertravamento do circuito de controle que gera a tensão de referência com o circuito de saída do inversor antes do paralelismo com a rede elétrica.

- **Implementação de rotinas de supervisão:**

A implementação de rotinas de supervisão também é proposta como forma de se melhorar o sistema de proteção do circuito do inversor, nos seguintes casos: 1) a rede apresentar afundamentos ou elevações de tensão além de determinada faixa pré-determinada pelo projetista, a qual possa causar danos tanto à carga como ao inversor. O programa de controle perceberia essa variação de tensão além dos limites pré-estabelecidos para funcionamento e desabilitaria as chaves do inversor, retirando-o de operação enquanto perdurasse o distúrbio, 2) a tensão no elo CC sofrer variações além de limites específicos. Se houver um afundamento de tensão severo na rede elétrica, a tensão no capacitor do elo CC também irá diminuir consideravelmente. Quando a rede retornar à operação normal, e o elo CC voltar a ser alimentado com tensões nominais, correntes de circulação elevadas poderiam danificar não só os capacitores do elo, bem como a ponte retificadora de entrada, causando prejuízos indesejáveis. Por isso, se faz necessária a implementação de uma rotina de supervisão com a finalidade específica de desabilitar tanto as chaves do inversor, como a fonte de entrada que alimenta o elo CC, evitando dessa forma o comprometimento do equipamento, 3) intertravamento das ações de comando do operador do sistema, no caso de se fixar valores de potência ativa e reativa feitos pelo programa de controle, acima da capacidade do sistema, causando

danos irreversíveis ao mesmo. Nesse caso a rotina de supervisão verificaria os valores setados das potências e faria a comparação com os valores máximos permitidos, habilitando o seu funcionamento apenas dentro da faixa de operação pré-fixada.

- **Implementação do sistema inversor-rede trifásicos utilizando diferentes algoritmos para os cálculos das potências:**

Propõe-se para trabalhos futuros a implementação do sistema aqui apresentado nesse trabalho na sua versão trifásica, onde toda a análise teórica e de simulação feita anteriormente, também seria realizada para as três fases, considerando-se os diferentes algoritmos para cálculo de potência;

- **Implementação do sistema em DSP (*Digital Signal Processor*)**
- **Implementação do paralelismo inversor-rede, considerando a conexão com dois ou mais inversores em paralelo;**
- **Implementação do paralelismo considerando dois inversores conectados ao barramento de segurança;**
- **Avaliação do desempenho para cargas lineares e não lineares;**
- **Implementação do sistema inversor-rede trifásicos utilizando diferentes algoritmos para os cálculos das potências;**
- **Procedimento de projeto considerando as variáveis k_p , k_v , k_d , ω e L_t , visando à otimização do desempenho do controlador;**
- **Avaliação do desempenho do sistema considerando os filtros passa-baixa de mais alta ordem, objetivando uma melhoria na dinâmica da resposta do sistema.**

Referências:

- Chandorkar, M. C., Divan, D. M., Hu, Y., Banerjee, B. (1994). Novel architectures and control for distributed UPS systems. In *APEC'94*, pages 683-689.
- Chen, J.-F. and Chu, C.-L. (1995). Combination voltage-controlled and current controlled pwm inverters for UPS parallel operation. In *IEEE Transactions On Power Electronics*, volume 10, pages 547-558.
- Chiang, S. J., Chang, J. M. (2001). *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001*. IEEE 32nd annual, volume 2, pages 957-961.
- Coelho, E. A. A. (2000). *Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores*. Tese de Doutorado, PPGEE – UFMG.
- Coelho, E. A. A., Cortizo, P. C., and Garcia, P. F. D. (2000). Small signal stability for parallel connected inverters in stand-alone ac supply systems. In *IAS2000*, volume CD-ROM.
- Divan, D. M., Chandorkar, M. C., and Adapa, R. (1991). Control of parallel connected inverter in stand-alone ac supply systems. In *IAS'91*, pages: 1003-1009.
- Guerrero, J. M., de Vicuña, L. G., Matas, J., Miret, J., and Castilla, M. (2004). *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC'04*. 19th annual conference of the IEEE, volume 1, pages 463-469.
- Kawabata, T., Higashino, S. (1988). Parallel operation of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(2): 281-287.
- Kundur, P. S. (1994). *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, Inc.
- Martins, A. P., Carvalho, A. S. (1998). High dimensional fuzzy controller for an UPS parallel system. *Industrial Electronics Society, IECON'98*, proceedings of the 24th annual conference of the IEEE, volume 1, pages 12-16.

Referências

- Martins, M. P. (2004). Estudo e Implementação de uma Técnica de Controle Aplicada ao Paralelismo de um Inversor PWM Senoidal com a Rede Elétrica. Tese de Doutorado, PGEE -UFU.
- Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. (1995). *Power Electronics: converters, applications and design*. J. Wiley.
- Pomílio, J. A. (2001). Apostila de Eletrônica de Potência, Cap. 6, Pós-Graduação, FEEC, Unicamp.
- Rodrigues, C. L. C. and Cortizo, P. C., (1998). Técnicas de controle de inversores monofásicos de tensão. Dissertação de mestrado, PPGEE- UFMG.
- Siri, K., Lee, C. Q., Wu, T.-F. (1992). Current distribution control for parallel connected converters: Part I. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, volume 28(3), pages 829-840.
- Siri, K., Lee, C. Q., Wu, T.-F., (1992). Current distribution control for parallel connected converters: Part II. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, volume 28(3), pages 841-851.
- Toniolo, C. A. (1994). Revista Eletricidade Moderna. Junho, 1994. Pages: 66-68.
- Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K. (1998). Control of parallel inverters in distributed ac power systems with consideration of line impedance effect. In *APEC'98*, pages 321-328.
- Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. In *APEC'97*, volume 1, pages 94-100. Atlanta, GA

APÊNDICE A

CIRCUITO DE CONTROLE

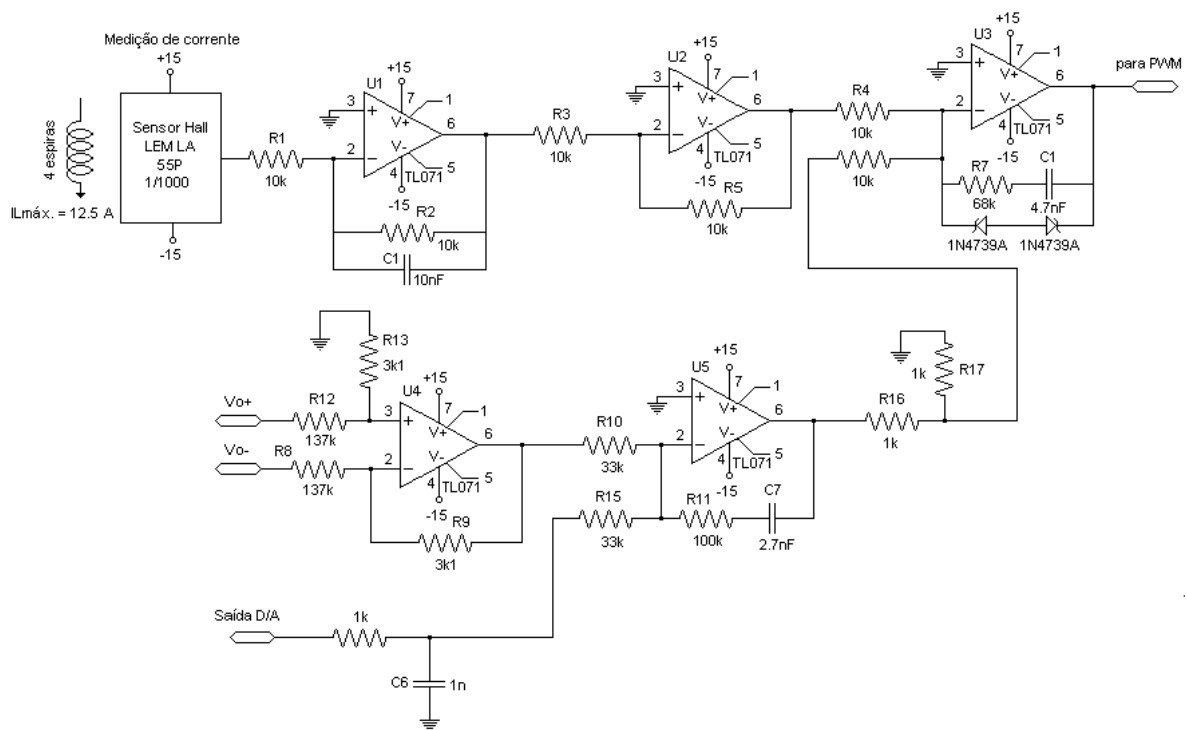


Fig. A1 Circuito de controle com as malhas externa de tensão e interna de corrente

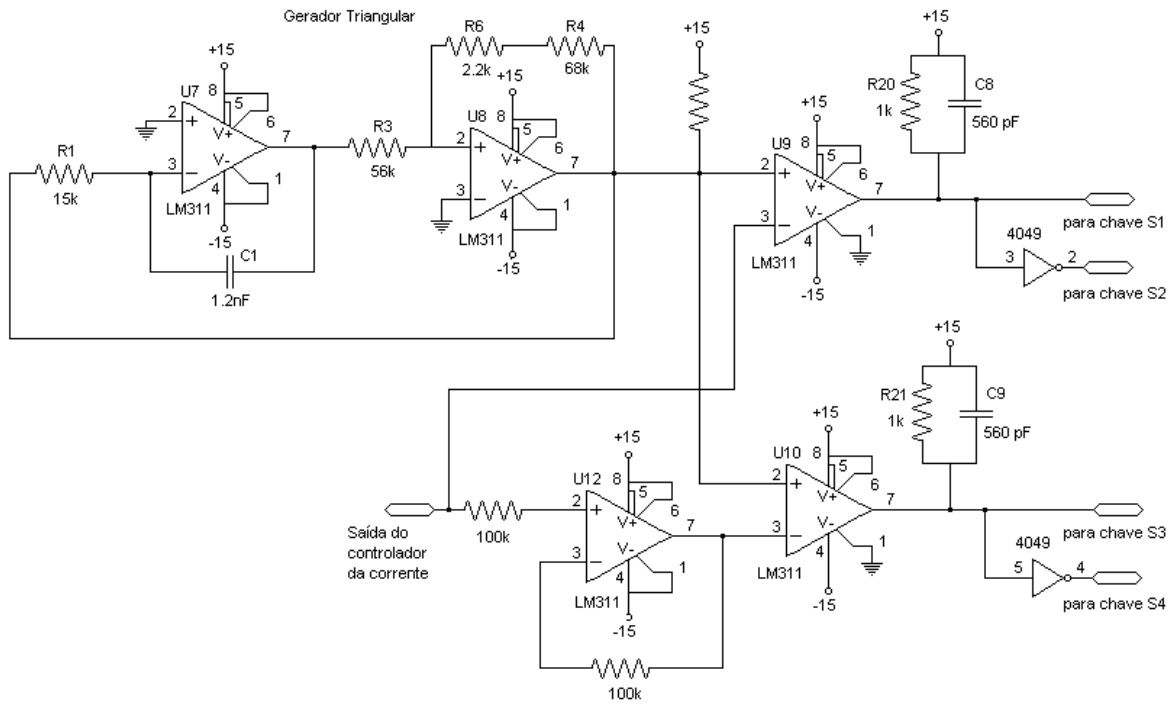


Fig. A2 Circuito do modulador PWM

Apêndice B

Programa de Controle

Programa para controle do Paralelismo do Sistema Inversor Monofásico com a Rede. O programa gera apenas uma referência senoidal via DT332 e realiza a aquisição de 4 canais (Vbar, IL, Io, Vab) usando a placa PC30G via *handshaking* de *software*.

A taxa de amostragem é gerada via IRQ0 através da alteração da contagem do *timer* 0 durante a execução do programa. Os pontos amostrados e armazenados em vetores na memória são transferidos para um arquivo texto no final da execução do programa.

O *link* do programa deve ser executado em conjunto com o arquivo *asm_proc.obj*, o qual contém as subrotinas de acesso a placa DT332.

Compilador: BC 5.02

Plataforma: DOS Standard Model Huge

```
#include "c:\users\ernane\elcio\end_inv.h"
```

```
#include <dos.h>
```

```
#include <stdio.h>
```

```
#include <conio.h>
```

```
#include <MATH.H>
```

```
#include <stdlib.h>
```

```
#include <process.h>
```

```
#define Npontos 3000
```

```
#define ESC 27
```

```
#define PI 3.1415927
```

```
#define DOISPI 2*3.1415927
```

```
#define TOTALdeCANAIS 4
```

```
//Ganhos dos sistema de condicionamento de sinais
```

```
#define GANHO_Vb 53.6*1.19 // sensor de tensao do barramento DC
```

```
#define GANHO_Vda 44.24 // ganho conversor D/A
```

APÊNDICE B

```
#define GANHO_V 44.24 // sensor de tensao de saida
#define GANHO_I 2.5 // sensor de corrente

//Constantes do filtro de para calculo das potencias
#define Alp2 7.546206593437865e-4 //primeira ordem - corte em 1.2Hz
Ts=1/4992
#define Blp2 7.546206593437865e-4
#define Clp2 -0.9984907586813125

#define A6 0.003761748524112726 //primeira ordem - corte em 6Hz
Ts=1/4992
#define B6 0.003761748524112726
#define C6 -0.9924765029517745

#define A06 3.774527464921077e-4 //primeira ordem - corte em 0.6Hz
Ts=1/4992
#define B06 3.774527464921077e-4
#define C06 -0.9992450945070156

//inclinacao das curvas de potencia e valores nominais de freq. e tensao
#define KW 0.01
#define KQ 0.01
#define Wo 377.0 //frequencia nominal da rede
#define Vao 146.23 //amplitude da tensao nominal da rede (103.4 Vrms)

// malha PLL
#define KP 100.0 //ganho proporcional da malha PLL
#define KI 500.0 //ganho integral da malha PLL
#define WR 377.0 //frequencia central do VCO PLL
#define Ap 0.05643142636313133e-3 //ganhos do filtro segunda ordem
#define Bp 0.1128628527262627e-3 //corte em 12Hz - amortecimento 0.7
#define Cp 0.05643142636313133e-3
#define Dp -1.978851343578923
#define Ep 0.9790770692843756

//prototipos das funcoes
unsigned char search_dt332(void);
void Inicializa_PC30(void);
```

APÊNDICE B

```
void interrupt Aquisicao(void);
void Inicializa_Int(void);
unsigned int asm_read(unsigned long int);
void asm_write(unsigned long int,unsigned int);

//Variaveis globais
volatile unsigned int dado[TOTALdeCANAIS]={0,0,0,0};
void interrupt (*interrupcao_antiga)();
unsigned long int end32; //endereco do mapeamento de memoria da placa
pci Dt332
unsigned int k,kk,j;
unsigned char online,liga;
unsigned char erro_DA, erro_AD; // status de erro nos conversores
float t,Ts,w,delta,deltax;
float Va,Vd,Vq,Vks;
float Vref,Vo,IL,Io;
float Vbar,Vbark_1;
float Vbarx,Vbarxk_1;
float Vorms,Vo2,Vo2k_1;
float Vo2x,Vo2xk_1;
float Iorms,Io2,Io2k_1;
float Io2x,Io2xk_1;
//float Im,Imk_1,Imx,Imxk_1,Int_Im=0;
float Vp11,x,xk_1=0,xk_2=0,y,yk_1=0,yk_2=0,int_w=0;
float Po,Pa,Pak_1,Qo,Qa,Qak_1;
float Pax,Paxk_1,Qax,Qaxk_1;
float huge tempo[Npontos],VVref[Npontos];
float huge VVo[Npontos],VVbar[Npontos];
float huge IIL[Npontos],IIo[Npontos];
float huge PPa[Npontos],QQa[Npontos],WW[Npontos];

//_____ Subrotina
SEARCH_DT332_____
// Funcao: verificar a existencia do dispositivo pci dt332
// * subrotina retorna codigo de erro para qualquer falha
// * codigo de erro igual a 00H para sucesso
// * em caso de sucesso a subrotina seta a variavel global "end32" com
```

APÊNDICE B

```
// o endereço base 32-bits do mapeamento de memória do dispositivo
Dt332
// * subrotina também habilita o dispositivo dt332 para acesso
// * ver mais informações do dispositivo no arquivo End_inv.h
unsigned char search_dt332(void)
{
    unsigned int device; //número do dispositivo DT332 encontrado
    unsigned char erro,aux,lsb,msb;
    unsigned int lsw,msw;
    struct REGPACK reg;

    printf("\n Buscando dispositivo pci DT332...");
    reg.r_ax = 0xb102; // AH= PCI_FUNC_ID e AL= FIND_PCI_DEVICE
    reg.r_cx = 0x0069; // CX= Device_ID for DT332 Board
    reg.r_dx = 0x1116; // DX= Data Translation Vendor ID
    reg.r_si = 0; // Index ,in case of more pci device from same
    vendor
    intr(0x1a, &reg);
    if (reg.r_flags & CF)
    {
        erro=reg.r_ax >> 8;
        return(erro); // retorna código de erro
    }
    printf("\n Dispositivo pci DT332 encontrado!");
    msb=reg.r_bx >> 8; //bus number em BH
    lsb=reg.r_bx;
    aux=lsb >> 3; //device number = upper 5 bits de BL
    printf("\n Bus Number: %X Device Number: %X", msb,aux);
    aux=lsb && 0x07; //function number in bottom 3 bits of BL
    printf("\n Function Number: %X",aux);
    device=reg.r_bx;

//----- Leitura do endereço do mapeamento de memória
    reg.r_ax = 0xb109; // AH= PCI_FUNC_ID e AL=READ_CONFIG_WORD
    reg.r_bx = device;
    reg.r_di =0x10; // DI= register number of Base Address register
#0 - word inferior
    intr(0x1a, &reg);
```

APÊNDICE B

```
    if (reg.r_flags & CF)
    {
        erro=reg.r_ax >> 8;
        return(erro); // retorna codigo de erro
    }
    lsw=reg.r_cx; // armazena low word do base address em lsw

    reg.r_ax = 0xb109; // AH= PCI_FUNC_ID e AL=READ_CONFIG_WORD
    reg.r_bx =device;
    reg.r_di =0x12; // DI= register number of Base Address register
#0 - word superior
    intr(0x1a, &reg);
    if (reg.r_flags & CF)
    {
        erro=reg.r_ax >> 8;
        return(erro); // retorna codigo de erro
    }
    msw=reg.r_cx; // armazena high word do base address em msw

    end32=((long int)msw<<16) + lsw;
    printf("\n\n Base Address Register #0: %lXH ",end32);

// ----- Habilita placa a responder ao acesso via barramento PCI*
    reg.r_ax = 0xb10c; // AH= PCI_FUNC_ID e AL=WRITE_CONFIG_WORD
    reg.r_dx = 0x1116; // DX= Data Translation Vendor ID
    reg.r_di = 0x04; // DI= register number of Command register
    reg.r_cx = 0x0002; // CX= word to write - 0x0002 habilita acesso a
placa
    intr(0x1a, &reg);
    if (reg.r_flags & CF)
    {
        erro=reg.r_ax >> 8;
        return(erro); // retorna codigo de erro
    }
    erro=(char) (reg.r_ax >>8);
    printf("\n Return Code: %2XH",erro);
    printf("\n Dispositivo pci DT332 habilitado para acesso!");
    return(erro); //operacao ok, retorna codigo de erro 00h
```

APÊNDICE B

```
}
//_____Fim da Subrotina
SEARCH_DT332_____

//_____ Subrotina Inicializa_PC30
_____
void Inicializa_PC30(void)
{
    //Configura opcoes da placa PC30G(No DAS)
    outportb(END_ADCCFG,0x00); //single ended, no interrupt source,DAC não
invertido(não se aplica PC30G)
    outportb(END_ADCCR,0x02); //placa em strobe por software
    outportb(END_ADMDE,0x92); //modo replace,trigger normal, fifo disable
    outportb(END_GAIN0,0x00); //Seta ganho unitario canais 0,4,8 e 12
    outportb(END_GAIN1,0x00); //Seta ganho unitario canais 1,5,9 e 13
    outportb(END_GAIN2,0x00); //Seta ganho unitario canais 2,6,10 e 14
    outportb(END_GAIN3,0x00); //Seta ganho unitario canais 3,7,11 e 15

    printf("\n Placa PC30G programada para aquisicao de dados via
handshaking por software!");
}
//_____Fim da Subrotina Inicializa_PC30
_____

//_____ Subrotina Inicializa_Int
_____
void Inicializa_Int(void)
{
    unsigned char mascara;
    mascara = inportb(END_MASC1); // Le mascara antiga
    mascara = mascara | 0x01; //desabilita IRQ0 no controlador mestre
    outportb(END_MASC1,mascara);
    interrupcao_antiga = getvect(INT_IRQ0); //Salva vetor antigo
    setvect(INT_IRQ0,Aquisicao);
    outportb(END_TIMER0,0xef); // altera contagem timer o para 00EFH -
4992Hz
    outportb(END_TIMER0,0x00);
```

APÊNDICE B

```
    mascara = mascara & 0xfe ; //habilita IRQ0 no controlador mestre
    outportb(END_MASC1,mascara);
    printf("\n Interrupcao IRQ0 programada!");
    printf("\n Contagem Timer0 00EFH - CLK amostragem 4992Hz!");
}
//_____Fim da Subrotina Inicializa_Int
_____
//_____ Subrotina Restaura_Int
_____
void Restaura_Int(void)
{
    unsigned char mascara;
    mascara = inportb(END_MASC1); // Le mascara antiga
    mascara = mascara | 0x01;    //desabilita IRQ0 no controlador mestre
    outportb(END_MASC1,mascara);
    setvect(INT_IRQ0,interruptao_antiga); //restaura vetor antigo
    outportb(END_TIMER0,0xff); //restaura contagem do timer 0 para valor
default
    outportb(END_TIMER0,0xff); //valor default= FFFFH

    mascara = mascara & 0xfe ; //habilita IRQ0 no controlador mestre
    outportb(END_MASC1,mascara);
    printf("\n Vetor de interrupcao do sistema para IRQ0 restaurado!");
}
//_____Fim da Subrotina Restaura_Int
_____
//_____ Subrotina de atendimento interrupcao Aquisicao
_____
void interrupt Aquisicao(void)
{
    unsigned int dadol6;    //amostra a ser enviada ao conversor D/A
    unsigned int da_shift; //conversor D/A no envio da amostra serial
    unsigned char busy;    //conversor A/D ocupado

    outportb(0x378,0xff); //seta bits da porta paralela (medicao do tempo de
duracao da rotina de interrupcao)

    //_____inicio da amostragem_____
```

APÊNDICE B

```
// aquisicao ch0
outportb(END_ADCCR,0x02); //seleciona canal
outportb(END_ADCCR,0x03); //envia pulso de strobe
outportb(END_ADCCR,0x02);
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch0;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch0;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch0;
erro_AD=1; //seta ocorrencia de erro - conversao
incompleta

le_ch0:
dado[0]=inport (END_ADDATL);

// aquisicao ch1
outportb(END_ADCCR,0x12); //seleciona canal
outportb(END_ADCCR,0x13); //envia strobe
outportb(END_ADCCR,0x12);
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch1;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch1;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch1;
erro_AD=1; //seta ocorrencia de erro - conversao
incompleta

le_ch1:
dado[1]=inport (END_ADDATL);

// aquisicao ch2
outportb(END_ADCCR,0x22); //seleciona canal
outportb(END_ADCCR,0x23); //envia strobe
outportb(END_ADCCR,0x22);
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch2;
```


APÊNDICE B

```
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch2;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch2;
erro_AD=1; //seta ocorrencia de erro - conversao
incompleta

le_ch2:
dado[2]=inport (END_ADDATL);

// aquisicao ch3
outportb(END_ADCCR,0x32); //seleciona canal
outportb(END_ADCCR,0x33); //envia strobe
outportb(END_ADCCR,0x32);
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch3;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch3;
busy= inportb(END_ADDSR)& 0x20;
if(busy == 0) goto le_ch3;
erro_AD=1; //seta ocorrencia de erro - conversao
incompleta

le_ch3:
dado[3]=inport (END_ADDATL);

//Lista de canais      0          1          2          3
//          Vbar          Vab          Io          IL
//          dado[0]      dado[1]      dado[2]      dado[3]
Vo=((float) (dado[1]&0x0fff)-2048.)*(5./2048.)*GANHO_V*(-1);
IL=((float) (dado[3]&0x0fff)-2048.)*(5./2048.)*GANHO_I;
Vbarx=((float) (dado[0]&0x0fff)-2048.)*(5./2048.)*GANHO_Vb;
Io=((float) (dado[2]&0x0fff)-2048.)*(5./2048.)*GANHO_I;

//_____fim da amostragem_____
//_____Calculo da corrente media de saida _____
// Imx=Io;
// Im=A6*Imx + B6*Imxk_1 - C6*Imk_1;
```

APÊNDICE B

```
// Imxk_1=Imx;
// Imk_1=Im;
//_____ Calculo do PI para compensacao da corrente media _____
// Int_Im=Int_Im+100.0*Im*Ts; // calculo da integral Ki=100 (kp=5
// inserido na equacao da tensao de referencia)
// if(Int_Im > 15.0) Int_Im =15.0; // saturacao da integral
//if(Int_Im < -15.0) Int_Im =-15.0;

//_____ calculo da referencia
delta=delta+w*Ts;
if(delta >= DOISPI) delta=delta-DOISPI;
Vref=Va*sin(delta-deltax); //-5.0*Im - Int_Im; //calcula senoide de
referencia com compensacao da corrente media
Vd=sin(delta-0.2262-deltax);
Vq=-cos(delta-0.2262-deltax); //calcula eixo q para calculo da
potencia reativa
Vpll=cos(delta-0.2262); // saida VCO do PLL

//_____inicio do envio de amostra para conversor DA_____
dado16=(int)(Vref/GANHO_Vda/(20.0/4096.0)+0x800); //12 bits de resolucao
- saida +-10v
dado16=dado16<<4; //12 bits da amostra devem ser escritos na parte +
significativa do campo de 16
asm_write(end32+DA0,dado16);

da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0; //espera que o DA_shift bit
seja zero em no máximo 7 tentativas
da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0; // tentativa 2
da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0; // tentativa 3
da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0; // tentativa 4
```

APÊNDICE B

```
da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0;          // tentativa 5
da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0;          // tentativa 6
da_shift=asm_read(end32+status+2)&0x0001;// DA shif in progress= bit 16
do registro de 32-bits do status
if (da_shift == 0) goto envia_DA0;          // tentativa 7

erro_DA=1;                                  // seta status de erro no DA
converter

envia_DA0:
asm_write(end32+control+2,0x0001); //envia DA0 sample clock command =
bit 16 do registro de 32-bits do comando
//_____fim do envio de amostra para conversor DA_____

//_____Detecao de fase e filtro do PLL _____
x=Vo/Vao*Vp11;
y=Ap*x + Bp*xk_1 + Cp*xk_2 - Dp*yk_1 - Ep*yk_2;
//y=A6*x + B6*xk_1 - C6*yk_1;
xk_2=xk_1;
xk_1=x;
yk_2=yk_1;
yk_1=y;          // y=saida do filtro
//_____ Calculo da frequencia atraves do PLL_____
int_w=int_w+KI*y*Ts;
w=WR+int_w+KP*y;          //este valor nao tem efeito se online=1
if(w > (1.2*WR)) w=1.2*WR; //impoe faixa de atracamento
if(w < (0.8*WR)) w=0.8*WR;

//_____inicio do calculo das potencias_____
//_____ Calculo da potencia ativa_____
Pax=Vo*Io;
Pa=A1p2*Pax + B1p2*Paxk_1 - C1p2*Pak_1;
Paxk_1=Pax;
Pak_1=Pa;
```

APÊNDICE B

```
//_____ Calculo da potencia reativa_____
Qax=Va*Vq*Io; //calculo usando a tensao de referencia e nao a tensao de
saida (aproximacao)
Qa=A1p2*Qax + B1p2*Qaxk_1 - C1p2*Qak_1;
Qaxk_1=Qax;
Qak_1=Qa;
//_____fim do calculo das potencias_____
//_____ Filtro da medicao de tensao do barramento DC - corte 0.6Hz _____
Vbar=A06*Vbarx + B06*Vbarxk_1 - C06*Vbark_1;
Vbarxk_1=Vbarx;
Vbark_1=Vbar;

//_____ calculo da tensao de saida rms - corte 0.6Hz _____
Vo2x=Vo*Vo;
Vo2=A06*Vo2x + B06*Vo2xk_1 - C06*Vo2k_1;
Vo2xk_1=Vo2x;
Vo2k_1=Vo2;
Vorms=sqrt (Vo2);
//_____ calculo da corrente de saida rms - corte 0.6Hz _____
Io2x=Io*Io;
Io2=A06*Io2x + B06*Io2xk_1 - C06*Io2k_1;
Io2xk_1=Io2x;
Io2k_1=Io2;
Iorms=sqrt (Io2);

// _____Atualiza frequencia e tensao se sistema ON-LINE_____
if(online==1){
    w=Wo-KW*(Pa-Po);
    deltax=10e-4*(Pa-Po);
    Va=Vao-KQ*(Qa-Qo);
}

//_____ armazenamento de dados_____
if(j<Npontos) {
    VVbar[j]=Vbar;
    VVref[j]=Va*Vd;
    VVo[j]=Vo;
    IIL[j]=IL;
```

APÊNDICE B

```
        IIo[j]=Io;
        PPa[j]=Pa;
            QQa[j]=Qa;
        WW[j]= w;
            tempo[j]=t;
            t=t+Ts;
// estrutura para armazenar de dois em dois pontos calculados/adquiridos
        kk=kk+1;
        if(kk==2){
                j=j+1;
                kk=0;
        }
//_____ liga drivers na amostragem de numero 250 (50ms ou 100ms de
dois em dois pontos)
        if((j==250)&&(liga==1))
            {
                liga=0;
                online=1;
                outportb(END_PORTA,0x02); //habilita gate
drives
            }

        }

//_____fim do armazenamento de dados_____

        k=k+1;

        outportb(0x378,0x00); //reseta bits da porta paralela (medicao do tempo
de duracao da rotina de interrupcao)
        outportb(END_EOI1,EOI); //Avisa ao controlador de
interrupcao mestre que a interrupcao foi executada

    }
//_____ Subrotina de atendimento interrupcao Aquisicao
_____
```

APÊNDICE B

```
// _____Programa Principal
_____

void main(void)
{

// Definicao das variaveis para manipulacao do arquivo de saida
char name[80],escape=0;
FILE *arqsaida;
unsigned char erro_dt332;

//variaveis auxiliares
unsigned char opcao,flag,i,byte_B,byte_aux;
unsigned int fim,Vaux;
float Vmp;

//inicializacoes
Ts=200.3e-6;      // Periodo de amostragem fs=4992Hz
Vmp=0;
Va=0;
Vref=0;
delta=0;
deltax=0;
w=Wo;
flag=0; //dados nao gravados
j=Npontos;
kk=0;
online=0; //seta para operacao off-line
liga=0;
fim=0;
erro_DA=0;
erro_AD=0;

Po=50.0;          // Potencia na frequencia Wo - 50W garante um minimo
positivo
Qo=0.0;          // Potencia reativa na tensao Vo

j=Npontos;
```

APÊNDICE B

```
_setcursortype(_NOCURSOR); // (turns off the cursor)
outportb(END_DIOCNTRL,0x82); // programa 8255 da placa
                                // porta A para Saida e B para
entrada
outportb(END_PORTA,0x00); //inicializa porta A

printf(" PROGRAMA PARA CONTROLE DO SISTEMA INVERSOR \n");
printf(" Iniciando programacao do sistema \n");

erro_dt332=search_dt332();
if (erro_dt332!=0)
{
    printf("\n\a\a Erro no acesso ao dispositivo pci DT332!");
    printf("\n Return Code: %2XH",erro_dt332);
    exit(1);
}

Inicializa_PC30();
Inicializa_Int(); //inicializa interrupcao - ver restaura int no fim do
loop do programa principal

printf("\n\a Pressione qualquer tecla para continuar!");
getch();

clrscr();
printf(" CONTROLE DO PARALELISMO SISTEMA INVERSOR - REDE \n");
printf(" Taxa de amostragem 4992Hz \n");
printf(" Versao 1.0 - 28/11/03\n");
printf("\n\n");

printf(" <+> Inicia operacao ON-LINE \n");
printf(" <1> Incrementa <2> Decrementa referencia de tensao (5%)\n");
printf(" <3> Incrementa <4> Decrementa POTENCIA ATIVA (5W)
Wo=377 rd/s \n");
```

APÊNDICE B

```
printf(" <5> Incrementa <6> Decrementa POTENCIA REATIVA      (5VAR)
Vo=127 Vrms \n");
printf(" <0> Grava Evento \n");
printf(" <qualquer tecla> Operacao OFF-LINE - Desabilita Gate
Drivers\n");
printf("          <ESC> Desligar inversor e sair do programa\n");

gotoxy(1,16);
printf("Gate Drivers: OFF  ");
gotoxy(1,17);
printf(" Va: %5.1f V   %4.2f pu ",Va,Vmp);

do
{
  if(kbhit())
  {
    opcao=getch();
    switch (opcao)
    {
      case '+': {
          if(Vbar > 179.6 )
          {
              outportb(END_PORTA,0x08);
              outportb(END_PORTA,0x00);//envia pulso
de reset drives

              gotoxy(1,16);
              printf("Gate Drivers: ON  ");//na
verdade serao habilitados 50ms ou 100ms depois dentro da subrotina de
interrupcao

              liga =1; //ativa operacao online 50ms
              j=0; // dispara armazenamento de dados
              t=0; //zera base de tempo para graficos
              flag=1; // seta flag de evento gravado
          }
        }
      else {
          gotoxy(1,25);
          printf(" \a Tensao no link dc inferior ao
valor de pico da rede! ");

```


APÊNDICE B

```

    }
    break;
}
case '1': {
    if(online==0){
        Vmp=Vmp+0.05;
        if(Vmp>1.1) Vmp=1.1;
        Va=Vmp*Vao;
        gotoxy(1,17);
        printf("  Va: %5.1f V
%4.2f pu ",Va,Vmp);
    }
    break;
}
case '2': {
    if(online==0){
        Vmp=Vmp-0.05;
        if(Vmp<0) Vmp=0;
        Va=Vmp*Vao;
        gotoxy(1,17);
        printf("  Va: %5.1f V
%4.2f pu ",Va,Vmp);
    }
    break;
}
case '3': {
    Po=Po+5.0;
    if(Po>600.0) Po=600.0;
    gotoxy(25,19);
    printf("Po: %5.1f    ",Po);
    break;
}
case '4': {
    Po=Po-5.0;
    if(Po<10.0) Po=10.0;
    gotoxy(25,19);
    printf("Po: %5.1f    ",Po);
    break;
}

```

APÊNDICE B

```
        }
    case '5': {
        Qo=Qo+5.0;
        if(Qo>500.0) Qo=500.0;
        gotoxy(25,20);
        printf("Qo: %5.1f    ",Qo);
        break;
    }
    case '6': {
        Qo=Qo-5.0;
        if(Qo<-500.0) Qo=-500.0;
        gotoxy(25,20);
        printf("Qo: %5.1f    ",Qo);
        break;
    }
    case '0': {
        flag=1;    //grava evento
        j=0;
        t=0;
        break;
    }
    case ESC: fim=1;    //seta flag para sair
    default: {
        outportb(END_PORTA,0x00); //desabilita gate
drivers
        gotoxy(1,16);
        printf("Gate Drivers: OFF    ");
        online=0;    //seta para operacao off-
line
        int_w=0;
        deltax=0;
    }
}

//Imprime status das variaveis
gotoxy(50,14);
printf("%u    ",k);
```

APÊNDICE B

```
byte_B=inportb(END_PORTB);
byte_aux=byte_B & 0x02;
if(byte_aux==0x02)
{
    gotoxy(1,14);
    printf("Placa Ligada!  " );
}
else
{
    gotoxy(1,14);
    printf("Placa Desligada!" );
}
byte_aux=byte_B & 0x01;
if(byte_aux==0x01)
{
    gotoxy(1,15);
    printf("Erro nos Drivers!  " );
}
else
{
    gotoxy(1,15);
    printf("Drivers ok!          " );
}
if(erro_DA==1)
{
    outportb(END_PORTA,0x00); //desabilita gate drivers
    gotoxy(1,16);
    printf("Gate Drivers: OFF  ");
    gotoxy(50,25);
    printf("\a Erro no Conversor D/A!  ");
}
if(erro_AD==1)
{
    outportb(END_PORTA,0x00); //desabilita gate drivers
    gotoxy(1,16);
    printf("Gate Drivers: OFF  ");
}
```

APÊNDICE B

```

        gotoxy(50,25);
        printf("\a Erro no Conversor A/D! " );
    }
//      Vaux=(unsigned int)Vbar-310;
//      if(Vaux>0)
//      {
//          outportb(END_PORTA,0x00); //desabilita gate drivers
//          gotoxy(1,16);
//          printf("Gate Drivers: OFF  ");
//          gotoxy(1,25);
//          printf("\a Tensao no Link DC superior a 310 Vdc!" );
//      }
    if((flag==1)&&(j<Npontos))
        {
            gotoxy(1,24);
            printf(" Evento Gravado! ");
        }
    if(j>=Npontos){
        outportb(END_PORTA,0x00); //desabilita gate drivers
        gotoxy(1,16);
        printf("Gate Drivers: OFF  ");
        online=0; //seta para operacao off-
line
    }

    gotoxy(1,18);
    printf("Vbar: %5.1f V      Vo: %5.1f V      Io: %5.2f A
",Vbar,Vorms,Iorms);
    gotoxy(1,19);
    printf(" Po: %5.1f W      P: %5.1f W  ",Po,Pa);
    gotoxy(1,20);
    printf(" Qo: %5.1f Var      Q: %5.1f Var ",Qo,Qa);

    }while(fim==0);
    Restaura_Int();

//.....
// Grava resultados se flag != 0;
clrscr();

```

APÊNDICE B

```
_setcursortype(_NORMALCURSOR); // (turns on the cursor)
if(flag!=0)
{
do
{
printf("\n\n Arquivo de saida  ");
printf("\n Formato: 'path\\nome'.TXT");
printf("\n 'path\\nome': ");
scanf("%s",name);
i=0;
do
{
i=i+1;
}while((name[i]!=0)||(i==80));
name[i]='.';
name[i+1]='T';
name[i+2]='X';
name[i+3]='T';
name[i+4]=0;
printf("\n Arquivo de Saida: %s ",name);
if((arqsaida=fopen(name,"w"))==NULL)
{
printf("\n Erro na abertura do arquivo");
printf("\n Qualquer tecla para continuar ESC para sair!");
escape=getch();
if (escape==ESC) exit(1);
}
}while(arqsaida==NULL);
for (j=0;j<Npontos;j++)
{
fprintf(arqsaida," %f %f %f %f %f %f %f %f %f
\n",tempo[j],VVref[j],VVo[j],VVbar[j],IIL[j],IIo[j],PPa[j],QQa[j],WW[j]);
}
printf("\n Dados armazenados no arquivo: %s ",name);
fclose(arqsaida);
}
printf("\n\n Programa Encerrado!");
}
```

APÊNDICE C

PROGRAMA PARA CÁLCULO DO ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS DAS FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA

Programa Principal

```
clc;
clear all;
%close all;
n1 = 3000;
Ts = 4e-4;
%t = 0:Ts:(n1-1)*Ts;
f = 60;
w0 = 377;
Q = 3000;
R=1;
fm=R*Q;
W=2*pi*f;
f2=0:(fm/(Q-1)):fm;
load teste04.txt;
x = teste04(:,3);
t = teste04(:,1);
for i = 1:1:2048
    z(i) = x(i);
end
g = fft(z);
Ws=2*pi*(1/Ts);
Wn=Ws/2;
Wl=linspace(0,Wn,2048/2)/(2*pi);
Xp=2*(abs(g(1:2048/2)))/length(z);
figure, bar(Wl,Xp);
pause;
k1 = 2048;
g1 = transfft(x,k1);
```

APÊNDICE C

```
W13=linspace(0,Wn,2048/2)./(2*pi);
Xp5=2*(abs(g1(1:2048/2))/2048);
figure, bar(W13,Xp5);
pause;
for j = 1:1:2048
    V(j) = 0.0;
end
for j = 1:1:512
    S(j) = z(j);
end
d = fft(S);
W12=linspace(0,Wn,512/2)./(2*pi);
Xp4=2*(abs(d(1:512/2))/512);
figure, bar(W12,Xp4);
pause;
k3 = length(d);
d1 = transfft(S,k3);
W17=linspace(0,Wn,length(d)/2)./(2*pi);
Xp8=2*(abs(d1(1:512/2))/512);
figure, bar(W17,Xp8);
pause;
for i = 1024:1:2048
    V(i) = z(i);
end
h = fft(V);
Xp2=2*(abs(h(1:length(h)/2))/length(V));
figure, bar(W1,Xp2);
pause;
k2 = 2048;
h1 = transfft(V,k2);
W14=linspace(0,Wn,length(h)/2)./(2*pi);
Xp6=2*(abs(h1(1:length(h)/2))/length(V));
figure, bar(W14,Xp6);
pause;
```

APÊNDICE C

Subrotina para cálculo da FFT – Transformada Rápida de Fourier

```
% PROGRAMA PARA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER
% ENTRADA: VETOR DE AMOSTRAS DE TENSÃO OU CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR
function [p,N] = transfft(X,N);
%clear all;
%X=[];
A=[];
Y=[];
l=180/pi;
%N=2048;
A=0:N-1;
R=1;
fm=R*N;
f=60;
W=2*pi*f;
f2=0:(fm/(N-1)):fm;
%for j=1:N;
% Y(j)=100*sin(W*j*1/fm)+50*sin(3*W*j*1/fm)+10*sin(5*W*j*1/fm);
% X(j)=100*sin(W*j*1/fm)+50*sin(3*W*j*1/fm)+10*sin(5*W*j*1/fm);
%end;
L=1;
for I=1:N-1
    if I>=L
        K=N/2;
    else XL=X(L);
        X(L)=X(I);
        X(I)=XL;
        K=N/2;
    end
    while K<L
        L=L-K;
        K=K/2;
    end
    L=L+K;
end
%disp(' A sin(wt) Xrev')
```


APÊNDICE C

```

%Z=[A' Y' X'];
%plot(Y);
%pause
%disp(Z);
i=sqrt(-1);
M=log2(N);
for L=1:M
    LE=2.^L;
    U=1+i*0;
    W=cos(2*pi/LE)-i*sin(2*pi/LE);
    for K=1:LE/2
        for IP=K:LE:N
            IQ=IP+(LE/2);
            T=X(IQ)*U;
            X(IQ)=X(IP)-T;
            X(IP)=X(IP)+T;
        end
        U=U*W;
    end
end
for c=1:N;
    r=real(X);
    e=imag(X);
    M1X(c)=sqrt((r(c)).^2+(e(c)).^2);
    MX(c)=M1X(c)*2/N;
    AX(c)=atan(e(c)/r(c));
    ASX(c)=1*AX(c);
end
%disp('  Mod X   Ang X  ') ;
h=[MX',ASX'];
%disp(h);
%plot(f2 , MX);
%title('FFT - Combinação harmônica com 512 amostras');
%xlabel('Frequência ');
%ylabel('Amplitude');
%grid;
p = MX;

```