

**CONTROLE DO PARALELISMO DE INVERSORES
EM SISTEMAS DE MICRO-REDES PARA
VARIADOS PONTOS DE OPERAÇÃO**

PEDRO EUGÊNIO MARCONDES JUSTINO RIBEIRO

CAMPO GRANDE

2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DO MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DO PARALELISMO DE INVERSORES
EM SISTEMAS DE MICRO-REDES PARA
VARIADOS PONTOS DE OPERAÇÃO

Dissertação submetida à

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

como parte dos requisitos para a

obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PEDRO EUGÊNIO MARCONDES JUSTINO RIBEIRO

Campo Grande, Maio de 2012.

**CONTROLE DO PARALELISMO DE INVERSORES
EM SISTEMAS DE MICRO-REDES PARA VARIADOS
PONTOS DE OPERAÇÃO**

Pedro Eugênio Marcondes Justino Ribeiro

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul’



João Onofre Pereira Pinto, PhD.

Orientador



Luciana Cambraia Leite, Dr^a.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



João Onofre Pereira Pinto, PhD. – DEL/UFMS

Presidente



Humberto Mendes Mazzini, Dr. – DEPEL/UFMS



Ruben Barrós Godoy, Dr. – DEL/UFMS



Luigi Galotto Júnior, Dr. – DEL/UFMS

Agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer a Deus por ter me dado saúde, força e disposição para completar esse trabalho.

Um agradecimento especial a meus pais Sebastião Eugenio Justino Ribeiro e Zilda Marcondes Justino Ribeiro, pelo apoio incondicional por toda a minha vida, pelos ensinamentos transmitidos e pelo carinho com o qual me criaram.

Às minhas irmãs Carolina Marcondes Justino Ribeiro e Isabela Marcondes Justino Ribeiro pela convivência e apoio.

A minha querida namorada, Mariana Ferelli de Souza, por estar sempre ao meu lado quando precisei, por entender a minha ausência quando necessário e acima de tudo pela cumplicidade, sempre.

Agradeço também ao meu orientador Dr. João Onofre Pereira Pinto, não só pelas orientações indispensáveis, mas também por incentivar e apoiar meu progresso profissional, sempre. Aos meus professores e amigos Dr. Ruben Barros Godoy e Dr. Luigi Galotto Júnior, pela ajuda, correções e disponibilidade sempre para as discussões sobre os temas mais variados da engenharia.

Ao professor Dr. Humberto Mendes Mazzini (UFSJ) por aceitar o convite para participar na banca e pelas valiosas contribuições.

Aos amigos do laboratório de pesquisa BATLAB da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul. A todos os integrantes do FEEC da Virginia Tech onde fui muito bem acolhido para o desenvolvimento da minha pesquisa.

A agência de fomento CAPES pelo apoio financeiro.

A todos o meu muito obrigado.

Resumo da Dissertação apresentada à UFMS como parte dos requisitos necessários
para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Controle do paralelismo de inversores em sistemas de micro-redes para variados pontos de operação

Pedro Eugênio Marcondes Justino Ribeiro

Maio / 2012

Orientador: João Onofre Pereira Pinto, PhD.

Área de Concentração: Paralelismo de Inversores

Palavras-chave: Inversores, Paralelismo de Inversores, Micro-rede, mestre-escravo.

Número de Páginas: 70.

RESUMO: O crescente desenvolvimento tecnológico traz consigo o aumento da demanda de energia elétrica. Neste contexto as fontes renováveis de energia se sobressaem como uma solução promissora, considerando-se o âmbito do desenvolvimento sustentável. Porém o uso dessas fontes demanda a utilização de conversores de potência para processar a energia a fim de adequá-la aos padrões de carga já existentes no sistema. É importante salientar que muitas dessas fontes são dependentes de fatores climáticos, podendo modificar a geração de forma abrupta. É desejável que tais conversores operem em paralelo aumentando a robustez e capacidade do sistema, mas este tipo de operação, na configuração chamada micro-rede, requer um controle adequado. O presente trabalho aborda o estudo, desenvolvimento e implementação de uma micro-rede com inversores em paralelo para atuação em variados pontos de operação. O sistema é constituído por conversores de potência, sistema de comunicação e sistemas de controle. É apresentada uma revisão bibliográfica a respeito de técnicas de controle aplicadas a esse tipo de sistema, bem como a modelagem e projeto do sistema. Resultados de simulação utilizando o software PSIM 9.1® são apresentados para dois inversores operando em paralelo de forma isolada e conectados a rede elétrica convencional. Resultados experimentais para dois inversores operando em paralelo são mostrados para validação do método, observando-se o controle efetivo do paralelismo das estruturas para variados pontos de operação.

Abstract of Dissertation presented to UFMS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

Inverter parallel operation control for microgrid systems in variable operational points

Pedro Eugênio Marcondes Justino Ribeiro

May / 2012

Advisor: João Onofre Pereira Pinto, PhD.

Area of Concentration: Parallel Inverters Operation.

Keywords: Inverters, Parallel inverter operation, microgrid, master-slave.

Number of Pages: 70.

ABSTRACT: The growing technological development also increases the demand for energy generation. In this context, renewable energy sources stand out as a reasonable solution, considering a sustainable development. The application of these electrical sources require the use of power converters for the energy processing in order to conform it to the standard loads in the conventional electrical system. It is important to notice that many renewable sources are climatic dependent. It is desired for these converters to operate in parallel mode for increasing the robustness and the system capacity, but this type of operation (microgrid) requires a proper control. This study describes the development and implementation of a microgrid, with inverters to operate in parallel to run in variable operational points. The system has power converters, communication and control systems. It was done a literature review concerning control, modeling and design techniques applied to microgrid systems. Simulation results using the software PSIM ® 9.1 are presented for two inverters in parallel operation for stand-alone and grid connected modes. Experimental results for two inverters operating in parallel are shown for verification of the method for the efficient parallelism control of the multiple structures.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	1
LISTA DE SÍMBOLOS	3
1 Contextualização e Motivação	5
2 Objetivo da Dissertação	10
3 Revisão Bibliográfica	11
3.1 Sistemas de Controle de Paralelismo de Conversores	11
3.2 Sistemas sem Interconexão de Controle	11
3.2.1 Controle por Curvas de Decaimento	11
3.3 Sistemas Com Interconexão De Controle	14
3.3.1 Controle Central	14
3.3.2 Controle Circular (ou em Cadeia)	15
3.3.3 Controle Distribuído	16
3.3.4 Sistema Mestre-Escravo	18
3.3.5 Conclusão a Respeito dos Métodos de Paralelismo	19
4 Projeto para a Micro-Rede Proposta	20
4.1 Topologia de Micro-Rede	20
4.2 Tecnologias Aplicadas à Micro-Redes	21
4.2.1 Comunicação CAN	21
4.2.2 Rastreamento de Fase	23
4.2.3 Filtro de Saída	25
4.2.4 Projeto dos Elementos do Filtro LCL	28
4.3 Modelagem Do Sistema	30
4.3.1 Inversor Fonte de Tensão Controlado por Corrente	30
4.3.2 Inversor Fonte de Tensão Controlado por Tensão	33
4.4 Sistemas de controle	35
4.4.1 Controladores Não Clássicos	35
4.4.2 Compensação por Admitância	38
4.4.3 Capacidade de Suprimento de Potência Reativa	40
4.5 Projeto do PLL	42

5	Resultados Obtidos	44
5.1	Esquemático de Simulação	44
5.2	Resultado de Simulação	45
5.2.1	Operação em modo isolado.	45
5.2.2	Conexão com a rede elétrica.	47
5.2.3	Entrada/Saída de um Inversor No Sistema	48
5.2.4	Múltiplos Inversores	48
5.3	Resultados experimentais	50
6	Conclusões e Trabalhos Futuros.	57
	Referências Bibliográficas	59

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Carga de energia do SIN.....	5
Figura 1.2 – Carga de energia das regiões SE e CO.....	5
Figura 1.3 – Estrutura de um sistema micro-rede	8
Figura 3.1 – (a) Curva de decaimento de frequência, (b) Curva de decaimento de Tensão.....	12
Figura 3.2 – Inversor controlador por curvas de decaimento.....	13
Figura 3.3 – Paralelismo controlado por um controle central.	15
Figura 3.4 – Exemplo de Controle circular.	16
Figura 3.5 – Exemplo de Controle distribuído.....	17
Figura 3.6 – Exemplo de Controle Mestre Escravo	18
Figura 4.1 – Topologia Micro-rede	20
Figura 4.2 – Rede física CAN	22
Figura 4.3 – Exemplo de transmissão CAN	22
Figura 4.4 - Transmissão CAN	22
Figura 4.5 – Exemplo de sistema com conexão a rede	23
Figura 4.6 – Algoritmo PLL Genérico.....	24
Figura 4.7 – Algoritmo PLL com funções específicas.....	24
Figura 4.8 – Topologias de Filtros de Saída.....	25
Figura 4.9 – Variação da resposta LC para variações de L_g	27
Figura 4.10 – Topologia LCL com Conexão a rede elétrica.....	27
Figura 4.11 – Variação da resposta LCL para variações de L_g	28
Figura 4.12 – Inversor LCL operado em modo corrente em sistemas isolados	31
Figura 4.13 – Modelagem em Diagramas de Blocos do sistema da Figura 4.12	32
Figura 4.14 – Circuito equivalente da modelagem pelas admitâncias do sistema	33
Figura 4.15 - Inversor LCL operado em modo tensão	34
Figura 4.16 – Controladores DQ aplicados a inversores conectados a rede.....	36
Figura 4.17 - Resposta do controlador Proporcional-Ressonante	37
Figura 4.18 – Variação dos parâmetros do controlador PR (a) k_i e (b) Q	38
Figura 4.19 – Circuito Equivalente com compensação por admitância	39
Figura 4.20 – Diagrama de Blocos com compensação por admitância.....	40
Figura 4.21 – Suprimento de Potência Reativa	42
Figura 4.22 – Diagrama de Blocos PLL.....	43
Figura 4.23 – (a) Tensão da Rede, Tensão Sincronizada e Tensão em Quadratura, (b) Tensão da Rede, Tensão Sincronizada e Erro instantâneo.	43
Figura 5.1 – Esquemático de Simulação	44
Figura 5.2 – Inversores atuando em diferentes pontos de operação.....	45
Figura 5.3 – Degrau de Carga.	46
Figura 5.4 – Diferentes pontos de operação do sistema.....	46
Figura 5.5 – Degrau de Carga em modo conectado a rede.....	47
Figura 5.6 – Retirada de carga local em modo conectado a rede.....	48
Figura 5.7 – Retirada de carga Local em modo conectado a rede.....	48
Figura 5.8 – Correntes dos Inversores para Micro-Rede.....	49
Figura 5.9 – Correntes e Tensão na carga para Micro-Rede	49
Figura 5.10 - Mestre com Menor Porção de Carga	50
Figura 5.11 - Setup de testes completo	51

Figura 5.12 – Conversores CC-CC, Inversores e Placas DSPs	51
Figura 5.13 – Inversor mestre assumindo a maior porção da carga	52
Figura 5.14 – Divisão igualitária da carga	52
Figura 5.15 – Inversor escravo assumindo a maior porção da carga.....	53
Figura 5.16 – Entrada de um inversor escravo para divisão de carga	54
Figura 5.17 – Entrada rápida de um inversor escravo para divisão de carga	54
Figura 5.18 – Saída do inversor escravo do sistema.	55
Figura 5.19 – Variação no ponto de operação do sistema	55
Figura 5.20 – Variação no ponto de operação do sistema	56

LISTA DE SÍMBOLOS

Y_1	Admitância equivalente para porção controlável da corrente de L_i
Y_2	Admitância equivalente para porção não-controlável da corrente de L_i
Y_3	Admitância equivalente devido à compensação por admitância
ϕ	Ângulo de fase da corrente de referência
Θ	Ângulo de fase da tensão medida
Θ_{ac}	Ângulo de fase da tensão de saída
C_f	Capacitor de filtro de saída do inversor
i_c	Corrente do capacitor C_f
i_g	Corrente inserida na rede
i_{Li}	Corrente de saída do inversor
I_o	Corrente de carga filtro LC
I^*	Módulo da corrente de referência
C_{adm}	Compensador por admitância
C_i	Controlador de Corrente
w_r	Frequência angular de ressonância do controlador PR
$FTMA_{nc}$	Função de transferência de malha fechada da porção não controlável.
$FTMA_i$	Função de transferência de malha aberta da corrente
$FTMA_v$	Função de transferência de malha aberta da tensão
G_c	Função de transferência de $d(t)$ para à corrente de saída i_L porção controlável da corrente de L_i
G_{nc}	Função de transferência de $d(t)$ para à corrente de saída i_L porção não controlável da corrente de L_i

f_{resLC}	Frequência de ressonância de um filtro LC
f_{resLCL}	Frequência de ressonância de um filtro LCL
G_m	Ganho PWM do inversor
k_p	Ganho do filtro passa baixa
L_i	Indutor de filtro de saída do lado do inversor
L_r	Indutor de filtro de saída do lado da rede
L_g	Indutor do modelo da rede elétrica
Pcc	Ponto de Conexão Comum
P_{ref}	Potência ativa de referência
Q_{ref}	Potência reativa de referência
PCC	Ponto de Conexão Comum
V_{dc}	Tensão do barramento CC do inversor
v_{ac}	Tensão do capacitor de saída C_f
v_s	Tensão a qual se deseja conhecer a fase
S_i	Sensor de Corrente
S_v	Sensor de Tensão
v_f	Sinal de realimentação do PLL / Tensão em quadratura
v_d	Saída do detector de fase (produto de v_s com v_f)
$d(t)$	Sinal de saída do controlador de corrente / Ciclo de trabalho do inversor
$\Delta\omega$	Variação de frequência angular

1 Contextualização e motivação

O desenvolvimento econômico traz consigo uma demanda energética elevada, que se tornou acentuada nos últimos anos. Este fenômeno se estende por todo o mundo, como mostra com o relatório da Organização das Nações Unidas (ONU) sobre energia: no começo dos anos noventa, a China eletrificou uma média de 30 vilas por dia. O Vietnã, por sua vez, nos últimos quinze anos levou energia elétrica para cerca de 400 pessoas por hora. Já na África do Sul, uma nova conexão à rede elétrica era feita a cada 30 segundos e a cada minuto, mais de 200 metros de cabos eram lançados (ONU, 2010). Tais dados mostram como é crescente a demanda de energia elétrica no mundo. No Brasil, dados do Operador Nacional do Sistema (ONS) mostram claramente como a carga de energia é crescente no Sistema Interligado Nacional (SIN).

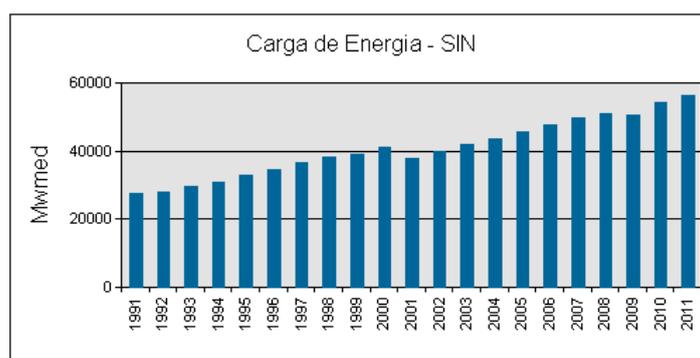


Figura 1.1 – Carga de energia do SIN

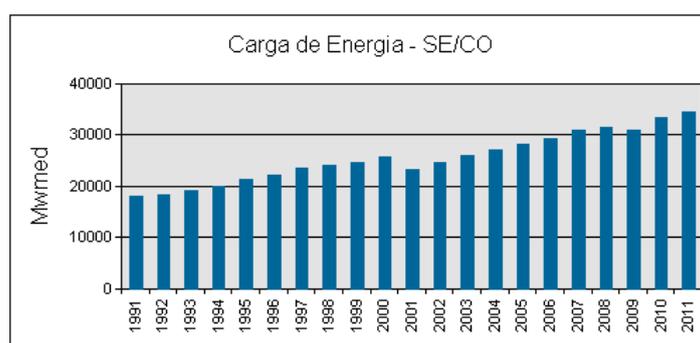


Figura 1.2 – Carga de energia das regiões SE e CO

A Figura 1.1 mostra a dimensão do aumento da carga de energia do Sistema Interligado Nacional. Em vinte anos, o aumento foi superior a 100%. É possível ver

que a demanda também é crescente para as regiões Centro-Oeste (CO) e Sudeste (SE), como é apresentado na Figura 1.2.

Para o suprimento de tais demandas, vários trabalhos (AULT, 2003; SENJYU 2008; RIZY, 1985) citam a necessidade de diversificação nas tecnologias de geração de energia, focando-se em fontes renováveis (FR) de energia limpa. A aplicação de fontes de energia limpa traz a necessidade de utilização de conversores de eletrônica de potência (ou conversores estáticos). Estes conversores realizam o processamento e transformação dessa energia para uma forma adequada para as cargas e consumidores finais. O tipo de conversor a ser utilizado depende de qual fonte primária será utilizada e das cargas a serem atendidas por este sistema. Normalmente é desejada a substituição ou a conexão do sistema a ser implantado com a rede elétrica convencional. Para tanto é necessária à utilização de conversores CC-CA (também chamados de inversores) no sistema. Os inversores são conversores que podem transformar a corrente contínua em corrente alternada semelhante a da rede elétrica convencional. Para sistemas onde há variação da tensão CC de entrada é comum a utilização de conversores CC-CC precedendo aos inversores. Neste tipo de sistema o conversor CC-CC pode ter o papel de otimizar o ponto de operação das fontes geradoras.

As estruturas inversoras podem ser conectadas em paralelo para aumentar a capacidade de potência do sistema, além de conferir a ele maior confiabilidade e robustez, pois retira a dependência de funcionamento de todo o sistema de apenas uma estrutura. Contudo, ao se conectar estruturas em paralelo é necessário que se faça um controle desse paralelismo para se garantir que as cargas do sistema sejam distribuídas de forma apropriada, bem como assegurar a estabilidade do sistema e a incoerência de correntes circulantes nas estruturas. A utilização das fontes renováveis com os conversores estáticos possibilitou uma nova categoria de geração de energia: a geração distribuída (GD). Nesta categoria, a geração de energia é local, ou seja, próxima a carga a ser suprida, focando-se no atendimento da demanda daquela área. A geração distribuída (GD) é apontada como uma opção para a crescente demanda de energia elétrica (AULT, 2003; RIZY, 1985), funcionando como uma opção tanto para as empresas distribuidoras, quanto para o emergente mercado dos autoprodutores de energia (AULT, 2003).

A utilização de GD tem o atrativo de localizar a geração de energia na proximidade da carga diminuindo as perdas no sistema de transmissão e distribuição, além de

possibilitar aos usuários do sistema convencional produzir energia e exportá-la ao sistema.

Há décadas a GD vem sendo discutida no ambiente acadêmico (NISSEN, 2009; BOSE, 1984; KERN, 1989), porém problemas relacionados ao custo das fontes alternativas geradoras, estabilidade do sistema (AULT, 2003; GODOY, 2009) e tecnologia de interconexão com a rede limitavam as implementações.

O barateamento das fontes alternativas (DOE, 2009; KHAN, 2009) e o desenvolvimento de técnicas de sincronia com a rede elétrica convencional (AMUDA, 2000) abriram a possibilidade de geração de energia pelos até então usuários do sistema (GODOY, 2010; CHEN, 2008).

Importante esclarecer que os sistemas fotovoltaicos e eólicos apresentam baixo custo operacional devido a não necessitarem da inserção de combustíveis.

Ademais, o decréscimo do custo na instalação destas fontes alternativas na última década viabilizou um crescimento de até 40% (DOE, 2009; KHAN, 2009) desses sistemas em todo o mundo. Fontes como células combustíveis, micro turbinas e biodigestores apresentam custos operacionais maiores e sistemas de manutenção relativamente mais complexos, porém possuem melhores características de estabilidade devido a não dependerem de fatores climáticos para a geração de energia.

Visando fazer um sistema de GD eficiente, robusta e versátil, surgiram os sistemas híbridos de geração de energia. Tais sistemas possuem diferentes fontes de geração de energia, podendo apresentar interconexão com rede elétrica ou não. Se esta interconexão não ocorrer, é necessário que o sistema possua capacidade de armazenamento de energia mediante baterias, *flywheels* ou super-capacitores. No entanto, a imprescindibilidade destes armazenadores de energia em sua topologia eleva o custo da implementação de referidos sistemas, motivo pelo qual se despertou um grande interesse no desenvolvimento de sistemas com conexão usando a rede elétrica.

Um típico sistema com unidades geradoras em paralelo, sistemas de armazenamento de energia e cargas é denominado de micro-rede (*microgrid*) (LASSERTER, 2001). Aludidos sistemas possuem todas as qualidades de sistemas de GD e ainda permitem flexibilidade de operação, redução do custo devido ao projeto eficiente e possibilidade de gerenciamento inteligente da energia.

O sistema mostrado na Figura 1.3 é uma micro-rede com capacidade de operar em modo de conexão com a rede ou em modo isolado.

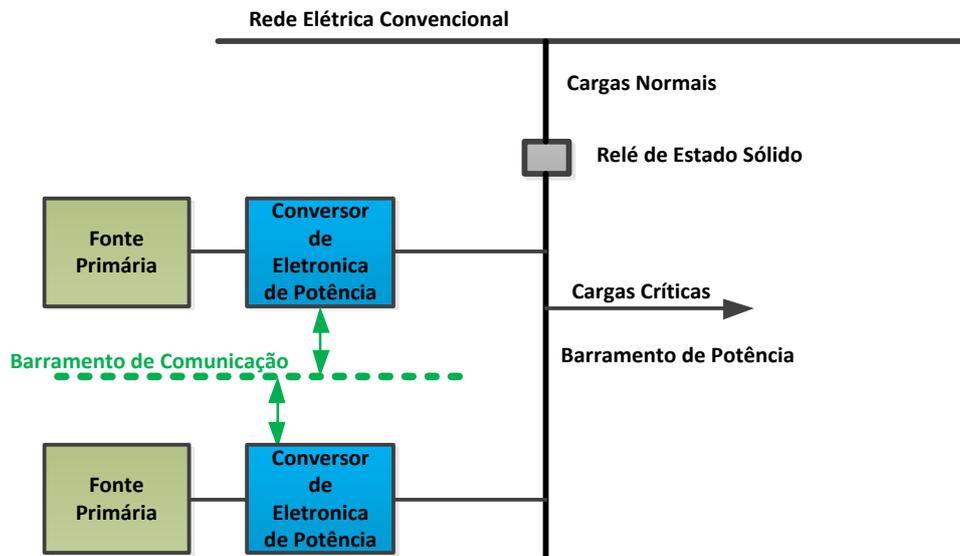


Figura 1.3 – Estrutura de um sistema micro-rede

Os elementos da micro-rede constituem-se basicamente de fonte geradora, conversores de potência, barramento de cargas locais e barramento de rede elétrica.

Os conversores de potência recebem especial atenção devido ao seu papel crucial no funcionamento da micro-rede. Estes conversores devem ser capazes de realizar a transformação da energia de forma eficiente. Deve-se atentar para a necessidade de controle preciso no despacho de potência desejada, a fim de se realizar mudanças no ponto de operação do sistema visando uma atuação estável e otimizada.

Para sistemas de geração distribuída que possam operar em pontos ótimos ou quase ótimos se adaptando a variações do sistema (tanto de carga, quanto de geração) foi dado o nome de redes elétricas inteligentes (*smartgrids*) (PRAAT, 2004).

A pesquisa de redes elétricas inteligentes abrange o controle automático do sistema, os conversores de eletrônica de potência, o sensoriamento e medição de potência, a infraestrutura e tecnologia de comunicação e técnicas inteligentes de gerenciamento de energia.

Em razão da crescente demanda energética a nível global, do emergente desenvolvimento tecnológico na área de eletrônica de potência e do barateamento das fontes alternativas de energia, tornou possível o desenvolvimento das promissoras redes

inteligentes (ALIZADEH, 2010; GUERRERO, 2011). Entretanto estes trabalhos mostram pouca variedade de pontos de operação, normalmente limitando-se a operação em pontos otimizados do projeto. Em aplicações reais pode haver variações de demanda e de geração de energia, conseqüentemente variando-se o ponto de operação do sistema.

Assim, mostra-se que a pesquisa com enfoque principal na implementação de sistemas micro-redes se faz necessária. O desenvolvimento de redes inteligentes capazes de atuar em variados de pontos de operação e capazes de transitar entre esses pontos de forma rápida e segura é fundamental para a viabilização dessa tecnologia.

2 Objetivo da Dissertação

O objetivo deste trabalho é a investigação técnica e implementação física de um sistema de micro-rede que possa atuar em uma variedade de pontos de operação.

No âmbito operacional dos conversores de potência, almeja-se a implementação de sistemas de controle que possibilitem estabilidade do sistema, robustez e maior precisão em termos de potência despachada.

Do ponto de vista de sistema tem-se o objetivo de realizar um controle adequado das unidades em paralelo com a adequação a variados pontos de operação.

Logo, o sistema de controle deve ser desenvolvido para regulação da micro-rede visando:

- Estabilidade do sistema para variações de carga e de geração. Isto é importante porque a carga elétrica do sistema é variável com diversos fatores, tais como, hora do dia, época ou estação do ano, clima. Além disso, devido à utilização de fontes de energia que dependem de fatores climáticos é provável que a capacidade de geração modifique-se;
- Controle na divisão de potências entre as unidades mediante variações de pontos de operação;
- Robustez nas variações dos pontos de operação, com baixos tempos de assentamento e erro de regime permanente nulo.

Portanto o foco deste trabalho é o controle da micro-rede, onde se deseja o desenvolvimento de um sistema de controle que permita a flexibilidade e robustez na operação da mesma.

3 Revisão Bibliográfica

3.1 Sistemas de Controle de Paralelismo de Conversores

Sistemas de controle de inversores em paralelo podem ser classificados como: com interconexão dos controles ou sem interconexão dos controles. Nos últimos anos várias técnicas foram propostas para diferentes situações de cargas/geração específicas. A discussão foi fomentada e ainda não se concluiu qual a melhor técnica para o controle de inversores em paralelo, devendo esta ser escolhida com base nas especificações particulares de cada projeto (LAZZARIN, 2010).

Sistemas sem interconexão de controles são mais robustos por não apresentarem dependência de um sistema de comunicação, o qual é sujeito falhas. Porém este pode apresentar problemas de estabilidade em sistemas onde há variações demasiadas de carga e de geração.

3.2 Sistemas sem Interconexão de Controle

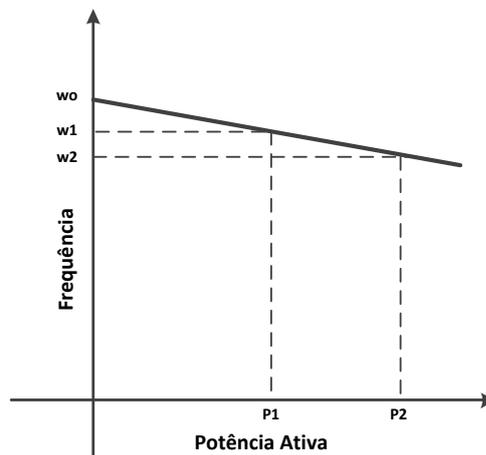
Para sistemas serem considerados sem comunicação cada unidade deve operar de forma independente, sem nenhuma troca de informação entre as unidades em paralelo. Inspirados no sistema elétrico de potência com a conexão de geradores síncronos em paralelo, (FANG, 2008; TULADHAR, 2000) propuseram emular as características das máquinas síncronas nos inversores de potência. Assim o controle de paralelismo baseia-se em uma malha de potência externa, utilizando-se de curvas de decaimento que emulam o comportamento das máquinas síncronas.

3.2.1 Controle por Curvas de Decaimento

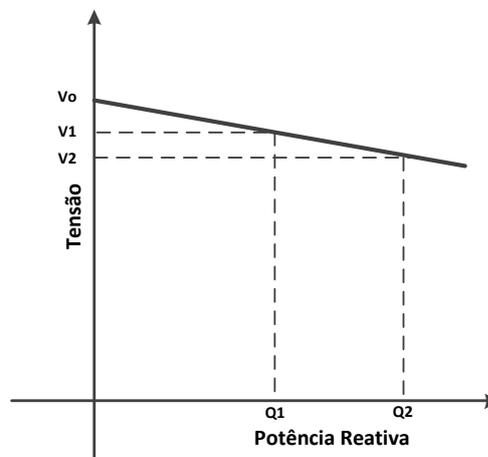
A técnica usada para controle de paralelismo de inversores sem nenhuma comunicação dos controles é conhecida como controle por curvas de decaimento (*droop control*). Esta técnica baseia-se nos princípios de sistemas elétricos e fluxos de potência entre barramentos. Os inversores são programados para emular máquinas síncronas programando-se previamente curvas de decaimento.

As curvas de decaimento relacionam a potência ativa com a frequência (curva P-w) e potência reativa com a amplitude de tensão (curva Q-V). Nesse tipo de controle cada inversor tem seu controle com malhas internas de tensão e corrente. A malha externa de potência, por sua vez, faz o controle do paralelismo entre as unidades em paralelo.

A Figura 3.1 apresenta as curvas de decaimento.



(a)



(b)

Figura 3.1 – (a) Curva de decaimento de frequência, (b) Curva de decaimento de Tensão

A Figura 3.2 mostra a aplicação típica de um inversor controlado pelas curvas de decaimento. Observa-se a existência de laços internos de controle (tensão e corrente) e um laço externo de controle de potência, o qual é constituído de cálculo de potência, curvas de decaimento e geração de tensão de referência para o laço interno.

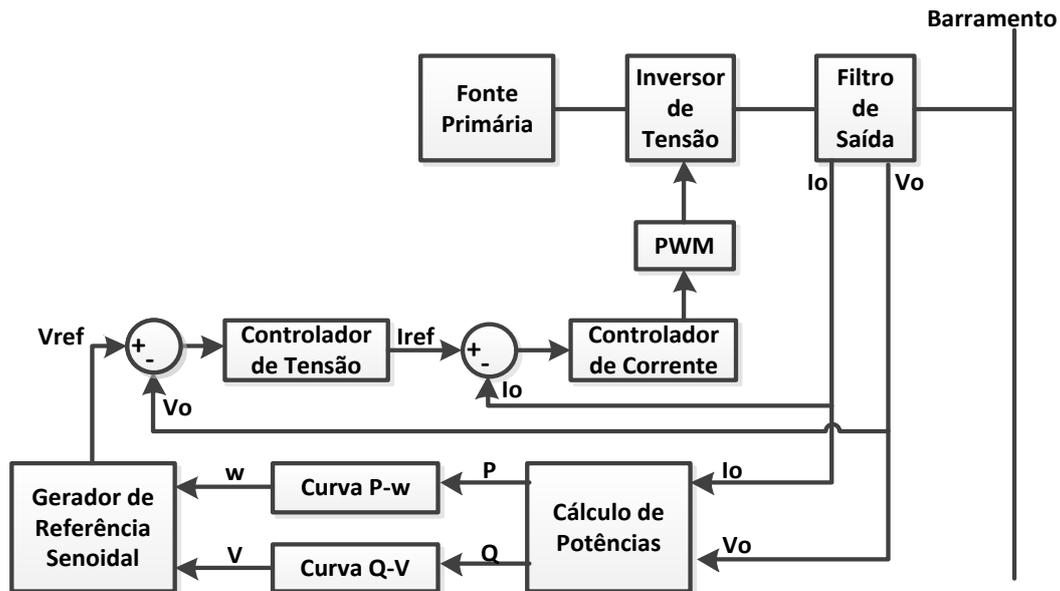


Figura 3.2 – Inversor controlador por curvas de decaimento

Os sistemas de paralelismo controlados por curvas de decaimento demandam o cálculo da potência enviada ao barramento. Este cálculo pode ser realizado tanto utilizando-se valores instantâneos, quanto valores eficazes de tensão e corrente (GODOY, 2010). Alguns trabalhos como (ANDRADE, 2012) aplicam inovações em filtros digitais para reduzir a oscilação de saída e o tempo de resposta desde cálculo, em troca de um maior custo computacional.

A escolha das constantes de decaimento (K_w e K_v) determina diretamente a resposta dinâmica e estabilidade do sistema. Alguns trabalhos como (GODOY, 2010) propõem a otimização da resposta transitórias do sistema mediante a escolha de constantes otimizadas para cada sistema.

Para sistemas conectados a rede elétrica, o controle do paralelismo apresenta ótimo desempenho, pois a rede elétrica atua como um barramento infinito não permitindo as variações de frequência e/ou amplitude na carga. Isso atribui ao sistema confiabilidade no atendimento da carga e estabilidade para variações de carga e/ou geração.

Para sistemas isolados (*stand-alone*), o barramento de interconexão entre os inversores não apresenta essa característica. Logo, pode haver variações de amplitude e/ou frequência no barramento da carga (GODOY, 2010). Neste caso a estabilidade do sistema deve ser cuidadosamente avaliada, pois variações de carga ou de geração podem perturbar o sistema de modo drástico.

Atualmente existem normas internacionais para sistemas inversores. A norma IEEE 1547 (IEEE, 2005), por exemplo, determina variações máximas de frequência e amplitude aceitáveis na carga. Tais requisitos devem ser observados com atenção no projeto de sistemas com controle por decaimento, para que os valores limite não sejam ultrapassados.

Em aplicações de redes inteligentes, o controle por curvas de decaimento sofre desvantagem em relação a sistemas com comunicação de controle, pois cada inversor opera de modo independente de acordo com curvas de decaimento previamente definidas. Assim, mudanças de geração e carga exigirão que o sistema mude o ponto de operação necessitando-se então de um ajuste nas curvas de decaimento.

É importante salientar que controle por curvas de decaimento é o único método capaz de operar o paralelismo de unidades inversoras sem nenhuma comunicação dos controles.

3.3 Sistemas Com Interconexão De Controle

Sistemas que possuem interconexão de controle baseiam-se em dividir a potência entre as unidades em paralelo. Existem muitas propostas na literatura com destaque especialmente a quatro topologias: controle central, controle circular, controle distribuído e controle mestre-escravo.

3.3.1 Controle Central

Este tipo de controle é apresentado na Figura 3.3. Esta técnica propõe o uso de uma unidade de processamento central para controle do paralelismo do sistema. Foi proposta inicialmente para o controle de conversores CC-CC. Esta central de controle determina a potência (ou corrente) demandada a partir dos requisitos de carga e define a corrente de referência para cada unidade de forma simultânea.

Como principal desvantagem pode-se citar a presença de uma unidade externa de processamento de informação que reduz a robustez do sistema, pois não há possibilidade de operação mediante a falha do sistema central de controle e/ou comunicação.

Como benefício, este método apresenta a possibilidade de operar de forma segura caso uma das unidades de potência seja retirada do sistema, pois permite flexibilidade operacional devido à comunicação e processamento centralizado das informações.

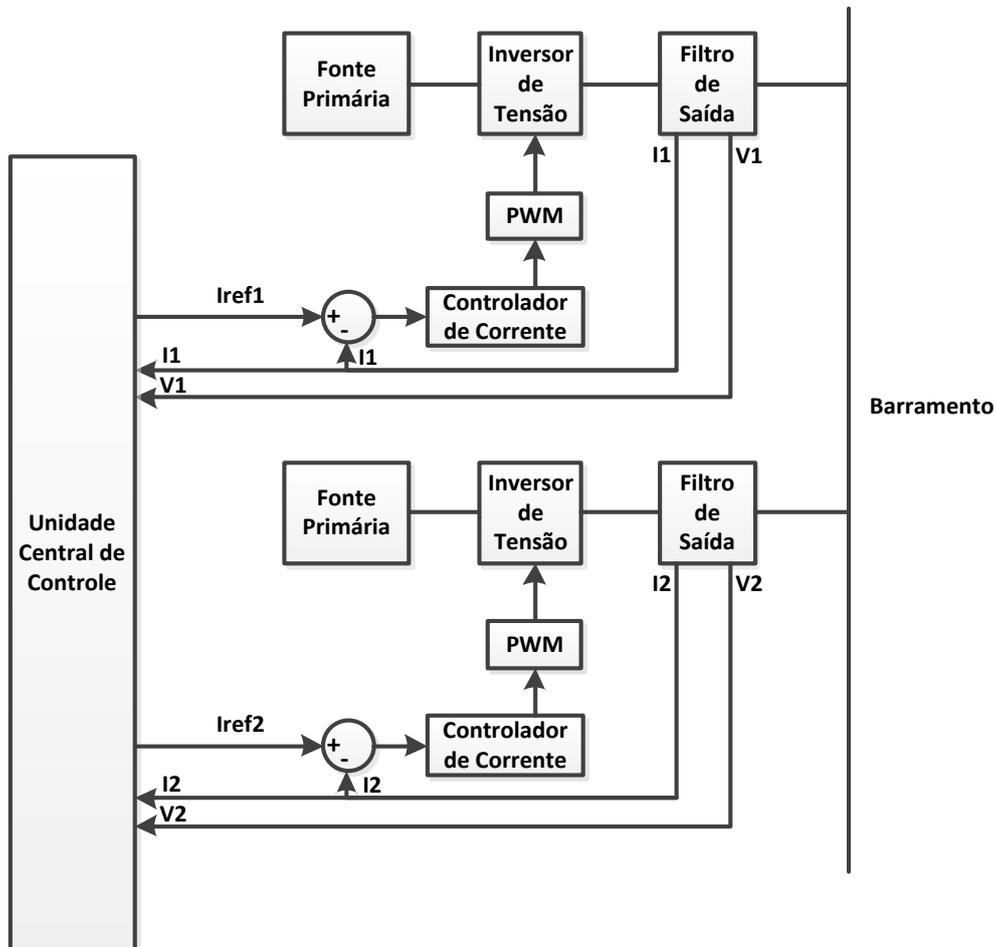


Figura 3.3 – Paralelismo controlado por um controle central.

3.3.2 Controle Circular (ou em Cadeia)

Neste sistema as malhas de controle de corrente dos inversores são fechadas em anel, como mostra a Figura 3.4. A idéia principal deste método é otimizar a dinâmica do sistema fazendo com que as correntes de referência sejam obtidas a partir da unidade de potência anterior.

O forte agravante deste sistema se dá pela possibilidade do rompimento do anel, o que levaria o sistema ao comprometimento da sua operação. Em termos de aplicação em micro-redes, este sistema não apresenta flexibilidade operacional.

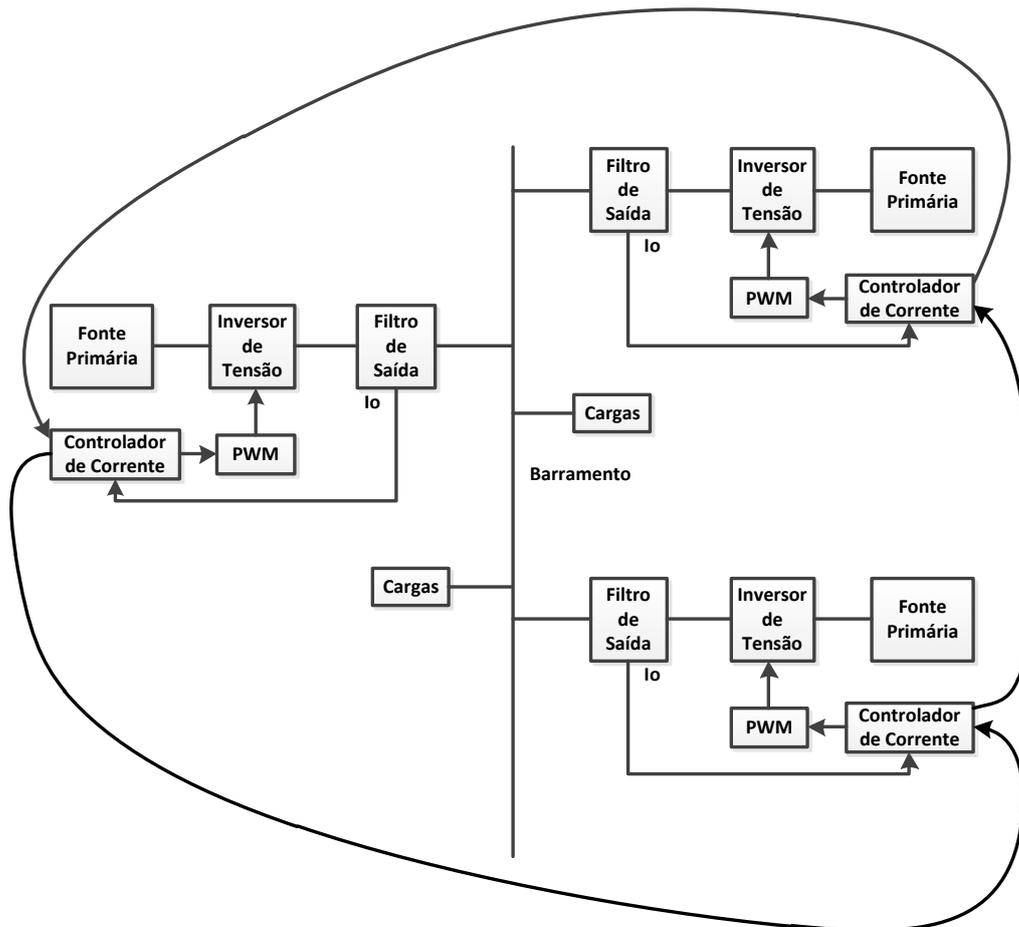


Figura 3.4 – Exemplo de Controle circular.

3.3.3 Controle Distribuído

O controle distribuído foi desenvolvido como uma evolução do controle central. Neste sistema existe um barramento para troca de informações entre as unidades do sistema, porém não há uma unidade central de processamento de informação.

Esta técnica possibilita a operação independente, porém sincronizadas das unidades. Para tanto, uma maior quantidade de informação deve trafegar no barramento de dados, tais como: frequência, fase, tensão e correntes de referência de cada unidade.

A Figura 3.5 apresenta a típica estrutura de uma unidade de controle distribuído.

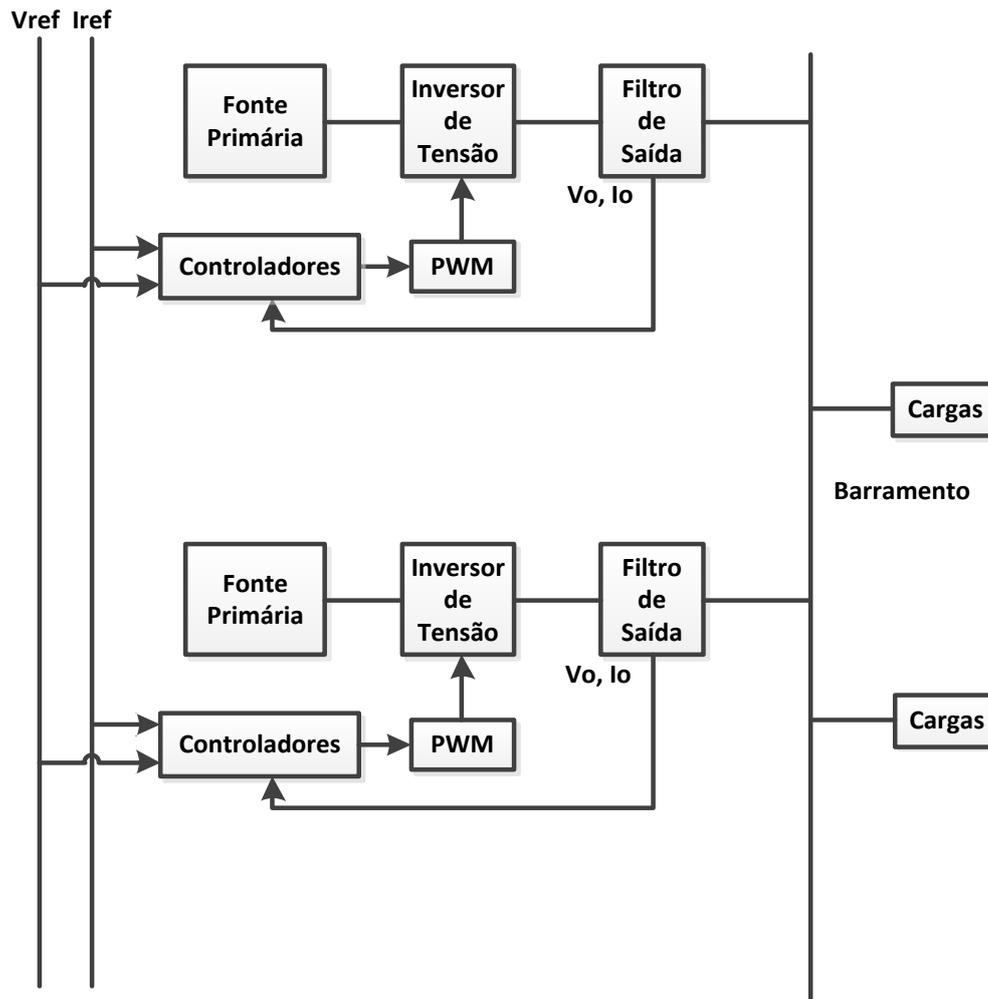


Figura 3.5 – Exemplo de Controle distribuído.

Devido ao maior tráfego de informações no barramento de dados, esta técnica apresenta maior dificuldade para expansão do sistema, uma vez que o aumento de informações é linear com o aumento de unidades. Mudanças no modo de operação também podem ser dificultadas.

Em (LAZZARIN, 2010) é apresentada uma evolução do controle distribuído. Nesse trabalho, todas as unidades são controladas em modo tensão recebendo a mesma referência de tensão. O controle do paralelismo é realizado em um laço interno de corrente para cada inversor, utilizando-se realimentação do estado da corrente do indutor.

3.3.4 Sistema Mestre-Escravo

O sistema mestre-escravo (*master-slave*) se baseia na operação de um inversor em modo tensão (mestre) e outros em modo corrente (escravos), os quais recebem a referência corrente do inversor mestre (CHEN, 1995; FANG, 2008).

A Figura 3.6 mostra o sistema proposto por (HOLTZ, 1990) e utilizado em diversos trabalhos (CHEN, 1995; FANG, 2008)

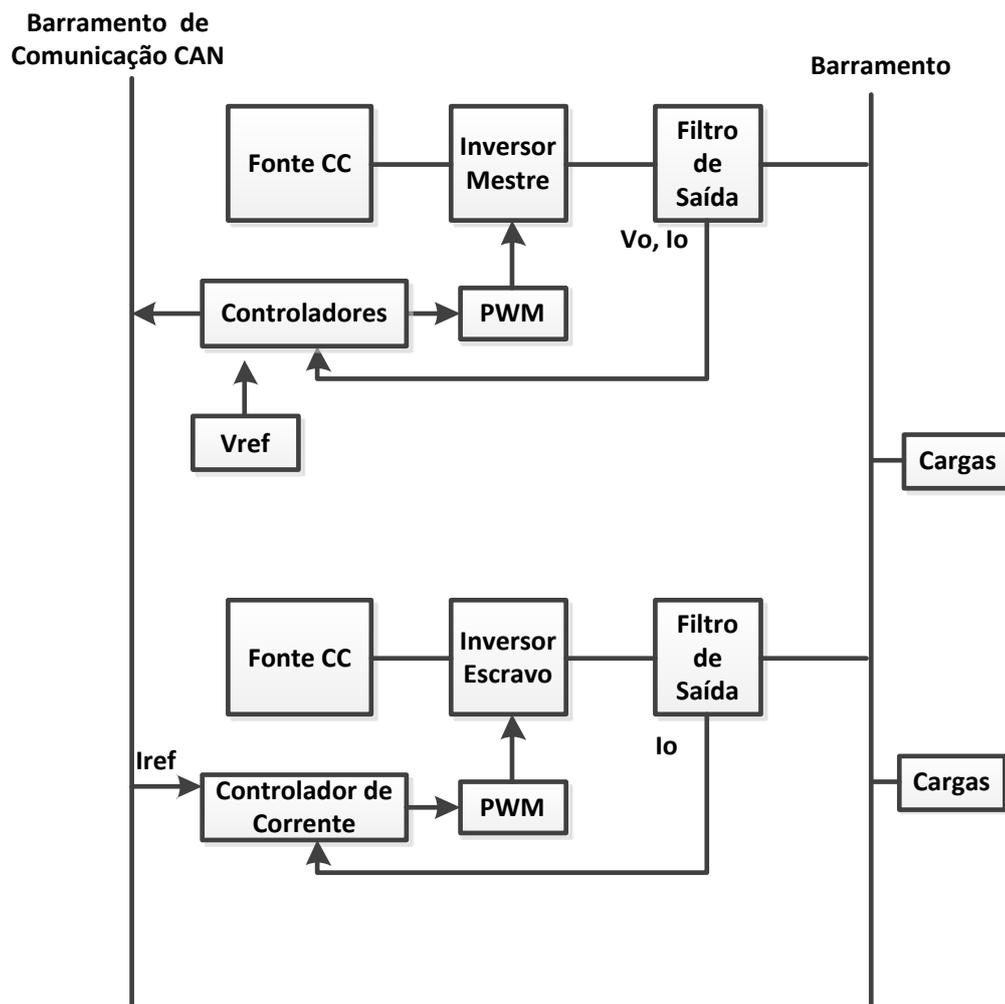


Figura 3.6 – Exemplo de Controle Mestre Escravo

É necessário que haja um barramento de dados para a troca de informações entre as unidades. Esta técnica apresenta grande eficiência na divisão de potência entre os inversores, facilidade na adição de novos inversores para aumento da capacidade de potência do sistema e boa flexibilidade operacional.

É importante ressaltar que este sistema permite uma grande flexibilidade de modos de operação (CHEN, 2008), pois as correntes de referência podem ser alteradas pelo mestre mediante necessidade e/ou mudanças no sistema. É possível determinar qual a potência deve ser despachada por cada inversor, permitindo mudanças de pontos de operação de acordo com as variações de geração, por exemplo.

3.3.5 Conclusão a Respeito dos Métodos de Paralelismo

Foram apresentadas as diversas técnicas de paralelismo de inversores propostas na literatura. Todas apresentam boas características para possíveis aplicações específicas. Entretanto, todas elas também apresentam algumas desvantagens para aplicações mais amplas.

Logo, apesar dos inúmeros trabalhos propostos e publicados na área, a pesquisa ainda pode ser fomentada no sentido de evolução das técnicas e absorção das qualidades de diferentes técnicas para uma aplicação específica.

No que tange à aplicação de micro-redes, é necessário que a técnica seja robusta, permita a flexibilidade operacional e possibilite uma fácil expansão do sistema.

Nesse aspecto, as técnicas com comunicação se destacam por permitirem a flexibilidade da operação devido à possibilidade de coordenação entre as unidades de potência. Dentre estas a técnica de mestre escravo permite, em particular, uma grande flexibilidade operacional.

4 Projeto para a Micro-Rede Proposta

Os sistemas de micro-redes devem ser projetados visando-se os mais variados aspectos. Precisam-se ser consideradas possíveis variações nos pontos de operação, precisão no despacho da potência desejada, controle estável do paralelismo entre as unidades do sistema, mobilidade do sistema entre modos de operação como isolado e conectado. Dentre as técnicas apresentadas no Capítulo 3 escolheu-se a técnica mestre-escravo para a implementação da micro-rede, devido as suas características de controle preciso e modularidade.

4.1 Topologia de Micro-Rede

A topologia mestre-escravo a ser implementada é apresentada Figura 4.1.

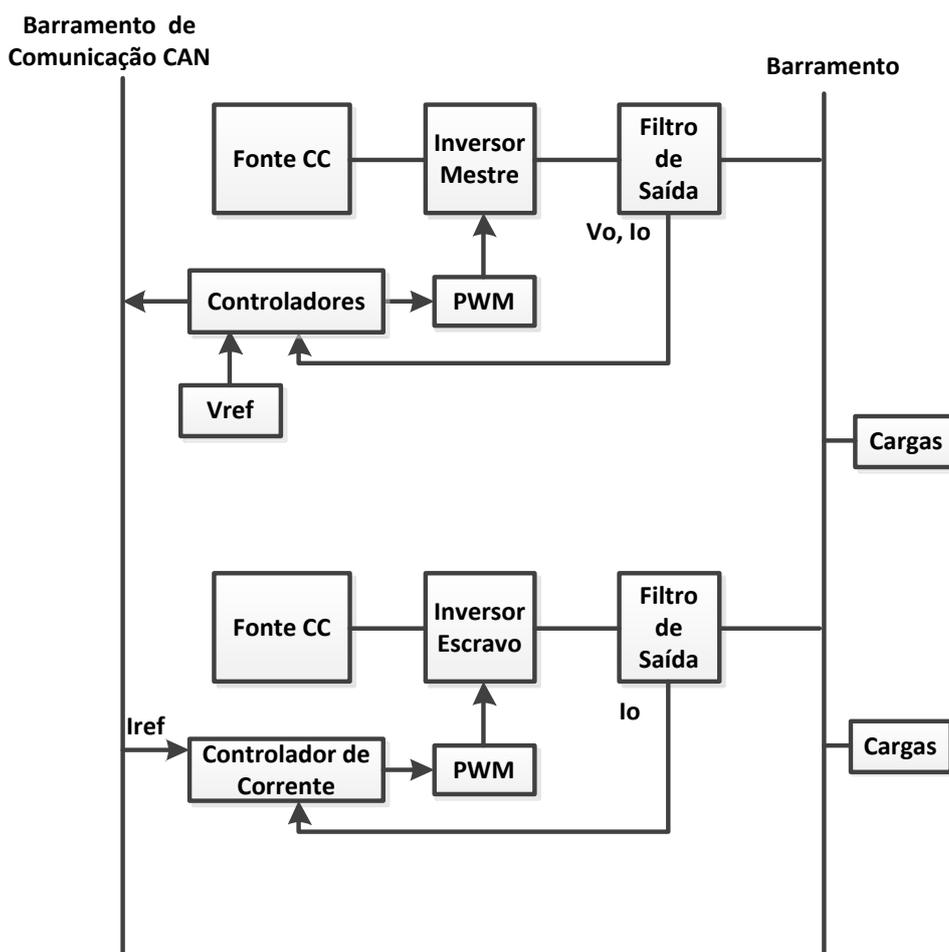


Figura 4.1 – Topologia Micro-rede

Para os testes foram utilizadas fontes de potência CC para emularem as fontes primárias. Conversores CC-CC isolados são utilizados para elevar a tensão do barramento CC de cada inversor. O inversor mestre é controlado como fonte de tensão, possuindo um laço de controle de tensão com controlador proporcional-ressonante (controlador PR) e um laço interno de corrente com controlador proporcional-integral. O inversor escravo possui apenas o laço de controle de corrente com controlador PR e compensação por admitância. Foram utilizados filtros LCL na saída dos inversores. A carga utilizada foi um banco de resistores.

4.2 Tecnologias Aplicadas à Micro-Redes

4.2.1 Comunicação CAN

A utilização de técnicas de controle de paralelismo usando comunicação fomentou a pesquisa a respeito de quais sistemas de comunicações deveriam ser utilizados. A fim de se aumentar a distância entre as unidades foi proposta a utilização de comunicação *controller area network* (CAN). Este tipo de comunicação inicialmente proposto para aplicações automotivas por (ETSCHBERGER, 2001) ajuda substancialmente no aumento da capacidade de distância da transmissão. Na comunicação CAN, os pacotes de dados não são enviados no estilo *ponto-a-ponto* como nas redes de comunicação tradicionais (USB e Ethernet). O barramento CAN permite a transmissão de pacote de dados menores em um estilo multi-mestre, onde todos integrantes da rede podem receber e enviar informações, bem como a recepção mesma mensagem pode ser compartilhada com múltiplos inversores. Estas características permitem a inserção de futuras unidades ao sistema.

O padrão de comunicação CAN é definido pela *International Standardization Organization* (ISO), logo, apresenta padronização a nível internacional, sendo aplicado a sistemas industriais no mundo todo.

A normatização do protocolo de comunicação foi definido em ISO-11898: 2003. Esta norma não só descreve como a mensagem deve ser passada entre os dispositivos da rede CAN, mas também a especificação e hierarquia das camadas desde o nível físico até o nível lógico. A Figura 4.2 apresenta uma rede CAN em nível físico com três dispositivos. Também é mostrado na Figura 4.3 a estrutura da palavra a ser enviada.

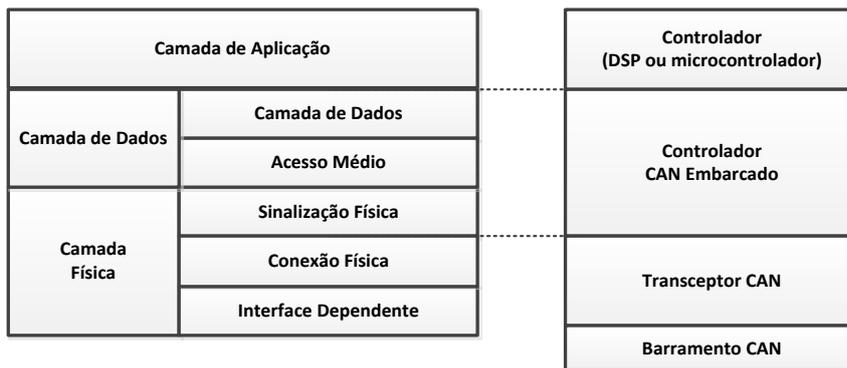


Figura 4.2 – Rede física CAN

SOF	Identificador de 11 bits	RTE	IDE	r0	DLC	Dados	CRK	ACK	EOF	IFS
-----	--------------------------	-----	-----	----	-----	-------	-----	-----	-----	-----

Figura 4.3 – Exemplo de transmissão CAN

O bit SOF é utilizado para a inicialização e sincronia dos dispositivos do sistema. O identificador de 11 bits define a prioridade da mensagem. A palavra RTR é utilizada para requisitar informações de outro dispositivo. O *bit* IDE define qual o tipo de transmissão está sendo utilizada (padrão ou estendida). O código DLC mostra qual o número de bits a serem transmitidos na mensagem. Dados é a palavra de até 8 bits a ser transmitida. CRC são bits para checagem da mensagem enviada. O bit ACK sobrescrito para informar que uma mensagem sem erro foi enviada. Esta palavra de 7 bits marca o fim da comunicação. O código IFS contém o tempo requerido pelo controle para mover um frame recebido para posição requerida.

A Figura 4.4 mostra um exemplo de transmissão em um barramento CAN.



Figura 4.4 - Transmissão CAN

4.2.2 Rastreamento de Fase

Sistemas que desejam conectar-se a rede elétrica tradicional necessitam de alguns algoritmos para o processo de rastreamento da fase (*phase locked loop* - PLL) da rede.

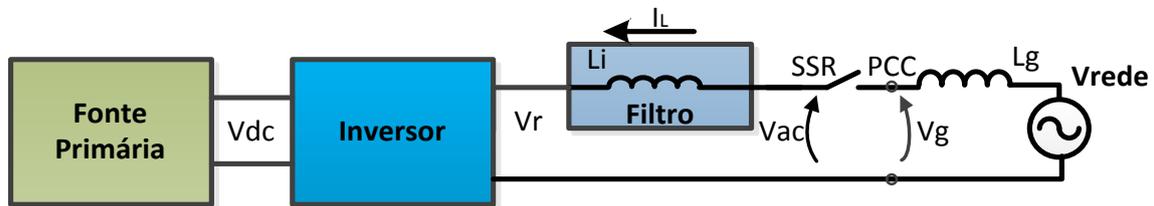


Figura 4.5 – Exemplo de sistema com conexão a rede

Considerando o sistema equivalente mostrado na Figura 4.5, deseja-se fechar o interruptor SSR, sendo que para tanto a corrente i_L nesse instante deve ser zero.

Pelo equacionamento do sistema da Figura 4.5 têm-se:

$$i_L(t) = \frac{V_g(t) - V_r(t)}{Z_i} \quad (4.1)$$

Logo, a corrente do sistema só pode ser igual à zero para qualquer t quando $V_r(t) = V_g(t)$. Logo é necessário que o inversor sintetize uma tensão de saída $V_r(t)$ de mesma amplitude e igual fase em relação à tensão da rede convencional $V_g(t)$.

Alguns trabalhos foram publicados utilizando técnicas de conexão baseadas no cruzamento da tensão da rede pelo zero (BAKER, 1998), porém sistemas que necessitam da identificação precisa de fase da rede se popularizaram devido a sua simplicidade de implementação. Tais sistemas foram originados dos sistemas de telecomunicações. Os sistemas com Malha de Captura de Fase (*phase-locked-loop*) (*PLL*) apresentam diversas vantagens em relação à estabilidade e flexibilidade na comparação de sistemas de cruzamento com o zero.

A proposta de algoritmo PLL é originada dos sistemas de telecomunicação e as primeiras aplicações em sistemas de eletrônica de potência foram em (KOBAYASHI, 1996). O algoritmo PLL genérico utilizado é descrito no diagrama de blocos abaixo:

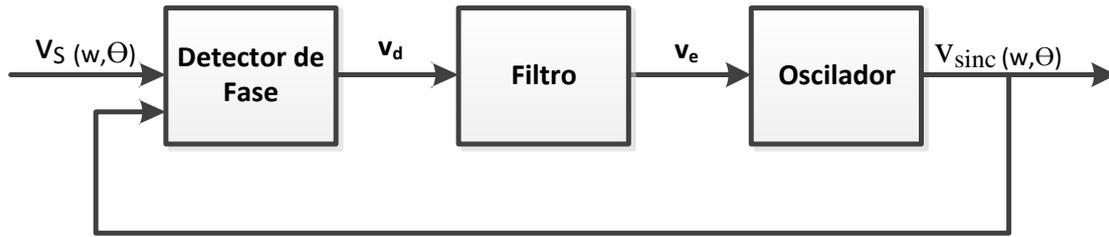


Figura 4.6 – Algoritmo PLL Genérico

O algoritmo genérico apresentado na Figura 4.6, originou-se para detecção de fase em sistemas de telecomunicações (KOBAYASHI, 1996). A proposta desse algoritmo é utilizar a fase do sistema como a variável de controle. O sinal é inserido no detector de fase juntamente com a realimentação sinal de saída do oscilador. O sinal é passado por um filtro passa baixa. A saída do filtro é inserida em um oscilador para geração de um sinal em fase com o da entrada e um sinal defasado em 90° .

Como dito, este algoritmo apresenta um sistema genérico, sendo que várias propostas foram feitas na literatura em relação a quais funções deveriam ser utilizadas para cada bloco do sistema.

Um sistema simples e eficaz na determinação da fase é apresentado em (AMUDA, 2000):

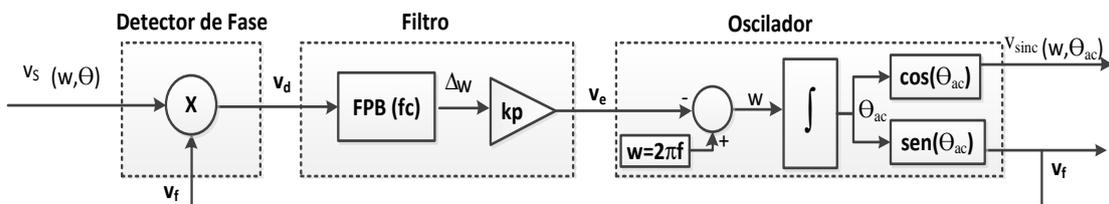


Figura 4.7 – Algoritmo PLL com funções específicas

Para este sistema os resultados apresentados em BAKER mostram-se satisfatórios (BAKER, 1998). No uso de tais funções, o dimensionamento da frequência de corte do filtro e o ganho k_p determinam a velocidade e o erro de regime do sistema.

No sistema mostrado na Figura 4.7, supõe-se v_s é um sinal senoidal unitário com fase igual a Θ . Enquanto Θ_{ac} for diferente de Θ , o sinal v_d continua a ter um valor médio, pois a componente contínua (CC) não pode ser filtrada. Assim o filtro passa baixa (FPB) altera Δw , modificando a frequência e consequentemente a fase. Quando v_f

e v_s estão defasados 90° tem-se $v_d=0,5\sin(2\omega t)$ e a saída do filtro passa baixa é zerada, detectando-se assim a fase Θ e a frequência do sistema.

$$v_s = \cos(\omega t + \Theta) \quad (4.2)$$

$$v_f = \sin(\omega t + \Theta_{ac}) \quad (4.3)$$

$$v_d = K + M \sin(2\omega t + \Theta_{ac}) \quad (4.4)$$

$$v_d = 0,5 \sin(2(\omega t + \Theta)) \quad (4.5)$$

4.2.3 Filtro de Saída

Os conversores CC-CA necessitam de um filtro de saída para a filtragem das harmônicas de alta frequência oriundas do chaveamento. As principais topologias aplicadas para inversores de tensão são: filtros L, filtros LC e filtros LCL. A Figura 4.8 mostra estas configurações:

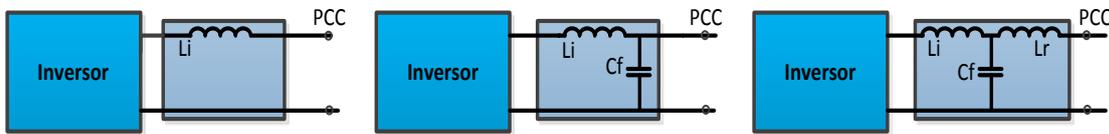


Figura 4.8 – Topologias de Filtros de Saída

Para aplicações em sistemas micro-rede é necessário que os filtros sejam eficientes, de tamanho e custo reduzido e possibilitem boas atenuações das frequências harmônicas.

As topologias apresentam diferentes características e devem ser analisadas mediante as especificações de projeto da micro-rede. Em (ARAUJO, 2007) é realizada uma comparação considerando-se a aplicação em inversores NPC (*Neutral-Point Clamped – Grampeados com ponto neutro*) para conexão com a rede elétrica.

A topologia tipo 1 apresenta simplicidade e número reduzido de componentes, sendo apropriada para algumas aplicações de acionamentos de motores (ARAUJO, 2007). Para uma mesma frequência de corte, em comparação às outras topologias, esta exige um valor muito alto de indutância, diminuindo a dinâmica do sistema devido à elevada queda de tensão nesse indutor. O projeto físico para altos valores de indutâncias

demandam de núcleos volumosos e demasiado número de espiras o que reduz a eficiência do sistema.

A topologia 2 é largamente utilizada em aplicações de inversores em modo isolado (LAZZARIN, 2010). Em (ARAUJO, 2007) é verificado que para uma maior eficiência é necessária à utilização de altas capacitâncias na saída. No entanto, tal fato pode acarretar ressonâncias indesejáveis devido à indutância intrínsecas do sistema elétrico, mostrando uma possível dependência dos parâmetros da rede. Para a configuração LC a frequência de ressonância (em Hz) do filtro é igual a f_{resLC} mostrada na Equação (4.6).

$$f_{resLC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

Quando este inversor é conectado à rede convencional no ponto de conexão comum (PCC) existe uma indutância intrínseca da rede (L_g), como se mostra na Figura 4.5. Essa indutância se deve aos elementos presentes na rede elétrica, como transformadores e cabos.

Para a corrente inserida na rede tem-se uma configuração equivalente LCL. Nesta configuração, a frequência de ressonância é alterada para f_{resLCL} , formada pelo filtro $L_i C_f$ de saída do inversor e pela indutância da rede elétrica L_g .

$$f_{resLCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_{rede}}{C_f L_i L_{rede}}} \quad (4.7)$$

Logo, observa-se que a frequência de ressonância do sistema é alterada mediante variação do valor L_g . A Figura 4.9 mostra o efeito da variação dessa indutância para a configuração LC considerando-se os seguintes parâmetros:

$$L_i = 2 \text{ mH}; C_f = 2 \text{ } \mu\text{F}; L_g \text{ variando de } 0,06 \text{ à } 0,6 \text{ mH}$$

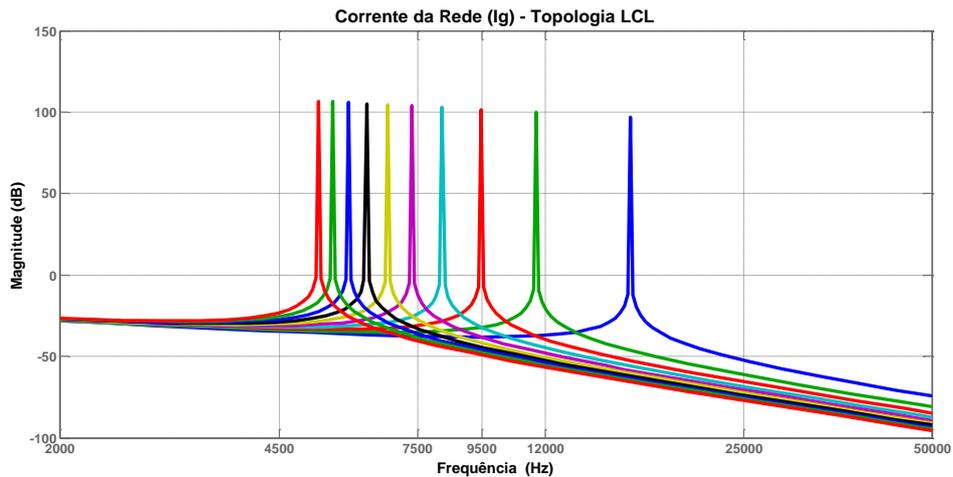


Figura 4.9 – Variação da resposta LC para variações de L_g

A topologia LCL foi apresentada com o propósito de aumento da eficiência devido à possibilidade de redução nos parâmetros do filtro. Em (ARAUJO, 2007) também foi verificada a maior independência dos parâmetros da rede para a garantia de estabilidade. Para uma comparação justa, os parâmetros L_i e L_r do filtro LCL tem o mesmo valor da indutância L_i da configuração LC. Também foi imposta a mesma variação da indutância da rede.

$$L_i = 1,6 \text{ mH} ; C_f = 2 \text{ } \mu\text{F} ; L_r = 0,4 \text{ mH e } L_g \text{ variando de } 0,06 \text{ à } 0,6 \text{ mH}$$

A Figura 4.10 mostra a configuração:

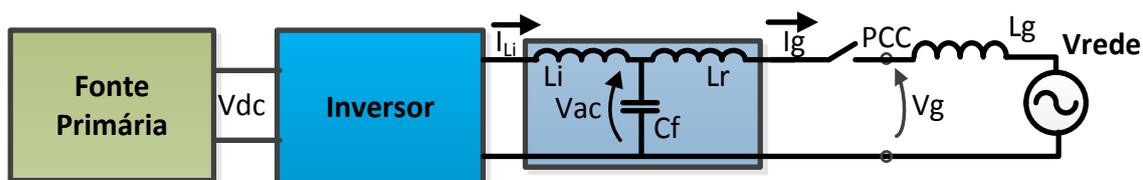


Figura 4.10 – Topologia LCL com Conexão a rede elétrica.

A resposta em frequência para esse sistema, Figura 4.11 mostra que a variação de L_g não altera de forma significativa o valor da frequência de ressonância, demonstrando uma maior independência aos parâmetros da rede a qual se deseja conectar.

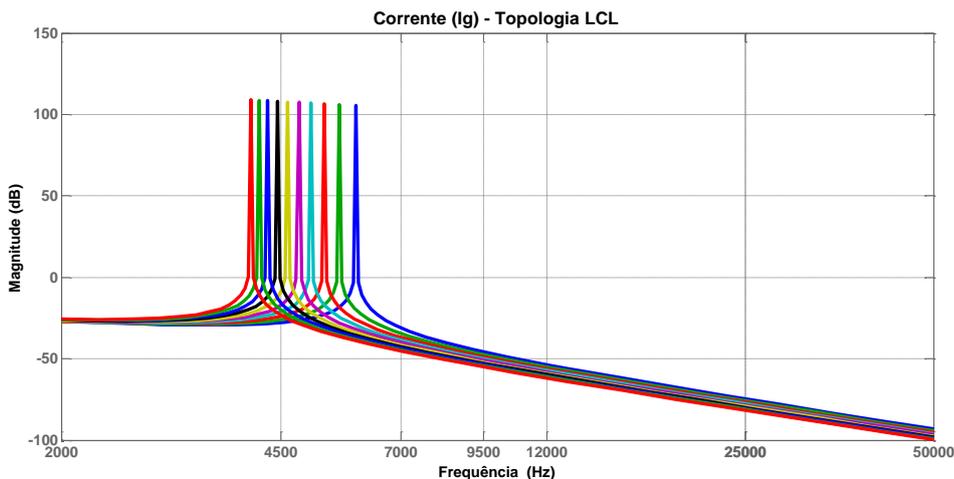


Figura 4.11 – Variação da resposta LCL para variações de L_g

Em circuitos de potência, o capacitor C_f atinge a ordem de μF sendo sua reatância AC a ordem de $\text{k}\Omega$ o que inibe seu efeito na corrente de saída i_g deixando esta muito similar a corrente i_{Li} (CHEN, 2010).

O filtro LCL possui a característica de alto ganho para a sua frequência de ressonância (f_{resLCL}). Este fato pode acarretar em instabilidade no sistema de controle, portanto (CHEN, 2008) recomenda como utilizar este dado para projeto do filtro de saída evitando que f_{resLCL} fique próximo da frequência de corte do controlador ou frequência de chaveamento.

4.2.4 Projeto dos Elementos do Filtro LCL

Muitos critérios podem ser utilizados para o projeto do filtro, tais como: atenuação da oscilação de tensão e/ou corrente de saída do filtro (LISERRE 2005), diminuição da taxa de distorção harmônica (JALILI, 2009) ou critério de eficiência, considerando-se tamanho e volume (CHANNEGOWDA, 2010).

Considerando que a frequência de chaveamento será muito superior a frequência fundamental de saída, o critério da diminuição da taxa de distorção harmônica não se torna muito prático (JALILI, 2009), uma vez que a própria modulação cria componentes harmônicas somente na ordem de grandeza e acima da frequência de chaveamento. Outros critérios como a especificação da oscilação da corrente e otimização do volume se mostram mais atraentes.

Assim, o indutor L_i (do lado do inversor) pode ser selecionado considerando a oscilação desejada da corrente a ser controlada. Contudo, é necessário notar que indutâncias elevadas, apesar de reduzirem a oscilação da corrente, agregam volume e peso ao sistema. O segundo parâmetro a ser projetado é o capacitor de saída. Este elemento pode ser projetado considerando-se a frequência de corte do filtro passa-baixa L_i - C_f para a tensão de saída v_{ac} para as operações em modo isolado. Saliente-se que alguns trabalhos sugerem que a frequência de corte para este filtro esteja entre o intervalo $[5f_f, f_{ch}/4]$. O último elemento do filtro, L_r (indutância do lado da rede), deve ser projetada considerando-se dois aspectos: (1) a frequência de corte do filtro C_f - L_g para a corrente de saída i_g e a frequência de ressonância do sistema (f_{resLCL}).

A micro-rede será projetada para uma potência de 2 kVA por unidade monofásica. Serão utilizadas duas unidades em paralelo. A tensão de saída será a mesma da rede elétrica monofásica 127 V_{rms}, 60 Hz. A frequência de chaveamento (f_{ch}) do sistema será de 20 kHz.

Para o filtro de saída dos inversores optou-se pela topologia LCL pela sua robustez considerando a conexão a diferentes redes (com diferentes valores de indutância L_g). O projeto dos parâmetros do filtro é apresentado a seguir.

Projetou-se uma oscilação máxima da corrente de 20% de uma corrente nominal de pico 25 A em 127 V_{rms} e frequência de chaveamento de 20 kHz. Assim:

$$vL = L_i \frac{di_L}{dt} = L_i \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (4.8)$$

$$L_i = 1,5 \text{ mH} \quad (4.9)$$

Para o projeto do capacitor de filtro, considera-se a frequência de corte do filtro L_i - C_f . Como a frequência de chaveamento é de 20 kHz e a frequência fundamental é 60Hz, considera-se uma frequência entre o intervalo de [300 Hz; 5 kHz]. A frequência de corte escolhida foi 2.9 kHz para evitar interações entre os laços externo de tensão e interno de corrente durante a operação em modo isolado. Logo:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_f}} = 2,9 \text{ kHz} \quad (4.10)$$

$$C_f = 2 \mu\text{F} \quad (4.11)$$

O indutor do lado da rede deve considerar a frequência de corte do filtro $C_f L_r$:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g C_f}} = 5 \text{ kHz} \quad (4.12)$$

$$L_r = 0,5 \text{ mH} \quad (4.13)$$

É necessário checar a frequência de ressonância do filtro LCL:

$$f_{resLCL} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_f L_i L_r}} \quad (4.14)$$

$$f_{resLCL} = 5,8 \text{ kHz} \quad (4.15)$$

Como f_{resLCL} se encontra distante da frequência de chaveamento, não há problema na configuração do filtro escolhido.

4.3 Modelagem Do Sistema

Dada a utilização de um sistema mestre escravo como topologia para a micro-rede proposta, deseja-se a modelagem dos inversores de tensão para projeto dos controladores a serem implementados no dispositivo de processamento DSP.

4.3.1 Inversor Fonte de Tensão Controlado por Corrente

O sistema de micro-rede pode ter ou não conexão a rede elétrica convencional, podendo-se utilizar as configurações de filtros de saída apresentados na seção 4.2 e ainda uma mesma configuração de filtro pode possuir diferentes sinais de realimentação. Todos estes fatores alteram a modelagem do sistema. É possível verificar em (PARK, 2008) e reutilizada em (CHEN, 2008) uma modelagem considerando os filtros LCL com conexão com a rede elétrica. Esta modelagem pode ser expandida para utilização de inversores em um sistema mestre-escravo operados no modo escravo, controlados em corrente.

Nos trabalhos citados, os conversores operam como fonte de corrente devido à rede elétrica ser considerada um barramento infinito e assim fornecer a referência de tensão necessária. Esta referência de tensão pode vir do inversor mestre para sistemas isolados.

É essencial para modelagem e controle do sistema a escolha atenta dos sinais de realimentação. Em (LISSERRE, 2005; LISSERRE, 2011) é mostrado como essa

escolha influencia no controle do sistema. Para um sistema com filtro LCL é possível à realimentação de quatro sinais: i_L ou i_g e v_{ac} ou v_g .

Focando-se a implementação dos inversores em PCIs (PARK, 2008) atenta para a necessidade de se reduzir o laço físico entre sensores de realimentação e sinais para os atuadores, a fim de se tentar diminuir os elementos parasitas da implementação. Assim, opta-se pela escolha dos sinais i_{Li} e v_{ac} para a realimentação do sistema.

A Figura 4.12 mostra a utilização de um conversor conectado à rede elétrica:

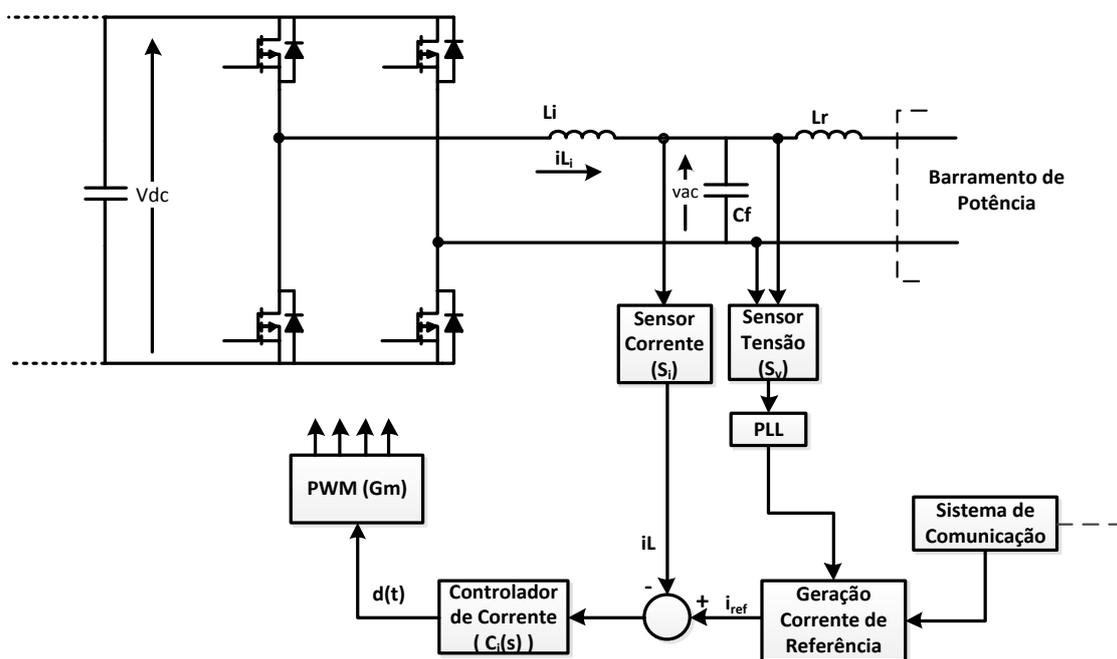


Figura 4.12 – Inversor LCL operado em modo corrente em sistemas isolados

Utilizando-se os sinais v_{ac} (tensão no capacitor C_f) e i_{Li} (corrente no indutor L_i) para controle do inversor, (PARK, 2008) apresenta a modelagem para este como se segue:

$$L_i \frac{di_{L_i}(t)}{dt} = d(t)V_{dc} - v_{ac}, \quad (4.16)$$

onde $d(t)$ é o sinal de saída do controlador de corrente (C_i), V_{dc} é a tensão do barramento CC do inversor. Aplicando-se a transformada de Laplace na Equação (4.16), tem-se:

$$i_{L_i}(s) = \frac{d(s)V_{dc} - v_{ac}}{sL_i} = \frac{d(s)V_{dc}}{sL_i} - \frac{v_{ac}}{sL_i}, \quad (4.17)$$

observa-se que a Equação 4.17 é composta por uma diferença de dois termos. Separando-se estes termos, obtêm-se:

$$G_c(s) = \frac{i_{Li}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL_i} \quad (4.18)$$

$$G_{nc}(s) = \frac{i_{Li}(s)}{v_{ac}(s)} = \frac{1}{sL_i} \quad (4.19)$$

onde $G_c(s)$ é a porção controlável da corrente de saída (dependente de $d(s)$) e $G_{nc}(s)$ é a porção não-controlável da corrente (dependente de $v_{ac}(s)$)

Considerando-se a função de transferência de malha aberta ($FTMA_i$) do sinal de referência de corrente i_{ref} para o sinal de saída i_{Li} , têm-se

$$FTMA_i = C_i G_m G_c \quad (4.20)$$

onde G_m é a modelagem do atuador PWM do inversor.

Considerando-se um sistema com referência de potência (P_{ref}) e os ganhos de ajuste (k_s) e dos sensores de corrente e tensão, respectivamente S_i e S_v , pode-se isolar o termo i_{Li} em função de v_{ac} obtendo-se:

$$\frac{i_{Li}(s)}{v_{ac}(s)} = \frac{P_{ref} k_s S_v G_m S_i C_i}{1 + FTMA_i} G_c(s) - \frac{1}{1 + FTMA_i} G_{nc}(s) \quad (4.21)$$

Considerando as equações (4.18, 4.19 e 4.21) é possível montar um diagrama de blocos do sistema para um inversor:

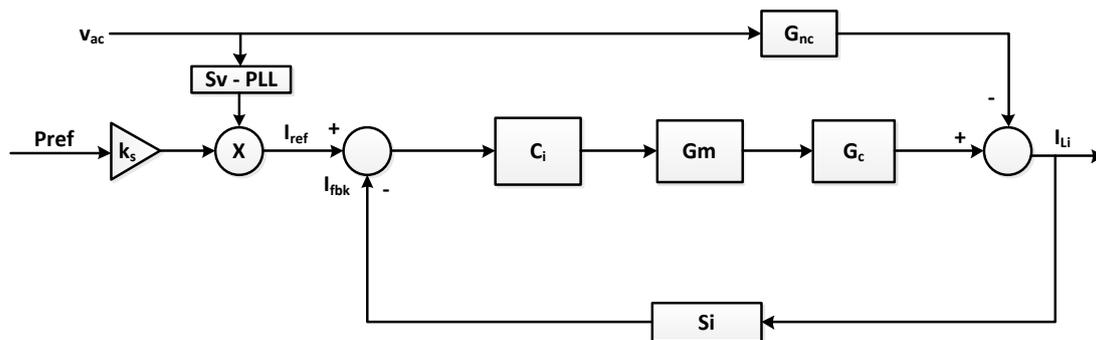


Figura 4.13 – Modelagem em Diagramas de Blocos do sistema da Figura 4.12

Em (PARK, 2008; CHEN, 2010) este sistema de controle é expresso em função das admitâncias equivalentes do sistema. Nesta modelagem, considera-se o sinal de realimentação v_{ac} como uma fonte de tensão e para análise das admitâncias equivalentes do sistema:

$$\frac{i_{Li}(s)}{v_{ac}(s)} = \frac{P_{ref} k_s S_v G_m S_i C_i}{1 + FTMA_i} G_c(s) - \frac{1}{1 + FTMA_i} G_{nc}(s) \quad (4.22)$$

$$i_{Li}(s) = Y_1 v_{ac} + Y_2 v_{ac} \quad (4.23)$$

$$Y_1 = \frac{G_c(s)G_m C_i}{1+FTMA_i} P_{ref} k_s S_v = \frac{FTMA_i}{1+FTMA_i} P_{ref} k_s S_v = FTMF_i P_{ref} k_s S_v \quad (4.24)$$

$$Y_1 = FTMF_i P_{ref} k_s S_v \quad (4.25)$$

$$Y_2 = -\frac{G_{nc}(s)}{1+FTMA_i} = -\frac{G_{nc}(s)}{1+C_i G_m G_c} \quad (4.26)$$

$$Y_2 = FTMF_{nc} \quad (4.27)$$

Assim tem-se o sistema modelado em função as admitâncias. A admitância Y_1 é o termo desejado para o controle em malha fechada. Pela Equação (4.24) pode-se verificar que o modelo do sistema possui o laço fechado de controle considerando o controlador, a referência de potência e o modelo do circuito de potência. Já o termo Y_2 é o termo indesejado e prejudicial ao controle, pois modela a corrente instantânea que a tensão v_{ac} tenta impingir para o inversor ocasionando erro na corrente de saída do inversor.

Em (PARK 2008, CHEN, 2010) é apresentado um modelo do sistema em um circuito equivalente:

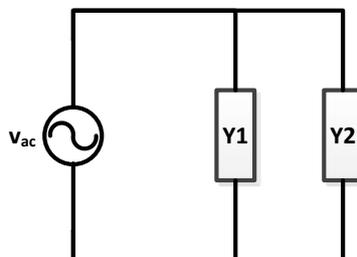


Figura 4.14 – Circuito equivalente da modelagem pelas admitâncias do sistema

O modelo equivalente elétrico auxilia na compreensão acerca da modelagem realizada. Constatado que o efeito de Y_2 é prejudicial ao sistema de controle, o modelo apresentado ajudará no projeto de um sistema para anulação deste efeito.

4.3.2 Inversor Fonte de Tensão Controlado por Tensão

Para sistemas sem a conexão com a rede elétrica tem-se um a modelagem de um inversor (mestre) em modo tensão e os outros em modo corrente (ao sistema conectado a rede).

O inversor mestre opera controlando a tensão do capacitor de saída (C_f). Seu sistema de controle é composto por uma malha de controle de tensão externa que gera uma referência para uma malha de controle de corrente interna. Esta referência de corrente é compartilhada para os inversores escravos através do sistema de comunicação.

A Figura 4.15 mostra a utilização de um conversor controlado em modo tensão:

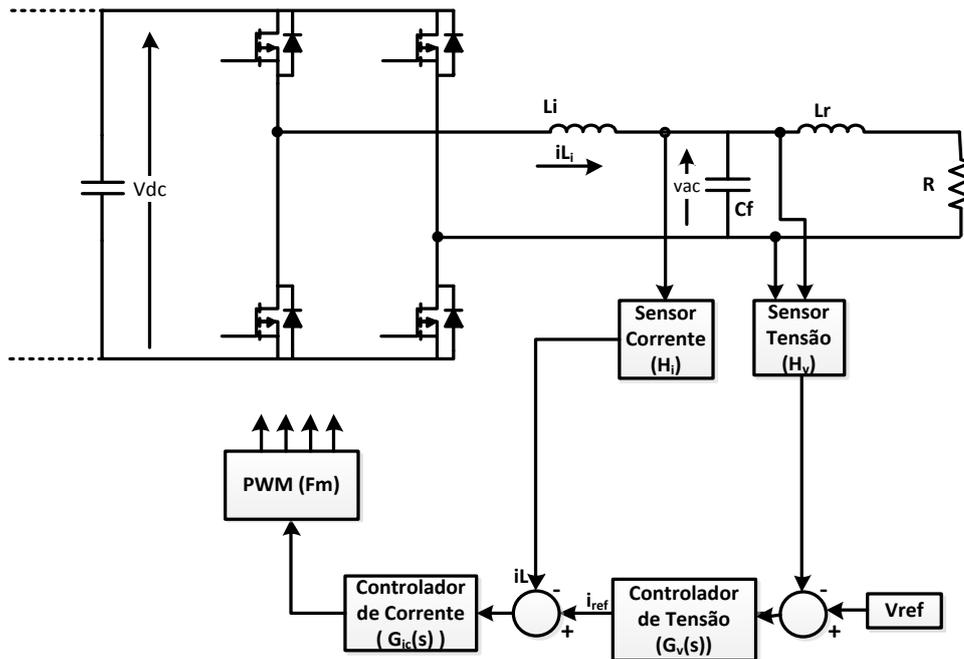


Figura 4.15 - Inversor LCL operado em modo tensão

Considerando o filtro de saída do sistema, pode-se equacionar o sistema como se segue:

$$v_{ac}(t) = \frac{1}{C_f} \int i_c dt \quad (4.28)$$

$$i_c = i_{Li} - I_o, \quad (4.29)$$

Sendo i_c a corrente no capacitor de filtro, i_{Li} a corrente no indutor de filtro L_i e I_o a corrente de carga. Aplicando a Equação (4.28) em (4.29) e a transformada de Laplace, tem-se:

$$v_{ac}(s) = \frac{1}{C_f} (I_{Li} - I_o), \quad (4.30)$$

Como,

$$v_{ac}(s) = I_o(L_r s + R_2) \quad (4.31)$$

$$v_{ac}(s) = \frac{1}{c_f} \left(I_{Li} - \frac{v_{ac}(s)}{L_r s + R_2} \right), \quad (4.32)$$

Manipulando a Equação (4.32) podemos obter:

$$\frac{v_{ac}}{I_{Li}} = \frac{(L_r s + R)/C_f s}{L_r s + R + 1} \quad (4.33)$$

Tendo-se então o equacionamento para a malha de tensão.

Para a malha de corrente temos que:

$$v_i = L_i \frac{di_{Li}}{dt} + v_{ac} \quad (4.34)$$

O termo v_i compreende a tensão modulada da saída do inversor. Tem-se que:

$$v_i = d(t)V_{dc}, \quad (4.35)$$

onde $d(t)$ é o sinal modulante. Aplicando a transformada de Laplace e substituindo as equações (4.33) e (4.35) em (4.34) tem-se:

$$d(s)V_{dc} = L_i I_{Li} s + \frac{I_{Li}(L_r s + R)/C_f s}{L_r s + R + 1} \quad (4.36)$$

Manipulando-se a Equação (4.36) tem-se:

$$\frac{d(s)}{I_{Li}} = \frac{L_i L_r s^2 + R L_i s + L_i s + (L_r s + R)}{C_f L_r s^2 + R C_f s + C_f s} \quad (4.37)$$

Assim dadas às modelagens apresentadas para os inversores, é possível calcular os controladores de tensão e corrente para inserção do controlador DSP.

4.4 Sistemas de controle

4.4.1 Controladores Não Clássicos

Nos últimos anos, muitas pesquisas propuseram novos tipos de controladores para aplicação em inversores de tensão. É possível verificar a aplicação bem sucedida de

controladores simples como os de histerese (BUSO, 2000), até a controladores com aplicação de técnicas de inteligência artificial como em (KIM, 2011). Os convencionais controladores proporcionais-integrais-derivativos (PIDs) possuem boas respostas transientes, porém em alguns casos são reportados possíveis erros em regime permanente (PARK, 2008), principalmente em sistemas que devem atuar em muitos pontos de operação diferentes. Essa última característica prejudica a aplicação desses controladores para sistemas de micro-redes.

Recentemente, controladores não-clássicos foram propostos na literatura (SHEN, 2009; ZHANG, 2002) a fim de se eliminar essa característica de erro em regime permanente para sistemas com variados pontos de operação (CHEN, 2008). Controladores DQ propostos em (ZHANG, 2002) visam à eliminação desse erro utilizando-se uma transformação do sistema para um eixo estacionário, transformando as variáveis em quantidades CC usando-se, então, controladores PI tradicionais, pois estes propiciam elevados ganhos em baixas frequências e, conseqüentemente, elevam o ganho na frequência fundamental do sistema. Isso ocorre porque, com o uso de uma transformada para eixos estacionários, as quantidades CC representam a frequência fundamental utilizada na transformada. A Figura 4.15 demonstra a aplicação deste controlador.

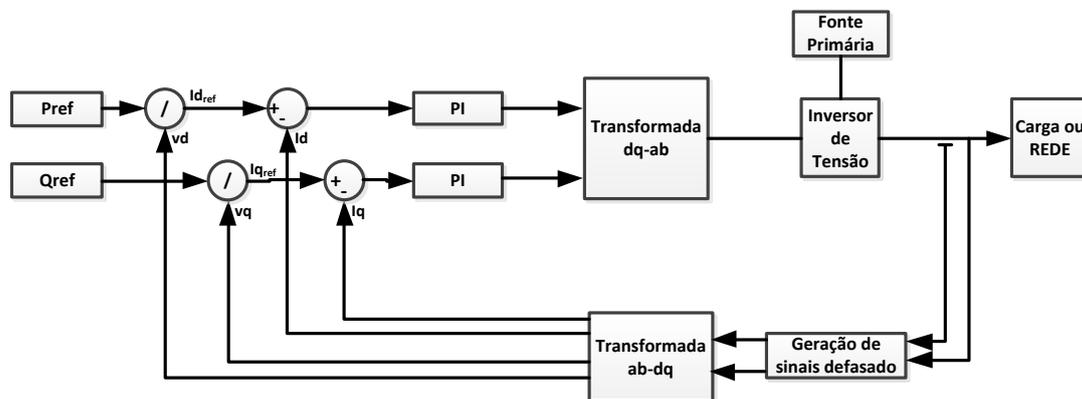


Figura 4.16 – Controladores DQ aplicados a inversores conectados a rede

Com esta mesma idéia foram propostos controladores proporcionais-ressonantes (controladores PR) (SHEN, 2009), que buscam a eliminação do erro na frequência do sistema criando-se uma ressonância naquele ponto para obtenção de elevados ganhos na frequência fundamental do sistema sem o uso de transformadas. Para a aplicação em sistemas digitais com o operador z , esse ganho é limitado pela resolução do

microprocessador a ser utilizado, sendo necessária para uma boa performance a utilização de DSPs de alta resolução.

$$G_{res}(s) = k_p + k_i \frac{s/w_r}{s^2/w_r^2 + s/(Qw_r) + 1} \quad (4.38)$$

A Equação (4.38) mostra a função de transferência de um controlador proporcional ressonante (controlador PR). Realizando-se uma análise da resposta em frequência desse sistema, Figura 4.16, observa-se a inserção de um elevado ganho na frequência de ressonância w_r .

Os fatores k_i e Q influenciam nos ganhos das frequências de banda lateral e ganho na frequência de ressonância, como mostrado na Figura 4.17.

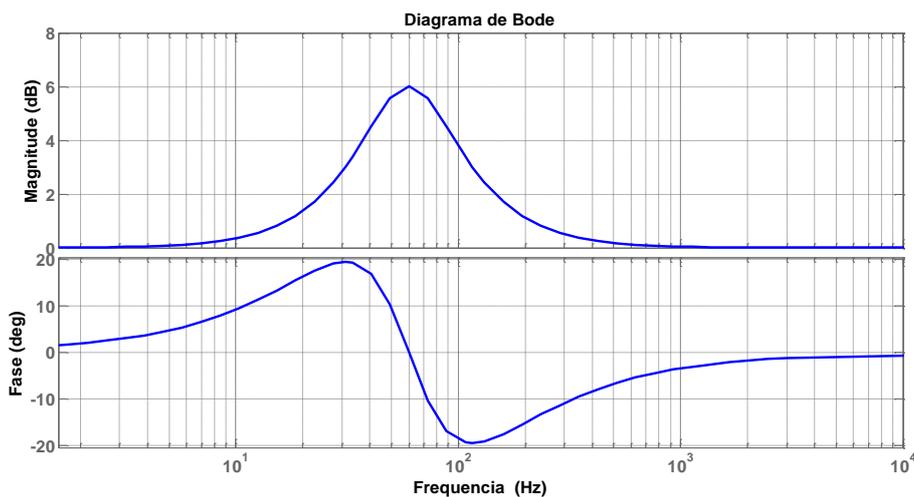
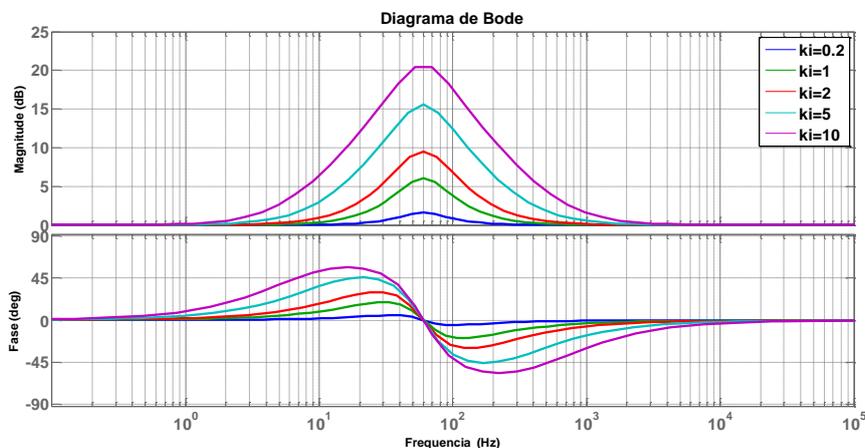
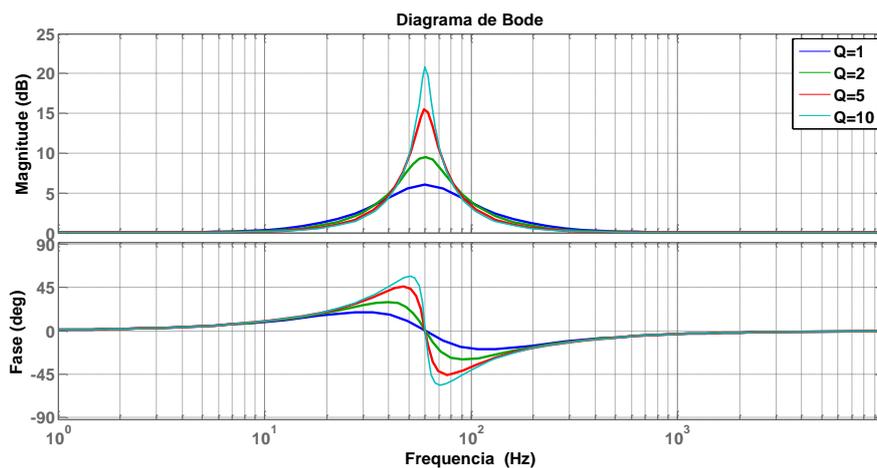


Figura 4.17 - Resposta do controlador Proporcional-Ressonante



(a)



(b)

Figura 4.18 – Variação dos parâmetros do controlador PR (a) k_i e (b) Q

4.4.2 Compensação por Admitância

Considerando-se o modelo proposto em (PARK, 2008) e apresentado na Figura 4.14 é possível verificar a existência de dois termos na constituição da corrente de saída.

No seção 4.3.1 modelou-se o inversor como fonte de corrente de acordo com a Equação (4.17). Esta equação foi dividida em dois termos apresentados nas Equações (4.18) e (4.19).

O termo, mostrado na Equação (4.18) tem a dependência do sinal de controle, ou seja, pode ser controlado e possui sinal positivo. O outro termo, mostrado na Equação (4.19), não é controlável e possui sinal negativo. Fisicamente o termo da Equação (4.19) é equivalente a corrente que a rede tenta impingir no sentido rede – inversor e deve ser contraposta pelo sinal de controle. Logo, o controlador deve atuar no sentido de eliminar este termo e ainda regular precisamente a corrente de saída. Como o termo contraposto depende da tensão da rede e da indutância do sistema é possível que este seja anulado por um termo independente do controlador, permitindo que o controlador apenas realize a síntese precisa da corrente de saída. Considerando o circuito apresentado na Figura 4.18, (LAI, 2008 e PARK, 2008) utilizam a idéia de anular este termo criando-se uma admitância equivalente para anulação do termo i_2 .

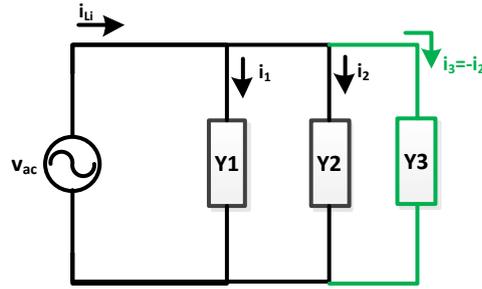


Figura 4.19 – Circuito Equivalente com compensação por admitância

Este sistema com a anulação do efeito da admitância foi proposto em (LAI, 2008) recebendo o nome de *compensação de admitância*, porém tem uma característica semelhante a sistemas de controle por antecipação (*feedforward*), anteriormente propostos em (ZHANG, 2008; LANG, 2006).

Nestes trabalhos, (CHEN, 2010; PARK, 2008) mostra-se que a não inserção desse termo pode ocasionar erros para sistemas conectados a rede convencional quando controlados em modo corrente.

Apesar de ter sido desenvolvido para utilização em sistema conectados a rede elétrica, alguns trabalhos mostram que este sistema pode ser utilizado em inversores em modo isolado como em (CHEN, 2008).

Para a modelagem do termo de compensação do sistema, (PARK, 2008) apresenta o equacionamento utilizado a seguir:

$$Y_{eq} = Y_1 + Y_2 + Y_3, \quad (4.39)$$

Para que Y_3 anule o efeito de Y_2 , ou seja, $Y_{eq} = Y_1$ é necessário que:

$$Y_3 = -Y_2 = -FTMF_{nc} = \frac{G_{nc}(s)}{1 + C_i G_m G_c} \quad (4.40)$$

Considerando a utilização de um termo C_{adm} para obter o efeito desejado, tem-se:

$$C_{adm}(s) = \frac{Y_3 C_i}{S_v FTMF_i} = \frac{-FTMF_{nc} C_i}{S_v FTMF_i} = \frac{\frac{G_{nc}}{1 + C_i G_m G_c} C_i}{S_v \frac{C_i G_m G_c}{1 + C_i G_m G_c}} = \frac{G_{nc}}{S_v G_m G_c} = \frac{1}{S_v G_m} \quad (4.41)$$

A Figura 4.19 mostra o sistema de controle inserindo-se o termo de *compensação de admitância*.

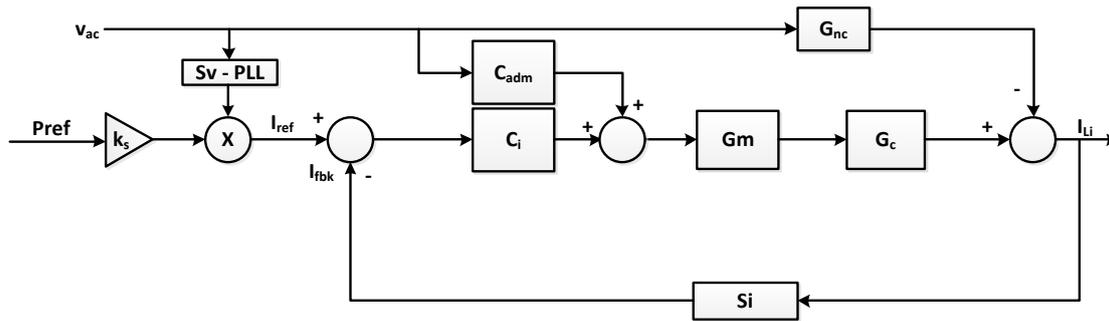


Figura 4.20 – Diagrama de Blocos com compensação por admitância

O termo C_{adm} anula o efeito da admitância indesejada no sistema, liberando o controlador a atuar somente na síntese precisa da corrente desejada.

4.4.3 Capacidade de Suprimento de Potência Reativa

A potência reativa na frequência fundamental é função do ângulo da corrente em relação à tensão.

$$S = \vec{V}_e \cdot \vec{I}_e^* = \vec{P} + \vec{Q} \quad (4.42)$$

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms} \cos \phi = \frac{V_{e_{pico}} \cdot I_{e_{pico}} \cos \phi}{2} \quad (4.43)$$

$$Q = V_{rms} \cdot I_{rms} \sin \phi = \frac{V_{e_{pico}} \cdot I_{e_{pico}} \sin \phi}{2} \quad (4.44)$$

Uma vantagem imediata do controle dos inversores em modo corrente é a capacidade de operação para suprimento de potência reativa a rede elétrica convencional. A norma internacional IEEE 1547 demanda essa capacidade de sistema de potência acima 5 kW.

O suprimento de potência reativa é realizado criando-se um deslocamento de fase na corrente de referência em relação à tensão medida. Sistemas semelhantes foram propostos em (PARK, 2008; CHEN, 2010), porém estes sistemas utilizam operações como arco-tangente e raiz quadrada para definir o valor de magnitude e fase da corrente de referência. Estas operações demandam elevado custo computacional, logo, é desejável que técnicas com operações simplificadas fossem utilizadas.

Supondo que a referência de potência seja dada em potência ativa (P_{ref}) e em potência reativa (Q_{ref}) é necessário determinar a magnitude (I^*) e o ângulo (ϕ) da corrente para transferência de potência em um sistema com conexão com a rede.

Assim:

$$i = I^* \text{sen}(wt + \phi) \quad (4.45)$$

pela identidade trigonométrica do seno da soma de ângulos, a Equação (4.45) pode ser reescrita como:

$$i = I^* \cos(\phi) \text{sen}(wt) + I^* \text{sen}(\phi) \cos(wt) \quad (4.46)$$

$$= [I^* \cos(\phi)] \text{sen}(wt) + [I^* \text{sen}(\phi)] \text{sen}(\pi/2 - wt) \quad (4.47)$$

como:

$$\text{sen}(\pi/2 - wt) = -\text{sen}(wt - \pi/2) \quad (4.48)$$

e

$$-\text{sen}(wt - \pi/2) = \text{sen}(wt + \pi/2), \quad (4.49)$$

tem-se,

$$i_{ref} = I^* \cos(\phi) \text{sen}(wt) + I^* \text{sen}(\phi) \text{sen}(wt + \pi/2) \quad (4.50)$$

assim, mostra-se que a corrente de referência pode ser escrita em termos de uma porção ativa e uma porção reativa.

Os valores de pico podem ser definidos a partir da tensão de pico do sistema e das referências de potências:

$$I^* \cos(\phi) = \frac{2P_{ref}}{V_{pico}} \quad (4.51)$$

$$I^* \text{sen}(\phi) = \frac{2Q_{ref}}{V_{pico}} \quad (4.52)$$

Como o sistema já possui um sistema PLL que fornece os sinais V_{pico} e $\text{sen}(wt)$ é possível utilizar o algoritmo da Figura 4.20 para a definição da corrente de referência.

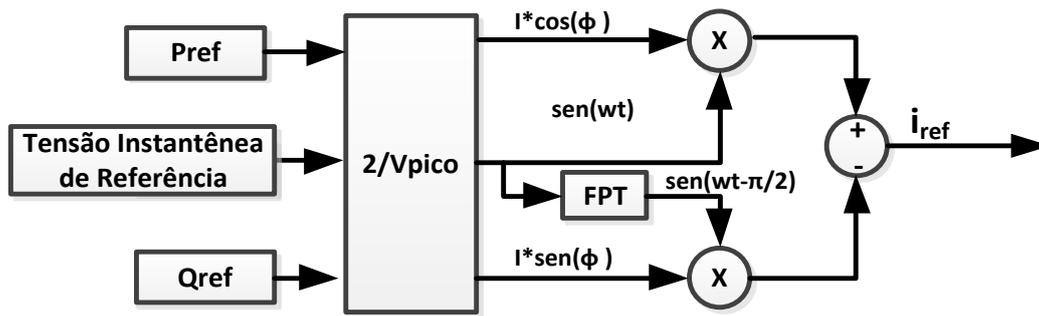


Figura 4.21 – Suprimento de Potência Reativa

Dada a potência desejada a se despachar (P_{ref} e Q_{ref}) estes valores são divididos pelo valor de pico da tensão detectada pelo sistema de rastreamento, gerando valores de pico de correntes. O sinal normalizado de sincronia é passado por um filtro passa-tudo - FPT (APF – *All pass-filter*) mostrado na Equação 4.53 gerando um sinal com $\pi/2$ radianos de defasagem. Estes sinais são então divididos pelo valor de pico da tensão de saída e gerando os sinais de corrente de referência ativa e reativa. Estes sinais são então somados para a geração da referência de corrente.

$$FPT(s) = \frac{s-w_r}{s+w_r} \quad (4.53)$$

Em comparação com (PARK, 2008) o algoritmo mostrado na Figura 4.20 necessita somente de um filtro passa - tudo, para criar um deslocamento de $\pi/2$ no sinal do emitido pelo PLL. Logo a estrutura proposta mostra-se adequada para a implementação em sistemas micro-rede devido a seu baixo custo computacional de implementação.

Para um sistema conectado a rede elétrica a referência de potência ativa pode ser originada considerando-se a potência disponível das fontes primárias, por exemplo.

4.5 Projeto do PLL

O sistema de PLL foi projetado para a detecção da fase e sincronia do sistema. Alguns trabalhos sugerem que o PLL deve ser capaz de rastrear a fase em um tempo menor que 0.16 s para que parâmetros relativos à norma IEEE 1547 possam ser calculados e, caso haja a necessidade, o sistema possa ser desconectado.

Importante salientar que a performance do sistema PLL é de extrema importância para a dinâmica do sistema, pois as referências de correntes dependem dele.

Dada a estrutura da Figura 4.21, utiliza-se um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 20 Hz e um ganho $k_p = 100$. Resultados do sincronismo do sistema podem ser observados na Figura 4.22.

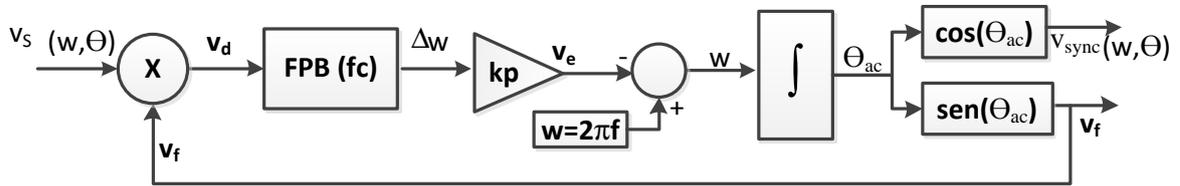
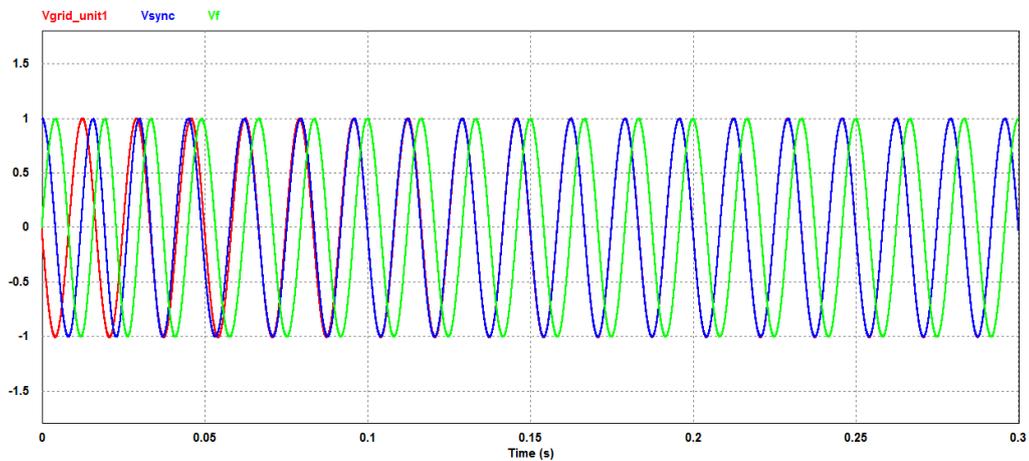
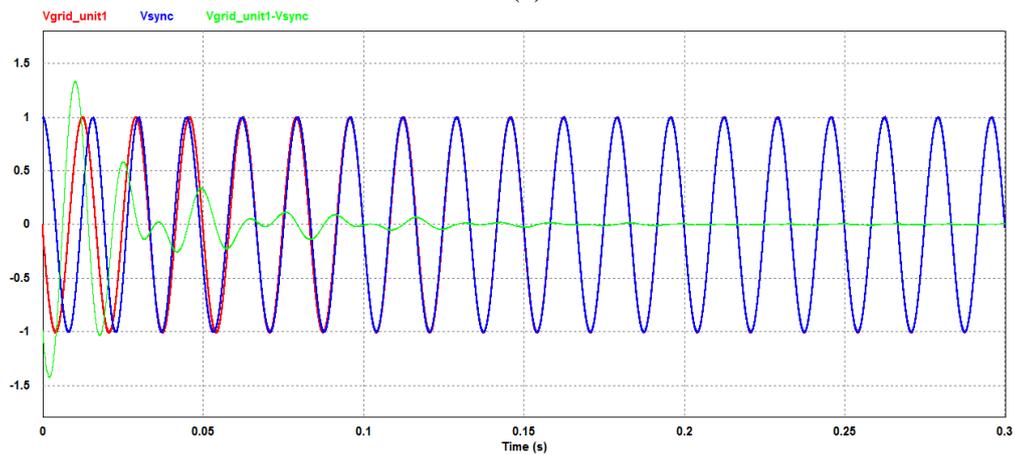


Figura 4.22 – Diagrama de Blocos PLL



(a)



(b)

Figura 4.23 – (a) Tensão da Rede, Tensão Sincronizada e Tensão em Quadratura, (b) Tensão da Rede, Tensão Sincronizada e Erro instantâneo.

5 Resultados Obtidos

O sistema proposto no Capítulo 4 foi simulado utilizando-se o software PSIM9.0®. O diagrama apresentado na Figura 5.1 mostra o sistema simulado. Este sistema é composto por dois inversores com respectivos filtros e sistemas de controle, carga local e rede convencional.

5.1 Esquemático de Simulação

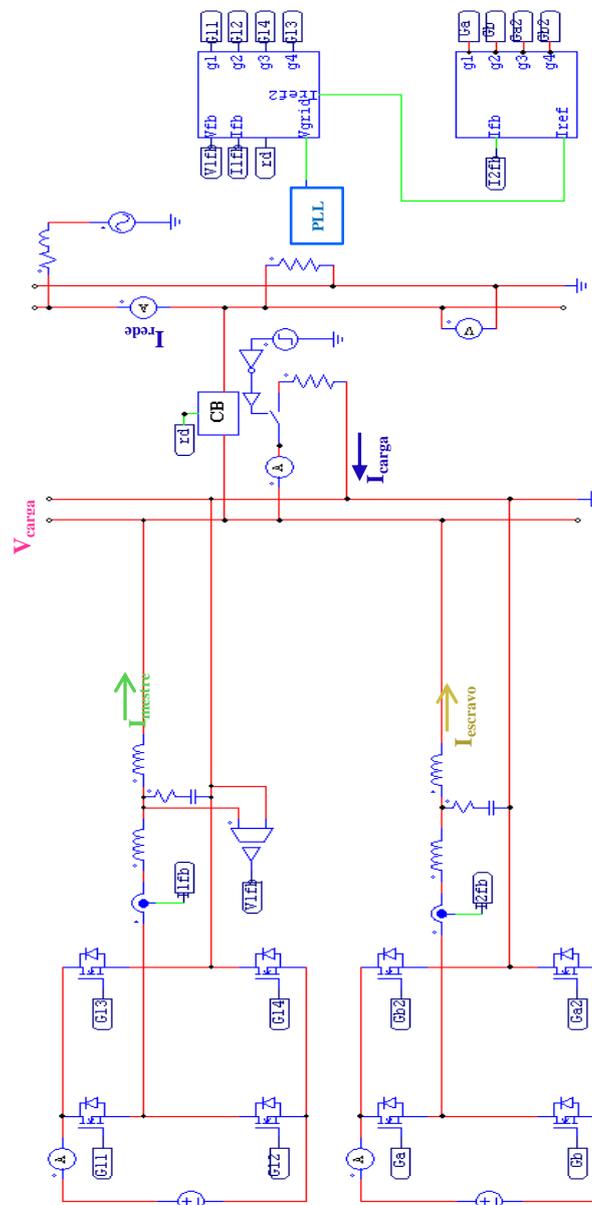


Figura 5.1 – Esquemático de Simulação

Para efeito de apresentação de resultados, adotou-se as convenções de correntes mostradas no esquemático de simulação.

5.2 Resultado de Simulação

O sistema foi simulado procurando-se abranger uma grande variedade de situações a fim de se demonstrar a flexibilidade operacional do sistema.

5.2.1 Operação em modo isolado.

A operação em modo isolado se utiliza da configuração mestre-escravo para o controle do paralelismo dos inversores. Assim, o inversor mestre é controlado em corrente e fornece as referências de corrente para os inversores escravos.

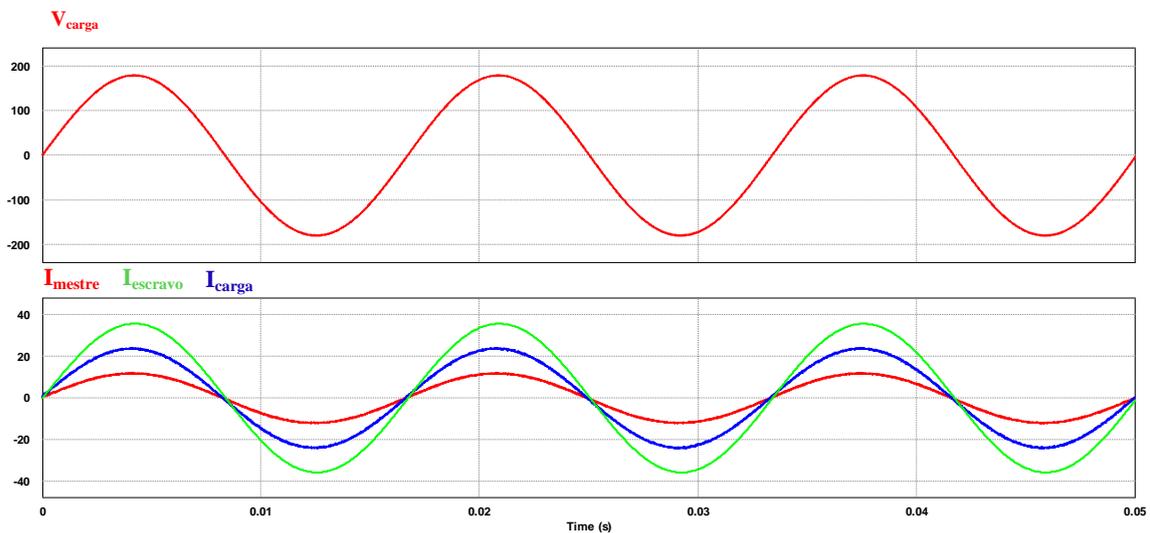


Figura 5.2 – Inversores atuando em diferentes pontos de operação

A Figura 5.2 mostra o sistema em regime permanente. São apresentadas as correntes de cada inversor juntamente com a corrente de carga local. Nesta situação, o inversor escravo tem uma referência de corrente maior que o inversor mestre.

Para as aplicações em micro-redes é desejável que o sistema possa se adaptar a diversas situações possíveis. Uma possibilidade seria a variação da potência demandada pela carga e outra uma variação nas fontes geradoras. A Figura 5.3 mostra a resposta do sistema a um degrau de carga.

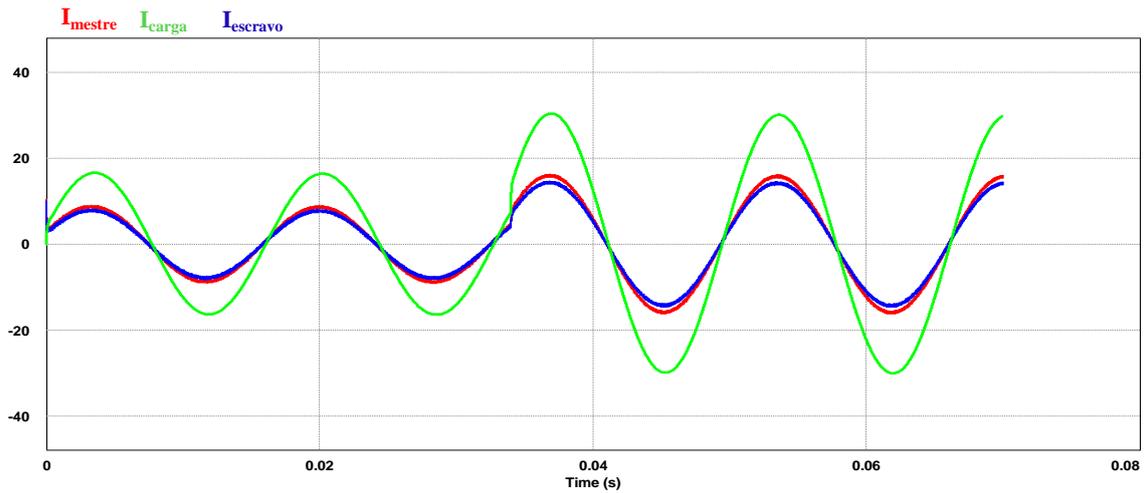


Figura 5.3 – Degrau de Carga.

Caso as fontes primárias sinalizem a necessidade de mudança da potência de saída de um inversor, em um sistema isolado, existe a necessidade da outra unidade assumir esta porção de carga, caso contrário, afundamentos de tensão poderão aparecer no sistema. A Figura 5.4 mostra o sistema para diferentes carregamentos em cada inversor.

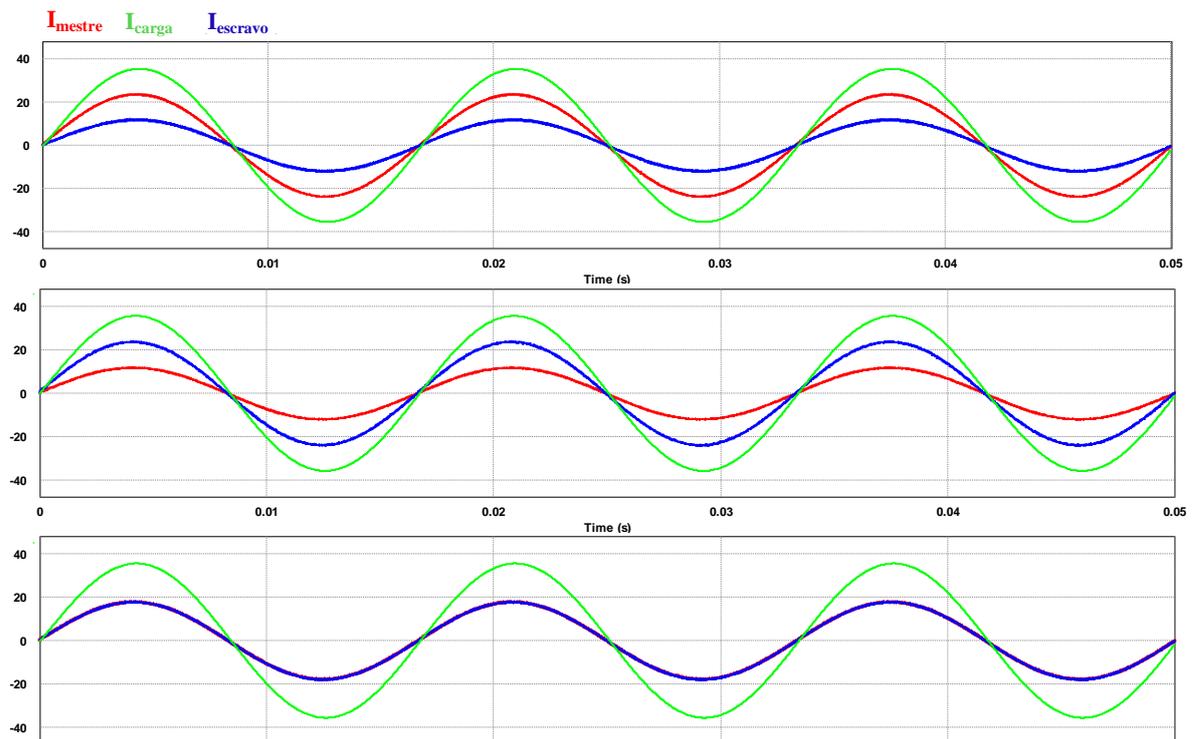


Figura 5.4 – Diferentes pontos de operação do sistema

5.2.2 Conexão com a rede elétrica.

Sistemas com conexão a rede elétrica usufruem da possibilidade de despachar qualquer potência desejada tendo como único limitante a fonte de geração primária. Esta característica é verdadeira quando o barramento ao qual se deseja conectar possui uma característica de barramento infinito em comparação ao seu sistema. Assim, quando o sistema está conectado a rede convencional não há a necessidade de se elevar a carga dos inversores mediante um aumento de carga local. A rede convencional pode suprir essa demanda caso haja a necessidade, como mostrado na Figura 5.5

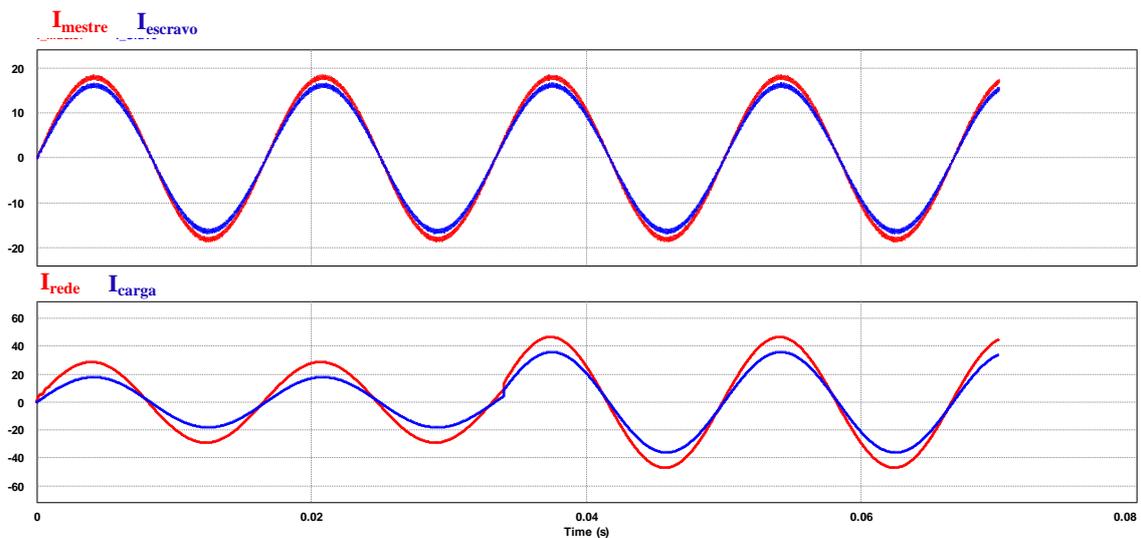


Figura 5.5 – Degrau de Carga em modo conectado a rede.

Da mesma forma é possível enviar para a rede elétrica qualquer potência desejada mesmo quando não há presença de cargas locais. A Figura 5.6 mostra a retirada da carga local do sistema sem mudanças nas correntes dos inversores. Visualiza-se que a potência despachada é enviada para a carga conectada ao barramento da rede convencional.

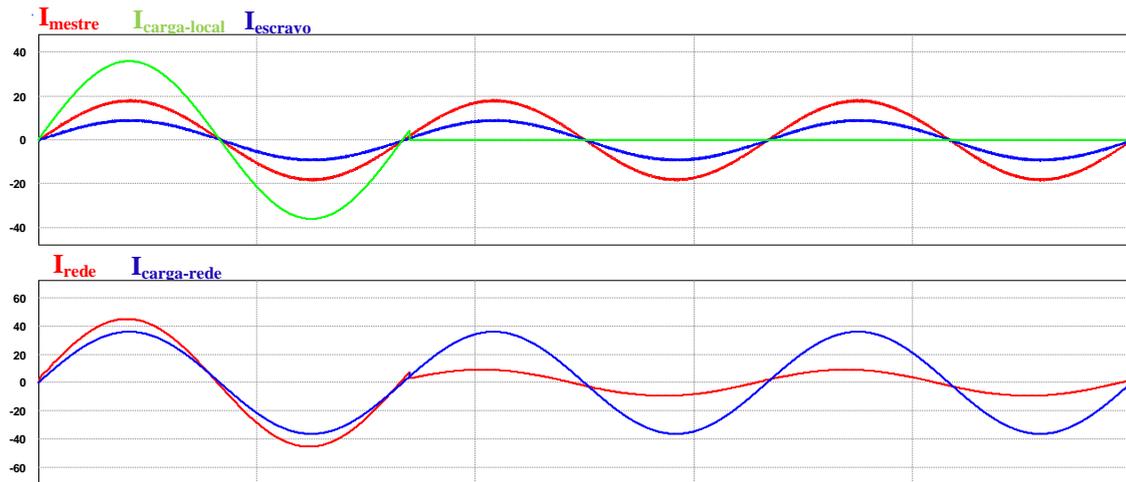


Figura 5.6 – Retirada de carga local em modo conectado a rede.

5.2.3 Entrada/Saída de um Inversor No Sistema

Em sistemas conectados a rede elétrica também é possível verificar que a robustez é elevada, pois devido às características de barramento infinito da rede convencional, esta é capaz de suprir as cargas locais em caso de alguma unidade ser desconectada do barramento comum como mostrado na Figura 5.7. A reconexão do inversor deve ser feita mediante a utilização do sistema PLL e da referência do inversor mestre.

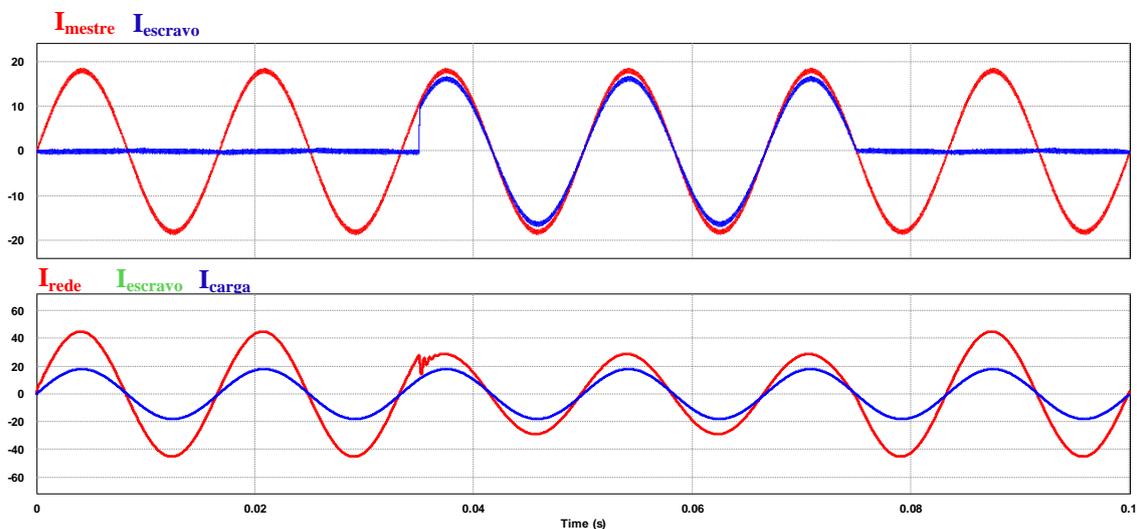


Figura 5.7 – Retirada de carga Local em modo conectado a rede.

5.2.4 Múltiplos Inversores

Dada a facilidade de ampliação do sistema com a inserção de mais inversores escravos, simulou-se uma situação com acréscimo de dois inversores escravos, totalizando uma micro-rede de quatro inversores operando de forma isolada.

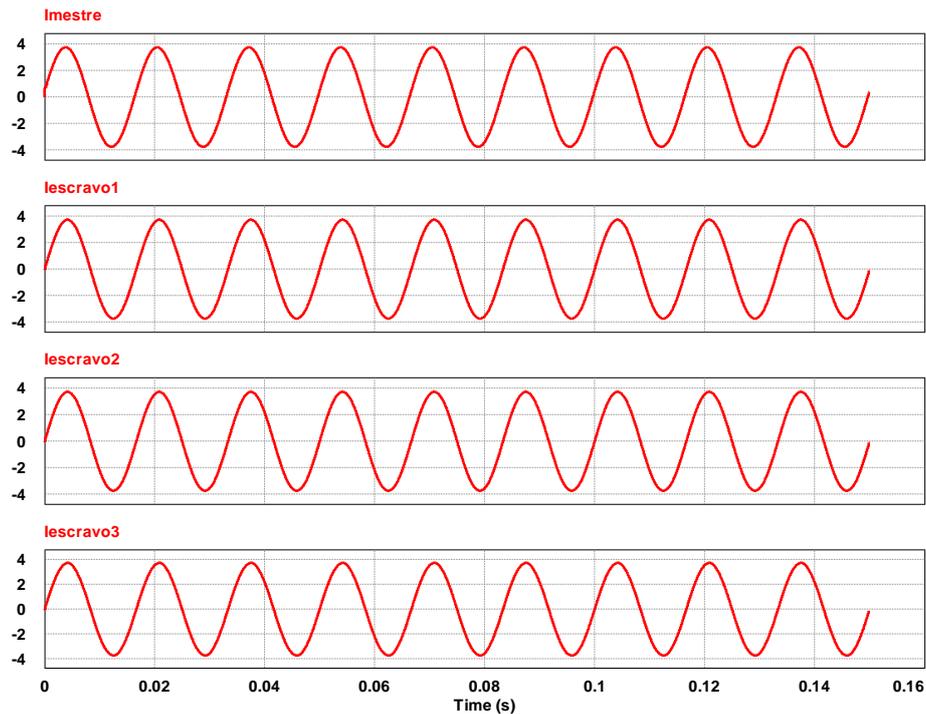


Figura 5.8 – Correntes dos Inversores para Micro-Rede

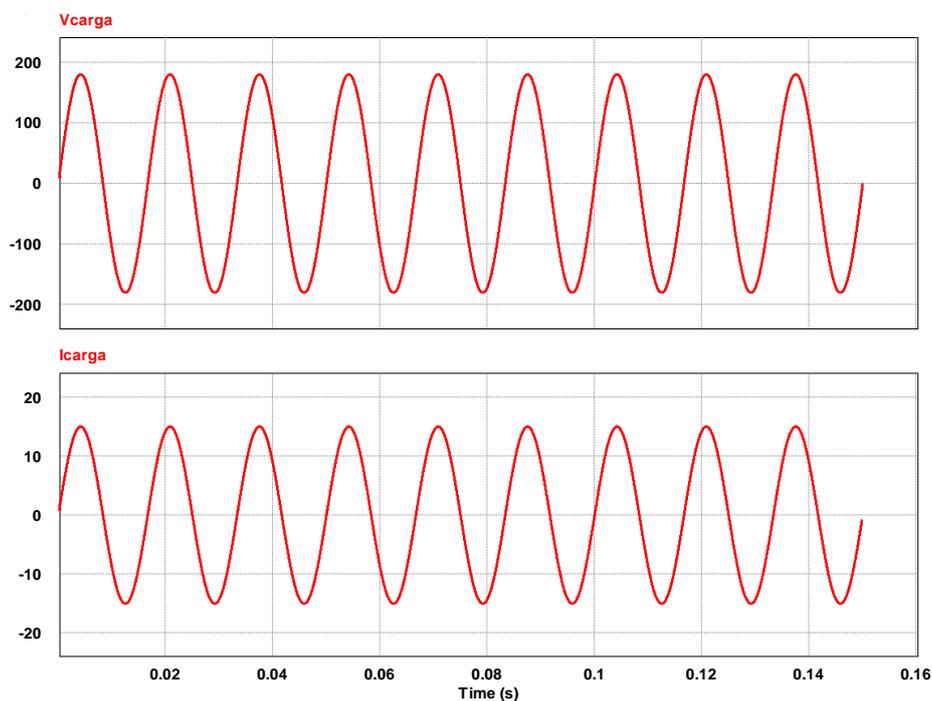


Figura 5.9 – Correntes e Tensão na carga para Micro-Rede

Observa-se nas Figuras 5.8 e 5.9 que o sistema se comporta de forma adequada para inserção de mais unidades. A referência de corrente foi ajustada para que a distribuição de carga fosse igualitária. Na figura 5.10 a referência de corrente foi ajustada para que os inversores escravos assumissem a maior porção da carga.

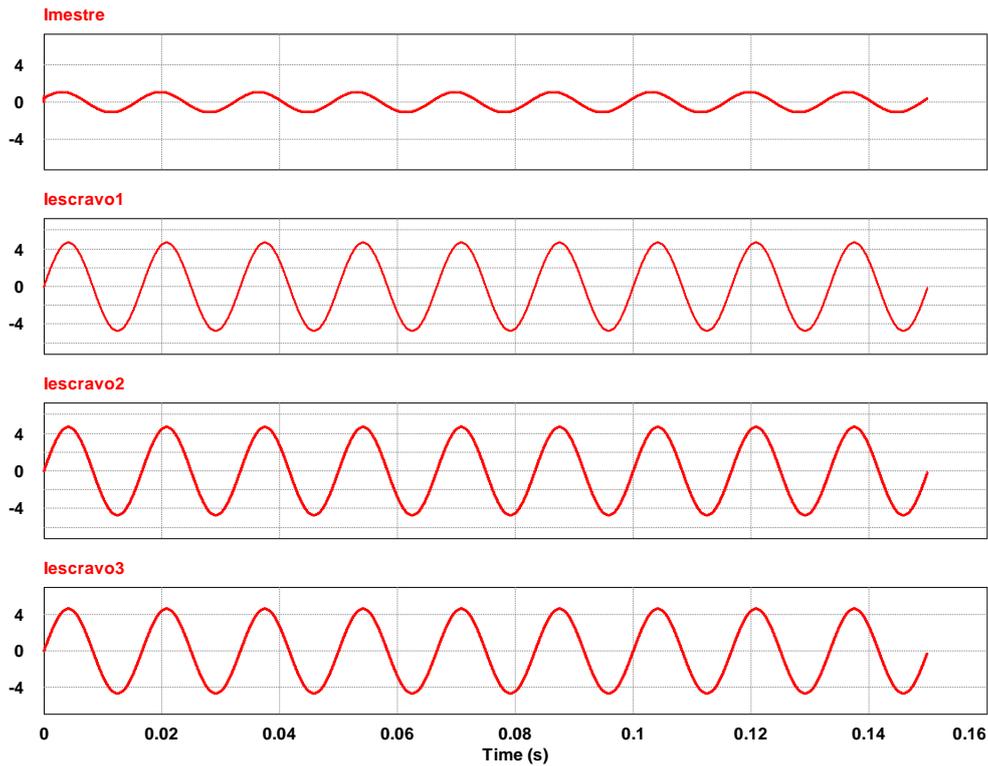


Figura 5.10 - Mestre com Menor Porção de Carga

5.3 Resultados experimentais

Os ensaios experimentais foram realizados utilizando-se dois inversores em paralelo sem a conexão com a rede elétrica (modo isolado). O *setup* foi montado na universidade *Virginia Tech* no *Future Energy Electronics Center* em *Blacksburg*, Virgínia, Estados Unidos.

O *setup* utilizado para retirada dos resultados experimentais contava com dois computadores (para carregamento do código no DSP e monitoramento de variáveis), fontes auxiliares, fontes CC de potência, conversores CC-CC elevadores isolados, inversores e a carga resistiva. O *setup* pode ser observado na Figura 6.1. Os conversores de potência, juntamente com a placa de controle podem ser observados em detalhes na Figura 6.2.

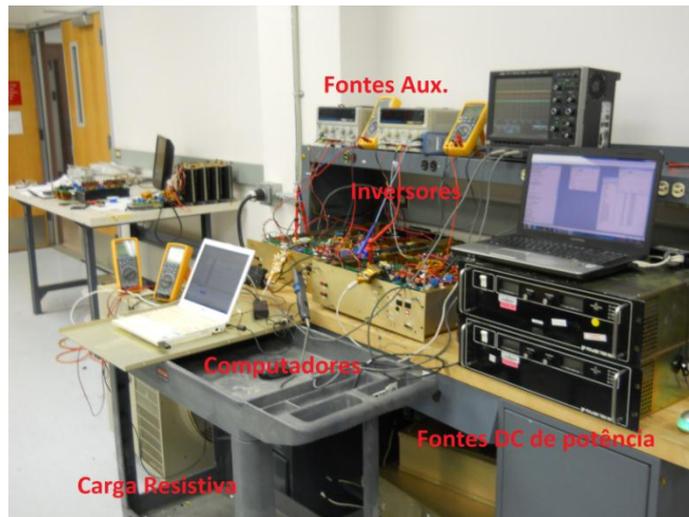


Figura 5.11 - Setup de testes completo

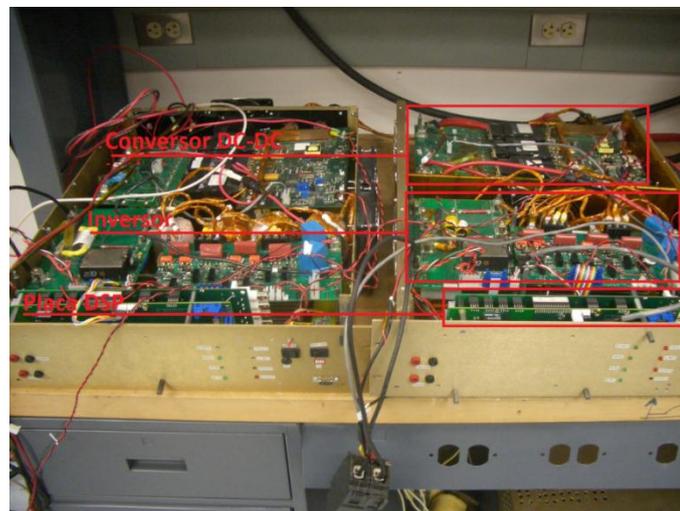


Figura 5.12 – Conversores CC-CC, Inversores e Placas DSPs

As Figuras de 5.13 à 5.15 mostram o sistema em regime permanente com operação em três diferentes pontos de operação. A Figura 5.13 mostra o sistema com o inversor mestre assumindo a maior porção da carga. O sinal na cor rosa mostra a tensão do barramento, em amarelo observa-se a corrente de carga. As linhas azul e verde mostram as correntes dos inversores mestre e escravo respectivamente. Esse padrão é repetido nas Figuras 5.13 à 5.15.

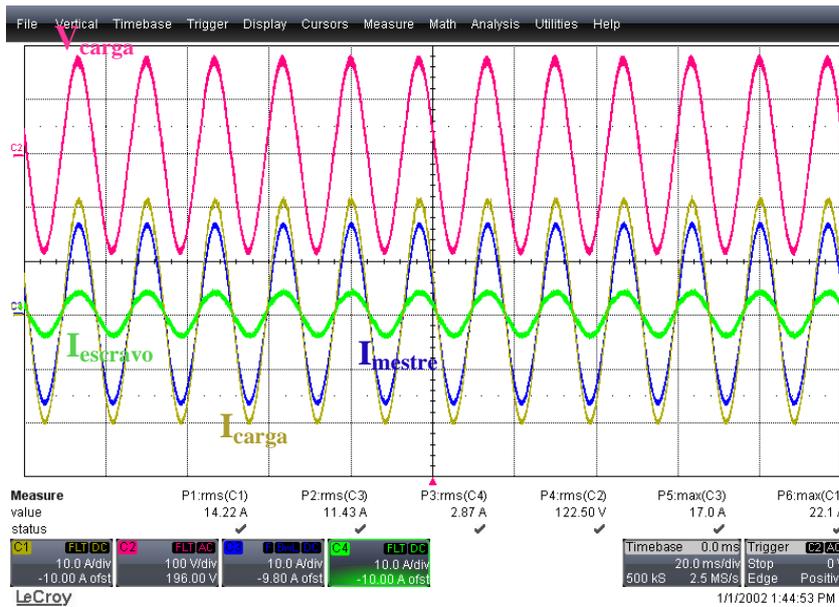


Figura 5.13 – Inversor mestre assumindo a maior porção da carga

A Figura 5.14 mostra a divisão igualitária das correntes dos inversores para atendimento da carga.

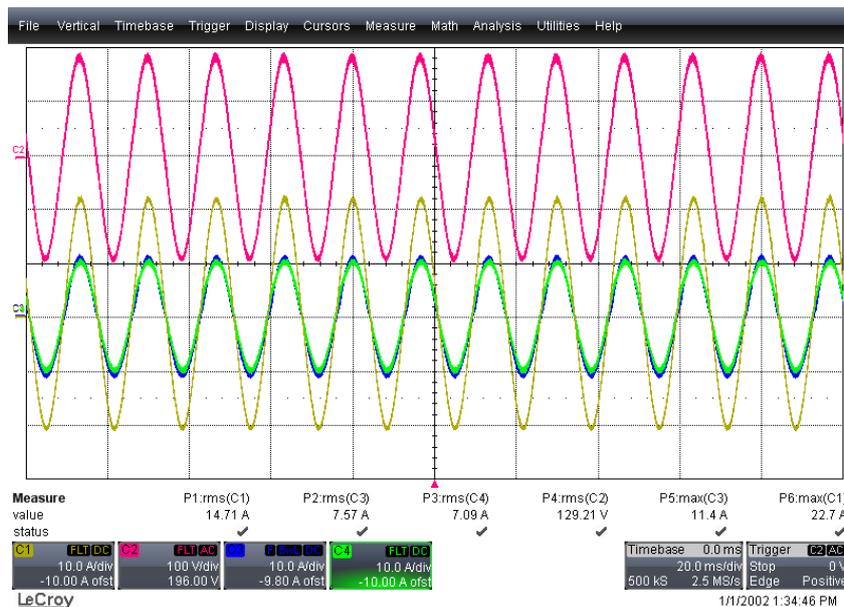


Figura 5.14 – Divisão igualitária da carga

A Figura 5.15 mostra o sistema operando também em regime permanente, com a maior porção da carga sendo assumida pelo inversor escravo.

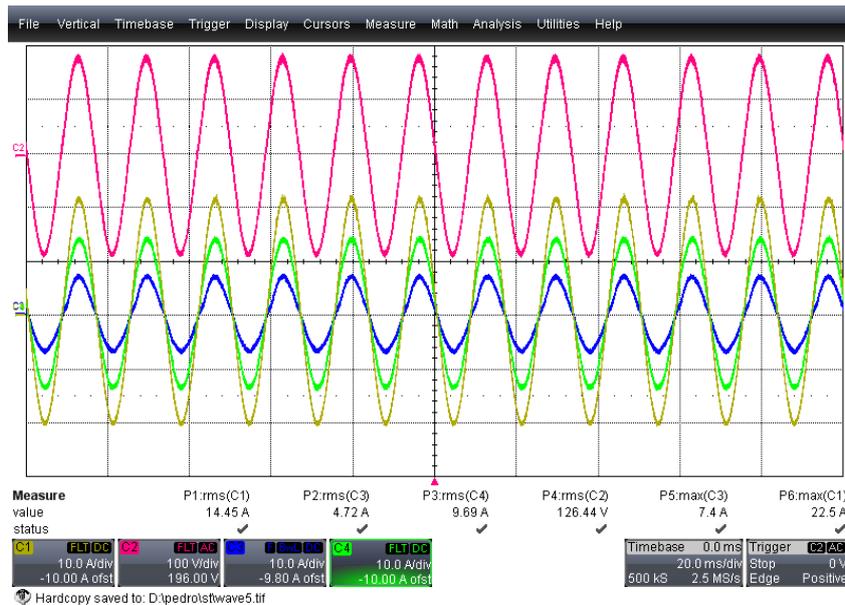


Figura 5.15 – Inversor escravo assumindo a maior porção da carga

Na Figura 5.16 é mostrado o transitório da entrada de um inversor escravo no sistema. Foi utilizada uma entrada de forma suave variando a referência mandada para o inversor escravo de forma lenta. É possível observar que o inversor já estava conectado ao sistema e operava em modo *stand-by*. Durante a entrada suave observa-se uma distorção na corrente do inversor escravo, característica apresentada mediante a sub-modulação do inversor devido a operação em carga muito leve. A fim de se manter a tensão senoidal o controlador de tensão do inversor mestre cria uma distorção oposta na corrente do inversor mestre. Este processo caracteriza uma troca de harmônicos de alta frequência entre os dois inversores para que a tensão e corrente carga se mantenham senoidais, mesmo em cargas mínimas.

A partir da Figura 5.16 a linha azul mostra a corrente de carga e as linhas verde e amarela as correntes dos inversores mestre e escravo, respectivamente.

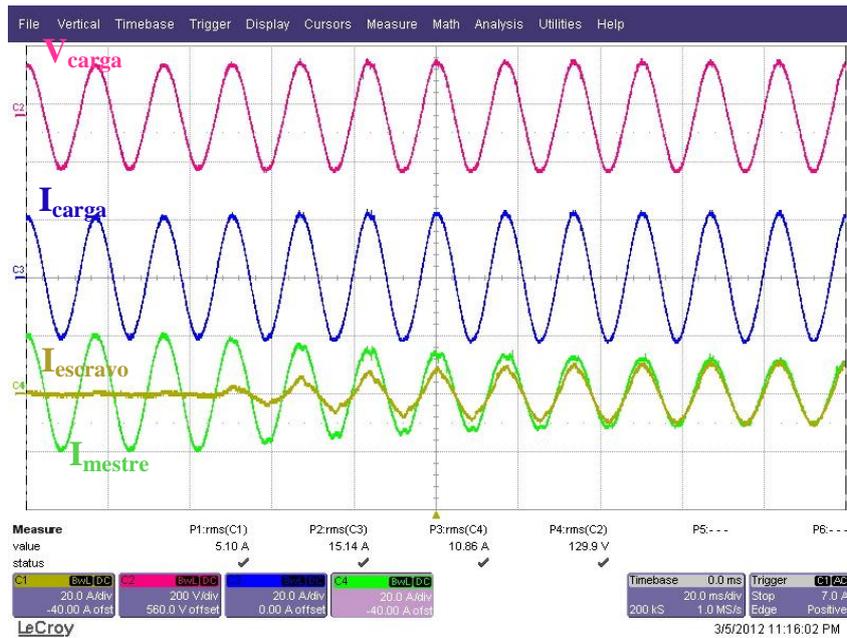


Figura 5.16 – Entrada de um inversor escravo para divisão de carga

A Figura 5.17 mostra a entrada de um inversor escravo de forma mais abrupta. Pode-se observar que o sistema é estável, sem *overshoot* e com tempo de estabilização próximo do tempo de um ciclo.

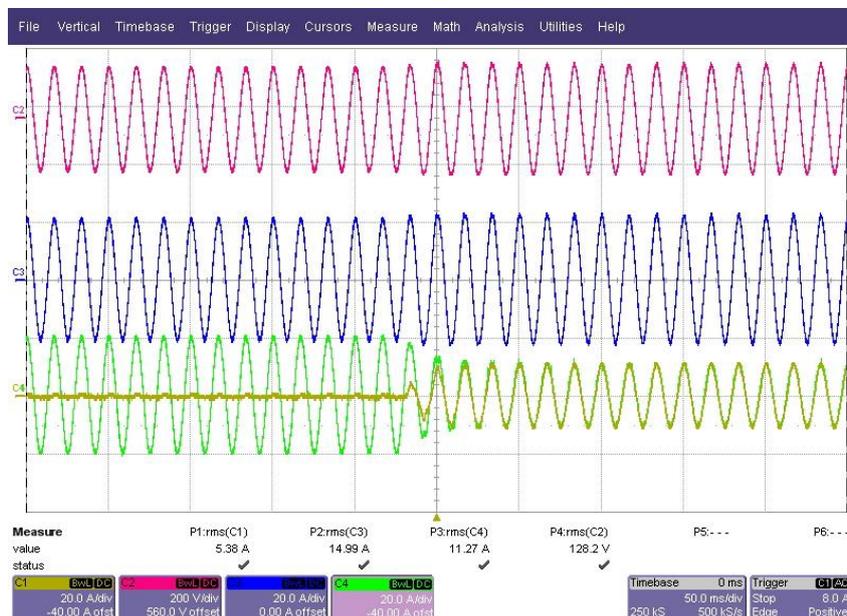


Figura 5.17 – Entrada rápida de um inversor escravo para divisão de carga

A Figura 5.18 mostra a saída do inversor escravo do sistema e a rápida ação do inversor mestre para assumir a carga de forma estável.

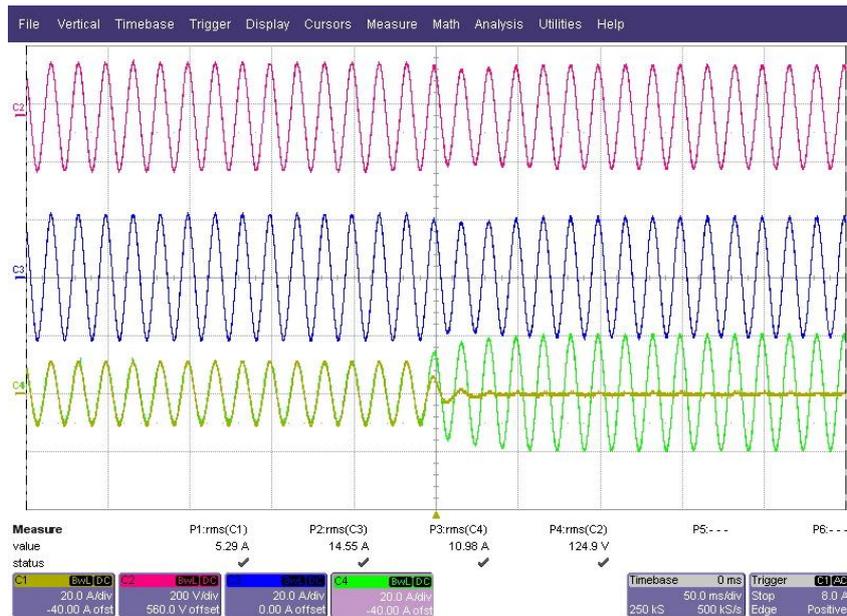


Figura 5.18 – Saída do inversor escravo do sistema.

A Figura 5.19 mostra um intervalo de 5 segundos com os inversores trocando os pontos de operação. O inversor escravo está assumindo porções maiores de carga.

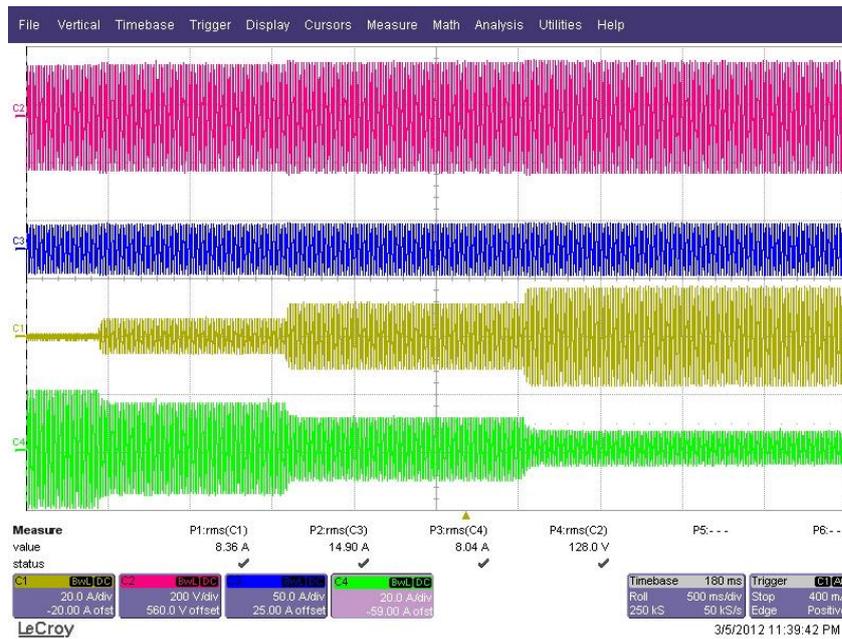


Figura 5.19 – Variação no ponto de operação do sistema.

Na Figura 5.20 mostra-se novamente um intervalo de 5 segundos com o inversor mestre assumindo valores maiores da corrente de carga.

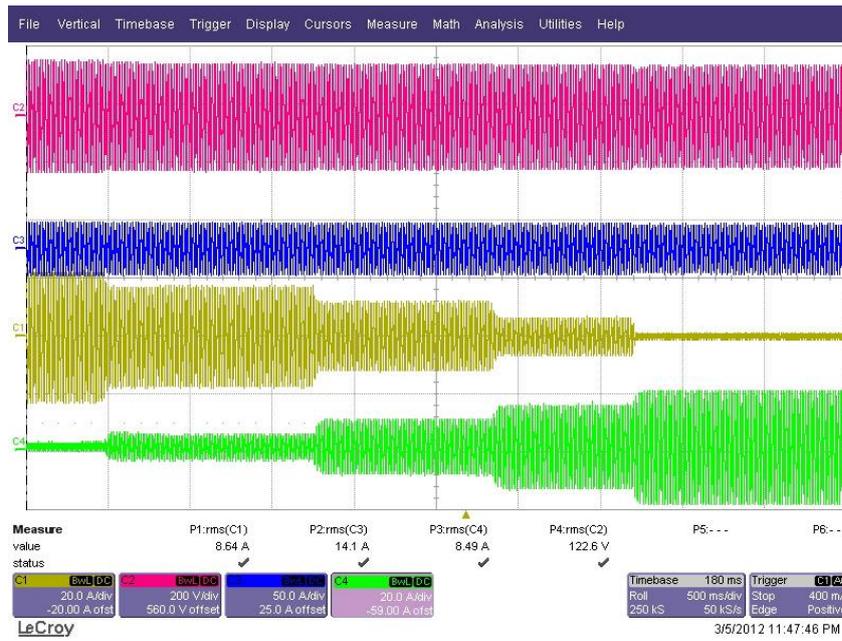


Figura 5.20 – Variação no ponto de operação do sistema.

As variações de carregamento mostradas nas Figuras 5.19 e 5.20 mostram que o controle do paralelismo sendo efetuado. Estas variações emulam a situação de mudanças de geração considerando-se fontes independentes para cada inversor.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros.

Neste trabalho foi proposto o desenvolvimento de um sistema micro-rede com capacidade de atuação em variados pontos operacionais. Foram pesquisadas técnicas de paralelismo de inversores utilizadas na literatura. Destas técnicas, observou-se que a técnica que possibilitava uma maior abrangência de atuação seria a técnica mestre-escravo com um canal de comunicação entre os inversores, considerando-se inclusive a capacidade de expansão do sistema. O sistema desenvolvido utilizou-se de dois inversores em paralelo devido a limitações práticas, porém este sistema pode facilmente integrar novos inversores escravos.

Foram implementadas técnicas inovadoras da literatura de controle de inversores visando à precisão da potência a ser despachada pelos mesmos. O controlador ressonante mostrou-se eficaz na eliminação do erro de regime permanente, apresentando também boa performance dinâmica. A compensação por admitância provê uma inicialização suave, bem como auxílio na redução do erro estático para uma maior faixa de pontos de operação.

O sistema de comunicação com protocolo CAN mostrou-se robusto eficaz para o sistema proposto. Outro ponto a se destacar é que este protocolo permite de forma simples a inserção de novos dispositivos no barramento de comunicação.

Os resultados de simulação mostraram o bom funcionamento do sistema proposto, a operação estável dos controladores projetados, o funcionamento adequado do controle do paralelismo.

Os resultados experimentais foram realizados somente para o sistema isolado (sem conexão com a rede). Tais resultados comprovaram a eficácia do sistema proposto, para os mais diversos pontos de operação bem como estabilidade e rapidez na mudança de tais pontos. No que se refere ao funcionamento do sistema durante a falta no sistema de comunicação, mostrou-se que o sistema é robusto para as mudanças do ponto de operação sistema de controle em ambos os inversores, sendo que as variações sentidas

na carga foram mínimas com tempos de assentamentos próximos do tempo de um ciclo e erros de regime nulos.

No que tange a trabalhos futuros propõe-se a expansão do sistema para três ou mais inversores. Esta adição de inversores escravos permitiria uma maior flexibilidade operacional do sistema.

Almeja-se ainda a alimentação do sistema por fontes primárias diferentes com o desenvolvimento de um algoritmo de gerenciamento e otimização da operação do sistema considerando a característica de funcionamento de cada fonte renovável.

Considerando-se uma evolução para um sistema *smartgrid*, é desejável o desenvolvimento de um sistema para operações de emergência mediante uma falha no barramento de comunicação. Este sistema deveria alterar a topologia de controle de paralelismo considerando-se dados passados de operação.

Propõe-se ainda o desenvolvimento de uma interface gráfica de controle e monitoramento para que um gestor do sistema possa ter acesso a informações da operação em tempo real e geração de relatórios de operações passadas.

Referências Bibliográficas

ALIZADEH, M.; SCAGLIONE, A.; ZHIFANG W.; 2010. On the Impact of Smartgrid Metering Infrastructure On Load Forecasting. In: 48TH ANNUAL ALLERTON CONFERENCE ON COMMUNICATION, CONTROL AND COMPUTING (Set. 2010: Allerton). *Proceedings*. p.1628-1636.

AMUDA, L.N.; CARDOSO FILHO, B.J.; SILVA, S.M.; SILVA, S.R.; DINIZ, A.S.A.C.; 2000. Wide Bandwidth Single and Three-Phase PLL Structures for Grid-Tied PV Systems. In: TWENTY-EIGHTH IEEE PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE, (Set. 2000: Anchorage, AK). *Proceedings*. p.1660-1663.

ANDRADE, E.T.; RIBEIRO, P.E.M.J.; PINTO, J.O.P.; et al.; 2012. A novel power calculation method for droop-control microgrid systems. In: 27th ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC2012), (Fev. 2012: Orlando). *Proceedings*. p.2254-2258.

ARAUJO, S.V.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F.; 2007. LCL Filter Design For Grid-Connected NPC Inverters In Offshore Wind Turbines. In: 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE POWER ELECTRONICS (ICPE '07). (Oct. 2007: Daegu). *Proceedings*. p.1133-1138.

AULT, G.W.; MCDONALD, J.R.; BURT, G.M.; 2003. Strategic Analysis Framework for Evaluating Distributed Generation and Utility Strategies. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v.150, n.4, p. 475-481.

BAKER, D.M.; AGELIDIS, V.G. ; 1998. Phase-Locked Loop For Microprocessor With Reduced Complexity Voltage Controlled Oscillator Suitable For Inverters. In: 1998 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONIC DRIVES AND ENERGY SYSTEMS FOR INDUSTRIAL GROWTH. (Dec. 1998). *Proceedings*. pp. 464- 469

BALIJEPELLI, V.S.K.M.; KHAPARDE, S.A.; GUPTA, R.P.; PRADEEP, Y.; 2010. SmartGrid initiatives and power market in India. In: 2010 IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, (Jul. 2010: Minneapolis). *Proceedings*. p.1-7.

BOSE, A.; ANDERSON, PAUL M.; 1984. Impact of New Energy Technologies on Generation Scheduling," *IEEE POWER ENGINEERING REVIEW*, vol.PER-4, no.1, (Jan.) p.31-32.

BUSO, S.; et. al., 2000. A dead-beat adaptive hysteresis current control. *IEEE Transaction on Industry Applicatins*, vol. 36, (Jul.) p. 1174-1180.

CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V.; 2010, Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no.12, (Dez.) p.4106-4114.

CHEN, C-L. 2010. Design, Implementation, and Analysis for an Improved Multiple Inverter. Tese de doutorado. Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg, Virginia, EUA.

CHEN , C. L., LAI, J. S.; Y. B. WANG; PARK , S. Y., and MIWA , H. 2008. Design And Control for LCL-Based Inverters With Both Grid-Tie and Standalone Parallel Operations. In: IEEE INDUSTRIAL SOCIETY MEETING (IAS'08). (Oct. 2008: Edmonton). *Proceedings*. p.1-7.

CHEN, J. F.; CHU, C. L. 1995. Combination voltage-controlled and current controlled PWM inverters for UPS parallel operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v.10, n.2, (Dez.) p. 547-558.

CHEN, C. L.; ., LAI, J. S.; MARTIN, D.; WU, K.-H.; RIBEIRO, P.; et al.; 2012. Modeling, Analysis, and Implementation of a Photovoltaic Grid-Tie Inverter System. In: 27th ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC2012), (Fev. 2012: Orlando). *Proceedings*. p. 1494-1501.

DOE - DEPARTMENT OF ENERGY – USA. 2009. *Linkages for DOE's Wind Energy Program R&D to Commercial Renewable Power Generation*. Washington DC.

ETSCHBERGER K. 2001. *Controller Area Network, Basics Protocols, Chips and Applications*. 1a Ed. IXXAT Automation GmbH . ISBN: 3-00-007376-0

FANG, T.; RUAN, X.; XIAO, L.; LIU, A. 2008. An Improved Distributed Control Strategy For Parallel Inverters. POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 39., 2008, ATENAS. (Oct. 2008:ATENAS). *Proceedings*. p. 3500-3505.

GOLDBERG, B-G; "Digital Techniques in Frequency Synthesis", McGraw-Hill

GODOY, R. B.; 2010. Paralelismo de inversores monofásicos, isolados ou em conexão com a rede, com otimização da resposta dinâmica. Tese de doutorado - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, SP.

GUERRERO, J.M.; 2011. Connecting renewable energy sources into the smartgrid. In: 2011 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), (Jun. 2011: Gdansk). *Proceedings*. p.2400-2566.

HOLTZ, J.; WERNER, K.-H.; 1990, "Multi-inverter UPS system with redundant load sharing control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.37, no.6, (Dez.) p.506-513.

HSIEH G.-C. AND HUNG J. C; 1996. Phase-Locked Loop Techniques-A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 6, (Dez.) p. 609-61.

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers; 2005. *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE 1547*. NewYork.

JALILI, K.; BERNET, S.; 2009, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.56, no.5, (Maio) p.1674-1689.

KIM, J-Y; et al.; 2011. Designing an Energy Storage System Fuzzy PID Controller for Microgrid Islanded Operation. *Journal Energy: Energies* 2011, 4, 1443-1460.

KERN, E.C., JR.; GULACHENSKI, E.M.; KERN, G.A.; 1989. Cloud Effects On Distributed Photovoltaic Generation: Slow Transients At The Gardner, Massachusetts Photovoltaic Experiment. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.4, no.2, (Jun.) p.184-190.

KHAN, M. R., AND KHAN, M. F.; 2009. Energy Cost Calculations For A Solar PV Home System. In: DEVELOPMENTS IN RENEWABLE ENERGY TECHNOLOGY CONFERENCE, (ICDRET'07). (Dec. 2009: Dhaka). *Proceedings*. p. 1-4.

KOBAYASHI F.; HARATSU M.;YABUMOTO M. AND NAKANO, M.; 1996. Efficient Digital Techniques for Implementing a Class of Fast Phase- Locked Loops (PLL's), *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. 43, no. 6, (Dez.) p. 616-620.

LAI, J-S; PARK S. Y.; CHEN C.-L. "Control System and Method for a Universal Power Conditioning System." US Patent Application No: 12/036,087.

LANG, Y.; et. al.; 2006. Nonlinear Feedforward Control of Three-Phase Voltage Source Converter. In: International Symposium on Industrial Electronics, (Jul. 2006:Quebec). *Proceedings*. p. 1134-1137.

LASSETER, B.: 2001. Microgrids [distributed power generation]. In: Power Engineering Society Winter Meeting, (Fev. 2001: Columbus). *Proceedings*. p. 146-149.

LAZZARIN, T. B.; 2010. Paralelismo de inversores de tensão. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC, 2010.

LISERRE M.; BLAABJERG F.; DELL'AQUILA, A.; 2011. Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter. *International Journal of Electronics*. n. 12. (Abr) p. 445 – 460.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S.; 2005. "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.41, no.5, (Sept.-Oct.) p. 1281- 1291.

NISSEN, M.B.; 2009. High performance development as distributed generation. *IEEE Potentials*, vol.28, no.6, (Nov.-Dec.) p.25-31.

ONU - ORGANIZAÇÃO DAS NAÇÕES UNIDAS. 2010. *Energy for a Sustainable Future - Summary Report And Recommendations*. The Secretary-General's Advisory Group On Energy And Climate Change (Agecc). New York.

PARK, S.-Y; CHEN, C -L.; LAI, J. -S.; MOON S. -R.; 2008. Admittance Compensation in Current Loop Control for a Grid-Tie LCL Fuel Cell Inverter," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, (Jul.) p. 1716-1723.

PRATT, R.G.: 2004. Transforming the U.S. electricity system,. In: 2004 Power Systems Conference and Exposition, (Out. 2004: New York). *Proceedings*. p. 146-149.

RIZY, D.T.; JEWELL, W.T.; STOVALL, J.P.; 1985. Operational and Design Considerations for Electric Distribution Systems with Dispersed Storage and Generation (DSG). *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-104, no.10, (Out.) p.2864-2871.

SENJYU, T.; MIYAZATO, Y.; YONA, A.; URASAKI, N.; FUNABASHI, T.; 2008. "Optimal Distribution Voltage Control and Coordination With Distributed Generation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.23, no.2, (Abr.) p.1236-1242.

SHEN, G.; ET. AL., 2009. A new current feedback PR control strategy for grid-connected VSI with an LCL filter," In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, (Feb. 2009: Washington, DC). *Proceedings*. p. 1564-1569.

TULADHAR, A.; HUA, J.; UNGER, T.; MAUCH, K.; 2000. Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect. *IEEE Transactions on Industry Applications*, New York, v.36, n.1, p.131-138.

ZHANG, Q.; et. al.; 2006. Study On Grid Connected Inverter Used In High Power Wind Generation System. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, (Oct. 2006: Tampa). *Proceedings*. p. 1053-1058.

ZHANG, R.; et. al; 2002. A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 2002: Cairns). *Proceedings*. p. 1431 -1436.