

Telles B. Lazzarin

**PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO
APLICADO A NOBREAKS**

Teoria, estratégias de controle e exemplo de projeto



FLORIANÓPOLIS - SC - 2012

Reitoria

Rua 14 de Julho, 150 Bairro: Coqueiros

CEP: 88075-010

Florianópolis - Santa Catarina

Telefone: (48) 3877-9000

Fax: (48) 3877-9060

www.ifsc.edu.br

Editoração e Capa

Luiza Cavalheiro Leite

Este livro ou parte dele não pode ser reproduzido por qualquer meio sem autorização escrita do Editor.

S586p Silva, Vilmar. Lazzarin, Telles B.
Paralelismo de inversores de Tensão aplicado
a nobreaks: teoria, estratégia de controle e
exemplo de projetos/ Telles B. Lazzarin. –
Florianópolis:
Publicações do IF-SC, 2012.
162p.; 14,8 x 21 cm.

ISBN: 978-85-64426-43-6

1.Paralelismo de inversores de tensão.
2. Nobreaks. I. Título.

CDD621.382

Catalogado por: Coordenadoria de Bibliotecas IF- SC
Kênia Raupp Coutinho CRB14/951

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela saúde, força e determinação que me proporcionou durante os estudos e a criação deste texto.

Ao professor Dr.Ing Ivo Barbi, que trabalhou em conjunto no tema e dedicou várias horas no desenvolvimento da pesquisa.

Ao Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), que proporcionou condições técnicas para realizar os estudos experimentais.

Aos Engenheiros Guilherme Bauer, Franksley Paganini, Breno Peixoto e Rodrigo da Silva pela participação na construção e nos testes dos protótipos.

“A adversidade desperta em nós capacidades que, em circunstâncias favoráveis, teriam ficado adormecidas”

Horácio

SUMÁRIO

1. Contextualização.....	11
2. Paralelismo de inversores de tensão.....	12
2.1. Análise da conexão de inversores de tensão paralelo.....	13
2.1.1. Análise matemática da conexão de inversores de tensão em paralelo.....	18
2.1.2. Ilustração do problema da conexão de inversores de tensão em paralelo.....	19
2.2. Técnicas de controle empregadas no paralelismo de inversores de tensão.....	33
2.3. Paralelismo de inversores de tensão com indutores de conexão. 34	
2.4 Paralelismo de inversores de tensão com conexão no controle... 40	
2.4.1. Controle mestre-escravo.....	40
2.4.2. Controle central.....	41
2.4.3. Controle distribuído.....	43
2.5 Paralelismo de inversores de tensão sem conexão no controle... 46	
2.6 Uma visão geral sobre as técnicas de controle para o paralelismo de inversores.....	55
3. Nobreaks monofásicos: uma estratégia de controle para o paralelismo de inversores monofásicos de tensão.....	61
3.1. Inversores monofásicos de tensão.....	61
3.2. Estratégia de controle para o paralelismo de inversores monofásicos de tensão.....	62
3.2.1. Estratégia de controle de tensão de saída do inversor de tensão.66	
3.2.2. Estratégia de controle da corrente média no primário do transformador.....	66
3.2.3. Estratégia de controle de paralelismo baseada na realimentação da corrente instantânea do indutor.....	68
3.2.4. Metodologia de projeto do compensador de tensão.....	71
3.2.5. Metodologia de projeto do compensador de corrente média. 76	
3.2.6. Metodologia do controlador do paralelismo.....	80

3.3. Projeto, simulações e resultados experimentais de três inversores monofásicos de tensão conectados em paralelo.....	81
3.4. Projeto.....	81
3.5. Resultados de Simulações.....	82
3.5.1. Simulações da estratégia de controle com três inversores de 5 kVA em paralelo.....	83
3.6 Resultados experimentais.....	87
3.6.1. Resultados experimentais de três inversores conectados em paralelo com carga resistiva.....	88
3.6.2. Resultados experimentais de três inversores conectados em paralelo com carga não linear.....	89
3.6.3. Resultados experimentais de três inversores conectados em paralelo sem carga.....	90
3.6.4. Resposta Dinâmica experimental dos três inversores conectados em paralelo.....	93
3.6.5. Resultados experimentais do controle de corrente média do primário do transformador.....	94
3.6.6. Foto dos Protótipos.....	96

4. Nobreaks trifásicos: uma estratégia de controle para paralelismo ne inversores trifásicos de tensão..... 99

4.1. Inversor trifásico de tensão isolado com transformador de baixa frequência conectado em delta-estrela.....	99
4.2. Proposta de controle para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão.....	101
4.2.1. Estratégia de controle das tensões de saída do inversor trifásico.....	105
4.2.2. Estratégia de controle da corrente média no primário do transformador trifásico.....	106
4.2.3. Estratégia de controle do paralelismo através da realimentação das correntes instantâneas dos indutores.....	106
4.3. Implementação do controle do paralelismo através da realimentação das correntes do primário o transformador.....	107
4.4. Projeto, simulações e resultados experimentais de dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.....	110

4.4.1. Projeto circuito de potência.....	110
4.4.2. Projeto de controle.....	111
4.5. Resultados de simulações.....	114
4.5.1. Controle de corrente média no primário transformador.	121
4.6. Resultados experimentais.....	124
4.6.1. Estudo de técnica de controle do paralelismo.....	126
4.6.2. Sistema sem carga.....	128
4.6.3. Sistema com carga resistiva.....	128
4.6.4. Sistema com carga não linear.....	132
4.6.5. Sistema com carga desequilibrada.....	133
4.6.6. Controle de corrente média no primário transformador.	135
4.6.7. Fotos do protótipo.....	137
5. Considerações Finais.....	139
6. Referências Bibliográficas.....	140
Apêndices.....	154
A. Controle digital do inversor trifásico de tensão.....	154
A.1. Controle digital do inversor trifásico de tensão.....	154
A.1.1. Introdução.....	154
A.1.2. Descrição do programa.....	154
A.1.2.1. Fluxograma principal.....	154
Fluxograma do controle principal.....	156
A.1.2.2. Gerenciamento das interrupções.....	157
Fluxograma para gerenciamento das interrupções do DPS.....	158
A.1.2.3. Tratamento das interrupções do EVA.....	158
A.1.2.4. Tratador da interrupção XINT.....	159
Fluxograma do tratador da interrupção do PWM.	159
Fluxograma do tratador da interrupção externa.	160

1. CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos últimos anos, a Eletrônica de Potência vem contribuindo no desenvolvimento de novas tecnologias para o processamento de energia. Está se tornando uma questão comum ter a energia elétrica disponível numa forma e convertê-la em outra para utilizá-la. Como exemplos disto, podem ser citados as fontes renováveis e os bancos de baterias, que disponibilizam tensões em níveis e formas diferentes da rede elétrica, os equipamentos eletroeletrônicos, que usam tensões em níveis e formas diferentes da disponível pela rede elétrica, o acionamento de máquinas, o qual modifica a tensão da rede elétrica (amplitude e frequência) para controlar a máquina e, por fim, os sistemas elétricos, na transmissão de energia em CC e na conversão de frequência. Estas e em outras aplicações atuais, a Eletrônica de Potência está presente com os conversores CA-CC (retificadores), CC-CC (choppers), CC-CA (inversores) e CA-CA (gradadores ou conversores direto de frequência) para processar a energia de maneira adequada, otimizada e segura.

Neste contexto, os conversores CC-CA, também denominados de inversores, são estruturas que alimentam cargas com correntes alternadas (CA) a partir de uma fonte de corrente contínua (CC). A amplitude e frequência da corrente e da tensão alternada disponibilizada na saída dos inversores é de corrente contínua (CC). A amplitude e frequência da corrente e da tensão alternada disponibilizada na saída dos inversores é definida pelo controle da estrutura. Há aplicações em que a variação de tensão e frequência é interessante, como em acionamentos de motores e em fontes de corrente alternada. Em outras, como nas fontes ininterruptas de energia, denominadas no Brasil de Nobreaks e na literatura de UPS (*Uninterrupted Power Supply*), é mais interessante obter uma tensão senoidal com amplitude e frequência fixas, porém, com uma regulação criteriosa, que pode ser obtida através dos conversores CC-CA controlados em tensão, denominados na literatura de inversor de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*).

Um inversor de tensão tradicional é formado por um conversor CC-CA, uma estratégia de modulação, um filtro de saída e um sistema de controle, como mostrado na Figura 1.1. As duas estruturas clássicas usadas no conversor CC-

mais utilizada é a PWM (Pulse Width Modulation) de dois ou três níveis. O conversor CC-CA usando uma modulação PWM pode ser denominado de inversor PWM. Geralmente, o filtro de saída do inversor de tensão é do tipo LC (indutor e capacitor). Por fim, o sistema de controle é formado pela referência de tensão, controlador e a realimentação da tensão regulada. A saída regulada do inversor de tensão é a tensão após o filtro LC, denominada na Figura 1.1 de V_0 . Especificamente para este trabalho, outra tensão importante desta estrutura é a tensão na saída do inversor PWM, também denominada de tensão de entrada do filtro LC, que na Figura 1.1 é sinalizada como V_{in} . No texto essa tensão será constantemente citada. CA são as meia-ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*). A modulação

Inversor de Tensão (VSI)

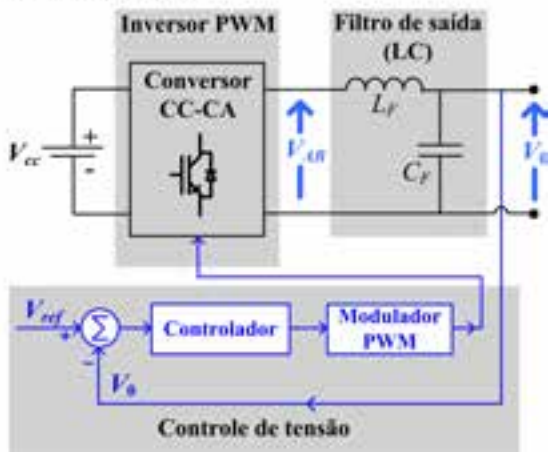


FIGURA 1 — Estrutura tradicional de um inversor de tensão (VSI).

Ao revisar as estratégias de controle dos inversores de tensão, tem-se que as primeiras estratégias regulavam o valor eficaz da tensão de saída, com o objetivo de garantir uma regulação estática adequada. Na literatura, o valor eficaz (valor quadrático médio) de uma variável também é denominado de valor rms (*root mean square*). O controle dos inversores que regula o valor eficaz (rms) da tensão de saída funciona adequadamente com cargas lineares e é estudado em [1]. Com o surgimento das cargas não lineares, foram necessárias novas estratégias para melhorar a THD (Taxa de Distorção

Harmônica) da tensão CA do inversor. Assim, surgiram as estratégias de controle instantâneo [2], que são baseadas em realimentar variáveis instantâneas do inversor. Os primeiros trabalhos com controle instantâneo realimentavam duas variáveis (*multi loop controller*), a tensão de saída e uma corrente, que pode ser a do capacitor [3-6] ou a do indutor [7, 8] do filtro LC. Nestas estruturas, a malha de tensão é responsável em regular a tensão de saída e a malha de corrente em melhorar a resposta dinâmica e garantir a estabilidade da planta. Em [9] e [10] é explorado uma solução interessante com o controle instantâneo, que realimenta somente uma variável, a tensão de saída. Seu controle é linear e baseado num compensador do tipo PID. Para melhorar a eficácia do controle instantâneo que realimenta somente a tensão de saída, podem ser adicionados controladores auxiliares em paralelo com o controlador principal. Estes compensadores auxiliares são geralmente controladores repetitivos [11], proporcional ressonante [12] ou de correção de harmônicos [12]. Além disto, com o advento do controle digital, estratégias de controle por variáveis de estado, controle preditivo (*dead-beat control*), controle repetitivo, controle por modos deslizantes e controle adaptativo também são aplicadas em inversores de tensão, todas com bons resultados, mas com a desvantagem da complexidade de implementação [13-20].

O estágio de saída de um Nobreak (UPS) é formado por um inversor de tensão. Os Nobreaks geralmente alimentam cargas críticas e sensíveis, que podem ser lineares ou não lineares e que exigem uma tensão com uma regulação estática adequada e uma baixa THD. Assim, é interessante que nesta aplicação, os inversores de tensão utilizem um controle eficaz como o controle instantâneo. Além disto, uma UPS precisa oferecer uma tensão com alta confiabilidade à carga. Esta confiabilidade pode ser estruturada com a conexão de Nobreaks em paralelo. Tal configuração permite obter sistemas redundantes, que mantêm a carga alimentada mesmo com o desligamento de um Nobreak, e também obter sistemas que dividem a potência de carga, que é uma opção atraente para grandes potências e o aumento da potência instalada. Entretanto, para oferecer estas características, os Nobreaks precisam ser modulares e totalmente independentes umas das outras.

Ao se conectar Nobreaks em paralelo, está se conectando os seus inversores de tensão em paralelo e, o paralelismo de inversores de tensão exige uma estratégia de controle apropriada que garanta: a distribuição adequada da potência da carga entre os inversores; a estabilidade do sistema; a conexão e a desconexão do inversor em qualquer situação de carga (operação também conhecida como *hot-swap*); e que evite a circulação de corrente entre os inversores. A implementação de uma técnica de controle para essa aplicação se torna mais complexa quando se evita ou se elimina a comunicação entre os inversores em busca de redundância e modularidade. Sem comunicação, os inversores não possuem informações da carga e do ponto de operação dos outros Nobreaks.

O estudo de técnicas de controle para o paralelismo de inversores de tensão iniciou-se com os alguns trabalhos pioneiros como [21, 34, 46, 57, 68] e, se estende até os dias atuais, com os últimos trabalhos publicados em [22-24]. Nesses anos de pesquisas, há uma busca constante por estratégias de controle que garantam a operação adequada dos inversores em paralelo e, ao mesmo tempo, tornem os inversores independentes um dos outros. Isto mantendo um controle eficaz da tensão da carga e a confiabilidade do sistema. Neste contexto, percebe-se que ainda não há uma estratégia de controle consolidada, para o paralelismo de inversores de tensão, que atenda todas as exigências citadas.

As vantagens do paralelismo de inversores de tensão trouxeram o interesse da indústria em utilizar esta estrutura em Nobreaks, inclusive no Brasil [25, 26]. O interesse industrial é um indicativo forte da importância desse tema e um incentivo a novas pesquisas, além de aumentar a exigência em termos de confiabilidade, robustez, normas e custos.

O texto a seguir tem como objetivo apresentar as principais técnicas de controle do paralelismo de inversores de tensão, mostrar os principais desafios desta configuração, propor uma técnica para o paralelismo de inversores de tensão aplicado a Nobreaks e apresentar um exemplo de projeto com esquemas elétricos e resultados experimentais. Assim, pretende-se disseminar o assunto no meio técnico, desde alunos, professores até a indústria nacional, para que todos conheçam e dominem o tema e a tecnologia envolvida. Desta forma, o leitor encontrará em todos

os capítulos a seguir estudo teórico, projeto e resultados experimentais dos assuntos abordados.

Os autores desejam a todos uma boa leitura!

2. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO

Este capítulo apresenta uma visão geral sobre o paralelismo de inversores de tensão. Através de uma análise teórica e simulações é apresentado os problemas e as dificuldades deste tipo de conexão. Em seguida, são descritas as principais técnicas de controle aplicadas no paralelismo de inversores de tensão. Em uma delas, no paralelismo de inversores com indutores de conexão é apresentado exemplo de projeto e resultados experimentais.

2.1. ANÁLISE DA CONEXÃO DE INVERSORES DE TENSÃO EM PARALELO

Os inversores de tensão são conversores com característica de saída de fonte de tensão. Segundo a teoria de circuitos elétricos, a conexão de fontes de tensão ideais em paralelo somente é possível quando elas possuem frequência, fase e amplitude idênticas [30]. Mesmo os inversores sendo fontes de tensão não ideais, esses princípios também devem ser respeitados para que o sistema funcione corretamente. A conexão em paralelo de inversores com frequência, fase ou amplitude diferentes provoca a circulação de correntes indesejadas no circuito, limitadas apenas pelas impedâncias internas das fontes não ideais. Como os inversores com controle instantâneo são projetados para terem baixa impedância de saída, tem-se uma situação que favorece a circulação e/ou desequilíbrio de correntes entre inversores ao conectá-los em paralelo. Isso tem como consequências: desequilíbrio de potência processada; absorção de potência ativa e reativa por um dos inversores (situação na qual ele opera como retificador e se torna carga dos outros inversores); instabilidade no sistema; acionamento de proteções; e, até mesmo, a destruição do equipamento.

A questão é que, mesmo projetando inversores de tensão iguais, é impossível obter tensões idênticas nas suas saídas, pois as próprias variações paramétricas dos componentes fazem com que as tensões de saída

sejam diferentes. Ainda que, estas diferenças sejam muito pequenas, elas já são suficientes para causar desequilíbrios indesejados entre os conversores. Sendo assim, o paralelismo de inversores não funciona naturalmente em paralelo de maneira adequada e, por isso, exige uma estratégia de controle responsável em garantir a sua operação.

Para compreender esse sistema, a seguir é apresentada uma breve análise do funcionamento do paralelismo de inversores de tensão.

2.1.1. Análise Matemática da Conexão de Inversores de Tensão em Paralelo

Para entender o princípio do funcionamento de inversores operando em paralelo é realizada a seguir uma breve análise matemática.

Inicialmente, é relevante rever alguns princípios básicos de sistema de potência que serão utilizados nesta seção. A Figura 2 (a) mostra uma fonte de tensão alternada (gerador) alimentando uma carga através de uma linha de transmissão representada por uma indutância (modelo que desconsidera as perdas). O circuito equivalente do sistema da Figura 2 (a) é apresentado na Figura 2 (b), na qual a barra 0 possui característica de barra infinita. O fluxo de potência entre gerador e carga é definido em P_{10} e Q_{10} . Essas equações, tradicionais no estudo de sistemas de potência, demonstram que os fluxos de potência ativa e reativa fornecidos pelo gerador dependem do módulo das tensões V_1 e V_0 , do seno e cosseno do ângulo entre as tensões (entre as barras) e, por fim, da indutância L da linha. Geralmente, o ângulo entre as barras é pequeno e, assim, tem-se que o fluxo de potência ativa depende predominantemente do ângulo e o fluxo de potência reativa depende predominantemente do módulo das tensões [32] (isto é válido para o modelo da linha sem perdas).

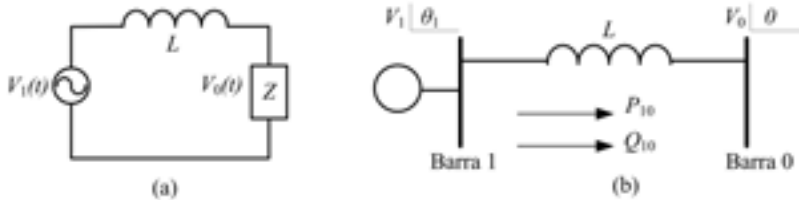


FIGURA 2 — (a) Gerador alimentando uma carga. (b) Fluxo de potência ativa e reativa entre duas barras.

$$P_{10} = \frac{V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\theta_1)}{X_L}$$

$$Q_{10} = \frac{V_0 \cdot [V_1 \cdot \text{cos}(\theta_1) - V_0]}{X_L}$$

A análise do paralelismo de inversores de tensão também pode ser realizada através do fluxo de potência entre os conversores e a carga. Nos inversores de tensão, a tensão na saída do inversor PWM (tensão de entrada do filtro LC) é composta por componentes na frequência fundamental da tensão de saída V_o , nas frequências de comutação e múltiplas. Ao se desprezar as componentes de alta frequência (frequência de comutação e múltiplas), pode-se representar o inversor PWM por uma fonte de tensão. Assim, dois inversores conectados em paralelo, como mostrado na Figura 3, podem ser descritos pelo circuito simplificado da Figura 4.

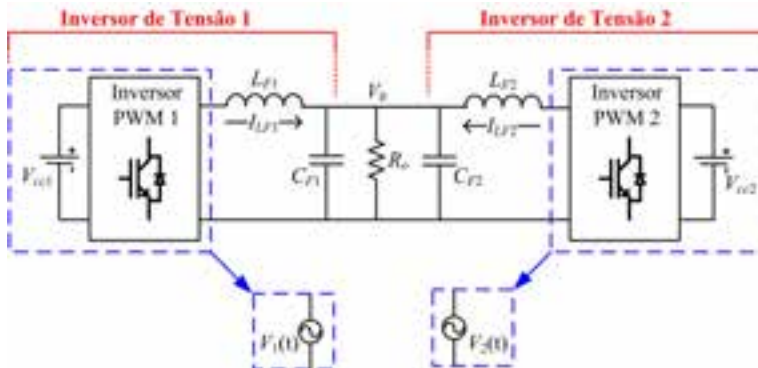


FIGURA 3 — Dois inversores de tensão em paralelo alimentando uma carga.

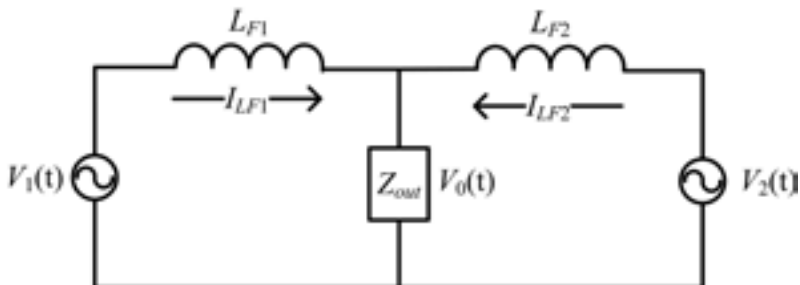


FIGURA 4 — Modelo simplificado de dois inversores em paralelo alimentando uma carga.

Os capacitores CF dos filtros LC e a carga R_0 da Figura 3 são substituídos por uma impedância equivalente Z_{out} no circuito da Figura 4. Assim, a indutância entre o modelo simplificado do inversor PWM (uma fonte de tensão) e a impedância de carga (Z_{out}) na Figura 4 é a indutância do filtro LC (LF). A tensão controlada de saída dos inversores de tensão, denominadas de V_0 , é considerada nesta análise a tensão de referência do sistema (ângulo de referência). Ao escrever as equações do fluxo de potência dos inversores PWM para a carga, têm-se as equações P_{01} , Q_{01} , P_{20} e Q_{20} . Com base nestas equações, percebe-se que, uma maneira adequada de controlar a distribuição de carga nos inversores conectados em paralelo é atuando nas tensões V_1 e V_2 , ou seja, nas tensões de entrada dos filtros LC de cada inversor. Desta maneira, pode ser ter um controle do paralelismo que atue nas tensões da saída do inversor PWM (tensões de entrada do filtro LC) e um controle de tensão responsável em regular a saída V_0 dos inversores de tensão.

$$P_{10} = \frac{V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\theta_1)}{X_{LF1}}$$

$$Q_{10} = \frac{V_0 \cdot [V_1 \cdot \cos(\theta_1) - V_0]}{X_{LF1}}$$

$$P_{20} = \frac{V_2 \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\theta_2)}{X_{LF2}}$$

$$Q_{20} = \frac{V_0 \cdot [V_2 \cdot \cos(\theta_2) - V_0]}{X_{LF2}}$$

Para estudar o circuito da Figura 4 sem carga faz-se $R_0 \rightarrow \infty$ e despreza-se a impedância do capacitor na frequência fundamental. Assim, é possível eliminar o termo Z_{out} . Com essas considerações, o circuito da Figura 4 na situação sem carga é representado na Figura 5.

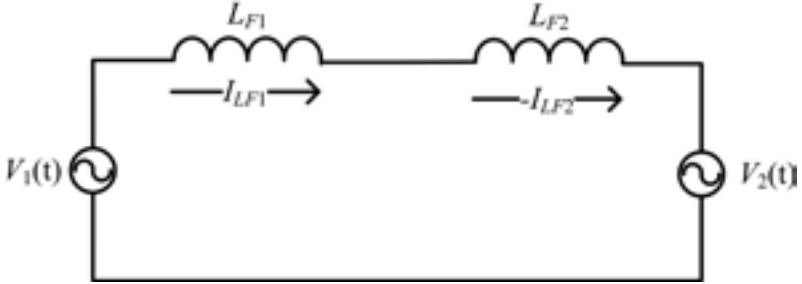


FIGURA 5 — Modelo simplificado de dois inversores em paralelo sem carga.

Escrevendo as equações de fluxo de potência entre os inversores 1 e 2 da Figura 5, obtêm-se as equações P_{12} e Q_{12} . Essas demonstram que pode haver fluxo de potência entre os inversores conectados em paralelo. Além disto, elas também mostram que a análise do comportamento dos inversores em paralelo é similar ao de geradores conectados por uma linha de transmissão.

$$P_{12} = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot \text{sen}(\theta_1 - \theta_2)}{X_{LF1} + X_{LF2}}$$

$$Q_{12} = \frac{V_2 \cdot [V_1 \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) - V_2]}{X_{LF1} + X_{LF2}}$$

Através das equações P_{12} e Q_{12} é possível afirmar que, se as fases e os módulos das tensões V_1 e V_2 forem iguais, não há circulação de potência ativa e reativa entre os inversores. Esta afirmação também é válida para o sistema com carga. Além disto, se V_1 e V_2 forem iguais, é possível afirmar através das equações P_{12} , Q_{10} , P_{20} e Q_{20} que, ao aplicar uma carga no sistema, o equilíbrio das potências fornecidas através dos inversores à carga dependerá somente dos valores das indutâncias dos filtros LC (LF).

Um fator relevante nas equações P_{10} a Q_{12} é que elas consideram a impedância do indutor LF como sendo puramente indutiva (desprezando as perdas). Isso é válido quando a resistência é muito menor que a reatância do indutor. No caso de inversores, isso nem sempre é verdadeiro. As Figura 6 e Figura 7 mostram o modelo simplificado de dois inversores em paralelo considerando as resistências dos indutores L_{F1} e L_{F2} , nas situações com e sem carga, respectivamente.

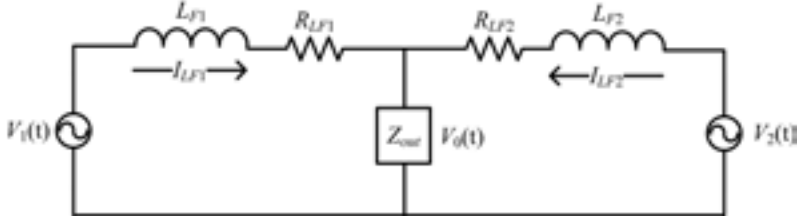


FIGURA 6 — Modelo simplificado de dois inversores em paralelo alimentando uma carga considerando as resistências dos indutores.

Escrevendo as equações de fluxo de potência da Figura 2.5, tem-se:

$$P_{10} = \left\{ \begin{array}{l} [V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\theta_1)] \cdot \left(\frac{X_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) + \\ [-V_0^2 + V_1 \cdot V_0 \cdot \text{cos}(\theta_1)] \cdot \left(\frac{R_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) \end{array} \right\}$$

$$Q_{10} = \left\{ \begin{array}{l} [-V_0^2 + V_1 \cdot V_0 \cdot \text{cos}(\theta_1)] \cdot \left(\frac{X_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) + \\ [V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\theta_1)] \cdot \left(\frac{R_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) \end{array} \right\}$$

$$P_{20} = \left\{ \begin{array}{l} [V_2 \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\theta_2)] \cdot \left(\frac{X_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) + \\ [-V_0^2 + V_2 \cdot V_0 \cdot \text{cos}(\theta_2)] \cdot \left(\frac{R_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) \end{array} \right\}$$

$$Q_{20} = \left\{ \begin{array}{l} \left[-V_0^2 + V_2 \cdot V_0 \cdot \cos(\theta_2) \right] \cdot \left(\frac{X_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) + \\ \left[V_2 \cdot V_0 \cdot \sin(\theta_2) \right] \cdot \left(\frac{R_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) \end{array} \right\}$$

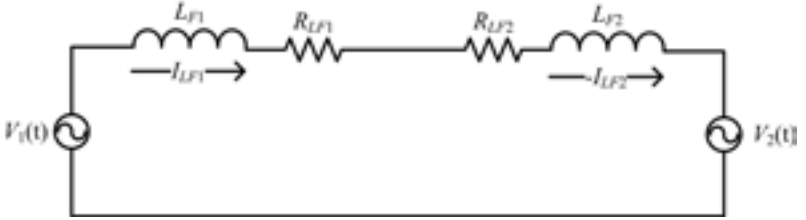


FIGURA 7 — Modelo simplificado de dois inversores em paralelo sem carga considerando as resistências dos indutores.

Escrevendo as equações de fluxo de potência do inversor 1 para o inversor 2 da Figura 7, têm-se:

$$P_{12} = \left\{ \begin{array}{l} \left[V_1 \cdot V_2 \cdot \sin(\theta_{12}) \right] \cdot \left(\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) + \\ \left[-V_2^2 + V_2 \cdot V_1 \cdot \cos(\theta_{12}) \right] \cdot \left(\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) \end{array} \right\}$$

$$Q_{12} = \left\{ \begin{array}{l} \left[-V_2^2 + V_2 \cdot V_1 \cdot \cos(\theta_{12}) \right] \cdot \left(\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) + \\ \left[V_1 \cdot V_2 \cdot \sin(\theta_{12}) \right] \cdot \left(\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) \end{array} \right\}$$

Os valores de θ_{12} , R_{LF} e X_{LF} de P_{12} e Q_{12} são definidos em:

$$\theta_{12} = \theta_1 - \theta_2$$

$$X_{LF} = X_{LF1} + X_{LF2}$$

$$R_{LF} = R_{LF1} + R_{LF2}$$

As equações de fluxo de potência de P_{10} até Q_{12} consideram a resistência dos indutores. Ao fazer os termos R_{LF1} , R_{LF2} e R_{LF} de P_{10} até Q_{12} nulos, obtêm-se as mesmas expressões de P_{10} a Q_{12} . A análise das equações de P_{10} a Q_{12} mostra uma segunda parcela no cálculo dos fluxos, quando comparadas com as expressões anteriores, que representa um acoplamento entre o fluxo de potência ativa com os módulos das tensões e o fluxo de potência reativa com os ângulos das tensões. Este acoplamento depende da relação entre a resistência e a reatância da impedância do indutor do filtro LC dos inversores. Esta impedância é representada nas equações através dos termos:

$$\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \quad \frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$$

Ao considerar a resistência do indutor, uma parcela do fluxo de potência ativa se torna dependente dos módulos das tensões, enquanto uma parcela do fluxo de potência reativa passa a depender do ângulo entre as tensões. O termo responsável por essa influência é: $\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$

A Figura 8 mostra o comportamento desses termos em função do aumento de R_{LF} . A “Curva A” representa o termo $\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$ e a “Curva B”, o termo: $\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$

Ambas são traçadas em relação à ΔR_{LF} , que representa o valor de R_{LF} em relação à X_{LF} . Todos os valores estão normalizados.

Analisando a Figura 8, quando o valor de R_{LF} é nulo ($\Delta R_{LF}=0$), o valor da impedância na “Curva A” é igual à $\frac{1}{X_{LF}}$ e na “Curva B”, igual a zero, que representa a situação na qual as resistências dos indutores são desprezadas. Com o aumento relativo de R_{LF} em relação à X_{LF} ($\Delta R_{LF}>0$), a parcela da “Curva B” torna-se significativa, com mesma magnitude, podendo ser igual ou até maior que a “Curva A”. Isto mostra que em determinadas situações a resistência do indutor L_F pode influenciar o fluxo

de potência dos inversores, podendo até mesmo, tornar o fluxo de potência ativa dependente dos módulos e o fluxo de potência reativa dependente dos ângulos das tensões dos inversores. Esta situação é causada por uma impedância predominantemente resistiva no indutor L_F dos inversores, o que inviabilizaria o uso e as simplificações das expressões de P_{10} , Q_{10} , P_{20} , Q_{20} , P_{12} e Q_{12} no controle do fluxo de potência dos inversores.

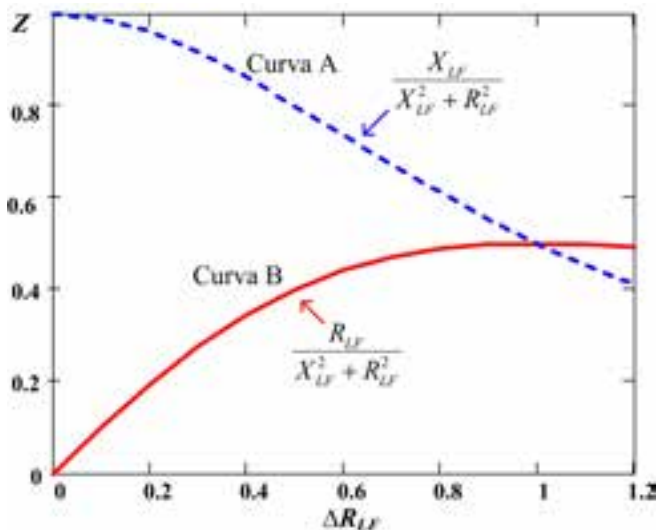


FIGURA 8 — Variação dos termos das equações de fluxo de potência dos inversores em função da resistência dos indutores.

A questão anterior é importante, pois nos últimos anos os projetos otimizados do filtro LC dos inversores, como apresentados em [10] e [31], estão usando valores de indutores pequenos, na faixa de centenas de micro-henry, com o objetivo de garantir baixa THD da tensão de saída com cargas não lineares. Nesses casos, o valor da resistência do indutor pode se tornar significativo. É importante salientar que, até poucos anos, a maioria dos projetos de inversores usavam controle de tensão por valores eficazes e, geralmente, o valor da indutância do filtro LC era na ordem de mili-henry (4 a 8 mH). Nesta faixa, a relação entre resistência e reatância do indutor é pequena e é válida a simplificação de desprezar a resistência. Mas com indutores menores deve-se analisar a relação antes de fazer qualquer simplificação.

Diante desta análise, um controle de distribuição da potência de carga entre os inversores conectados em paralelo, que monitore a potência ativa e atue no ângulo para corrigi-la, pode provocar uma alteração indesejada na potência reativa. O mesmo princípio é válido para um controle de potência reativa que atue no módulo das tensões. Isso resultará em erros no controle e na distribuição de potência entre os inversores.

2.1.2. Ilustração do Problema da Conexão de Inversores de Tensão em Paralelo

A conexão em paralelo de inversores de tensão exige cuidados, pois pequenas diferenças entre as tensões de saída (ponto de conexão) são suficientes para provocar grandes desequilíbrios. Como estes conversores são construídos e controlados por componentes que possuem variações paramétricas, atrasos na transmissão de sinais de comando, tempos de comutação diferentes e erros numéricos (no caso de implementação digital), é impossível obter tensões idênticas na saída dos inversores.

Para verificar a sensibilidade desta configuração, foram simulados dois inversores monofásicos de tensão conectados em paralelo, como ilustrado na Figura 9. Os inversores são iguais, controlados em tensão e seus dados estão apresentados na Tabela 1. A Figura 9 mostra que os dois inversores possuem malhas de tensão independentes, implementadas controle instantâneo [10, 31]. Os controladores de tensão C_v são um PID, definido na equação C_v . As referências senoidais das duas malhas de tensão estão sincronizadas e possuem o mesmo módulo. Este estudo não usa estratégias específicas para o controle do paralelismo, pois o objetivo é observar a sensibilidade do sistema.

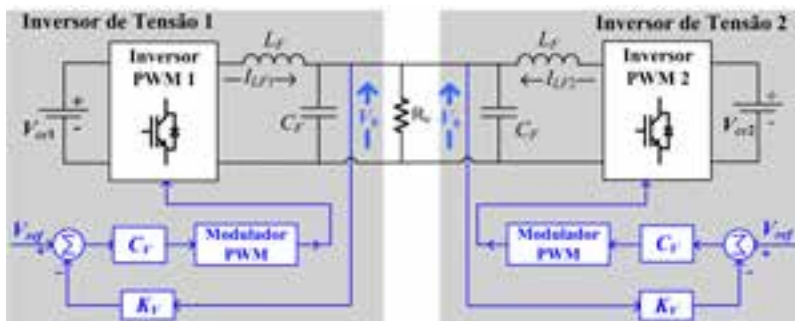


FIGURA 9 — Correntes e potências com inversores idênticos.

$$C_v(s) = K_{Cv} \cdot \frac{(s + z_{v1}) \cdot (s + z_{v2})}{s \cdot (s + p_{v1})}$$

$C_F = 36 \mu\text{F}$	$p_{v1} = 34050 \text{ Hz}$	$V_0 = 220 \text{ V rms}$
$L_F = 1100 \mu\text{H}$	$z_{v1} = 888 \text{ Hz}$	$f_s = 60 \text{ Hz}$
$n = 1:1,63$	$z_{v2} = 328 \text{ Hz}$	$f_{\text{com}} = 10 \text{ kHz}$
$V_{cc} = 300 \text{ V}$	$K_{Cv} = 14,7$	$V_{\text{ref}} = 5 \text{ V de pico}$
$K_v = 0,016$	$V_p = 2,5 \text{ V}$	-

TABELA 1 — Dados utilizados nas simulações do capítulo 2.

Na Figura 10 até a Figura 17 são apresentados resultados de simulações dos dois inversores operando em paralelo. São simuladas, isoladamente, variações nos seguintes parâmetros entre os dois inversores: tensão contínua de alimentação, filtro LC, sensor de tensão, referência de tensão e componentes do compensador. As simulações apresentadas na Figura 10 a Figura 16 são com carga resistiva, enquanto a simulação mostrada na Figura 17 é com o sistema sem carga. Todas as figuras mostram as potências ativas e reativas fornecidas e as correntes dos indutores dos dois inversores.

A Figura 10 apresenta os resultados com os dois inversores idênticos e, conseqüentemente, as correntes e as potências são iguais, provando que em um sistema ideal consegue-se obter equilíbrio. Entretanto, uma diferença de 10% entre os componentes do filtro LC já provoca um pequeno desequilíbrio nas correntes e nas potências, como mostrado na Figura 11.

A potência reativa negativa no inversor 1 indica que ele está absorvendo potência reativa do inversor 2 e entregando a sua fonte CC.

Ao avaliar as situações com uma diferença de 10% entre as fontes CC de alimentação dos inversores e de 1% no ganho do sensor de tensão, nota-se que elas provocam desequilíbrios maiores em relação ao caso anterior, como pode ser visto nas Figura 12 e Figura 13. Nesses dois casos é visível a defasagem entre as correntes, desequilíbrio de potência ativa e absorção de potência reativa pelo inversor 1 na Figura 12 e pelo inversor 2 na Figura 13.

As Figura 14 e Figura 15 mostram os resultados com variações na amplitude e na fase da tensão de referência, respectivamente. Além da defasagem entre as correntes e do desequilíbrio significativo de potência ilustrado nas figuras, no caso da Figura 14, o inversor 2 está com potência ativa negativa (P_2), o que indica que ele está operando como retificador e está absorvendo potência ativa do inversor 1 (o conversor tornou-se carga no sistema).

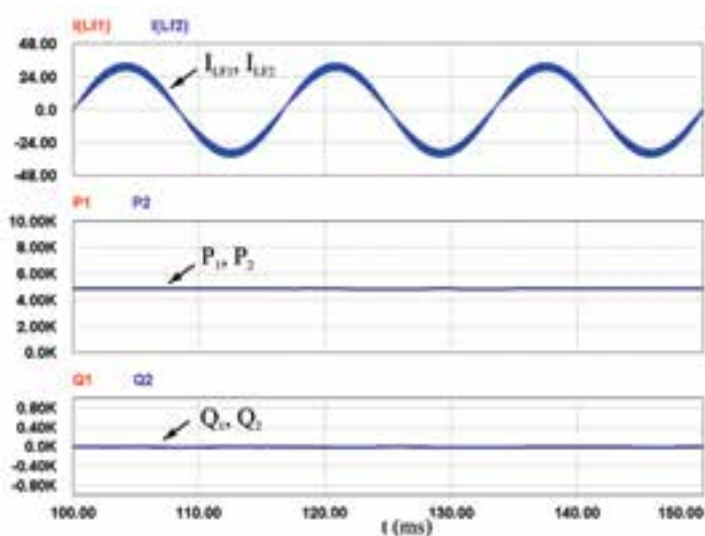


FIGURA 10 — Correntes e potências com inversores idênticos.

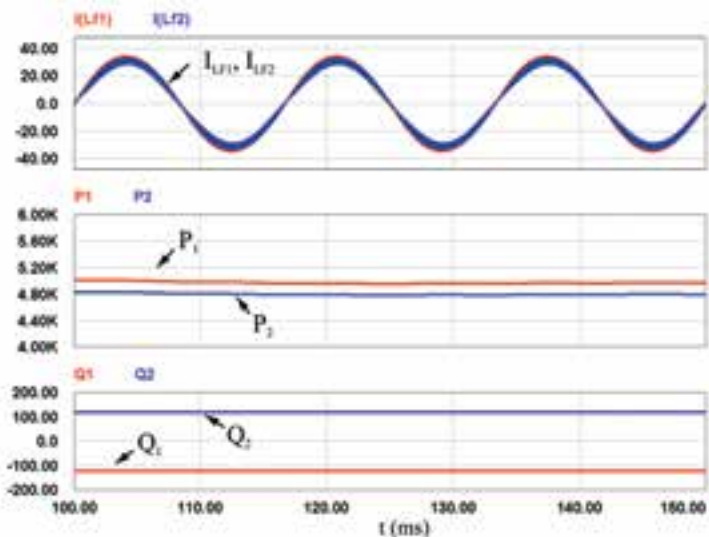


FIGURA 11 — Correntes e potências com variação de 10% no filtro LC do inversor.

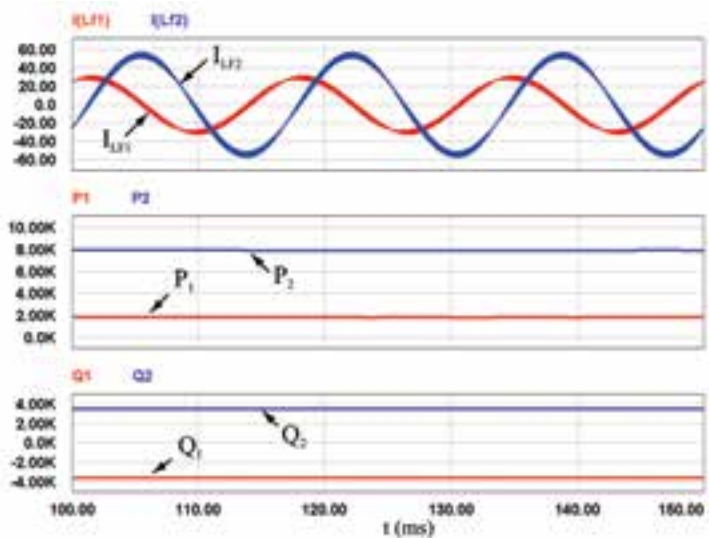


FIGURA 12 — Correntes e potências com variação de 10% na tensão CC de alimentação.

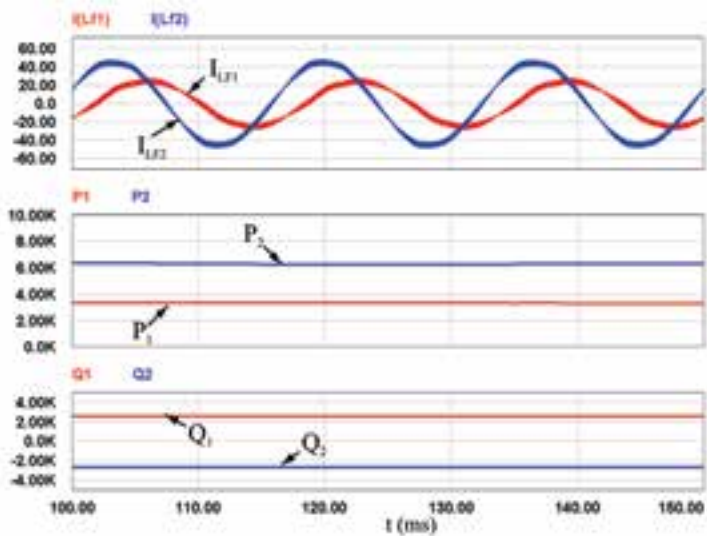


FIGURA 13 — Correntes e potências com variação de 1% no sensor de tensão.

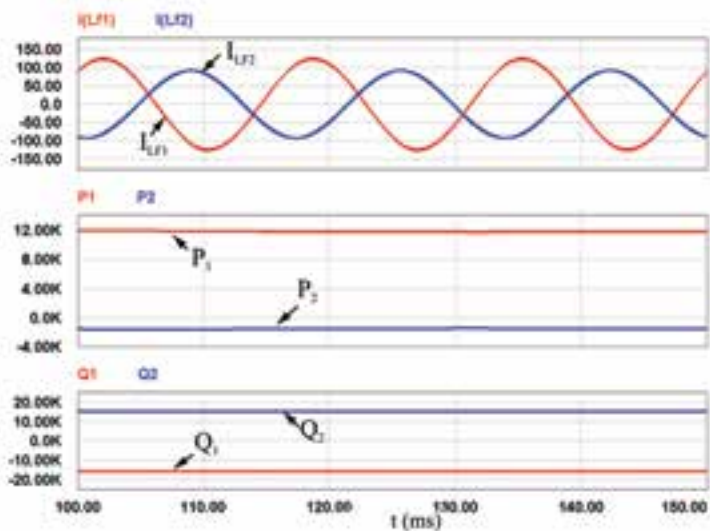


FIGURA 14 — Correntes e potências com variação de 1º grau na fase da referência de tensão.

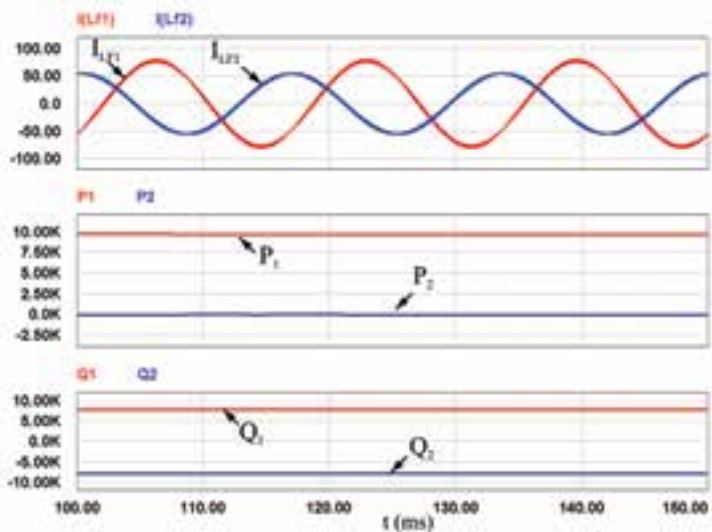


FIGURA 15 — Correntes e potências com variação de 2% na amplitude da referência de tensão.

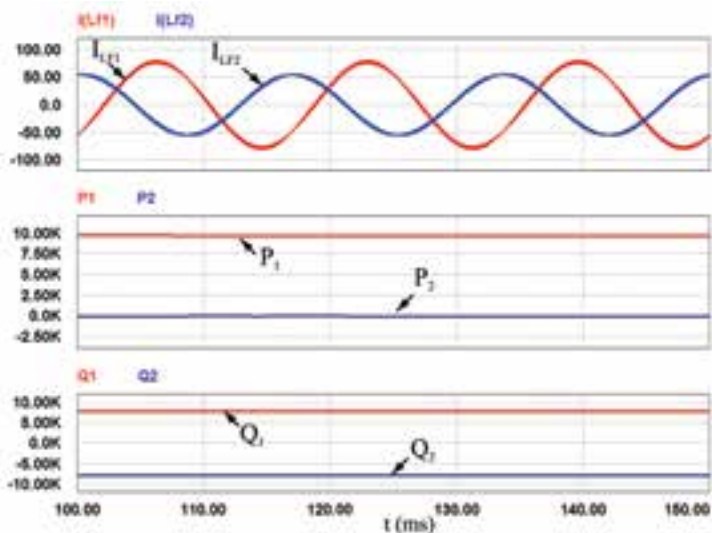


FIGURA 16 — Correntes e potências com variação de 1º grau na fase da referência de tensão.

A Figura 16 ilustra as correntes e as potências dos inversores com carga resistiva, para uma variação de 10% entre os valores dos componentes do compensador de tensão. Também houve defasagem nas correntes, absorção de 12 kVAr pelo inversor 2 e desequilíbrio de potência ativa (o inversor 1 está fornecendo toda a potência ativa da carga).

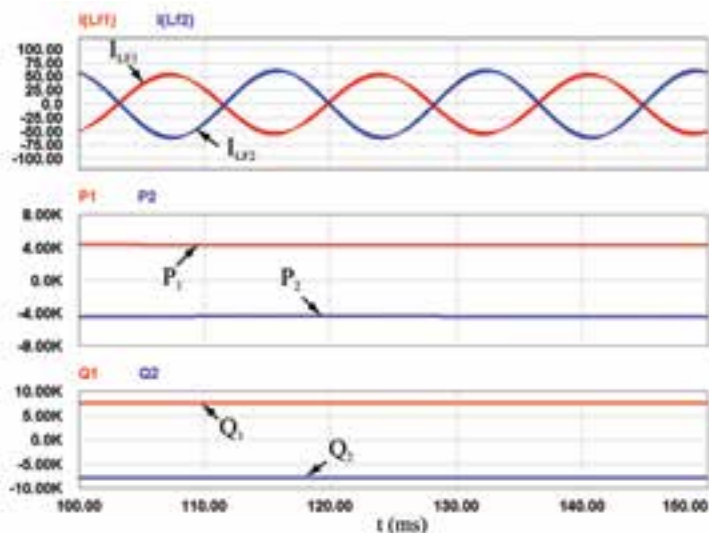


FIGURA 17 — Correntes e potências com variação de 10% nos componentes do compensador de tensão.

Os resultados da Figura 17 são para a situação do sistema sem carga. Nota-se a defasagem de 180° graus nas correntes e que toda potência ativa fornecida pelo inversor 1 está sendo toda absorvida pelo inversor 2 (4 kW), que opera como retificador.

Ao analisar as correntes e as potências das Figura 2.15 e Figura 2.16, percebe-se que o ponto de operação mais crítico do sistema é sem carga. Isto porque, as diferenças entre os inversores são refletidas em circulação de correntes indesejadas e, conseqüentemente, existência de fluxo de potência ativa e reativa entre os conversores.

As variações paramétricas simuladas são situações existentes no projeto físico dos inversores devido às tolerâncias e à tecnologia dos componentes. Por isso, é impossível obter dois inversores de tensão idênticos para

conectá-los em paralelo, como no caso da Figura 10. Portanto, é necessário haver uma estratégia de controle específica para a operação em paralelo dos inversores que garanta o funcionamento adequado e a robustez dessa configuração.

Esse breve estudo indica que o controle do paralelismo de inversores deve buscar os seguintes objetivos:

- Evitar a circulação de corrente entre os inversores, principalmente a parcela referente ao fluxo de potência ativa;
- Garantir a distribuição adequada da corrente de carga entre os inversores.

2.2. TÉCNICAS DE CONTROLE EMPREGADAS NO PARALELISMO DE INVERSORES TENSÃO

Na literatura, principalmente nos últimos 20 anos, é possível encontrar muitos trabalhos com propostas de controle ativo para o paralelismo de inversores de tensão, que podem ser classificadas em duas categorias: controle com conexão e controle sem conexão entre os inversores. As estratégias com comunicação (conexão) são subdivididas em controle mestre-escravo, controle centralizado e controle distribuído. As propostas sem comunicação são baseadas no princípio das quedas de tensão e de frequência em função das potências ativa e reativa.

Apesar dos vários trabalhos publicados na área, não existe uma estratégia de controle consolidada como sendo a melhor para o controle do paralelismo de inversores de tensão. Além disso, dependendo da aplicação e das especificações, uma ou outra estratégia de controle pode se mostrar mais atraente. A seguir será apresentado um resumo do princípio de funcionamento das principais técnicas de controle que servirão de base para esta tese.

2.3. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO COM

INDUTORES DE CONEXÃO

A conexão dos inversores em paralelo através de uma indutância é uma solução simples que ainda é utilizada na indústria brasileira. É comum nas soluções comerciais que utilizam o paralelismo de Nobreaks existir indutores entre eles. A indústria usa o termo reatância para o indutor de conexão. Essa técnica surgiu com os primeiros inversores de tensão que alimentavam somente cargas lineares e eram controlados por valor eficaz, também conhecido como valor rms (*root mean square*). Usando a tensão da rede elétrica como referência, todos os inversores deveriam ter tensões teoricamente iguais, mas as variações paramétricas e as diferenças de controle fazem com que as tensões de saída dos inversores sejam diferentes. Ao usar um indutor na saída de cada inversor para fazer a conexão em paralelo, as diferenças de tensões entre os inversores ficam aplicadas sobre a reatância. A corrente circulante e a distribuição de carga depende do valor da indutância e esta depende das variações aceitas no projeto. Quanto maior o valor da reatância, mais robusto é o sistema. Para definir o valor da impedância é considerada a queda de tensão, a eficiência do paralelismo, a potência consumida e a impedância para os harmônicos de corrente. Geralmente, utilizam-se valores de reatância entre 10% e 25% da potência nominal do inversor [21].

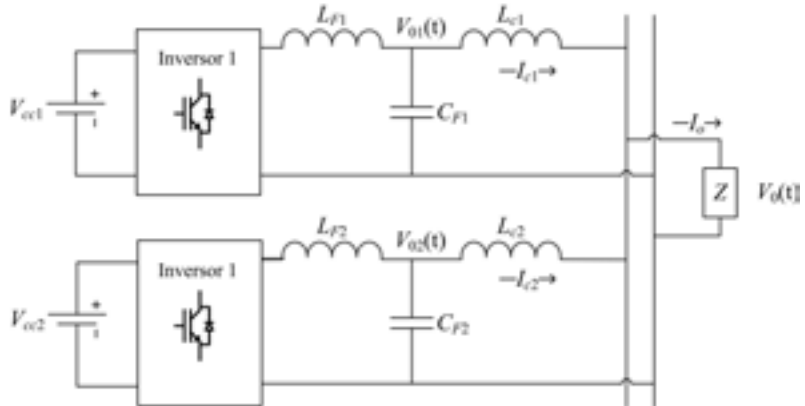
A Figura 18 ilustra dois inversores conectados em paralelo por meio dos indutores de conexão (LC_x). O problema dessa estrutura é que ela não controla a tensão de carga V_0 , pois as malhas de controle de tensão de cada inversor controlam as tensões V_{01} e V_{02} . Quanto maior o valor do indutor de conexão (o que é melhor para o paralelismo), maior a queda de tensão sobre ele em função da corrente de carga, conseqüentemente, menor a tensão no barramento de saída. Para cargas não lineares, além do problema de regulação estática, tem-se a questão da distorção harmônica da tensão de barramento. Mesmo com o controle instantâneo da tensão de saída nos inversores, não se tem ação para compensar a distorção causada pela corrente no indutor de conexão, que é expressiva e aumenta a THD da tensão na carga. Além dessas desvantagens, o indutor de conexão é mais

um elemento passivo no circuito, de alto custo e peso considerável.

Em [33] é apresentado um estudo acoplando os indutores de conexão com o objetivo de diminuir seu tamanho e melhorar a qualidade da tensão de saída. Segundo o autor, foram obtidos melhores resultados em relação ao caso sem o acoplamento. No entanto, esta estratégia é limitada, pois o acoplamento com mais de 3 indutores possui limitações tecnológicas.

FIGURA 18 — Circuito de potência de dois inversores conectados em paralelo através de indutores de conexão.

Essa estratégia foi testada em laboratório para averiguar o seu



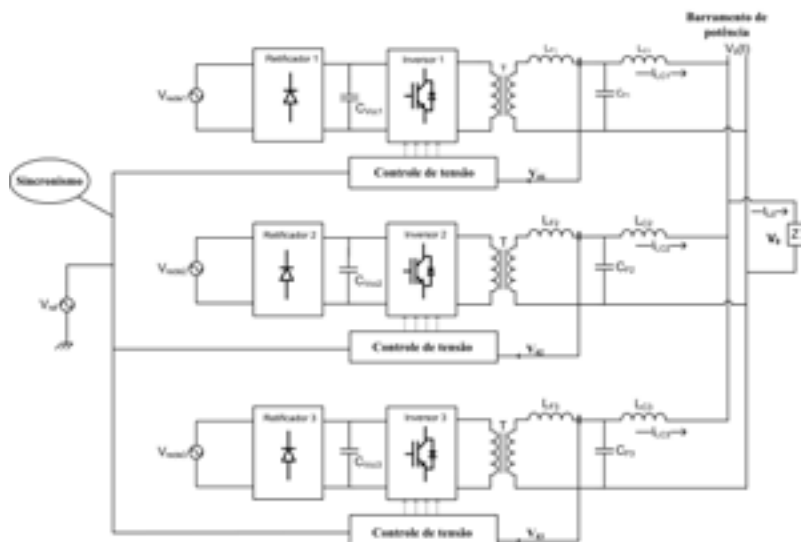
comportamento. Foram conectados três inversores de tensão monofásicos de 5 kVA em paralelo, conectados por indutores de 5 mH, como mostrado na Figura 19. O controle da tensão de saída dos inversores é realizado por valores instantâneos [31]. As referências das malhas de tensão são todas sincronizadas. Isto pode ser feito usando um sinal de referência derivado da rede elétrica. Os inversores em paralelo foram testados sem carga, com carga linear resistiva e carga não linear.

O ponto de operação mais crítico para o paralelismo é quando não há carga no sistema, pois um inversor pode tornar-se carga do outro, consumindo potência reativa e ativa. Essa última é injetada no barramento CC de entrada do inversor, elevando sua tensão, podendo danificar os componentes ou acionar uma proteção de sobretensão. A Figura

20 mostra a tensão de saída senoidal do sistema V_0 sem carga, além das correntes I_{LC1} , I_{LC2} e I_{LC3} dos indutores de conexão de cada unidade. A existência destas permite concluir que há uma pequena circulação de corrente entre os inversores, responsável pela troca de potência reativa.

Ao se aplicar uma carga resistiva na saída do sistema há um equilíbrio entre as correntes I_{LC1} , I_{LC2} e I_{LC3} dos indutores de conexão das unidades inversoras, como mostrada na Figura 21. Nessa mesma figura pode ser observada uma diminuição na tensão de saída V_0 , devido à queda de tensão na impedância de conexão.

FIGURA 19 — Circuito elétrico de três inversores conectados em paralelo por indutores de conexão.



A Figura 22 apresenta as correntes I_{LC1} , I_{LC2} e I_{LC3} dos indutores de conexão dos inversores e a tensão de saída do sistema V_0 com uma carga não linear com fator de crista igual a dois. Nota-se que as correntes de cada inversor continuam apresentando um equilíbrio, como acontece com a carga linear. Esse tipo de carga apresenta complicações para manter a tensão do barramento de saída senoidal, pois o controle de tensão monitora a tensão no capacitor CF e não a tensão na carga. A queda de tensão provocada pela corrente da carga não linear no indutor de conexão LC não é corrigida por esta estratégia de controle.

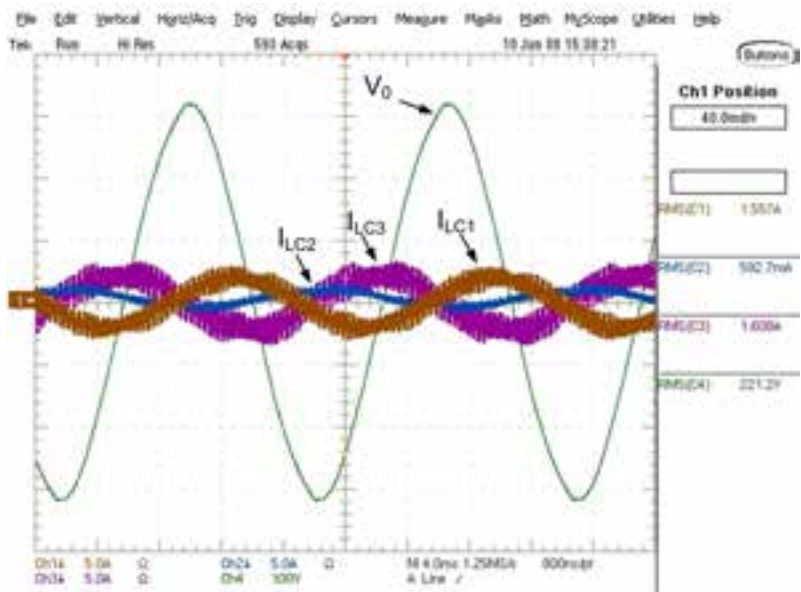


FIGURA 20 — Correntes I_{LC1} , I_{LC2} e I_{LC3} dos três inversores e tensão de saída V_0 sem carga.

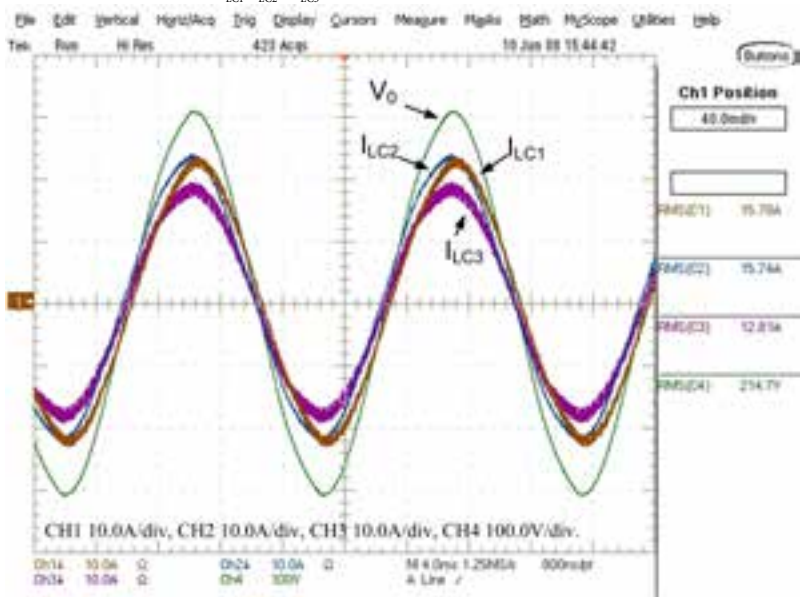


FIGURA 21 — Correntes I_{LC1} , I_{LC2} e I_{LC3} dos três inversores e tensão V_0 com carga resistiva.

Durante os testes experimentais foram feitas variações de carga de 0 a 100% para os casos de carga resistiva e não linear. A Figura 23 apresenta o equilíbrio de potência aparente processada por cada inversor em função da carga não linear aplicada na saída do sistema. Os resultados apresentam uma variação menor de 10% entre as potências processadas por cada unidade. Pode-se concluir que, se o objetivo é apenas o equilíbrio de potência, a utilização de uma impedância de conexão pode ser eficiente.

As formas de onda da tensão de saída do sistema com carga mostraram uma diminuição dos valores de pico e dos valores eficazes. Na Figura 24 é mostrada a regulação estática da tensão de saída do sistema para carga resistiva e não linear. Os resultados mostram uma queda na tensão de 3,5% com carga resistiva e 2,5% com carga não linear no valor eficaz, em plena carga. A regulação estática foi melhor com a carga não linear.

Analisando a THD da tensão de saída para os dois tipos de carga se obtêm os resultados indicados na Figura 25. Estes mostram que a THD da tensão ficou próxima de 2% para a carga resistiva e próxima de 20% para a carga não linear (em plena carga). Os valores de THD para a carga não linear são elevados, pois este tipo de carga causa uma deformação expressiva na tensão de saída, devido ao tipo da corrente exigida da fonte, como visto na Figura 22.

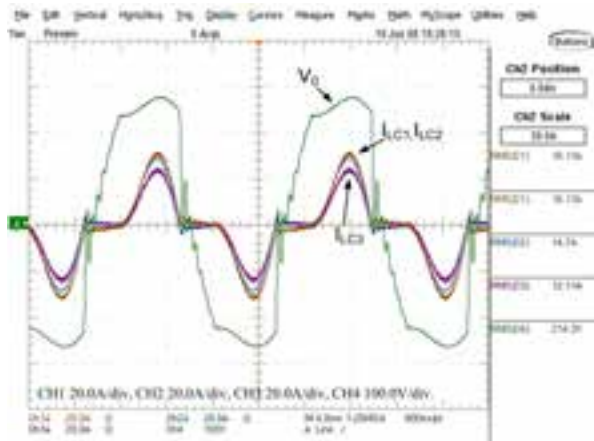


FIGURA 22 — Correntes I_{LC1} , I_{LC2} e I_{LC3} dos três inversores e tensão V_0 com carga não linear.

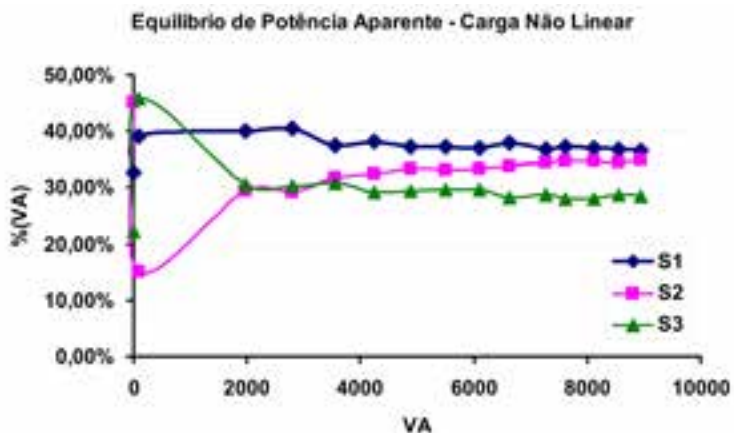


FIGURA 23 — Equilíbrio de potência aparente entre os três inversores com carga não linear.

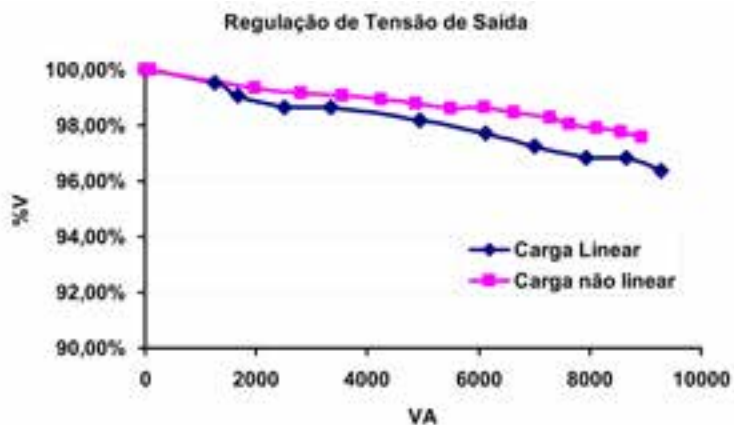


FIGURA 24 — Regulação da tensão de saída em porcentagem com três inversores em paralelo.

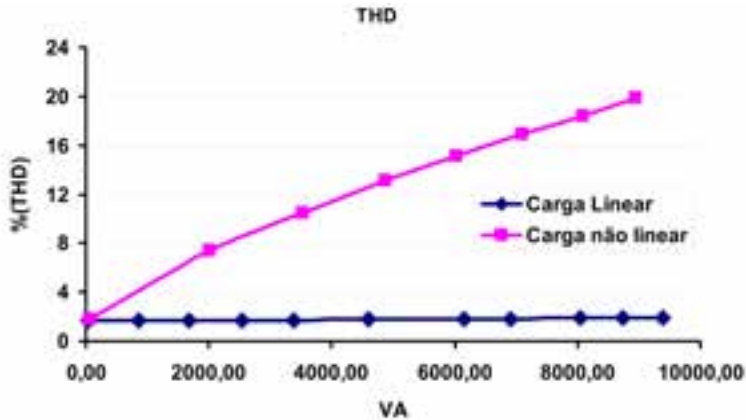


FIGURA 25 — THD da tensão de saída.

2.4. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO COM CONEXÃO NO CONTROLE

Na literatura as principais técnicas de paralelismo com conexão entre os controles dos inversores são classificadas em três categorias [21, 35, 45, 46]:

- Controle mestre-escravo;
- Controle central;
- Controle distribuído.

2.4.1. Controle Mestre-Escravo

O princípio da técnica de controle mestre-escravo (*master-slave*) [34-41] consiste em definir uma unidade principal, denominada de mestre, que opera como inversor de tensão. Esse inversor é responsável por controlar a tensão de saída e enviar a referência de corrente para todas as outras unidades (escravos) que operam como inversores de corrente.

As vantagens dessa técnica são: a simplicidade e a eficiência do controle para a divisão de correntes entre os inversores, pois os escravos operam no modo corrente seguindo a sua referência; e a facilidade de expansão

do número de conversores em paralelo, pois novos módulos escravos podem ser adicionados com o aumento da demanda. As desvantagens são: a não redundância do sistema, pois uma falha na unidade mestre pode parar todo o sistema; a necessidade de um barramento de comunicação entre os inversores; uma resposta dinâmica inferior durante transitórios em relação às outras técnicas, pois uma resposta dos módulos escravos depende da dinâmica do mestre (operação em cascata); e a estabilidade do sistema depender do número de inversores escravos conectados ao sistema [35-36]. Trabalhos publicados de [34] a [41] buscaram melhorar algumas das desvantagens deste sistema, principalmente com objetivo de obter uma redundância maior na estrutura mestre-escravo.

A Figura 26 apresenta uma configuração clássica do controle mestre-escravo, baseada em [34] e [38]. O inversor mestre controla a tensão de saída, sinalizando ser o mestre e impondo as referências de corrente e de tensão para todos os inversores escravos através de barramento de comunicação comum a todas as unidades.

2.4.2. Controle Central

O método controle central (*central mode control*) [42-53] baseia-se no princípio da centralização do controle do paralelismo. A partir dos requisitos de carga, o controle determina a corrente ou a potência a ser fornecida pelos demais inversores. Há duas configurações básicas: na primeira, todo o controle é centralizado, enviando aos inversores os pulsos de comando [42-44] (este sistema é usado, principalmente, em acionamentos de motores); na segunda, apenas o controle do paralelismo é centralizado, enviando para os inversores o desvio de corrente ou potência que é usado pelo controle local de cada unidade na busca do equilíbrio de corrente (ou potência). Nesta configuração, o controle central também transmite a referência de tensão para sincronizar todos os inversores. No controle do paralelismo pelo desvio de corrente a atuação é feita numa malha de corrente em cascata com a malha de tensão. No controle pelo desvio de potência a atuação é na fase e na amplitude da referência de tensão recebida por cada inversor [21, 40].

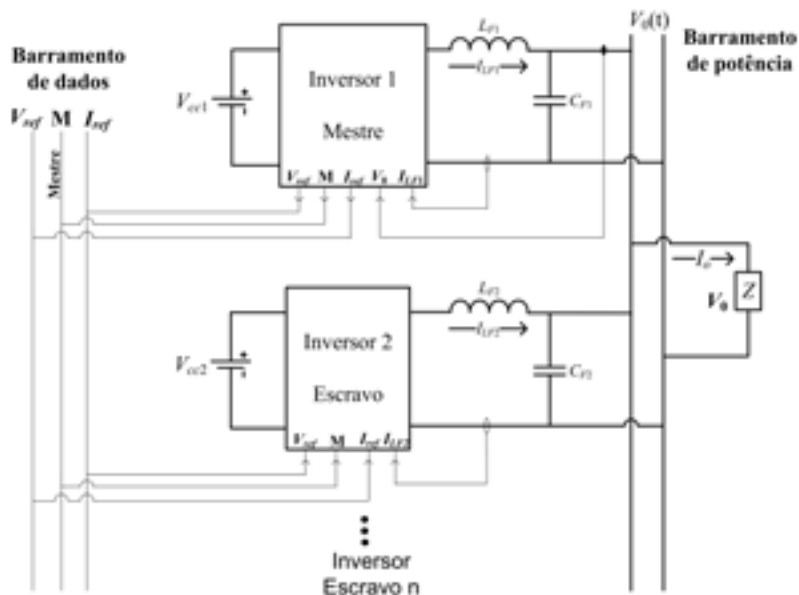


FIGURA 26 — Digrama de blocos do controle mestre-escravo ([34] e [38] modificado).

Nessa estratégia as unidades são controladas de maneira idêntica, obtendo um maior grau de redundância. O controle central pode adicionar ou retirar um inversor do conjunto em paralelo conforme a necessidade, sem alterar o funcionamento dos outros. A resposta dinâmica a perturbações de carga é melhor do que a estratégia mestre-escravo, pois todas as unidades recebem, simultaneamente, as ações de controle. As desvantagens da proposta são: a centralização do controle, a necessidade de um barramento de comunicação entre os inversores e a medição da corrente de carga (utilizada em alguns casos). A falha em um desses itens pode desligar o sistema, o que prejudica o seu grau de redundância.

A Figura 27 mostra um exemplo da estrutura com controle central baseado em [54], em que a unidade de controle gera as referências de tensão e de correntes, transmitindo-as para os controles individuais de cada inversor. Com a centralização das informações de corrente e tensão processadas por cada inversor é possível usar várias estratégias de controle buscando um equilíbrio de corrente ou potência entre todos os conversores.

2.4.3. Controle Distribuído

As técnicas até aqui mencionadas não apresentam uma redundância verdadeira. Falhas no inversor mestre, no controle central ou no barramento de comunicação causam o mau funcionamento ou até o desligamento dos inversores. Uma opção para aumentar a redundância do sistema apresentada na literatura é o método de controle distribuído (*distributed logic control*) [54-61]. Esta técnica surgiu como uma evolução do controle central e é baseada nas técnicas de controle distribuído para conversor CC-CC [47].

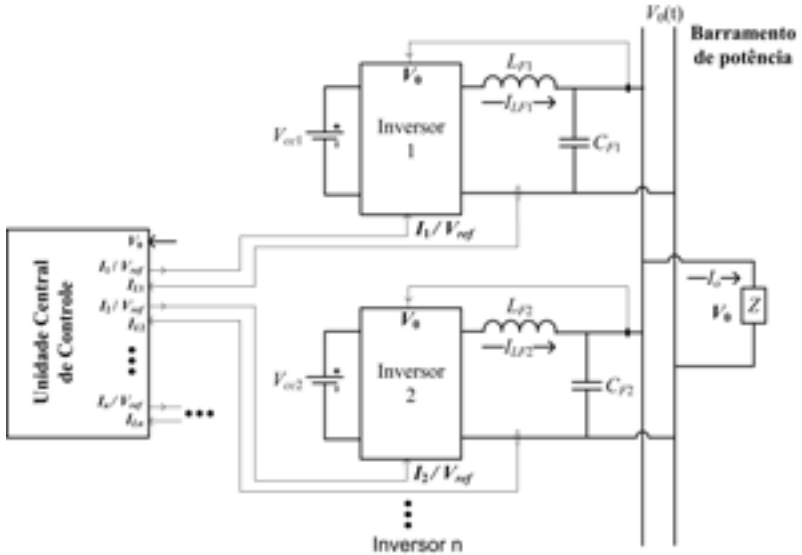


FIGURA 27 — Diagrama de blocos do controle central ([54] modificado).

O controle distribuído é uma estratégia com comunicação, no qual cada unidade recebe e transmite informações a um barramento de dados. Através deste meio de comunicação, o inversor envia dados do seu ponto de operação e recebe dados do ponto de operação dos outros conversores. Essas informações são usadas por um controle interno do inversor, responsável em garantir a divisão adequada da corrente ou potência de carga entre conversores [55]. Nesta arquitetura, todos os inversores possuem seu próprio sistema de controle, são controlados em tensão e classificados em um mesmo nível hierárquico. A independência entre os inversores faz

com que a falha ou desligamento de um não prejudique o funcionamento dos demais e isto, aumenta o grau de redundância da técnica em relação às anteriores. As desvantagens dessa estratégia é o número de informações trocadas entre os conversores e a dependência com o barramento de dados para funcionar adequadamente. Esta última é o fator que limita a sua redundância.

O controle distribuído pode ser subdividido em duas categorias [56]: método de controle pelo desvio de potência [57, 57] e método de controle de corrente [59, 60]. O primeiro método é baseado na variação do ângulo e da amplitude da referência de tensão de cada inversor em função das suas potências ativa e reativa, respectivamente, buscando o equilíbrio de potências entre os conversores. Este é um método que exige um grande esforço computacional para ser implementado. O segundo método é baseado na medição e no controle das correntes dos inversores com o objetivo de obter uma divisão adequada da corrente de carga [55].

Com a evolução da técnica, novas propostas surgiram com o objetivo de reduzir o número de informações ou de conexões elétricas entre os inversores. Kawabata [21] e Oshima [57] apresentam um controle distribuído, em que cada inversor transmite a sua corrente e recebe as correntes processadas pelas outras unidades. Cada controle calcula os desvios de corrente, de potência ativa e de potência reativa. Um controle de desvio de potência atua alterando a amplitude e a frequência da tensão de saída, buscando o seu equilíbrio. Todos os inversores são controlados por uma malha de tensão. Nos dois sistemas, o sincronismo é obtido por um sinal externo de um PLL (*phase-locked loop*). Em [54], o autor usa uma estratégia idêntica a de [21] e [57], mas, ao invés de transmitir e receber informações das correntes, ele transmite e recebe as informações das potências ativa e reativa.

Um controle distribuído usando a técnica de corrente sem controlador de corrente é apresentado em [61]. Nesse trabalho, o controle distribuído possui duas conexões que ligam circuitos elétricos analógicos entre os inversores. Uma conexão é usada para gerar a referência de tensão e a outra, a referência de corrente. Cada unidade participa para gerar

as referências, lê os resultados e depois os utiliza em suas malhas de controle. Os dois sinais são gerados pela média das correntes de saída e tensão de referência dos inversores, em que cada um participa igualmente e de forma independente nesse circuito distribuído. O erro entre as correntes de referência e do inversor é calculado e seu valor é utilizado para subtrair do erro da malha de tensão. Segundo [61], este controle é suficiente para garantir o compartilhamento da corrente de carga. Assim, cada inversor é controlado somente por sua malha de tensão de valores instantâneos. A Figura 28 exemplifica esta lei de controle.

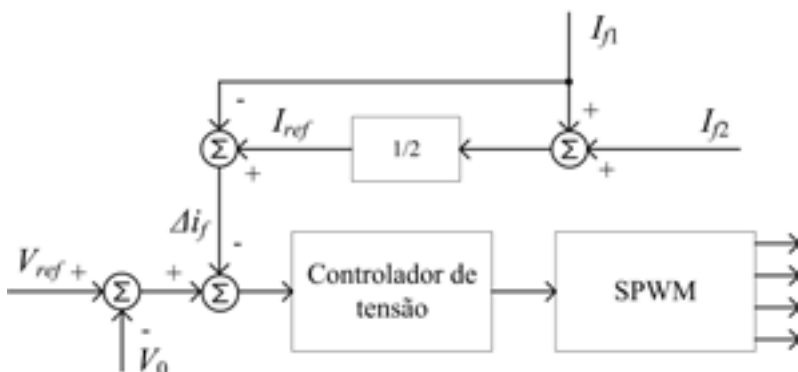


FIGURA 28 — Controle do paralelismo de inversores proposto em [61].

Uma estrutura básica da técnica de controle distribuído é mostrada na Figura 29. Para a operação independente, sincronizada e com a distribuição adequada da corrente de carga, é necessário que os inversores troquem informações como: frequência, fase e amplitude da referência de tensão para o controle da tensão de saída; e corrente ou potência para o controle do paralelismo. Este último item é o que diferencia vários trabalhos: alguns transmitem a corrente (ou potência) total de carga, outros, as correntes (potências) individuais de cada inversor, ou o desvio de corrente (potência), ou ainda, o valor de referência de corrente (potência) que é a média das correntes (potências) de todos os inversores. A Figura 29 ilustra a troca de informações de frequência, corrente e tensão de referência de todos os inversores em paralelo. A desconexão de uma unidade não altera o funcionamento da estrutura, mas o rompimento dos cabos do barramento de dados, sim.

2.5. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO SEM CONEXÃO NO CONTROLE

A estratégia de controle do paralelismo sem comunicação entre os inversores é conhecida na literatura como *Wireless Independent Control, Frequency and Voltage Droop, No Control Interconnections* ou *Without Control Interconnections* [68-102]. Esta estratégia baseia-se no fluxo de potência entre inversor e barramento de conexão, usando os princípios do fluxo de potência entre duas barras.

Sem comunicação entre os módulos, a estratégia utiliza as curvas de decaimento de frequência (*droop frequency*) e de amplitude (*droop voltage*) da tensão de saída para fazer o controle da potência fornecida pelo inversor ao barramento de conexão. Por isso, o controle sem comunicação também é denominado de controle por curvas de decaimento. Estas curvas são demonstradas nas Figura 30 e Figura 31 e elas obedecem à lei de controle descrita em ω e V . A curva de decaimento da Figura 30 relaciona a queda da frequência da tensão de saída em função da potência ativa processada pelo inversor. Já a curva da Figura 31 relaciona a amplitude da tensão com a potência reativa do inversor.

Basicamente, o controle do paralelismo de cada inversor calcula as potências ativa e reativa fornecida por ele e, utilizando as curvas de decaimento, define as variações da amplitude e da frequência da tensão de saída. Estas variações serão proporcionais aos valores de potência processada. Para alterar a tensão de saída, o controle do paralelismo modifica a referência de tensão. Assim, o controle altera o ângulo da referência de tensão para controlar potência ativa e a amplitude da referência de tensão para controlar potência reativa. A Figura 32 mostra um diagrama de blocos desta estratégia de controle.

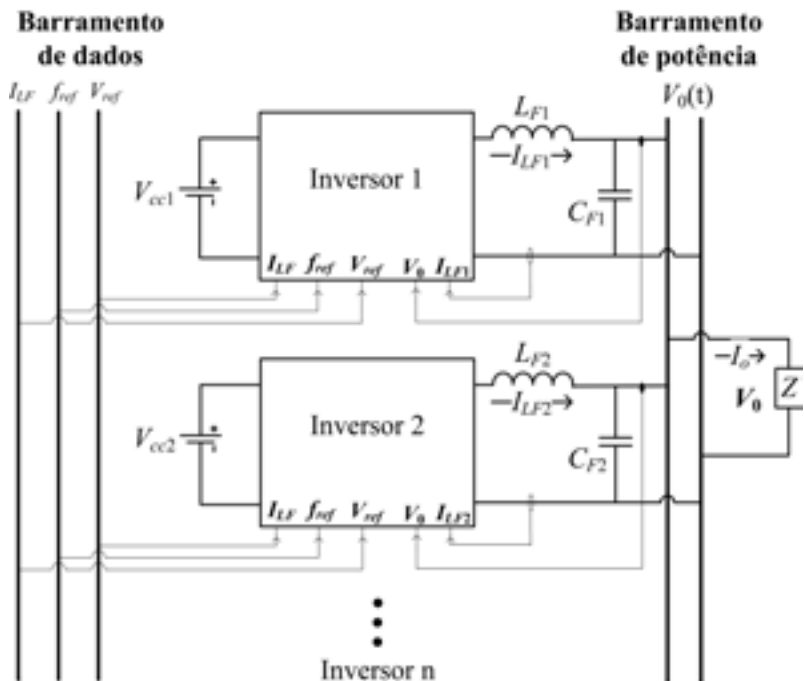


FIGURA 29 — Diagrama de blocos com a filosofia de controle distribuído.

O funcionamento do controle sem conexão é baseado no ajuste das constantes K_p e K_q , que definem a inclinação das curvas de decaimento da Figura 30 e da Figura 31. Esta inclinação é responsável pela resposta dinâmica e pelos desvios, em regime permanente, da distribuição de potência entre os inversores. Além disso, as constantes K_p e K_q também definem os desvios, em função do aumento da carga dos inversores, da amplitude (ΔV_0) e da frequência ($\Delta \omega_0$) da tensão de saída em relação aos valores nominais V_0 e ω_0 .

A Figura 30 mostra um exemplo do funcionamento do controle de potência ativa. Inicialmente, um inversor está fornecendo uma potência ativa P_1 à carga e, depois passa a fornecer uma potência ativa P_2 . Consequentemente, o controle do paralelismo diminui a frequência deste inversor de ω_1 para ω_2 , com o objetivo de reduzir a potência ativa fornecida por ele. Isso acontece em todos os inversores que estão conectados

em paralelo e eles encontram um ponto de operação sobre a curva de decaimento, que garante o equilíbrio entre as potências fornecidas por todos eles. O mesmo acontece com a potência reativa na Figura 31. O novo ponto de operação (P_2, Q_2) é obtido com uma tensão de saída no inversor com frequência ω_2 e amplitude V_2 . Portanto, a cada novo ponto de operação, o sistema apresenta novos desvios de frequência e amplitude da tensão de saída em relação aos valores nominais (ω_0 e V_0).

O controle do paralelismo de inversores utilizando as curvas de decaimento é aplicado tanto nos sistemas conectados a rede elétrica como aos isolados.

Na opção de sistemas conectados a rede elétrica, a rede proporciona a característica de barra infinita no ponto de conexão, impondo amplitude e a frequência da tensão. Nessa configuração, o controle do paralelismo do inversor continua atuando nos valores nominais da referência de tensão (ω_0 e V_0) através das curvas de decaimento. Ele ajusta a referência de tensão (módulo e frequência) em função do fluxo de potência ativa e reativa do inversor e, conseqüentemente, proporciona o equilíbrio entre as potências processadas nos conversores conectados em paralelo. É importante salientar que, as referências de tensão dos inversores são alteradas pelo controle do paralelismo e por isso serão diferentes entre si, mas a tensão de saída no ponto de conexão será sempre igual para todos inversores. Nesta configuração as vantagens são que o módulo, a frequência e a fase da tensão do barramento de conexão são mantidos pela rede elétrica e o sistema é mais robusto em termos de estabilidade.

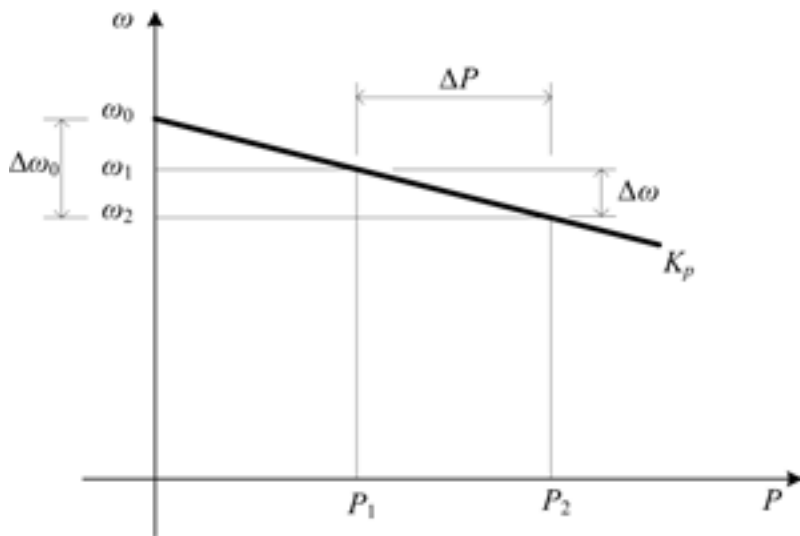


FIGURA 30 — Curva decaimento de frequência.

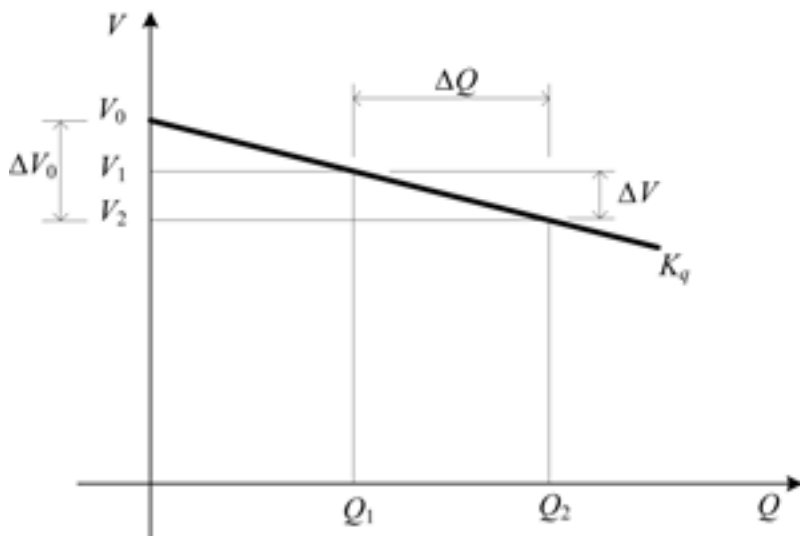


FIGURA 31 — Curva decaimento de tensão.

$$\omega = \omega_0 - K_p \cdot P$$

$$V = V_0 - K_q \cdot Q$$

Nos casos de sistemas isolados, como Nobreaks, não se tem a característica de barra infinita no barramento de conexão. Portanto, as alterações feitas na referência de tensão do inversor pelo controle do paralelismo provocam mudanças na amplitude, fase e frequência da tensão do barramento de conexão. Em regime permanente, as tensões de saída de todos os inversores no ponto de conexão serão iguais. Mas, esta apresentará desvios de frequência, fase e módulo em relação aos valores nominais especificados (ω_0 e V_0). Isso causa dois inconvenientes, o primeiro é o problema de estabilidade e o segundo é que a frequência, a fase e o módulo da tensão do barramento de conexão alteram com o aumento da carga. A estabilidade do sistema fica mais frágil, pois o barramento de conexão não é mais uma barra infinita e as ações dos controles dos inversores alteraram características da tensão na carga. Portanto, um conversor pode interferir com mais facilidade no funcionamento dos outros e, assim, a operação errada de um pode causar a instabilidade na tensão do barramento, desligando todo o sistema. Essa característica exige maiores cuidados com a estabilidade dos inversores conectados em paralelo. A outra questão é que, em Nobreaks geralmente se deseja sincronizar a tensão da carga com a rede elétrica. Isso usualmente é feito através de um PLL, responsável em sincronizar a frequência e a fase da tensão do inversor com a rede elétrica. Mas, ao usar a técnica de controle do paralelismo através das curvas de decaimento, o aumento da carga provoca um desvio da frequência ou na fase da tensão de saída em relação ao valor nominal (ω_0). Ou seja, o uso de um simples PLL não consegue manter a tensão de saída em fase com a rede elétrica. Por isso, é necessária uma estratégia mais elaborada, que manipule a própria curva de decaimento dos inversores, com o objetivo de trazer o ponto de operação com carga para ω_0 e assim, eliminar o desvio de frequência (ou fase) da tensão do barramento de conexão com a rede elétrica.

Um dos trabalhos pioneiros no controle do paralelismo de inversores sem conexão é apresentado por Chandorkar em [68] e [69]. Em [68] é estudado o paralelismo de inversores trifásicos isolados, considerando o barramento comum de conexão como uma barra infinita, os conceitos de máquinas elétricas para calcular as potências dos inversores e a teoria das

curvas de decaimento para controlar o fluxo de potência de cada inversor. Em [69], o autor conclui que o paralelismo de inversores isolados é diferente do paralelismo de geradores, pois a impedância de saída é pequena e o barramento composto pelos inversores não pode ser considerado uma barra de potência infinita.

Tuladhar, em [70] a [74], aplica a técnica de paralelismo sem conexão a inversores monofásicos. A Figura 2.31 mostra a metodologia de controle, na qual o autor desenvolve uma maneira de calcular a potência ativa, reativa e de distorção para o inversor monofásico. As suas contribuições residem em dois aspectos: o primeiro é o algoritmo para o cálculo das potências ativa (P), reativa (Q) e de distorção (D) para o sistema, em que a potência D representa a parcela da potência devido à circulação de harmônicos de corrente com cargas não lineares; o segundo é a utilização da potência de distorção (D) no controle de distribuição de potência dos inversores. Nesse sistema, cada inversor possui quatro malhas de controle: a malha de controle de equilíbrio de potência, com uma dinâmica lenta, que usa as medidas de potências médias (ativa e reativa) e o princípio das curvas de decaimento para gerar a referência de tensão; a malha de tensão, responsável em regular a tensão de saída dos inversores; a malha de corrente interna com objetivo de melhorar a estabilidade da malha de tensão; e por fim, a malha de controle da potência de distorção, que atua provocando uma atenuação no ganho da malha de tensão em função da potência de distorção. Segundo o autor, esta última malha provoca um aumento da distorção da tensão de saída.

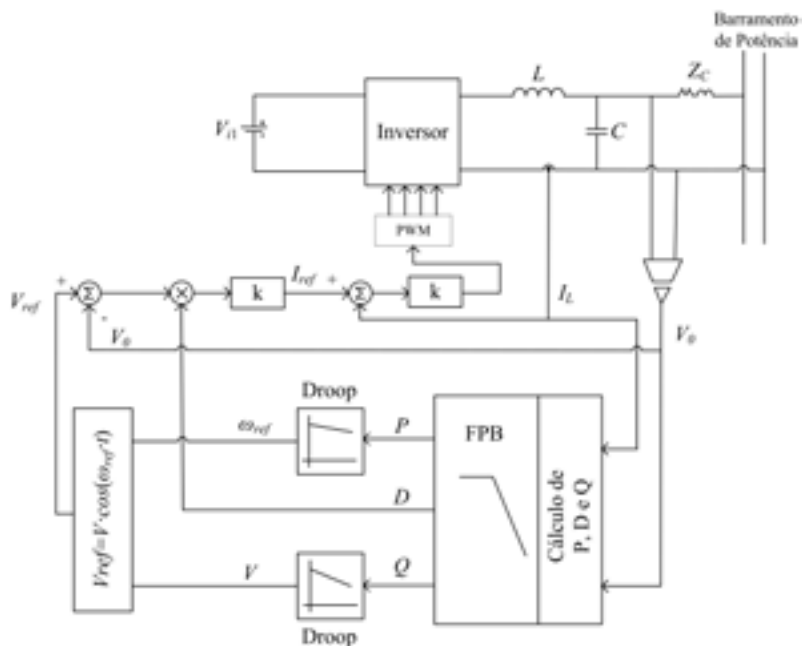


FIGURA 32 — Controle do paralelismo de inversores proposto em [71].

Os trabalhos de Guerrero, de [75] a [81], buscam aperfeiçoar a técnica das curvas de decaimento. Na evolução de seus estudos, o autor sincroniza a tensão de saída dos inversores com a rede elétrica e melhora tanto a divisão de potência para cargas não lineares quanto à resposta transitória das malhas de potência. Em [76-78] o autor adiciona termos às equações das curvas de decaimento para melhorar a resposta dinâmica das malhas de potência. Para isso, os trabalhos [76] e [77] usam as equações ω e V . No caso do trabalho [77], a equação V é utilizada para o controle de potência reativa e as equações E e ω para o controle de potência ativa. Os termos adicionados às expressões com ação integradora e derivativa atuam no controle de potência durante transitórios. Em regime permanente, as expressões ϕ e E apresentam o mesmo comportamento das equações ω e V . Em [77], a potência ativa, em regime permanente, não apresenta o desvio na frequência de referência como mostrado na equação ω . Neste caso, o controle faz a repartição de potência ativa entre os módulos

atuando somente nas perturbações. Isso garante que a frequência do inversor não diminua com o aumento da potência ativa processada. O sincronismo da tensão de saída com a rede elétrica é obtido com uma malha externa responsável em compensar a diferença entre as fases e que atua no termo $\Delta\Phi$ da equação [77]. O diagrama de blocos de controle proposto em [77] é reproduzido na Figura 33.

$$\begin{aligned}\phi &= -m \int_{-\infty}^{\infty} P d\tau - m_p P - m_d \frac{dP}{dt} \\ E &= E^* - nQ - n_d \frac{dQ}{dt} \\ \omega &= \omega^* - m \tilde{P} - m_d \frac{d\tilde{P}}{dt} - k_\phi \Delta\phi \\ \tilde{P} &= \frac{\tau^{-1} s}{(s + \tau^{-1})(s + \omega_c)} P\end{aligned}$$

Os trabalhos de Coelho, de [82] a [84], contribuem com uma metodologia de análise de estabilidade para pequenos sinais em um número arbitrário de inversores conectados em paralelo, utilizando técnicas de controle moderno e baseada em variáveis de estado. O controle de distribuição da potência de carga é baseado nas curvas de decaimento apresentadas nas Figura 30 e Figura 31. Em [85-87] Coelho apresenta um estudo aplicando sua técnica no paralelismo de inversores de tensão conectados a rede elétrica. Nos três trabalhos o autor adiciona elementos no cálculo da potência ativa, parecidos com os termos da expressão ϕ , que melhoram a estabilidade e a resposta dinâmica dos inversores. Em [85] é apresentado um estudo através do seu modelo de pequenos sinais e, em [86] e [87], uma estratégia usando a técnica de algoritmo genético, ambos com o objetivo de definir os melhores ajustes dos coeficientes dos controladores do fluxo de potência ativa e reativa. Andrade em [88] baseou-se nos trabalhos [71, 75-77, 82] e apresentou uma proposta para eliminar o desvio de frequência (ou fase) entre a tensão de saída dos inversores e a rede elétrica para a técnica das curvas de decaimento.

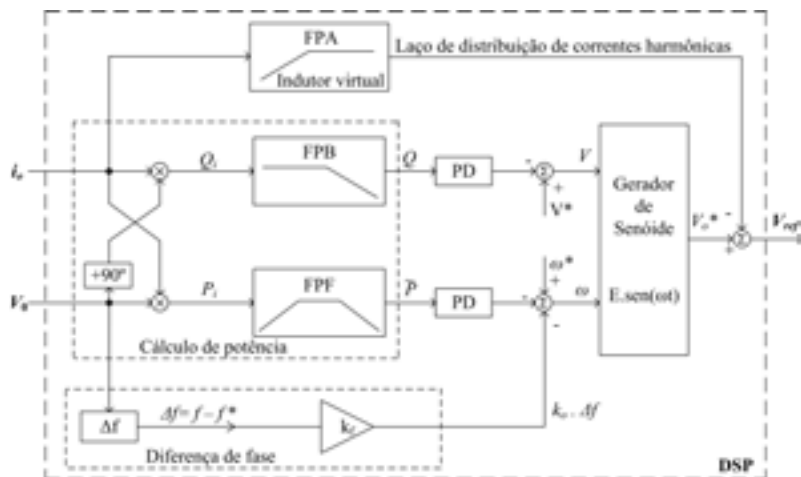


FIGURA 33 — Controle de potência para o paralelismo de inversores, proposto por [77].

Com objetivo de diminuir o impacto provocado pela diferença da impedância de saída dos inversores no controle, e conseqüentemente melhorar a eficiência da distribuição das potências entre os módulos, o estudo desenvolvido em [75] introduz uma impedância virtual na saída do inversor através do controle. Isto consiste em emular um comportamento de um indutor, diminuindo o valor da tensão de saída proporcionalmente à derivada da corrente de saída, conforme ilustrado na Figura 34. O efeito é o mesmo obtido na seção 2 com indutores físicos reais. Um problema encontrado nessa abordagem, e apresentado em [75], é o aumento significativo da THD na tensão de saída com cargas não lineares. Em [76] a [79], ao invés de derivar a corrente de saída, o autor propõe um filtro passa-alta em [76-78] com ação derivativa na frequência fundamental e um filtro adaptativo em [79] com coeficientes em função da potência reativa. O objetivo é atribuir, para a impedância virtual, um comportamento indutivo na frequência fundamental e resistivo para os harmônicos de corrente, eliminando a sua influência na THD de tensão. A equação V_{ref} apresenta o princípio da lei de controle da impedância virtual.

A técnica de controle usando as curvas de decaimento de tensão e de frequência não usa de comunicação alguma entre os módulos. Isso torna os inversores independentes um dos outros e permite criar sistemas totalmente

redundantes e modulares. Entretanto, devem-se ter cuidados com a dinâmica [89], estabilidade do sistema [56] e pequenos desequilíbrios entre os inversores. A dinâmica desta estratégia de controle é restrita pelo cálculo das potências médias. Essa limitação é mais crítica para os inversores monofásicos, nos quais o cálculo das potências exige o uso de filtros passa-baixa (FPB) para obter os valores médios, que geralmente é na ordem de 6 Hz. Além disto, a implementação desta estratégia é a mais complexa das técnicas estudadas [55], pois para implementar as curvas de decaimento e o cálculo das potências é necessário o uso de processadores numéricos.

A Figura 35 apresenta um esquema simplificado do método de controle sem interconexão, usando controle das curvas de decaimento. Nota-se que, diferentemente das outras técnicas, não há nenhuma comunicação entre os inversores.

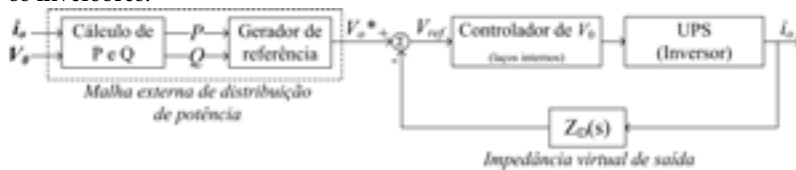


FIGURA 34 — Controle do paralelismo considerando a impedância virtual proposto por [79].

$$v_{ref} = v_o^* - Z_D(s) \cdot i_o$$

2.6. UMA VISÃO GERAL SOBRE AS TÉCNICAS DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES.

O estudo da conexão paralela de inversores e das suas estratégias de controle evidencia claramente que essa estrutura é pouco robusta. Pequenas variações nos valores dos componentes causam um desequilíbrio significativo nas correntes e nas potências dos inversores. Por isso, a associação em paralelo de inversores de tensão necessita de um controle apropriado.

Uma opção simples para implementar o paralelismo de inversores é colocando impedâncias entre a saída do inversor e o barramento

de conexão, denominada de técnica passiva. A partir de inversores controlados em tensão, sincronizados entre si, pode-se conectá-los em paralelo sem um controle específico para o paralelismo, pois as diferenças entre as tensões dos inversores são aplicadas sobre as indutâncias de conexão. Esses elementos são responsáveis em garantir o funcionamento e a distribuição de carga do paralelismo. A vantagem desta técnica é a simplicidade. Já as desvantagens são: a tensão na carga não é mais controlada, tendo problemas de regulação estática e de THD; e o aumento do custo e do peso do inversor devido à indutância de conexão.

As outras opções estudadas nesse capítulo usam estratégias de controle para garantir a operação em paralelo dos inversores. A Tabela 2.2 apresenta um resumo das quatro estratégias estudadas, em que três são com conexão e uma sem conexão entre os controles. A comunicação entre os inversores facilita a implementação e melhora o desempenho do controle do paralelismo, mas torna-os dependentes um dos outros, o que dificulta a construção de sistemas redundantes. Além disto, dependendo da estratégia, a complexidade do sistema de controle, a resposta dinâmica e as dificuldades para sincronizar com a rede elétrica (no caso de sistemas isolados) são diferentes.

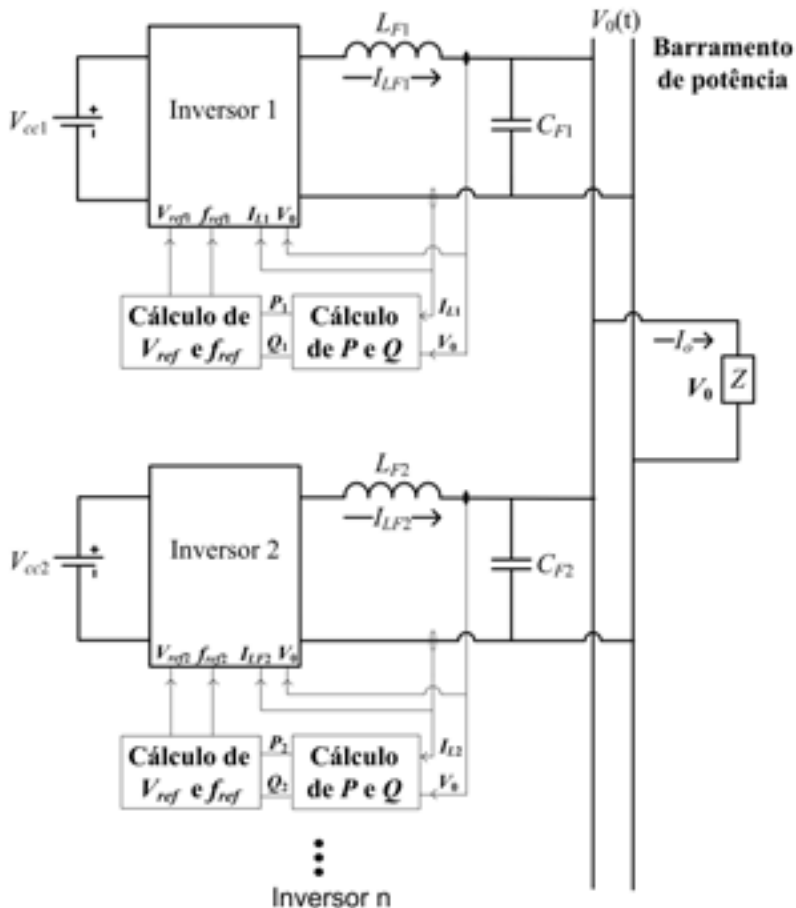


FIGURA 35 — Diagrama de blocos do controle sem conexão.

Analisando a Tabela 2 podem ser obtidas algumas conclusões. Os controles Mestre-escravo e Central apresentam uma eficiente divisão da corrente de carga entre os inversores, mas não se obtém uma redundância verdadeira, pois a falha do inversor mestre ou na unidade central pode desligar todo o sistema. O controle Distribuído preserva a eficiência do controle do paralelismo com comunicação e aumenta o grau de redundância em relação às técnicas anteriores, pois os inversores são todos iguais, controlados em tensão, com o mesmo nível hierárquico. A desvantagem desta estratégia é que ela também depende da comunicação

entre os inversores para fazer o controle do paralelismo. Uma falha neste barramento de comunicação pode prejudicar, ou até mesmo, desligar o sistema. A estratégia de controle através das curvas de decaimento é a única em que os inversores são totalmente independentes, o que permite obter sistemas com alto nível de redundância. As suas desvantagens são: a complexidade de implementação; a resposta dinâmica com desempenho inferior; em regime permanente a divisão da potência de carga entre os conversores apresenta um erro maior; e a dificuldade do sincronismo da tensão de saída do paralelismo com a rede elétrica (em sistemas isolados).

Diante deste contexto, percebe-se que, ainda, não há uma estratégia de controle consolidada para o paralelismo de inversores de tensão e, dependendo da aplicação e dos objetivos, uma ou outra estratégia de controle pode se tornar mais atraente.

Em Nobreaks (UPS), o paralelismo de inversores é utilizado para o aumento da capacidade instalada e para criar sistemas redundantes. Em ambos os casos, busca-se inversores modulares, independentes, que possam ser conectados ou desconectados do paralelismo sem desligar a carga. Além disto, precisa-se de um eficiente controle do paralelismo, para não haver desequilíbrios entre os conversores e, em muitos casos, também se precisa do sincronismo com a rede elétrica. Sendo assim, os controles Distribuído e Curvas de Decaimento (*Droop*) apontam como os mais adequados. Mas, observa-se que ambos possuem vantagens e desvantagens e, ainda, há necessidade de novas estratégias que atendam todas as exigências desta aplicação.

Características	Tipo de Estrutura de Controle			
	Mestre / Escravo	Central	Distribuído	Curvas de Decaimento
Conexão entre os outros inversores	Sim	Sim	Sim	Não
Grau de Redundância	Baixo	Baixo	Médio	Alto
Eficiência do Controle no paralelismo	Alto	Alto	Alto	Médio
Paralelismo feito através do controle de:	Corrente	Corrência ou potência	Corrente ou Potência	Potência
Grau de Complexidade do Controle	Médio	Baixo	Médio	Baixa
Resposta da Dinâmica do Paralelismo	Baixa	Média	Média	Baixa
Desvio de Frequência com aumento da carga	Não	Não	Não	Sim

TABELA 2 — Características das estratégias de controle do paralelismo de inversores.

3. NOBREAKS MONOFÁSICOS: UMA ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO

Este capítulo aborda uma opção simples e eficiente de fazer o controle do paralelismo de inversores. O foco desta técnica é a aplicação em fontes ininterruptas de energia com o objetivo de colocar Nobreaks funcionando em paralelo. A estratégia de controle é proposta em [121] e se apresenta como sendo uma opção em relação às outras estratégias de controle abordadas no capítulo anterior. Ela pode ser aplicada tanto nos inversores monofásicos, quanto nos trifásicos. Este capítulo aborda o estudo da topologia monofásica, com intuito de explorar os princípios da técnica.

3.1. INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO

A Figura 3.1 mostra a estrutura de potência do inversor monofásico de tensão utilizado para o estudo da técnica de controle. O inversor é um ponte completa, com filtro LC e com isolamento galvânica feita através de um transformador de baixa frequência. Esse tipo de estrutura é muito utilizado em Nobreaks monofásicos no mercado brasileiro. Na Figura 36, a tensão na saída do inversor PWM é denominada de VAB e a tensão de saída do inversor de tensão (inversor PWM+filtro LC) é denominada de V_o . O transformador é utilizado para isolar a estrutura, adequar e elevar os níveis de tensão. A posição do transformador é estratégica para aproveitar a indutância de dispersão no filtro LC e minimizar a potência processada por ele. Por fim, a fonte de tensão CC do inversor pode ser construída através de um banco de baterias ou de um retificador de onda completa com filtro capacitivo, alimentado através da rede elétrica.

3.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO

O objetivo do trabalho é propor um sistema de controle que permita conectar em paralelo “N” inversores iguais ao da Figura 36. O uso do paralelismo de inversores em Nobreak geralmente tem a finalidade de ampliar a potência instalada (capacidade) e/ou aumentar a redundância do sistema. Nas duas situações é desejado que os novos Nobreaks fossem conectadas no paralelismo sem desligar a carga. Por isso, os inversores devem possuir a competência de conectar, desconectar, ligar ou desligar do sistema, sem provocar distúrbios na tensão aplicada na carga. Além disto, o sistema de controle precisa garantir a operação adequada em paralelo, dividir a corrente de carga entre os inversores e evitar a circulação indesejada de correntes. Portanto, busca-se uma estratégia de controle que atenda todos esses requisitos.

Um dos objetivos da estrutura é que os inversores sejam independentes uns dos outros, assim, torna-se prudente definir independência usada neste trabalho: *“Um inversor é independente quando ele é capaz de operar no paralelismo sem conhecer o número e o ponto de operação dos outros inversores do sistema, ou seja, as unidades não devem enviar ou receber qualquer informação sobre a sua contribuição no fornecimento da potência de carga. Além disto, o inversor tem que ser capaz de conectar ou desconectar do paralelismo em qualquer situação. Portanto, estas manobras precisam ser feitas sem comunicar as outras unidades e sem causar distúrbios na tensão de carga”*. Neste conceito, o inversor independente nunca saberá quantas unidades está no paralelismo, qual a contribuição de cada uma na potência de carga e quando outros conversores entrarão ou sairão do sistema.

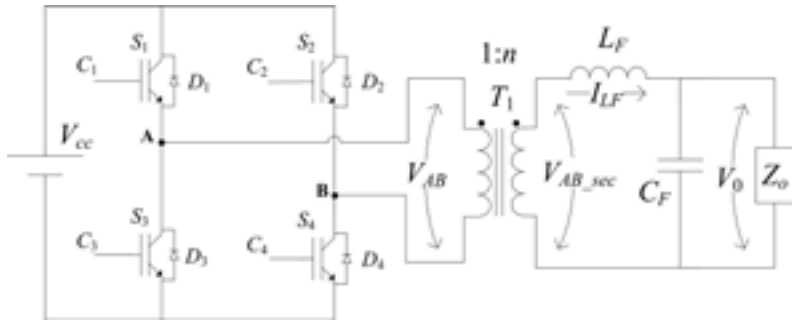


FIGURA 36 — Estrutura de potência do inversor monofásico de tensão.

Neste contexto, a Figura 37 apresenta a configuração proposta para o paralelismo dos inversores [27-29,121]. A figura mostra que a partir de uma referência de tensão comum, todos os inversores trabalham em paralelo. O controle proposto não precisa enviar e receber dados do ponto de operação dos inversores, como nas estratégias de controle distribuído. Ele precisa somente receber o sinal de referência de tensão e, a partir disto, está apto a ser conectado no paralelismo. Durante a sua permanência no sistema, ele não precisa conhecer o número e o ponto de operação dos outros inversores, pois sua estratégia de controle do paralelismo usa somente informações internas do inversor. Além disto, o conversor pode desconectar do paralelismo em qualquer instante sem comunicar as outras unidades. Estas características tornam os inversores independentes uns dos outros.

A referência de tensão comum a todos os inversores pode ser implementada através de um barramento que disponibiliza o sinal a todos os inversores. Tanto a geração como a transmissão deste sinal deve possuir redundância e, assim, funcionar mesmo durante as faltas da rede elétrica. Em Nobreaks, gerar esta referência de tensão é fácil e simples, pois os inversores estão próximos. Pode-se usar a própria rede elétrica como referência de tensão ou utilizar outras técnicas bem consolidadas de geração de referência, das quais geralmente utilizam um PLL que sincroniza a referência com o sistema elétrico e a mantém na falta da rede elétrica. Precisa-se frisar que os inversores somente leem essa informação, não existe troca de dados entre eles. Entretanto, a presença desta condição

(referência de tensão igual para todos os inversores) não permite classificar a estratégia proposta como um controle sem conexão e por isso, ele está sendo classificada como uma evolução do controle distribuído.

Adicionalmente, todos os inversores na estratégia da Figura 37 possuem seu próprio sistema de controle, são controlados em tensão e estão todos no mesmo nível hierárquico. Além disto, não existe impedância de conexão entre o inversor e o barramento comum, o que garante uma tensão regulada na carga e diminui custos do Nobreak. Um inversor e o seu sistema de controle são denominados de módulo, em menção ao projeto modular dos conversores. Os módulos são aptos a operar isolados ou em paralelo com outras unidades.

As características descritas à cima são todas proporcionadas pela técnica de controle proposta [121] e utilizada neste e no próximo capítulo. Ela é apresentada no módulo 1 da Figura 37 e é composta por três malhas de controle:

- Controle de tensão;
- Controle de saturação do transformador isolador;
- Controle do paralelismo.

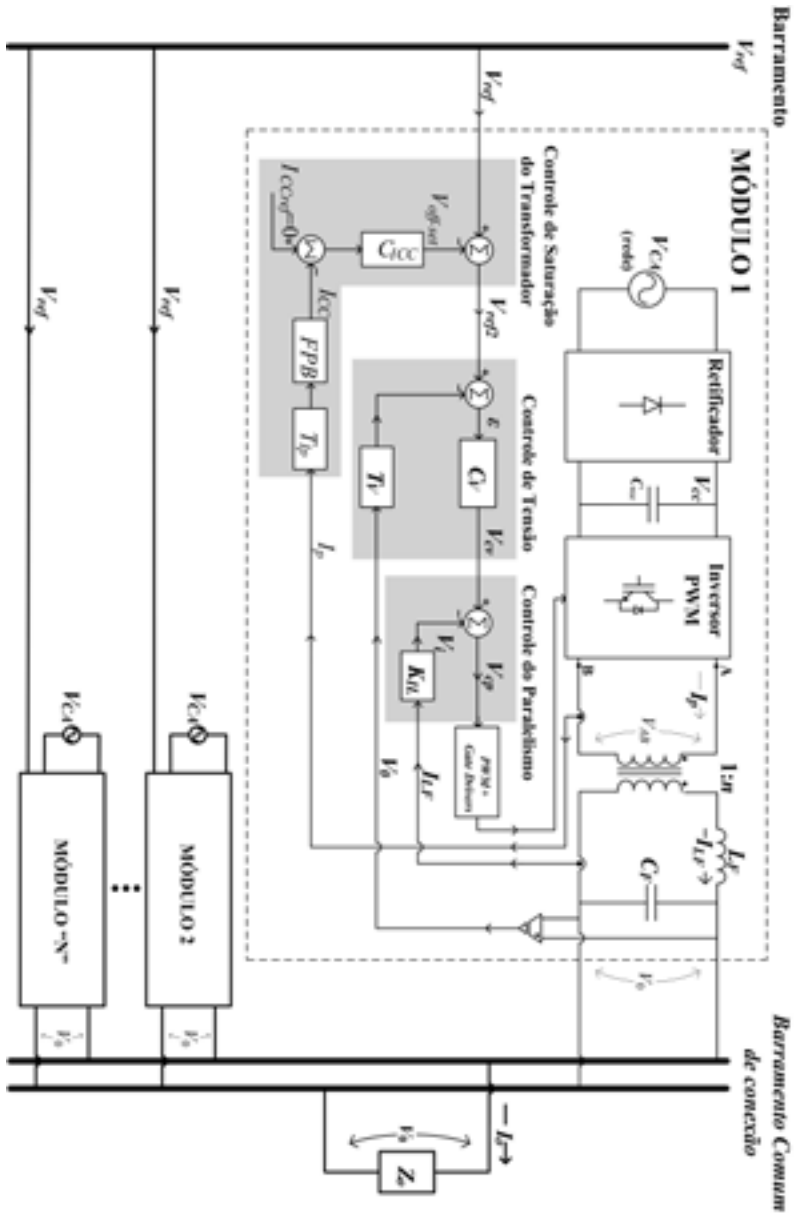


FIGURA 37 — Estrutura do controle proposta para o paralelismo dos VSI monofásicos (proposta publicada em [27-29,121]).

Todos os módulos da Figura 37 são iguais, por isso somente o módulo 1 apresenta detalhes da estrutura. Os módulos são independentes um dos outros, o que permite estudar a estratégia de controle analisando um inversor. A seguir, as três malhas que formam a estratégia de controle do inversor são descritas com o objetivo verificar seus princípios e funções.

3.2.1. Estratégia de Controle da Tensão de Saída do Inversor de Tensão

O inversor com característica de fonte de tensão possui uma malha de controle responsável por regular a tensão de saída do inversor de tensão (V_o). O controle de tensão que está sendo proposto é mostrado no módulo 1 da Figura 37. No diagrama, o controle basicamente lê os sinais de referência de tensão V_{ref} e de realimentação da tensão de saída V_o , calcula o erro ε e o sinal de erro de tensão compensado V_{cv} . Sendo este último, o resultado de saída do controle, que tem a função de regular adequadamente V_o com o inversor funcionando isolado ou em paralelo.

O controle de tensão proposto é do tipo instantâneo, realimentando a tensão de saída do inversor de tensão. Esta estratégia obtém uma regulação estática adequada, uma baixa THD na tensão controlada, mesmo com cargas não lineares, e uma boa estabilidade. Assim, não é necessário realimentar a corrente do capacitor ou a do indutor para melhorar esses tópicos. Por fim, o controle instantâneo de tensão é importantíssimo na estratégia de controle do paralelismo, pois ele responde com uma dinâmica adequada e a sua referência de tensão senoidal permite sincronizar todas as tensões de saída dos inversores. Isso facilita a conexão dos inversores em paralelo sem o uso de impedâncias de conexão.

3.2.2. Estratégia de Controle da Corrente Média no Primário do Transformador

O transformador isolador usado no circuito de potência do inversor exige cuidados, visando evitar a circulação de corrente contínua por ele.

O fluxo magnético contínuo no núcleo do transformador, provocado pela corrente CC, pode aproximá-lo do seu ponto de saturação. Esta corrente contínua é causada por níveis de tensão contínua aplicada pelo inversor PWM no primário do transformador. Essa tensão é gerada pelas diferenças nos sinais de comando, diferenças nas comutações dos interruptores e pelo controlador de tensão. Destes citados, o maior causador do nível CC na saída do inversor PWM (ponto de conexão do primário do transformador) é o controlador de tensão. Isto porque, ele, que tem ação integradora, pode ter um pequeno valor contínuo no sinal de erro devido erros de medição. Este sinal contínuo no erro aplicado ao controlador é integrado, causando uma resposta em rampa no sinal de erro compensador, podendo até saturar o controlador de tensão. Esse sinal em rampa é aplicado ao modulador PWM e, conseqüentemente, é aplicado pelo inversor PWM ao primário do transformador. O problema é que esta tensão não é compensada pela malha de tensão, pois o seu sensor está localizado no secundário do transformador.

Para resolver este inconveniente, propõe-se uma malha de controle com objetivo de eliminar qualquer nível contínuo de tensão na saída do inversor PWM e, conseqüentemente, evitar a saturação do transformador. Há duas variáveis que podem ser monitoradas por este controle: a tensão CC ou a corrente CC do primário do transformador. Foi optado em monitorar a corrente pelas seguintes vantagens em relação à tensão: o nível de corrente (CA e CC) a ser medido é menor; a componente de alta frequência causada pela modulação é menor; a relação entre o valor CC e o CA é melhor, promovendo menor erro de medição; e durante a saturação do transformador a corrente cresce exponencialmente, o que facilita a percepção do sistema de controle.

Desta forma, a malha de controle de saturação do transformador, mostrada no módulo 1 da Figura 37, mede a corrente I_p do primário do transformador T_p , filtra-a com FPB para extrair somente o valor contínuo da corrente, calcula o erro em relação à referência nula e calcula o erro compensado, denominado de $V_{\text{off-set}}$. A saída da malha de corrente média, $V_{\text{off-set}}$, é adicionada à referência de tensão senoidal V_{ref} . O valor CC de $V_{\text{off-set}}$, que é adicionado à referência de tensão, é responsável em eliminar o valor da tensão contínua no primário do transformador.

Outra estratégia que, poderia ser utilizada para eliminar somente a tensão contínua introduzida pelo compensador de tensão, é mostrada na Figura 38. Esta consiste em monitorar o sinal modulante V_{cp} e atuar de maneira a eliminar o seu nível de tensão contínua. A diferença dessa proposta é que ela não precisa medir a corrente do primário do transformador, mas, conseqüentemente, não corrige níveis de tensão contínua introduzido pelos sinais de comando e comutação dos interruptores. Os controles de tensão e do paralelismo continuam iguais ao mostrado na Figura 37.

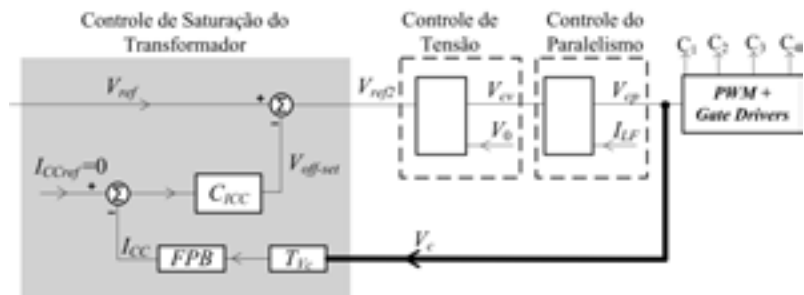


FIGURA 38 — Segunda proposta de controle da corrente média do primário do transformador.

3.2.3. Estratégia de Controle do Paralelismo Baseada na Realimentação da Corrente Instantânea do Indutor

A operação em paralelo dos inversores da Figura 37 necessita de uma estratégia de controle que garanta: a distribuição adequada da potência da carga; uma resposta dinâmica apropriada; a estabilidade do sistema; a conexão ou desconexão do inversor no paralelismo em qualquer situação de carga, operação conhecida como *hot-swap*; o funcionamento do sistema sem carga; e por fim, que evite a circulação de corrente entre os inversores. A técnica de controle torna-se mais complexa ao se eliminar a troca de informações entre os inversores, com objetivo de melhorar a redundância do sistema.

Buscando atender esses requisitos, propõe-se uma estratégia de controle para o paralelismo inversores baseada na realimentação da corrente do indutor do filtro LC. Esta estratégia é mostrada no módulo 1

da Figura 37 e possui os seguintes princípios:

- O controle altera a tensão de saída do inversor PWM (V_{AB}), com objetivo de regular o fluxo de potência entre inversor e barramento de conexão;

- O controle é feito com valores instantâneos das variáveis (controle instantâneo), para ter uma resposta dinâmica apropriada;

- A estratégia utiliza somente informações internas do inversor para fazer o controle do paralelismo. Neste caso, usa-se a corrente do indutor I_{LF} .

- O controle do paralelismo não altera a referência de tensão e , conseqüentemente, a tensão de saída do inversor de tensão V_o . Isso garante o sincronismo entre as tensões de saída dos inversores em toda faixa de operação e , principalmente, que os inversores sejam conectados em paralelo sem impedâncias de conexão.

O controle do paralelismo através da realimentação da corrente do indutor I_{LF} , mostrado no módulo 1 da Figura 37, é colocado em cascata com o controle de tensão. O sinal da realimentação de corrente, V_p , é subtraído do sinal de erro compensado da malha de tensão V_{cv} e, o resultado desta operação é o sinal V_{cp} , que é aplicado diretamente no modulador PWM. Como a tensão V_{AB} do inversor é proporcional à tensão aplicada no modulador PWM, o sinal da realimentação de corrente V_i atua diretamente na tensão V_{AB} do inversor.

O uso da corrente instantânea I_{LF} no controle do paralelismo proporciona uma dinâmica rápida para alterar a tensão V_{AB} e responder adequadamente durante transitórios do sistema. Em regime permanente, o sinal V_i altera a tensão V_{AB} de maneira a garantir a divisão adequada da corrente de carga entre os inversores conectados em paralelo.

Outra característica interessante desta técnica de controle é que ela utiliza somente informações internas do inversor, que neste caso é a corrente I_{LF} . O controle não precisa conhecer as correntes dos outros inversores, ou a corrente de carga e quantos inversores estão operando em paralelo.

O conjunto das três malhas de controle, apresentadas no módulo 1 da Figura 37, forma a estrutura de controle do inversor de tensão monofásico. Com este controle o inversor pode operar isolado ou em paralelo com outras unidades. Assim, ao utilizar esse inversor em Nobreaks, é possível construir configurações com Nobreaks em paralelo. A Figura 39 apresenta o esquema de um único inversor com a estratégia de controle proposta.

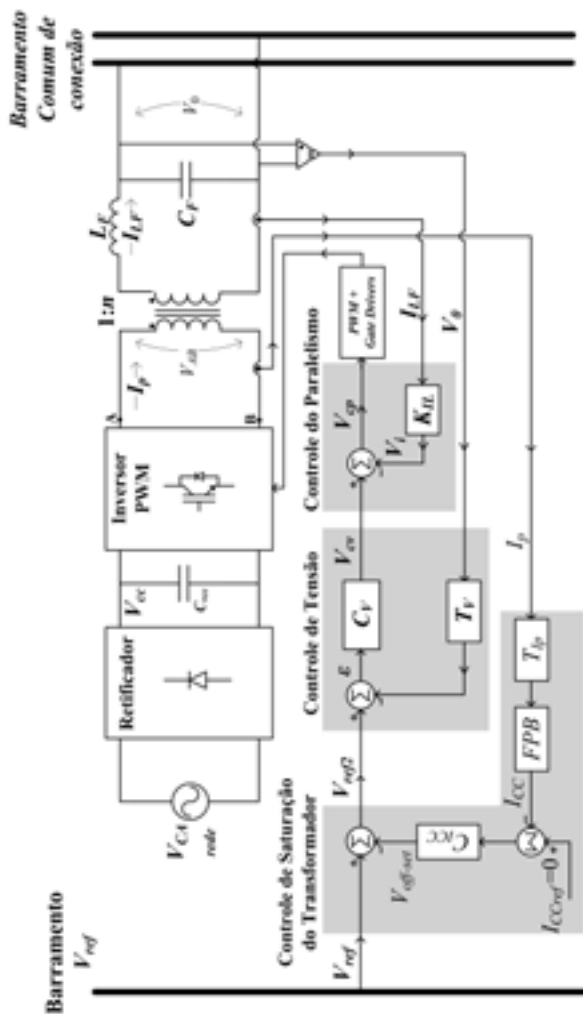


FIGURA 39 — Diagrama de blocos da proposta de controle do VSI.

3.2.4. Metodologia de Projeto do Compensador de Tensão

A metodologia para o projeto do controlador da malha de tensão (C_v) é apresentada nesta seção. A Figura 40 mostra um diagrama de blocos desta malha.

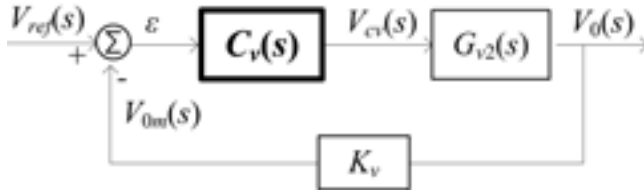


FIGURA 40 — Diagrama de blocos da malha de controle.

A função de transferência do inversor para a tensão de saída é denominada de $G_{v2}(s)$. Ela é mostrada na equação e proposta em [121]. O comportamento de $G_{v2}(s)$ é de uma planta de segunda ordem. Para o projeto do controlador $C_v(s)$, considera-se o sistema sem carga ($Z_o \rightarrow \infty$) e o ganho da realimentação de corrente nulo ($K_{IL}=0$), que são as piores situações para a estabilidade do sistema. A equação $G_{v2}(s)$ já apresenta a função de transferência da planta para estas condições. A equação f_o define a frequência de ressonância, local em que estão alocados os dois pólos da planta do inversor. A abordagem clássica para controlar este tipo de planta, projeta o controlador para que o sistema compensado tenha características de um integrador com um determinado ganho, obtendo erro nulo na saída a um degrau de entrada, resposta dinâmica adequada, estabilidade e atenuação na frequência de comutação. O projeto de $C_v(s)$ deve ser otimizado em uma segunda iteração, considerando o ganho K_{IL} do controlador do paralelismo.

$$\frac{V_o(s)}{V_{cv}(s)} = G_{v2}(s) \Bigg|_{\substack{Z_o \rightarrow \infty \\ K_{IL}=0}} = \frac{1}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + 1} \cdot \frac{V_{cc} \cdot n}{V_p}$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F}}$$

O compensador C_v , responsável pelo controle instantâneo da tensão, é do tipo PID e é implementado através do circuito analógico da Figura 41. Este circuito, além de implementar a função de transferência do controlador PID, também executa a subtração do sinal de referência V_{ref} do sinal proveniente do sensor de tensão V_{om} . O sensor de tensão possui um ganho K_v e pode ser implementado com um divisor resistivo ou um sensor isolado.

O controlador do tipo PID, apresentado na Figura 41, tem sua função de transferência mostrada nas equações $C_v(s)$. Este controlador possui dois pólos, um na origem e outro em p_v , dois zeros, z_{v1} e z_{v2} e o ganho K_{Cv} . O pólo na origem garante a característica integradora ao sistema. Os dois zeros do compensador são dispostos próximos da frequência de ressonância do filtro, como definido em Z_{v1} e Z_{v2} , o objetivo deste ajuste é diminuir o efeito do duplo pólo da planta. Os dois zeros também são alocados de maneira a obter a margem de fase especificada para a função de transferência de malha aberta (FTMA) do sistema. O pólo p_v é ajustado segundo a equação p_v . Ele é usado para garantir a implementação física do circuito, pois não se pode ter o número de zeros maior do que o número de pólos. O ganho do compensador K_{Cv} é ajustado para atender a especificação da frequência de cruzamento (f_{cv}) da função de transferência de malha aberta. Esta frequência é definida com o objetivo de obter o controle adequado da tensão, principalmente com cargas não lineares, e é ajustada no máximo em um quarto da frequência da tensão V_{AB} . Na frequência de cruzamento escolhida, o ganho da função de transferência de malha aberta do sistema deve ser de 0 dB. Sendo assim, o ganho do compensador é determinado para atender essa especificação, fazendo seu valor igual, mas em sinal oposto ao ganho da planta na frequência de cruzamento. Por fim, antes de finalizar o projeto, deve-se analisar se a margem de fase especificada foi atendida. Esta metodologia de projeto é descrita com detalhes em [10, 31, 103].

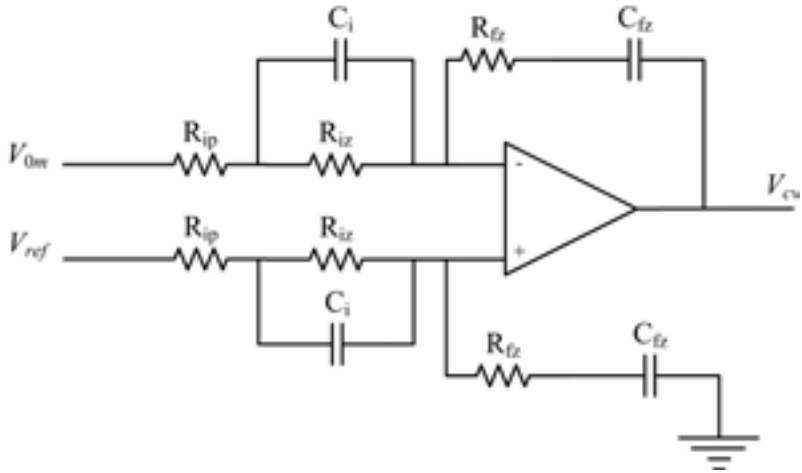


FIGURA 41 — Circuito elétrico do compensador PID simétrico.

$$C_v(s) = K_{Cv} \cdot \frac{(s + z_{v1}) \cdot (s + z_{v2})}{s \cdot (s + p_v)}$$

$$z_{v1} = z_{v2} = \frac{1}{\sqrt{L_F \cdot C_F}}$$

$$p_v \cong \frac{40}{\sqrt{L_F \cdot C_F}}$$

A função de transferência do circuito da Figura 41 é representada na equação $C_v(s)$ em função de seus componentes. A seguir é descrito o procedimento para definir os valores apropriados destes componentes, baseado em [103].

Inicialmente, define-se a posição dos dois zeros do compensador usando Z_{v1} , a posição do segundo pólo através de p_v e a frequência de cruzamento através de f_{cv} . A frequência da tensão V_{AB} (f_{VAB}), usada em p_v depende do tipo de modulação. Neste trabalho será adotada uma modulação de três níveis, na qual a frequência de V_{AB} é duas vezes a frequência de comutação (f_{com}).

No cálculo dos componentes do controlador de tensão, primeiramente, arbitra-se um valor inicial para o resistor R_{iz} , e usando as equações de C_i , define-se esse capacitor.

$$\frac{V_{cv}(s)}{(V_{ref}(s) - V_{0m}(s))} = C_v(s) = \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s)(1 + R_{fz} \cdot C_{fz} \cdot s)}{\left[C_{fz} \cdot s \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(1 + C_i \cdot s \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right) \right]}$$

$$f_{cv} \leq \frac{f_{VAB}}{4} \quad C_i = \frac{1}{2 \cdot R_{iz} \cdot z_v}$$

Depois, para encontrar o valor de R_{ip} , precisa-se definir o ganho K_{Cv} e calcular H_{v2} , H_{v1} , A_2 e A_1 . O ganho K_{Cv} é o valor de ganho que o compensador adiciona ao sistema na frequência de cruzamento, ou seja, é o ganho em dB da planta na frequência de cruzamento multiplicado por (-1).

$$R_{ip} = R_{iz} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1}$$

O ganho do controlador K_{Cv} através de:

$$K_{Cv} = -20 \cdot \log |G_{v2}(f_{cv}) \cdot K_v|$$

Onde f_{cv} é a frequência de cruzamento especificada da malha de tensão. O ganho H_{v2} é definido em na equação:

$$H_{v2} = K_{Cv} - 20 \cdot \log \left(\left| \frac{(j \cdot f_{cv} + f_{z1}) \cdot (j \cdot f_{cv} + f_{z2})}{j \cdot f_{cv} \cdot (j \cdot f_{cv} + f_{pv})} \right| \right)$$

Onde, f_{z1} , f_{z2} e f_{pv} são as frequências do pólo p_v , dos zeros z_{v1} e z_{v2} , respectivamente. O ganho H_{v1} é definido em:

$$H_{v1} = H_{v2} - 20 \cdot \log \left(\frac{f_{pv}}{f_{zv1}} \right)$$

O ganho A_2 é determinado:

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}}$$

O ganho A_1 é determinado em:

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}}$$

Com os valores do resistor R_{ip} e do ganho A_2 , encontrados através das equações, obtém-se o valor de R_{fz} .

$$R_{fz} = R_{ip} \cdot A_2$$

Por fim, C_{fz} é definido pela relação da equação:

$$C_{fz} = C_i \cdot \frac{R_{fz}}{R_{fz}}$$

Seguindo o procedimento descrito, é possível projetar o compensador da malha de tensão do inversor. Deve-se verificar se a margem de fase e a frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta do sistema atende a especificação. Caso não atenda, deve-se alterar o ganho e as posições dos zeros. Esta metodologia clássica apresenta bons resultados no controle da tensão de saída dos inversores com cargas lineares e não lineares.

Após ter definido o ganho K_{IL} , deve-se verificar se o projeto do controlador de tensão continua atendendo às especificações considerando o ganho K_{IL} . Além disto, nessa segunda etapa, pode-se otimizar o projeto do controlador.

3.2.5. Metodologia de Projeto do Compensador de Corrente Média

A metodologia para o projeto do compensador de corrente média (C_{icc}) utiliza a função de transferência apresentada em G_{ICCs} e o diagrama de blocos mostrado na Figura 42, que representam da corrente média do inversor [121]. Com essas informações é possível determinar o tipo e o projeto do compensador.

Ao analisar os valores práticos da indutância magnetizante e da resistência do enrolamento primário, pode-se concluir que a posição do pólo da planta estará sempre em uma frequência muito baixa, dando uma

característica integradora à planta na faixa de frequência de operação do conversor. A Figura 43 mostra um exemplo da resposta em frequência do módulo de uma planta para a malha de corrente média, em que o pólo está aproximadamente em 0,02 Hz.

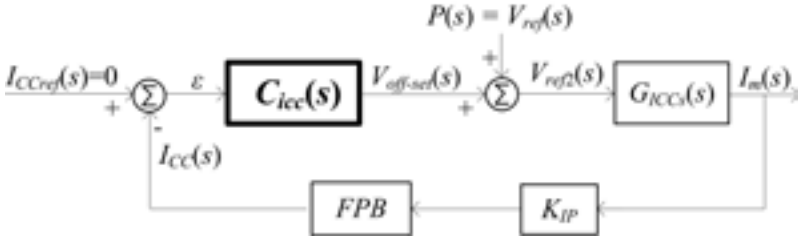


FIGURA 42 — Diagrama de blocos da malha de corrente média.

$$\frac{I_m(s)}{V_{off-set}(s)} = G_{ICCs}(s) = \frac{1}{n \cdot K_v} \cdot \frac{1}{(s \cdot L_m + r_d)}$$

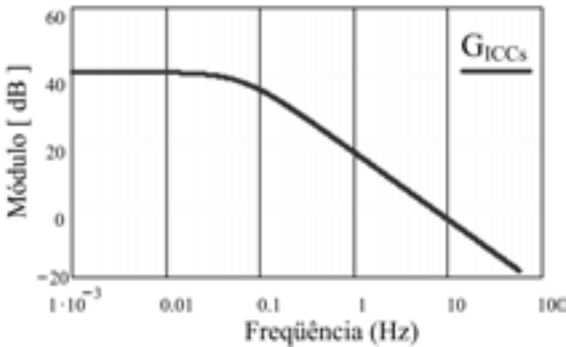


FIGURA 43 — Exemplo da resposta em frequência de uma planta de corrente média.

Aproveitando as características da planta, optou-se pelo uso de um controlador do tipo Proporcional. Com este tipo de controlador é possível regular corretamente a corrente CC do primário do transformador, com uma dinâmica adequada e um pequeno erro estático que não prejudica o funcionamento do circuito. Além disto, o controlador proporcional apresenta vantagens relacionadas à estabilidade e assegura uma resposta de primeira ordem ao sistema em malha fechada.

É importante salientar que a malha de corrente média usa um filtro passa-baixa na medição do valor CC. Este filtro possui uma frequência de corte

baixa, pois ele precisa eliminar a componente alternada em 60 Hz da corrente. Assim, não se consegue desacoplar totalmente a dinâmica do filtro e da malha de controle. Por isso, evita-se usar um controlador que adicione mais pólos no sistema, o que poderia causar respostas no sistema em malha fechada com características de segunda, ou até mesmo, de terceira ordem. Como os transitórios das variáveis do primário do transformador também são refletidos para as variáveis do secundário, um comportamento com essas características poderia até prejudicar o funcionamento do inversor no paralelismo.

O controlador tipo proporcional e o filtro passa-baixa são definidos juntos pela função de transferência de C_{icc} . O circuito para implementar é apresentado na Figura 44. Adicionalmente, este circuito também calcula o erro, através da subtração do sinal de referência (I_{CCref}) do sinal medido de corrente média (V_{ip}). Neste caso, o sinal de referência é zero, pois o objetivo é obter corrente contínua nula. O sensor da corrente do primário do transformador (I_p) é isolado.

$$C_{icc} = K_{icc} \cdot \frac{1}{s + p_{icc}}$$

A equação C_{icc} descreve a função de transferência do controlador da Figura 44. O ganho e o pólo do compensador são definidos nas equações K_{icc} e f_{picc} , respectivamente. Deve-se ajustar o ganho do compensador em função da resposta dinâmica e da estabilidade do sistema, e o pólo em função da atenuação da componente alternada da corrente em 60 Hz. Propõem-se as seguintes recomendações:

- Colocar o pólo do compensador numa frequência aproximadamente 10 vezes menor que a frequência da rede (f_s), para atenuar as componentes alternadas da corrente;
- Colocar a frequência de cruzamento (f_{c-icc}) no mínimo 5 vezes menor que a frequência do pólo, garantindo a característica de compensador proporcional, eliminando a influência do pólo na resposta dinâmica do sistema.

- Determinar o ganho da planta na frequência de cruzamento desejada. Esse valor em dB, multiplicado por -1 é o ganho que o compensador deve adicionar ao sistema para obter a frequência de cruzamento desejada. Assim, utiliza-se ele para definir o ganho do compensador.

$$C_{icc}(s) = \frac{R_{i2}}{R_{i1}} \cdot \left(\frac{1}{s \cdot R_{i2} \cdot C_{i2} + 1} \right)$$

$$K_{icc} = \frac{R_{i2}}{R_{i1}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{picc}$$

$$f_{picc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{i2} \cdot C_{i2}}$$

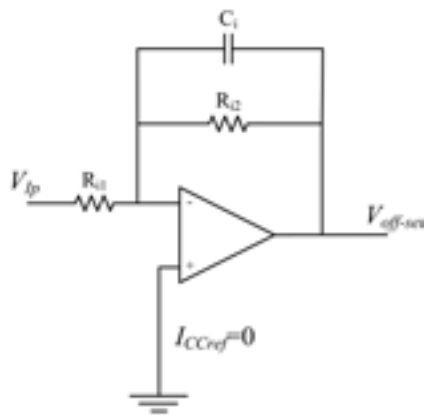


FIGURA 44 — Circuito elétrico do compensador proporcional e FPB da malha de corrente média.

A seguir é descrito o procedimento para determinar os componentes do controlador.

Arbitra-se um valor para R_{i2} .

Sendo a frequência do pólo definida em:

$$f_{picc} = \frac{f_s}{10}$$

A frequência de cruzamento (f_{c_icc}) escolhida para a malha de corrente média deve atender a condição indicada em f_{c_icc} , ou seja, menor que 5 vezes a frequência de f_{picc} .

$$f_{c_icc} \leq \frac{f_{picc}}{5}$$

Tem-se através da equação a seguir o valor do capacitor C_{i2} .

$$C_{i2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{i2} \cdot f_{picc}}$$

Define-se o ganho, em dB, desejado pelo compensador em , utilizando-se a frequência de cruzamento escolhida e o modelo da planta de corrente média. Calcula-se o ganho da planta e o ganho adicionado pelo pólo do controlador, na frequência de cruzamento desejada, ambos multiplicados por -1. Calcula-se o valor real do ganho e utiliza-o para encontrar R_{i1} .

$$K_{icc_dB} = -20 \cdot \log |G_{ICC}(f_{c_icc}) \cdot K_{ip}| - 20 \cdot \log \left(\left| \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{c_icc} + 2 \cdot \pi \cdot f_{picc}} \right| \right)$$

$$K_{icc} = 10^{\frac{K_{icc_dB}}{20}}$$

$$R_{i1} = \frac{R_{i2}}{K_{icc}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{picc}$$

3.2.6. Metodologia do Controlador do Paralelismo

O projeto do controlador do paralelismo consiste em definir o valor de K_{iL} (ganho da realimentação de corrente). Em [121] é proposto uma metodologia para projetar K_{iL} baseada na análise em regime permanente de todos os inversores conectados em paralelo. É um procedimento complexo, que envolve um grande número de variáveis pelo fato de analisar todos os inversores. Entretanto, da experiência apresentada em [121] se conclui que quanto maior o valor de K_{iL} melhor é a divisão de potência entre os

inversores. Sendo assim, pode-se aplicar a metodologia de [121], ou usar simuladores, ou até mesmo testes experimentais, para definir o valor adequado de K_{IL} em cada projeto. Nas duas últimas opções os testes ser inicializados com valores altos de K_{IL} e, depois, diminuí-lo até encontrar o valor satisfatório.

3.3. PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO CONECTADOS EM PARALELO

3.4. PROJETO

O projeto de potência e controle do inversor segue a metodologia apresentada em [121]. Foram projetados três inversores monofásicos de potência nominal de 5 kVA para conectá-los em paralelo. Todos os testes consideram um sistema redundante N+1. Sendo assim, a carga máxima suprida na estrutura foi de 10 kVA. A Figura 45 apresenta a estrutura com três inversores em paralelo. Cada inversor de tensão da figura possui um retificador monofásico com filtro capacitivo alimentado através da rede elétrica, um inversor em ponte completa, um transformador de baixa frequência, um filtro LC e o sistema de controle proposto. Na construção do retificador e do inversor em ponte completa foi utilizado um módulo SKS 50B6U+B2CI10V6 da Semikron [110]. Na implementação do circuito de controle do inversor foram empregados circuitos analógicos. Já o modulador PWM foi feito digitalmente por um microcontrolador PIC18F2331 [111]. As tensões da rede elétrica e da tensão de saída dos inversores são de 220 V *rms*, com uma frequência de 60 Hz.

A Tabela 3.1 apresenta os principais dados do projeto do inversor de 5 kVA. Os dados do transformador e do filtro LC são referenciados ao lado secundário do transformador. Além disto, a especificação de L_F refere-se ao valor total da indutância do filtro, assim deve-se descontar a contribuição da indutância de dispersão para determinar a indutância externa a ser adicionada no filtro LC.

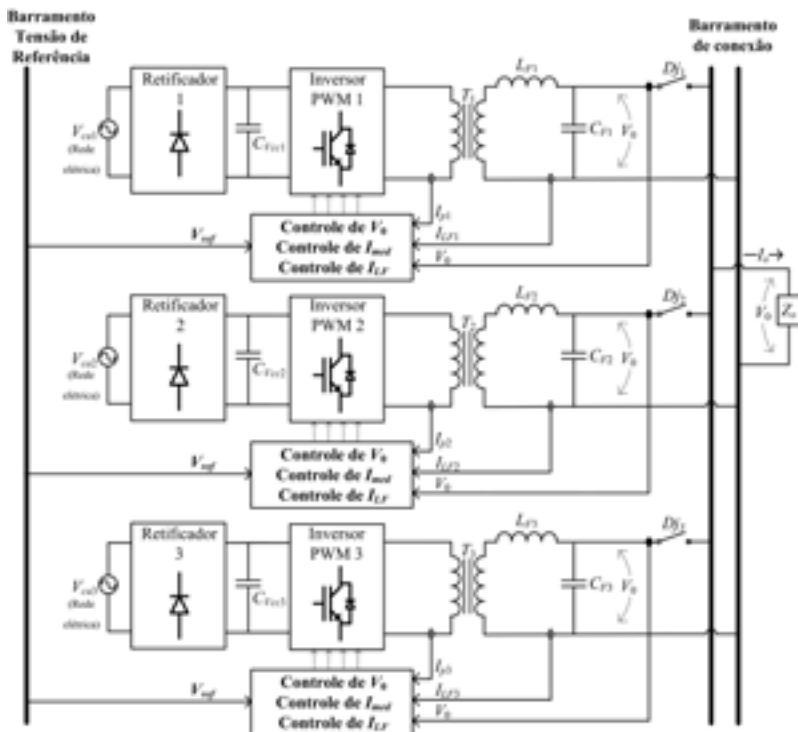


FIGURA 45 — Protótipo com três inversores de tensão monofásicos em paralelo.

$C_F = 36 \mu\text{F}$	$K_{v1} = 0,016$	$p_{\text{ICCC}} = 6 \text{ Hz}$
$L_F = 1100 \mu\text{H}$	$p_{v1} = 34050 \text{ Hz}$	$K_{\text{CICCC}} = 0,12$
$n = 1:1,63$	$z_{v1} = 888 \text{ Hz}$	$T_{\text{IP}} = 0,045 \Omega$
$\Delta I_{\text{LF}} = 20\%$	$z_{v2} = 328 \text{ Hz}$	$f_{\text{rede}} = 60 \text{ Hz}$
$\Delta V_0 = 0,5\%$	$K_{\text{Cv}} = 14,7$	$f_s = 60 \text{ Hz}$
$C_{\text{retif}} = 4080 \mu\text{F}$	$\text{RI} = 0,2 \Omega / K_{\text{IL}} = 0,015 \Omega$	$f_{\text{com}} = 10 \text{ kHz}$
$L_d = 370 \mu\text{H}^*$	$T_{\text{IL}} = 0,075 (K_{\text{IL}} = T_{\text{IL}} \cdot R_l)$	$V_p = 2,5 \text{ V}$
$r_d = 0,133 \Omega$	$V_0 = 220 \text{ V rms}$	$V_{\text{rede}} = 220 \text{ V rms}$

TABELA 3 — Dados dos projetos dos inversores monofásicos de 5 kVA

3.5. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Nesta seção são apresentadas as simulações com três inversores conectados em paralelo. Todas as simulações consideram variações paramétricas de 1% nos sensores de tensão e 1% nos valores dos componentes do controlador de tensão. Para as simulações, os retificadores monofásicos com filtro capacitivo da Figura 45 foram substituídos por fontes de tensão CC bidirecionais. É importante salientar que, a bidirecionalidade não é uma situação usual na prática. Geralmente, a fonte CC é unidirecional e a operação como retificador de um inversor pode danificar a sua estrutura e, por isso, precisa ser evitado.

3.5.1. Simulações da Estratégia de Controle com Três Inversores de 5 kVA em Paralelo

Com o objetivo de verificar a eficácia da estratégia controle do paralelismo para três inversores, fez-se uma simulação com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$) e, depois, com o controle habilitado ($K_{IL}=0,015$).

A primeira análise é com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo dos inversores desativado. Para esse caso, a tensão de saída mostrada na Figura 46 está regulada adequadamente pela malha de tensão. A tensão possui 313,84 V de pico, 221,62 V *rms* e uma THD de 0,4%. Analisando-se as correntes dos indutores dos três inversores na Figura 47, percebe-se que existem correntes significativas circulando entre os inversores. A figura também apresenta a tensão V_0 com fator de escala de 1:5. As correntes I_{LF1} e I_{LF3} existentes nos inversores 1 e 3 caracterizam a troca de potência ativa e reativa entre estes conversores.

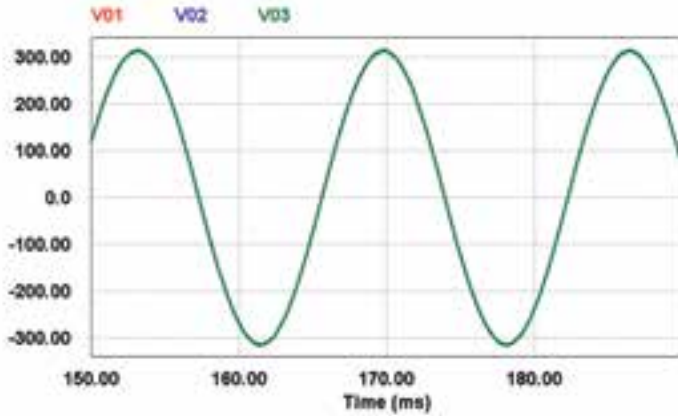


FIGURA 46 — Tensão V_0 de saída.

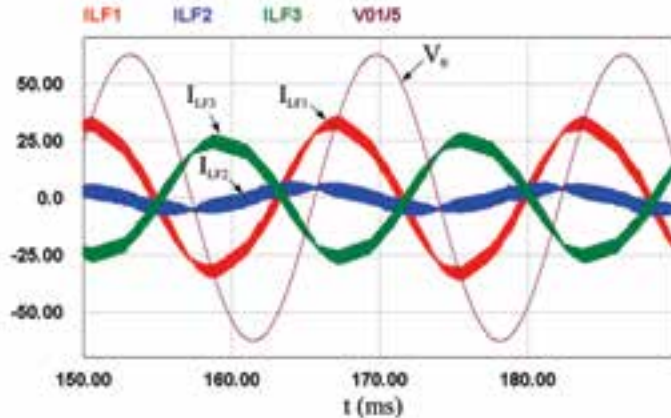


FIGURA 47 — Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

Outra simulação foi realizada com os inversores em paralelo e sem carga, mas neste caso ativando o controle do paralelismo dos conversores. A tensão de saída comum aos três inversores é apresentada na Figura 48 e continua regulada adequadamente. Ela possui 315,60 V de pico, 221,45 V *rms* e uma THD de 0,39%. As correntes dos três inversores são mostradas na Figura 49. Estas diminuíram significativamente em relação ao caso sem

controle de paralelismo da Figura 47. Nota-se pela fase que não há mais circulação de correntes entre os inversores e pela amplitude que o inversor 1 fornece parte da potência reativa absorvida pelo capacitor do filtro LC do inversores 3.

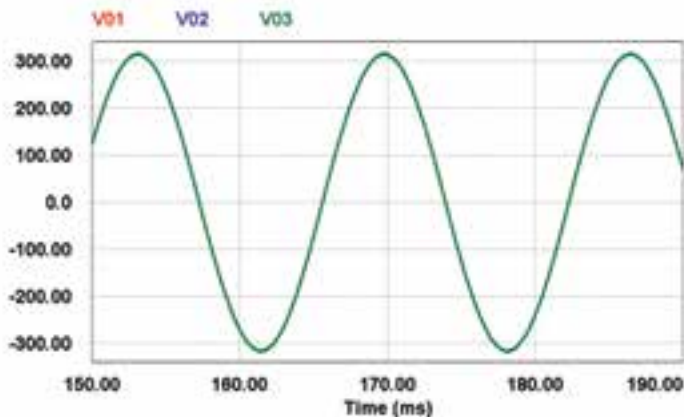


FIGURA 48 — Tensão V_0 de saída.

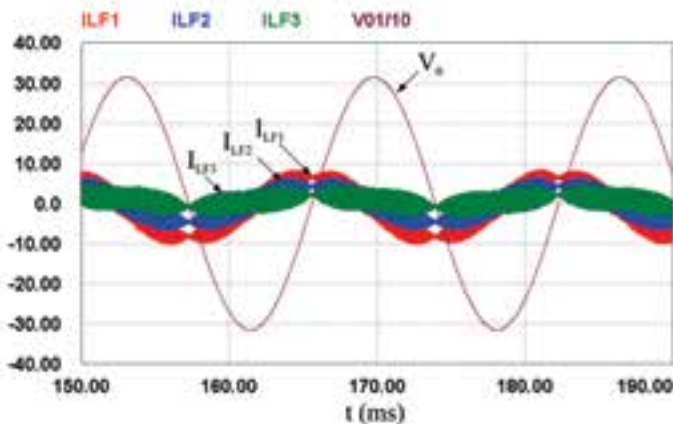


FIGURA 49 — Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.

Outro teste realizado foi a simulação com três inversores em paralelo, com controle do paralelismo habilitado e aplicando uma carga resistiva de 10 kW no sistema. As correntes dos três inversores, mostradas na Figura 50 estão adequadamente equilibradas. Esta figura também apresenta a tensão V_o . Nota-se que existe uma defasagem entre as correntes e a tensão, devido à potência reativa fornecida aos capacitores dos filtros LC. Além disto, também existe uma pequena defasagem entre as correntes, causada pelo fato do inversor 1 fornecer parte do reativo consumido pelo capacitor do inversor 3.

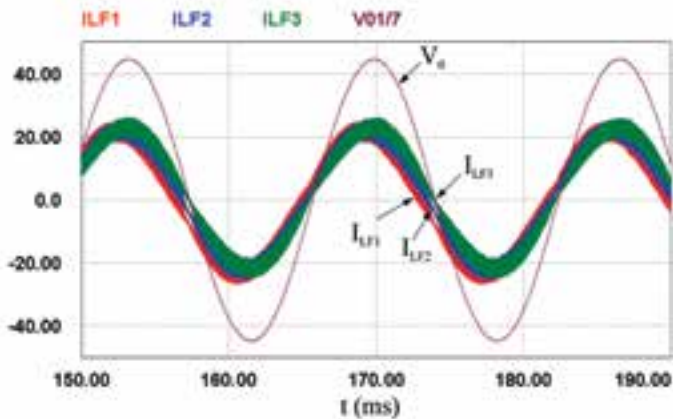


FIGURA 50 — Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_o com carga resistiva.

Com o objetivo de analisar o desempenho da técnica de controle com cargas não lineares, foi simulado os inversores alimentando uma carga deste tipo de 10 kVA, fator de potência 0,65 e com “fator de crista” igual a 3. As correntes dos inversores, visualizadas na Figura 51, estão adequadamente equilibradas. A figura também apresenta a tensão V_o , o que permite verificar a relação entre as fases das correntes e da tensão.

O procedimento de conectar ou desconectar um inversor ao sistema, com ou sem carga, é uma operação delicada no paralelismo de inversores de tensão. Essa manobra consiste em fechar o disjuntor que interliga o inversor

ao barramento de conexão, como mostrado na Figura 45. Para conectar o inversor no paralelismo ele precisa estar ligado e com a sua tensão de saída sincronizada com os outros inversores. Mesmo assim, a manobra pode causar um transitório perigoso para o sistema. Assim, com o objetivo de testar a resposta dinâmica do controle proposto sob estas operações foram executadas simulações. A Figura 52 apresenta as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão do inversor 1 e, observa-se, que elas possuem um transitório rápido, sem oscilações e entram em regime permanente dividindo corretamente a corrente de carga. Esse comportamento demonstra eficácia da técnica de controle nestes tipos de manobras, que são comuns no paralelismo de inversores, principalmente nas aplicações em Nobreaks.

3.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de testar experimentalmente os princípios da técnica de controle, foi construído um protótipo com três inversores monofásicos de 5 kVA, resultando numa potência instalada total de 15kVA. Foram testados casos com três inversores em paralelo, sempre formando uma estrutura redundante N+1. Assim, a máxima carga aplicada foi de 10 kVA. O diagrama elétrico do circuito de potência com os três inversores é mostrado na Figura 53.

Os inversores da Figura 53 possuem o sistema de controle estudado neste capítulo, com as malhas de corrente média, de tensão e de corrente do indutor (responsável pelo controle do paralelismo).

A seguir, são apresentados os resultados experimentais obtidos durante um conjunto de testes realizados no protótipo com três inversores conectados em paralelo.

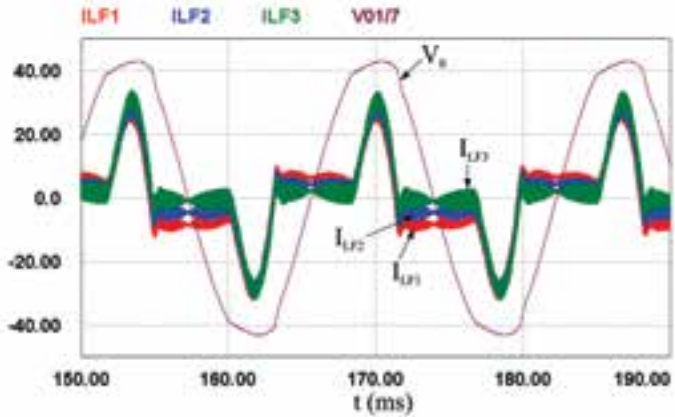


FIGURA 51 — Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_o , com carga não linear.

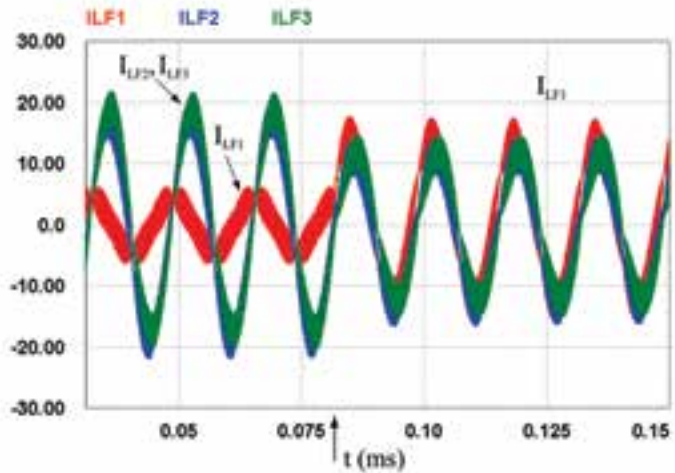


FIGURA 52 — Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e $3 I_{LF3}$ durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.

3.6.1. Resultados Experimentais de Três Inversores Conectados em Paralelo com Carga Resistiva

O primeiro teste experimental realizado com os inversores foi com uma carga resistiva de 10 kW. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} nos indutores e a

tensão de saída V_0 são visualizadas na Figura 54. O equilíbrio das correntes é comprovado pelas formas de onda da Figura 54, na qual os inversores 1, 2 e 3 estão fornecendo 15,1 A *rms*, 17,6 A *rms* e 17,5 A *rms* de corrente à carga, respectivamente. A tensão V_0 possui uma regulação estática de 97,4% (214,6 V *rms*) e uma THD de 2,47%. A Figura 55 apresenta a corrente e a tensão na carga para esta situação.

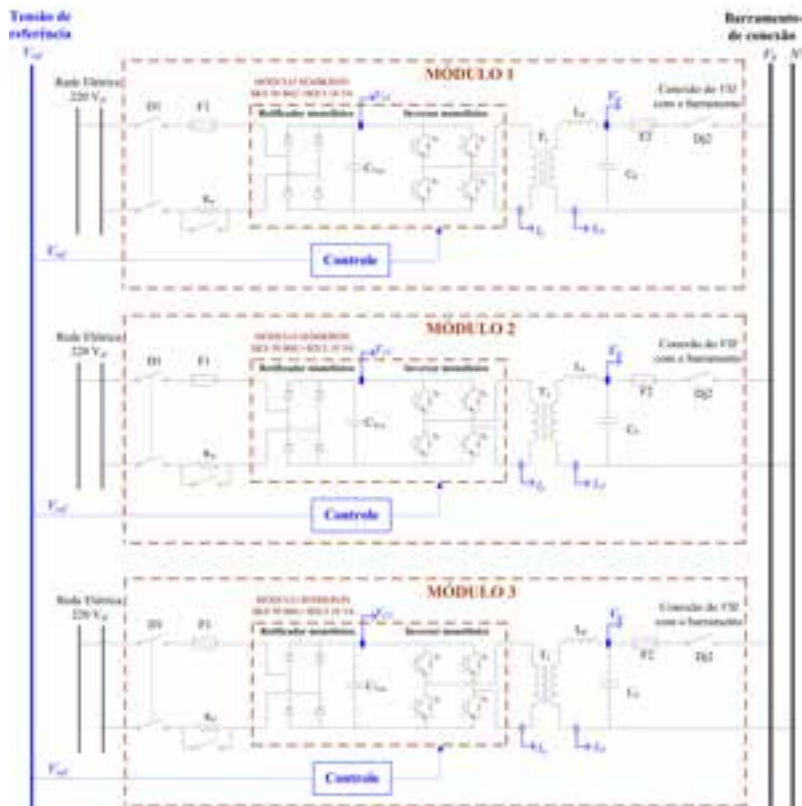


FIGURA 53 — Diagrama elétrico do protótipo com três inversores de tensão monofásicos de 5 kVA em paralelo.

3.6.2. Resultados Experimentais de Três Inversores Conectados em Paralelo com Carga Não linear

Outro teste experimental realizado com os inversores em paralelo foi com uma carga não linear, monofásica, de 10 kVA e com “fator de crista” igual a 2,5. As correntes dos três indutores e a tensão de saída são mostradas na Figura 56. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} dos indutores estão equilibradas, sendo os valores medidos: I_{LF1} igual a 16,3 A *rms* e 43,0 A de pico; I_{LF2} igual a 16,5 A *rms* e 43,0 A de pico; e I_{LF3} igual 17,5 A *rms* e 43,0 A de pico. A corrente de carga em conjunto com a tensão de saída é apresentada na Figura 57. A tensão de saída apresenta uma THD de 4,2% e uma regulação estática de 98,5% (217,12 V *rms*). A corrente de carga é de 45,0 A *rms* e 109,0 A de pico, com “fator de crista” igual a 2,5 e THD de 87%.

3.6.3. Resultados Experimentais de Três Inversores Conectados em Paralelo sem Carga

O teste realizado com os inversores conectados em paralelo, sem carga, verifica se a estrutura opera nestas condições, que é mais crítica para o paralelismo. As formas de onda das correntes dos indutores e da tensão de saída, durante o ensaio sem carga, são mostradas na Figura 58. Nota-se que o sistema funcionou adequadamente. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} estão em fase, indicando que não há troca de potência entre os conversores. As amplitudes das correntes apresentam uma pequena diferença, o que indica que um inversor fornece potência reativa ao capacitor do outro. Já a tensão de saída V_0 apresenta uma THD de 2,08%, que demonstra a eficácia do controle de tensão, mesmo na operação em paralelo.

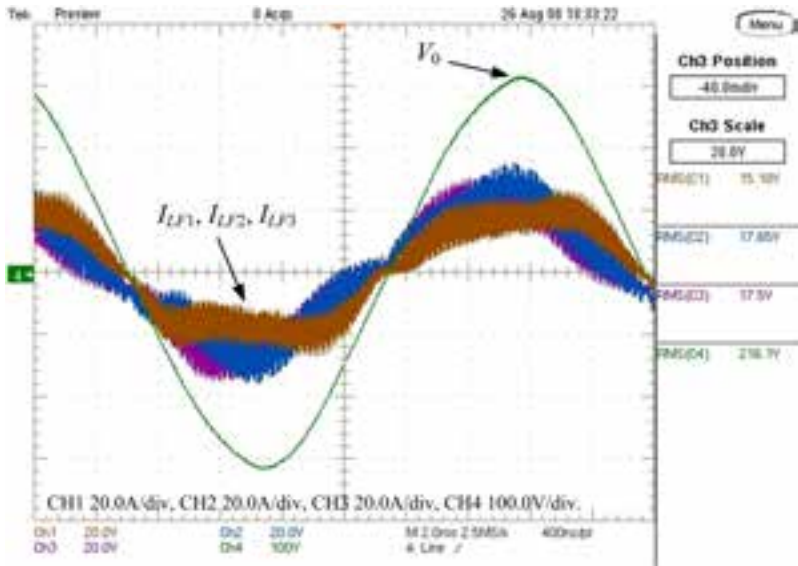


FIGURA 54 — Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com carga resistiva.

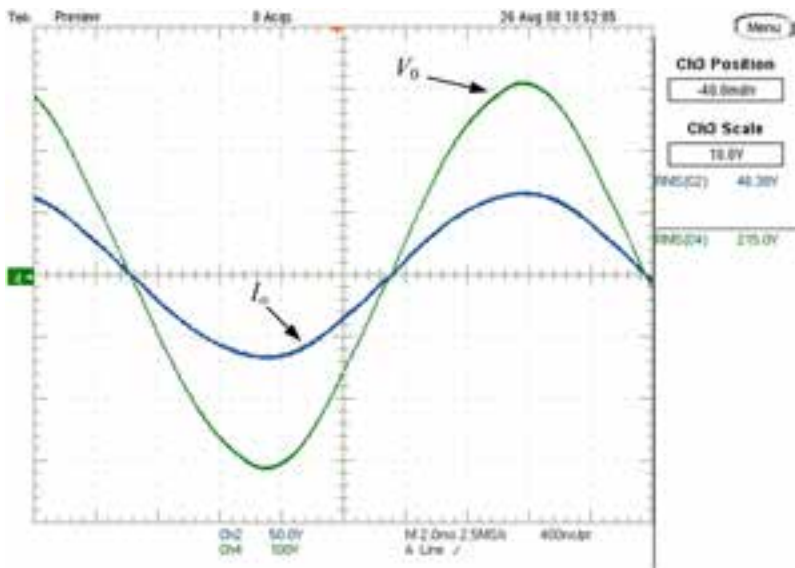


FIGURA 55 — Tensão V_0 e a corrente I_o da carga resistiva.

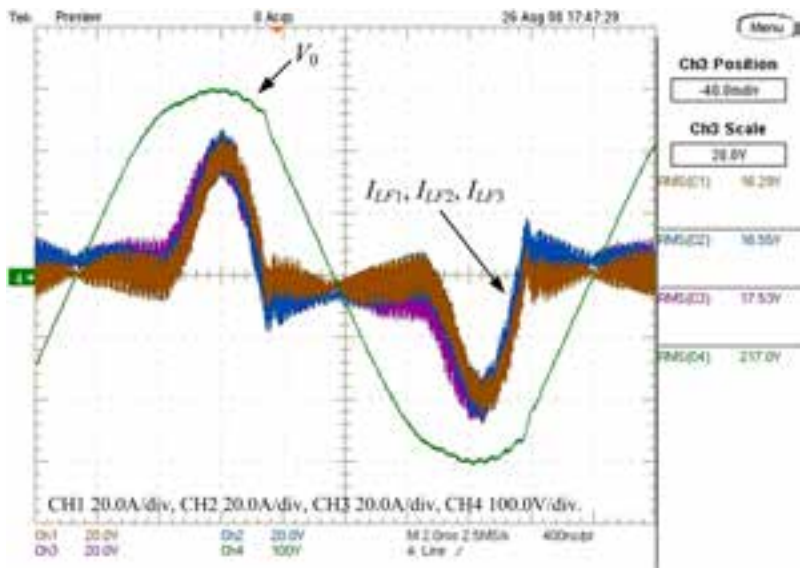


FIGURA 56 — Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} com carga não linear.

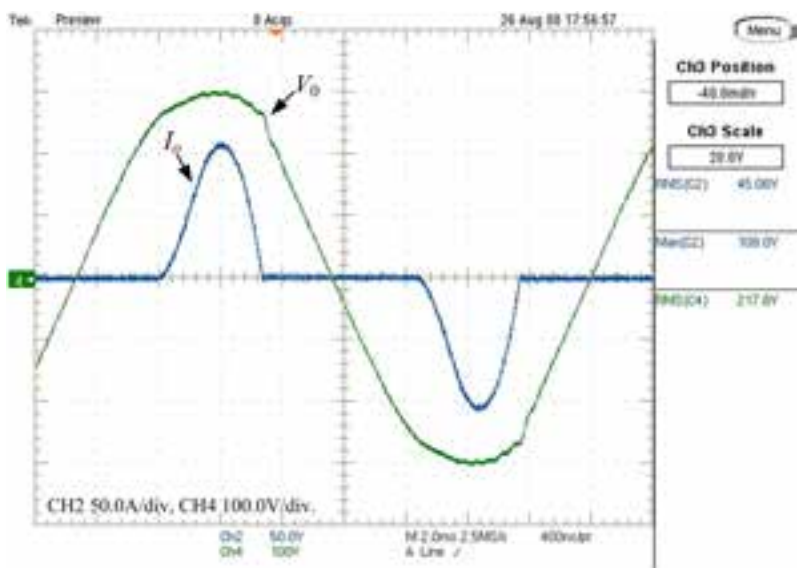


FIGURA 57 — Tensão V_0 e a corrente I_o da carga não linear.

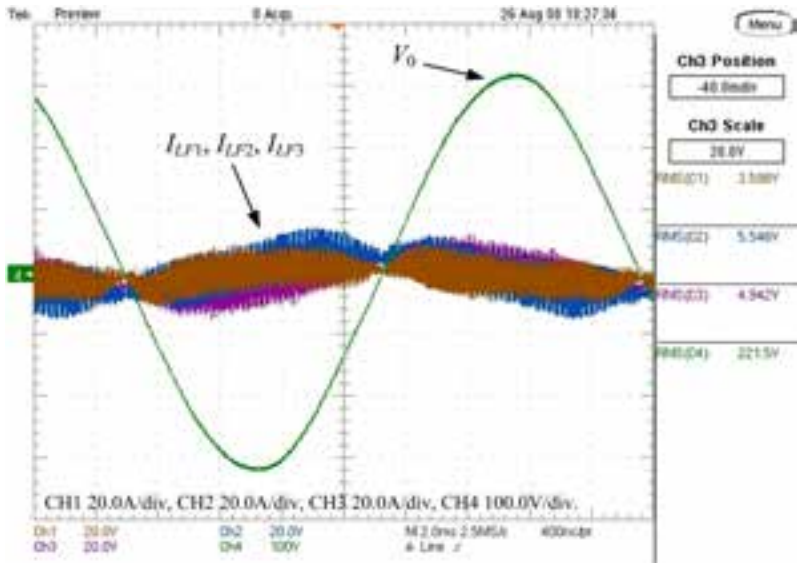


FIGURA 58 — Tensão V_o e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com o sistema sem carga.

3.6.4. Resposta Dinâmica Experimental dos Três Inversores Conectados em Paralelo

O desempenho da técnica de controle durante a conexão e a desconexão de um inversor no paralelismo foi testado em laboratório. A Figura 59 e Figura 60 a apresentam a tensão de saída V_o , as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão e a desconexão do inversor 1 com uma carga não linear de 10 kVA.

Nos testes, a tensão de saída não apresentou transitórios significativos durante a entrada ou saída de um inversor do sistema. Esta característica é típica de sistemas amortecidos. Já as correntes apresentaram um transitório rápido, encontrando o novo ponto de operação em regime permanente que garante o equilíbrio entre as correntes. Mesmo tendo uma resposta transitória rápida, a transição das correntes é suave, sem oscilações. O instante da conexão e desconexão do inversor 1 pode ser visto através da variação na corrente I_{LF1} .

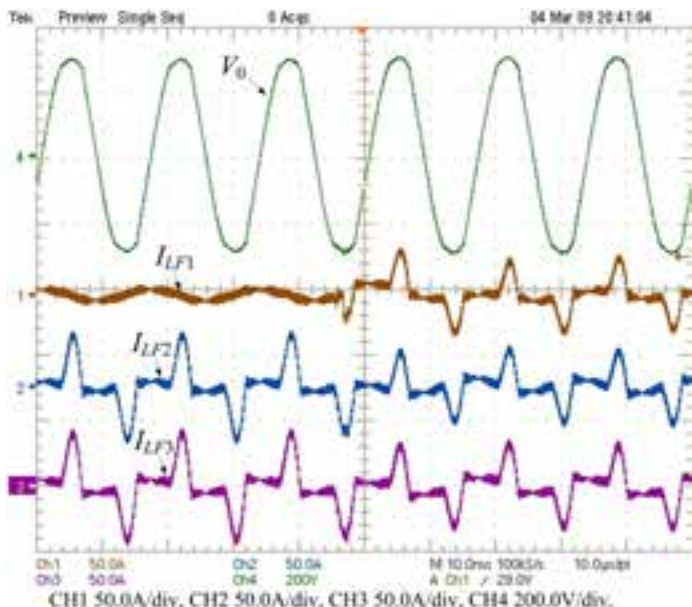


FIGURA 59 — Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga não linear.

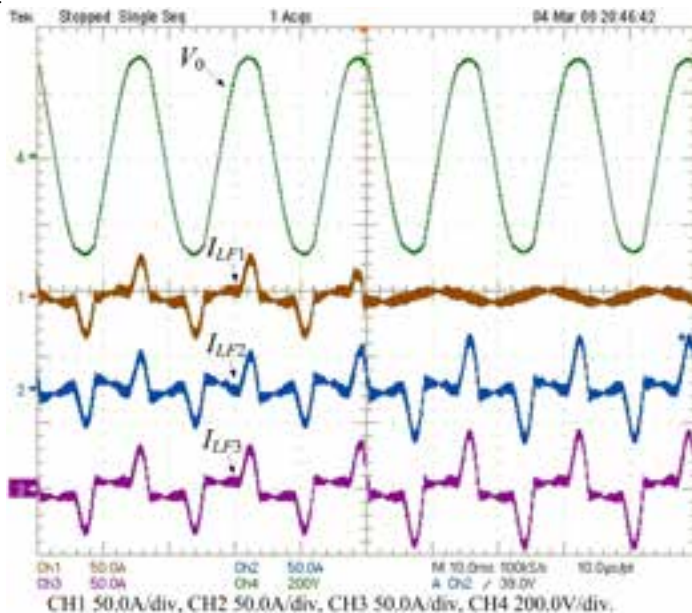


FIGURA 60 — Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga não linear

3.6.5. Resultados Experimentais do Controle de corrente média do primário do transformador

Foi verificado um dos inversores para constatar o controle de corrente média e o sistema de inicialização. O procedimento de inicialização é um soft-start implementado no microcontrolador utilizado como modulador. Ele inicializa a tensão de saída do inversor em rampa, num intervalo de tempo de 350 ms. A Figura 61 apresenta o comportamento da tensão de saída V_o , do sinal de erro compensado da malha de corrente média $V_{off-set}$ e a corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor. Nota-se que a corrente do primário apresenta uma componente contínua positiva, por isso, este ponto de operação é um dos mais críticos para o controle de corrente média. A resposta do compensador de corrente média ($V_{off-set}$) para eliminar o nível contínuo da corrente do primário do transformador é visualizada na Figura 61. A tensão $V_{off-set}$ apresenta uma resposta de sistema de segunda ordem amortecido, com sobressinal e sem oscilações. O tempo de acomodação é grande, típico deste sistema, e o sinal de erro compensador $V_{off-set}$ estabiliza, em regime, próximo de 10 mV. Este é o valor de tensão contínua adicionado na referência senoidal da malha de tensão.

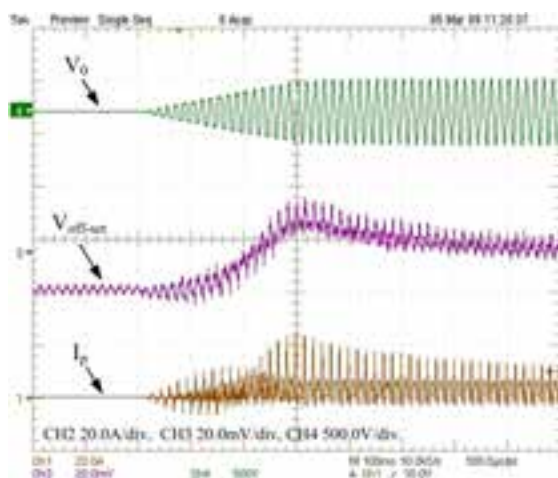


FIGURA 61 — Tensão de saída V_o , tensão de controle de corrente média $V_{off-set}$ e corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor.

3.6.6. Fotos dos Protótipos

A Figura 62 mostra a foto de um dos inversores do protótipo. Este módulo tem capacidade de alimentar uma carga de 5 kVA. Na foto estão identificados com números os principais circuitos do inversor:

1. Fonte auxiliar;
2. Disjuntor de entrada e contactor de partida;
3. Transformador isolador;
4. Placa de controle;
5. Módulo SKS 50B6U+B2CI10V6 com o retificador e o inversor;
6. Indutor do filtro LC;
7. Capacitor do filtro LC;
8. Fusível e disjuntor de saída;

A Figura 3.28 apresenta a foto do protótipo inteiro com os três inversores monofásicos de tensão ligados em paralelo. Na foto os inversores são identificados com números 1, 2 e 3.

O controle do paralelismo atuando na tensão de entrada do filtro LC e utilizando como informação somente a corrente do indutor, demonstrou resultados adequados, garantindo a divisão da corrente de carga e evitando a circulação de corrente entre os inversores. O controle do paralelismo modificando a tensão de entrada do filtro LC não altera a referência de tensão do inversor. Isso facilita o sincronismo entre as tensões de saída dos inversores, ajuda na estabilidade do paralelismo e permite conectar os inversores em paralelo sem impedâncias de conexão, o que garante uma tensão regulada na carga.

Nos testes experimentais, o sistema apresentou robustez durante a conexão e desconexão (*hot-swap*) dos inversores sobre quaisquer níveis de carga, não existindo problemas de instabilidade, transitórios significativos e

circulação de correntes entre os inversores, o que torna a técnica de controle atraente para aplicações como paralelismo de Nobreaks.

O estudo de uma técnica de controle para o paralelismo de inversores, o exemplo de projeto, os resultados de simulações e os resultados de experimentais apresentados nesse capítulo possuem o intuito de disseminar o domínio da tecnologia do paralelismo de inversores de tensão no mercado brasileiro.

O projeto e os resultados demonstram a capacidade da técnica de controle proposta em [121] na regulação da tensão de saída, na distribuição da corrente de carga entre os inversores e no controle de saturação do transformador isolador.

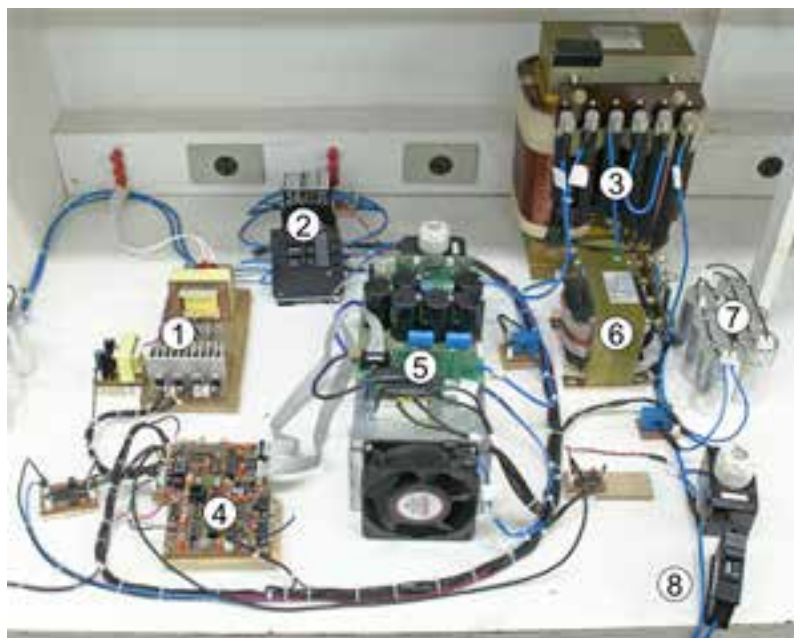


FIGURA 62 — Foto de um inversor do protótipo.



FIGURA 63 — Foto do protótipo dos três inversores em paralelo.

4. NOBREAKS TRIFÁSICOS: UMA ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO

Em aplicações de potências maiores os equipamentos são trifásicos, e muitos necessitam de fontes de backups de alimentação do tipo Nobreaks. Nesse mercado, o paralelismo de Nobreaks trifásicos se torna ainda mais interessante, pois as potências maiores exigem soluções para dividir esforços e aumentar a confiabilidade do sistema. O paralelismo de Nobreaks, seja monofásico ou trifásico, é um problema de paralelismo de inversores, por isso para fazer este tipo de conexão é necessário estudar uma estratégia adequada de controle para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão.

A estrutura do inversor de tensão trifásico mais empregado no mercado de Nobreaks é mostrada na Figura 64. Este capítulo apresenta uma estratégia de controle para o paralelismo desses inversores trifásicos de tensão. A técnica de controle é baseada nos mesmos princípios da estratégia proposta aos inversores monofásicos, entretanto, tem-se a complexidade de um sistema trifásico.

4.1. Inversor trifásico de tensão isolado com transformador de baixa frequência conectado em delta-estrela

O inversor trifásico de tensão pode ser implementado através de várias estruturas de potência, das quais cada uma possui as suas características específicas. Entretanto, a arquitetura mais utilizada é a apresentada na Figura 64, que é construída com um inversor PWM trifásico de três “braços”, um transformador trifásico isolador com conexão delta-estrela e um filtro LC com os capacitores com conexão estrela. Essa estrutura é uma das mais utilizadas no meio industrial, pois possui componentes comerciais para a sua implementação, oferece isolamento galvânica, possui fio neutro na saída, aproveita a dispersão do transformador no projeto do filtro LC e utiliza o transformador para adequar a tensão de saída com as necessidades do usuário [113-115].

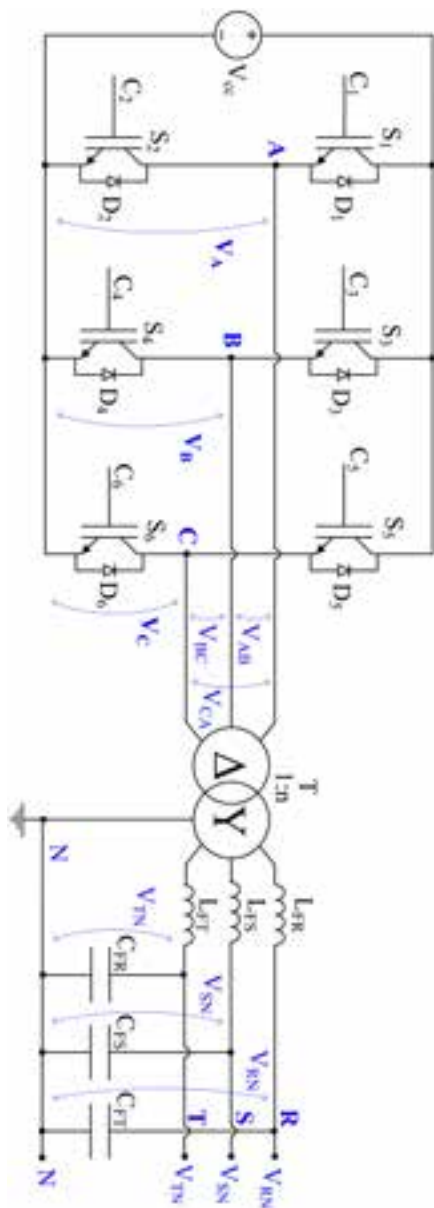


FIGURA 64 — Inversor trifásico de tensão isolado com transformador conectado em delta-estrela.

O inversor de tensão da Figura 64 disponibiliza na sua saída as tensões de fase V_{RN} , V_{SN} e V_{TN} , definidas entre as fases RST e o neutro (N), as quais podem ser utilizadas para alimentar cargas trifásicas e monofásicas.

A desvantagem do inversor da Figura 64 é que ele não consegue compensar as componentes de sequência zero na tensão de saída do inversor (carga). Essas componentes existirão devido às correntes das cargas desbalanceadas, que é uma situação normal quando se alimenta cargas monofásicas. No circuito da Figura 64 os indutores L_{FR} , L_{FS} e L_{FT} representam a soma das indutâncias de dispersão do transformador e do indutor do filtro.

4.2. Proposta de controle para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão

O inversor PWM mostrado na Figura 64 disponibiliza os pontos A, B e C em sua saída. As tensões dos pontos A, B e C (meio do braço) em relação ao terminal negativo da fonte CC são denominadas de tensões V_A , V_B e V_C , respectivamente. Essas tensões são controladas através das razões cíclicas “d” de cada braço do inversor. As tensões de saída do inversor PWM, que é utilizada pelo circuito a jusante, são as tensões diferenciais entre os pontos A, B e C, denominadas de V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} . Estas tensões são identificadas na Figura 4.1 e são aplicadas no primário do transformador (lado com a conexão das bobinas em delta). Como as tensões V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} são geradas a partir das tensões V_A , V_B e V_C , elas também dependem das razões cíclicas. Além disto, sendo V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} tensões diferenciais dos “braços” do inversor, ao modificar-se a razão cíclica de um “braço”, alteram-se duas destas tensões, caracterizando um acoplamento entre elas. Este acoplamento aumenta a complexidade do sistema de controle do sistema.

Para evitar esse problema, optou-se em fazer o controle do inversor em base $\alpha\beta 0$ (sistema ortogonal) [121]. Isso exige uma transformação das variáveis a serem controladas e que estão na base ABC (sistema trifásico), para a base ortogonal $\alpha\beta 0$ e, isto, é realizado utilizando-se a transformada de

Clarke [105]. O controle em base $\alpha\beta 0$ desacopla as variáveis de controle α , β e 0 e, ainda, as mantém senoidais. Outra vantagem é que, a transformada de Clarke não precisa de sincronismo, o que facilita sua implementação. Adicionalmente, como a saída do inversor PWM é a três fios (lado primário do transformador isolador) não se tem ação de controle sobre a componente de sequencia zero existente no lado estrela do transformador. Portanto, não é necessário fazer uma malha de controle para a componente 0 e, assim, o sistema é controlado apenas através das malhas de controle das componentes α e β .

A estrutura do inversor da Figura 64 e os sensores necessários para o sistema de controle proposto são apresentados na Figura 65. Nessa figura, é substituída a fonte de tensão contínua, que alimenta o inversor na Figura 6.1, por um retificador trifásico com filtro capacitivo conectado à rede elétrica. Numa falta da rede elétrica outra fonte de energia, como um banco de baterias, pode continuar alimentando o inversor.

O diagrama de blocos da proposta de controle para o inversor da Figura 65 é apresentado na Figura 66. São visualizados nessa figura o controle da tensão de saída do inversor, o controle do paralelismo e o controle da corrente média do primário do transformador, todos em base $\alpha\beta 0$. Portanto, o inversor da Figura 65 com o controle da Figura 66 forma um módulo que está apto a operar em paralelo com outras unidades. Ressalta-se novamente que, a estratégia de controle permite conectar “N” módulos em paralelo.

Um módulo, formado com os circuitos de potência e de controle mostrados nas Figura 65 e Figura 66, tem como entradas uma fonte de alimentação, que pode ser a rede elétrica, um banco de baterias, ou outra forma de energia, e um sinal de referência de tensão, que garante o sincronismo entre as tensões de saída dos inversores. A saída do módulo é aplicada diretamente nas cargas, mesmo na operação em paralelo. Portanto, a tensão regulada de saída dos inversores é conectada no barramento de potência do paralelismo, comum a todos os inversores, sem impedância de conexão. Isso garante uma tensão regulada e de qualidade adequada nas cargas. A Figura 67 ilustra um sistema com “N” módulos

iguais ao formado pelas Figura 65 e Figura 66, operando em paralelo. A figura também representa as entradas e as saídas dos módulos, além da alimentação das cargas. Essa última pode ser monofásica, bifásica, trifásica com neutro e trifásica sem neutro.

Os princípios do sistema de controle para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão são os mesmos aplicados na estrutura monofásica e estudados nos capítulos anteriores. Eles serão brevemente descritos a seguir, considerando a sua utilização nos inversores trifásicos.

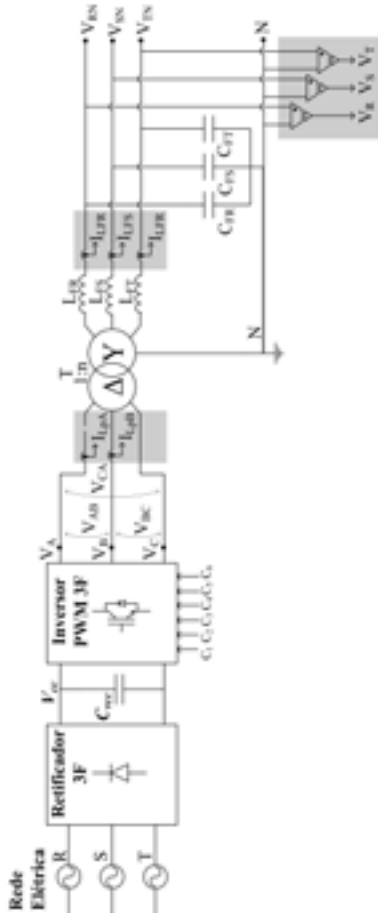


FIGURA 65 — Circuito de potência do inversor de tensão trifásico com os sensores do sistema de controle.

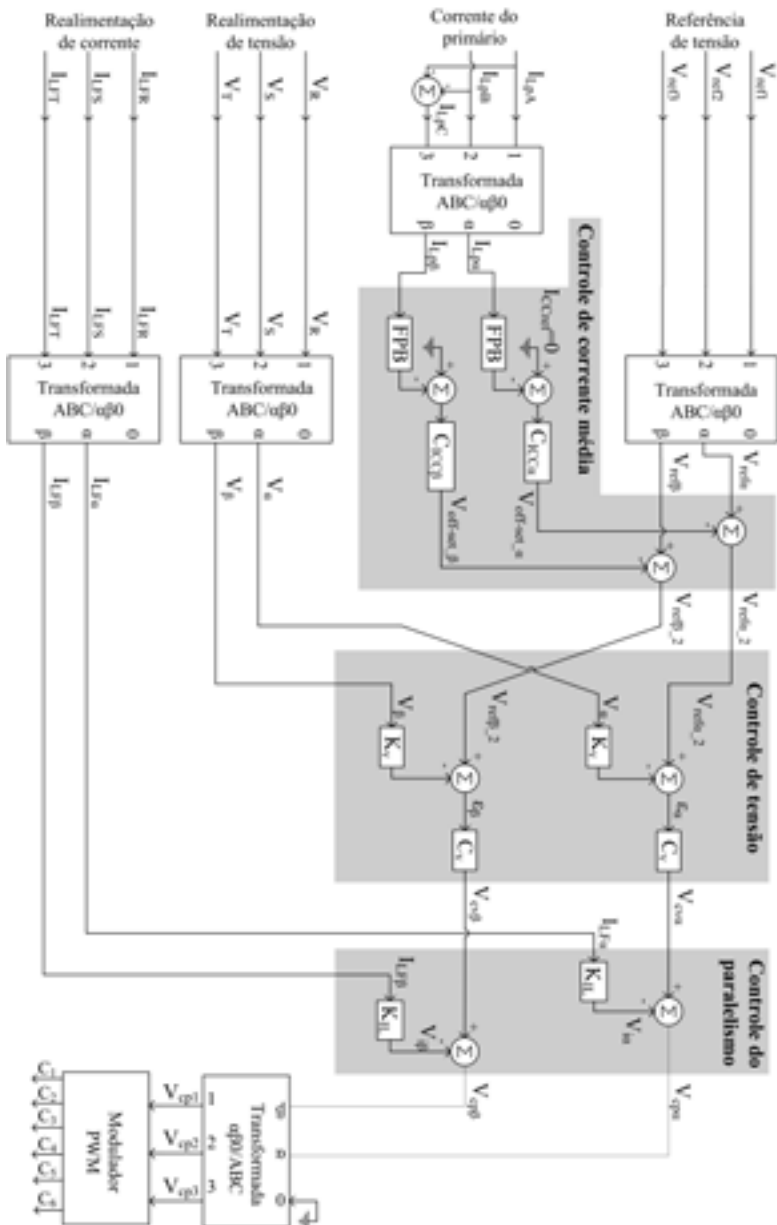


FIGURA 66 — Diagrama de blocos do circuito de controle proposto em base $\alpha\beta$, para o inversor de tensão trifásico.

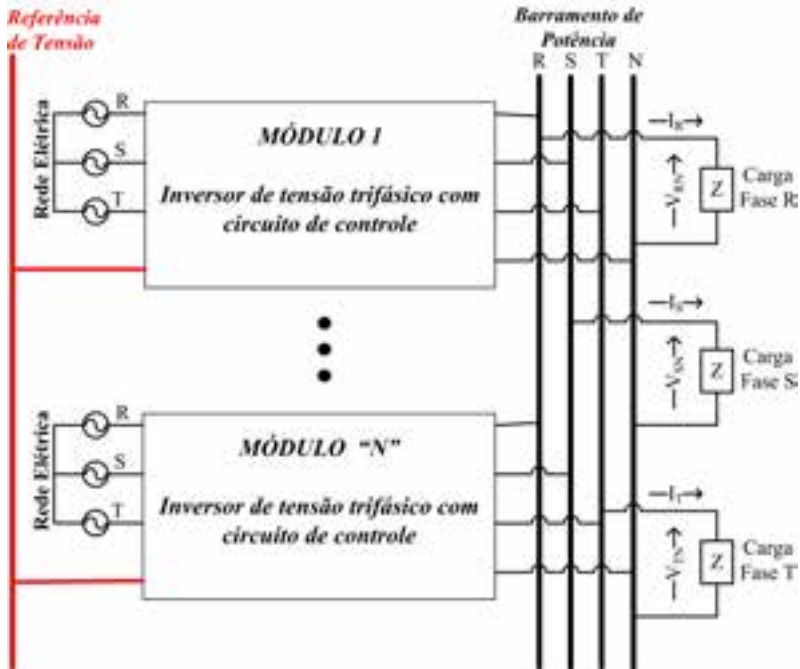


FIGURA 67 — Diagrama de blocos com a estrutura proposta do paralelismo dos inversores trifásicos de tensão.

4.2.1. Estratégia de Controle das Tensões de Saída do Inversor Trifásico

A estrutura de controle da Figura 66 regula as tensões de fase da saída do filtro LC do inversor de tensão trifásico da Figura 65, denominadas de V_{RN} , V_{SN} e V_{TN} . Essas tensões são definidas entre as fases e o neutro do secundário do transformador isolador. As referências de tensão, recebidas no circuito de controle, são para as tensões de fase. Na Figura 66 são visualizados as medidas das tensões de saída, das referências de tensões, o cálculo das transformadas de Clarke dessas variáveis e a estrutura do controle de tensão em base $\alpha\beta 0$. As saídas dos compensadores de tensão são os pontos de atuação do controle do paralelismo. O controle instantâneo das tensões de saída dos inversores, que utiliza variáveis instantâneas, garante a

regulação estática, a baixa THD e a resposta dinâmica adequada nas tensões controladas, tanto para as cargas lineares como para as não lineares.

4.2.2. Estratégia de Controle da Corrente Média no Primário do Transformador Trifásico

O controle de corrente média tem a função de evitar a saturação do transformador isolador. Para isso, os níveis contínuos das correntes de linha do primário do transformador são controlados com objetivos de eliminá-los. A estratégia de controle é apresentada na Figura 66. Basicamente, ela mede as correntes de linha A e B do primário do transformador, calcula a corrente de linha C, aplica a transformada de Clarke nessas variáveis, encontra os valores contínuos das componentes α e β das correntes, compara esses valores com uma referência nula (pois se deseja anular o valor contínuo), aplica os sinais de erro nos controladores e soma os sinais de erro compensados nas referências de tensão das fases α e β . Como as ações das malhas de controle da corrente média são sinais contínuos, eles não alteram a componente em 60 Hz das referências de tensão. A Figura 65 mostra no circuito de potência os sensores medindo as duas correntes do primário do transformado.

4.2.3. Estratégia de Controle do Paralelismo através da Realimentação das Correntes Instantâneas dos Indutores

O controle do paralelismo é baseado no uso de variáveis internas do inversor para evitar a troca de informação entre os conversores conectados em paralelo. A estratégia de controle proposta utiliza somente a realimentação das correntes dos indutores do filtro LC do próprio inversor. Assim, o inversor não precisa conhecer o ponto de operação dos outros módulos conectados no sistema. O diagrama de controle do paralelismo é mostrado na Figura 66. A figura mostra que, a estratégia mede as correntes dos indutores do circuito de potência da Figura 65, calcula as componentes ortogonais α e β dessas medidas, aplica o ganho K_{II} do controle do

paralelismo nas variáveis α e β e, o resultado, subtrai dos sinais de saída do controle de tensão. O controle proposto utiliza as medidas de corrente para modificar as tensões de entrada do filtro LC do inversor. Portanto, ele altera o fluxo de potência entre as tensões de entrada e saída do filtro LC (entre saída do inversor PWM e carga). Como consequência, a estratégia garante à divisão correta da corrente de carga e evita a circulação de corrente entre os inversores conectados em paralelo. Além disto, o controle do paralelismo usando valores instantâneos (controle instantâneo) oferece uma resposta dinâmica adequada ao sistema, permitindo, por exemplo, a conexão em paralelo dos conversores em qualquer ponto de operação. Adicionalmente, como o controle atua na tensão de entrada do filtro LC, ele não altera as referências de tensão e, conseqüentemente, as tensões de saída do inversor, mantendo o sincronismo entre as tensões dos inversores. Finalizando a análise, o controle do paralelismo considera que as referências de tensão de todos os inversores sejam iguais, como demonstrado na Figura 67.

As saídas do controle do paralelismo, ilustradas na Figura 66, são aplicadas na transformada inversa de Clarke para retornar a base trifásica ABC e, por fim, estes sinais são aplicados no modulador PWM.

4.3. IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DO PARALELISMO ATRAVÉS DA REALIMENTAÇÃO DAS CORRENTES DO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR

A proposta de controle do paralelismo abortada neste estudo é baseada na realimentação das correntes dos indutores do filtro LC do inversor. A estratégia de controle apresentada na seção 4 utiliza as correntes dos indutores no lado secundário do transformador, mas ela também pode ser implementada utilizando as correntes medidas no primário do transformador, que o princípio da técnica se mantém. Portanto, nesta sessão serão abordadas as vantagens, desvantagens e diferenças nos modelos matemáticos ao implementar o controle o paralelismo medindo as correntes dos indutores no primário do transformador.

O controle do paralelismo realimentando as correntes do primário do transformador possui duas desvantagens. A primeira é que esta variável é composta pelas correntes de carga e magnetizante do transformador (desprezando a alta frequência do filtro LC). Sendo somente a informação da corrente de carga que interessa para o controle do paralelismo. A segunda desvantagem é que os níveis de correntes medidos são maiores em relação ao secundário do transformador.

A vantagem dessa opção é que, podem ser utilizados os mesmos sensores para as malhas de controle do paralelismo e de corrente média no primário do transformador. Além disto, como o primário do transformador está conectado em delta, é possível medir somente duas correntes e estimar a terceira. Essa estratégia diminui de 5 para 2 o número de sensores de corrente no circuito de controle, o que pode ser uma grande vantagem em algumas aplicações. Essa nova configuração do controle é apresentada na Figura 4.5. Percebe-se na figura, que as medidas das correntes do primário do transformador são utilizadas pelas duas malhas de corrente do sistema de controle.

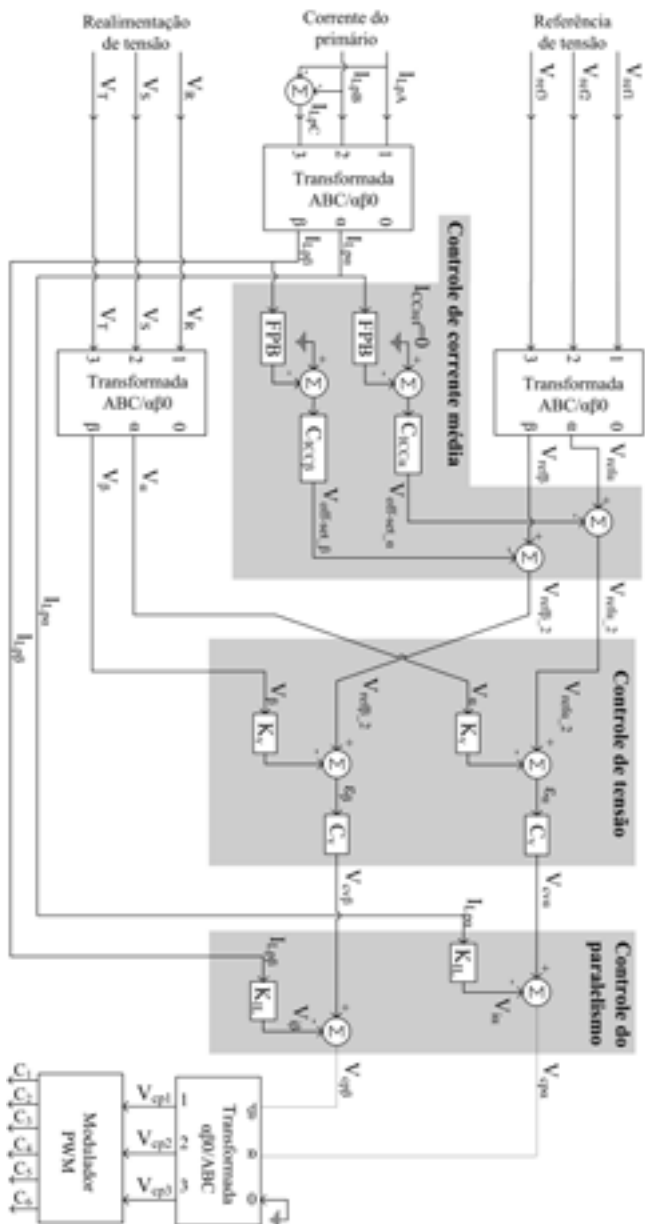


FIGURA 68 — Diagrama do circuito de controle do inversor trifásico, fazendo o controle do paralelismo através da realimentação das correntes do primário do transformador.

4.4. Projeto, Simulações E Resultados Experimentais De Dois Inversores Trifásicos De Tensão Conectados Em Paralelo

O intuito deste item é demonstrar um exemplo de projeto do paralelismo de dois inversores trifásicos. A seguir são descritos os circuitos de potência e de controle dos inversores de tensão trifásicos.

4.4.1. Projeto Circuito De Potência

O protótipo construído para o estudo experimental contém dois inversores trifásicos de 5 kVA, implementados através do módulo *Three Phase Inverter* SKS 25F B6U+B6CI 09 V12 do fabricante SEMIKRON [116]. A alimentação do módulo foi realizada através da rede elétrica, com uma tensão de 380 V *rms* de linha. A capacitância e a indutância do filtro LC foram projetados usando o critério de máxima ondulação de corrente e de tensão [121]. A relação de transformação do transformador isolador foi definida para disponibilizar na saída do inversor uma tensão de fase de 220 V *rms* (380 V *rms* de linha). Os principais parâmetros do inversor trifásico estão na Tabela 4.1. A indutância necessária no filtro LC foi refletida para o primário do transformador, com o objetivo de usar indutores menores. Como a indutância de dispersão do transformador, refletida para a linha do lado da conexão delta, é de 140 μH , foram adicionados indutores externos de 400 μH .

Capacitância do filtro LC	$C_F = 18 \mu\text{F}$
Indutância do filtro LC ¹	$L_F = 540 \mu\text{H}$
Ondulação de tensão	$\Delta_{v_0} = 0,4\%$
Ondulação de corrente	$\Delta_{i_{LF}} = 30\%$
Frequência de comutação	$f_s = 10080 \text{ Hz}$
Relação de transformação ²	$n = 1:1,2$
Tensões de linha no transformador	190/380 V <i>rms</i> (Δ/Y)
Tensão de saída do inversor	$V_{RN} = V_{SN} = VT_s = 220 \text{ V rms (fase)}$
Tensão da rede elétrica	$V_{rede} = 380 \text{ V rms (linha)}$
Capacitor do retificador	$C_{retif} = 2200 \mu\text{F}$

TABELA 4 — Dado do projeto dos inversores trifásico de 5 kVA.

¹ Referenciado ao lado primário do transformador.

² Entre Boninas.

4.4.2. Projeto de Controle

O projeto de controle do inversor trifásico é dividido em duas etapas: projeto de hardware e de software. A primeira consiste em dimensionar as placas de condicionamento de sinais, que fazem a adequação das variáveis elétricas entre o circuito de potência e o processador, como ilustrado na Figura 69.

A segunda etapa consiste em fazer o controle digital do inversor trifásico. A Figura 69 mostra um diagrama de blocos simplificado do sistema de controle proposto. O diagrama completo, com detalhes das malhas, é apresentado na Figura 4.3. A implementação do controle mostrado

na Figura 66 foi feita no kit de desenvolvimento eZdspTM da Spectrum Digital Incorporated [118]. Esse kit utiliza o DSP (Digital Signal Processor) TMS320F2812 da Texas Instruments [117]. A programação do software foi realizada em linguagem C na plataforma *eZdsp Code Composer Studio* v3.1 [118]. O Apêndice A traz uma descrição do código implementado no DSP.

Resumidamente, o código do diagrama de controle da Figura 69 consiste em: configurar os módulos do PWM e do ADC (*Analog-to-Digital Converter*); implementar as funções matemática das transformadas, do desacoplamento e das malhas de controle; e por fim, projetar e implementar as equações diferenciais dos controladores. Este último possui algumas peculiaridades descritas a seguir.

Os três compensadores do sistema de controle da Figura 69 são projetados no domínio da frequência conforme apresentado em [119] e, depois, discretizados usando a Transformação Bilinear (ou Método de Aproximação de Tustin) definida em s. O objetivo transformação é, dado um controlador projetado em tempo contínuo representado por uma função de transferência, $H(s)$, encontrar uma função de transferência em z, que aproxime $H(s)$ em tempo discreto, como descrito em $H_D(z)$. Logo após, usando a função de transferência de $H(z)$, encontra-se a equação diferencial que é utilizada para a implementação no DSP [120].

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(z-1)}{(z+2)}$$

$$H_D(z) = H(s) \Bigg|_{s = \frac{2}{T_a} \frac{(z-1)}{(z+1)}}$$

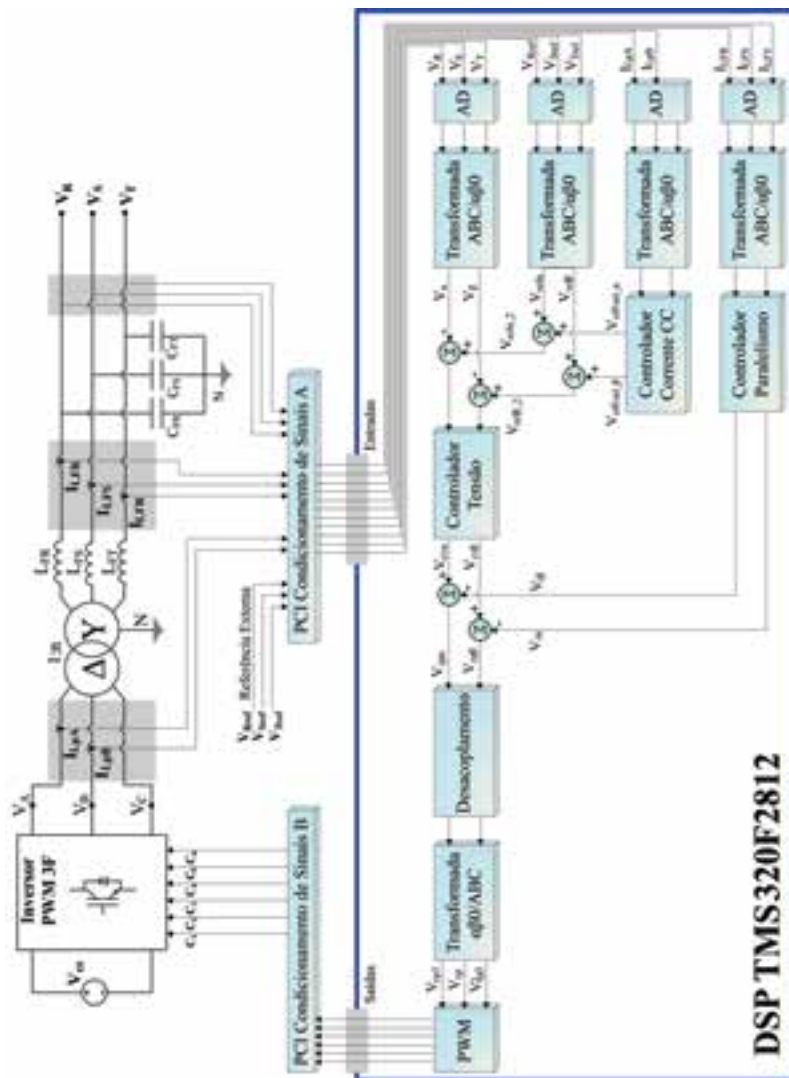


FIGURA 69 — Diagrama do controle digital do inversor de tensão trifásico.

O controlador do tipo PID da malha de tensão é descrito pela equação a diferença de $u_{cv}(k)$. Já o filtro passa-baixa e o controlador proporcional da malha de corrente média são descritos pela equação a diferença de $u_{cic}(k)$. Esses controladores são projetados através da metodologia apresentada em [121] e seus parâmetros são mostrados na Tabela 5.

$$u_{Cv}(k) = \begin{bmatrix} b_{0Cv} \cdot e_{Cv}(k) + b_{1Cv} \cdot e_{Cv}(k-1) + b_{2Cv} \cdot e_{Cv}(k-2) + \\ a_{1Cv} \cdot u_{Cv}(k-1) + a_{2Cv} \cdot u_{Cv}(k-2) \end{bmatrix}$$

$$u_{Clcc}(k) = b_{0Clcc} \cdot e_{Clcc}(k) + b_{1Clcc} \cdot e_{Clcc}(k-1) + a_{1Clcc} \cdot u_{Clcc}(k-1)$$

O controlador do paralelismo é um ganho e não precisa ser discretizado. Os valores dos ganhos $K_{II\alpha}$ e $K_{II\beta}$ também estão na Tabela 5.

Os valores de T_v , T_{IIp} e T_{IIF} apresentados na Tabela 5 são referentes aos ganhos dos circuitos de medição das tensões de saída, das correntes do primário do transformador e das correntes dos indutores, respectivamente. Esses valores contemplam os ganhos dos sensores, dos circuitos de condicionamento e do ADC do DSP.

Por fim, o período de amostragem apresentado na Tabela 5 é a metade do período de comutação, pois o software foi configurado para fazer duas aquisições em cada ADC por período de comutação (*double-update*), uma realizada no início e outra no meio do período de comutação. Portanto, tem-se uma frequência de amostragem igual ao dobro da frequência de comutação.

4.5. Resultados de Simulações

Dois inversores iguais ao mostrado na Figura 69 foram conectados em paralelo formando o sistema ilustrado na Figura 70. Somente para as simulações desta seção, a fonte CC da figura Figura 69 é bidirecional, com intuito de analisar as situações em que os inversores operam como retificadores (absorvem potência ativa do sistema). Já a fonte CC usada na implementação experimental que será apresentada na seção 4 é unidirecional, construída através de um retificador unidirecional trifásico com filtro capacitivo, como proposto na Figura 65. Com essas considerações descritas, a seguir são apresentados testes realizados por simulação do sistema da Figura 70, com o objetivo de estudar, verificar e comprovar a técnica de controle. Para simular as condições de implementação foram consideradas variações paramétricas de 1% nos sensores de tensão, 1% nas referências de tensão e 5% nas tensões da fonte CC dos inversores.

Constante b_0 do controlador C_v	$b_0 C_v = 1,799$
Constante b_1 do controlador C_v	$b_1 C_v = -2,982$
Constante b_2 do controlador C_v	$b_2 C_v = 1,222$
Constante a_0 do controlador C_v	$a_1 C_v = 0,499$
Constante a_1 do controlador C_v	$a_2 C_v = 0,501$
Ganho do sensor de tensão	$T_v = 0,003$
Constante b_0 do controlador C_{ICC}	$b_0 C_{ICC} = 0,00117$
Constante b_1 do controlador C_{ICC}	$b_1 C_{ICC} = 0,00117$
Constante a_1 do controlador C_{ICC}	$a_1 C_{ICC} = -0,998$
Ganho do sensor de corrente (primário)	$T_{I,p} = 0,019$
Ganho do sensor de corrente (secundário)	$T_{I,f} = 0,042$
Controlador do paralelismo	$K_{I,\alpha} = K_{I,\beta} = 0,075$
Período de amostragem	$T_a = 49,60 \mu s [1/(2 \cdot f_s)]$

TABELA 5 — Dados do projeto de controle do inversor trifásico de 5 kVA.

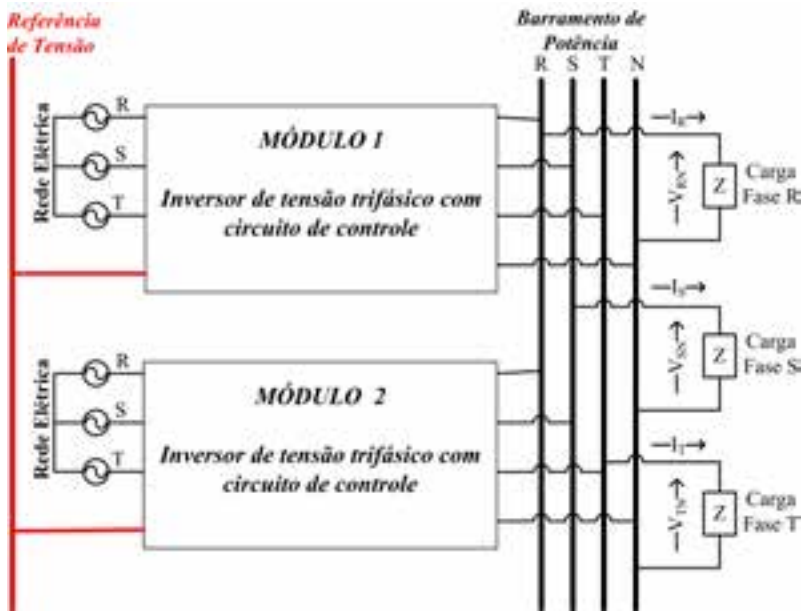


FIGURA 70 — Sistema com dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.

Para comprovar a estratégia do paralelismo foram simuladas duas situações. Uma com o controle do paralelismo desabilitado e a outra com o controle habilitado. Desligar este controle consiste em retirar a realimentação das correntes dos indutores no diagrama da Figura 69. Além disto, as duas simulações foram feitas com o sistema (os dois inversores conectados em paralelo) operando sem carga. Essa é a situação mais crítica para o paralelismo, pois os desequilíbrios entre os inversores podem tornar um deles uma carga para outro (operação como retificador).

A Figura 71 e a Figura 72 mostram que as tensões do barramento de saída do paralelismo são iguais para os dois casos simulados. Isto porque, o controle de tensão regula corretamente as tensões de saída independentemente das condições do paralelismo. As correntes dos indutores da fase R com controle do paralelismo desabilitado são mostradas na Figura 73. As mesmas correntes são visualizadas na Figura 74, mas com controle habilitado. Comparando os resultados é possível notar que, sem controle, existe uma corrente circulando entre os inversores, que

é eliminada ao habilitar o controle do paralelismo. As correntes dos dois inversores na Figura 74 estão em fase e circulam pelos capacitores dos filtros LC. As figuras também apresentam a tensão da fase R, com objetivo de ajudar a comparar as correntes.

Estas duas simulações demonstram que a estratégia de controle do paralelismo funciona como descrita na proposta e, principalmente, faz o controle da operação em paralelo dos inversores. Um dos grandes problemas do paralelismo é a circulação de correntes entre os inversores e ficou evidente a eficiência da estratégia em evitar isto. A seguir serão apresentados mais testes, com o objetivo de verificar a distribuição de correntes entre os inversores ao aplicar cargas no barramento de conexão.

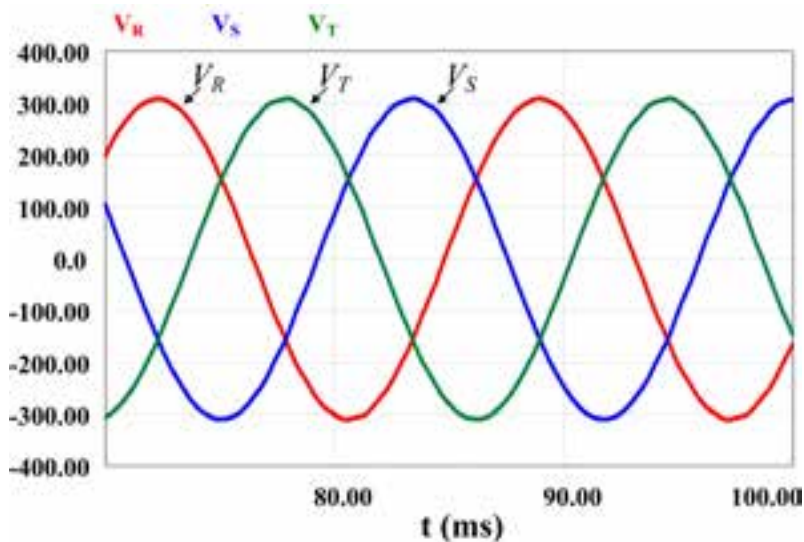


FIGURA 71 — Tensões V_R , V_S e V_T sem controle do paralelismo.

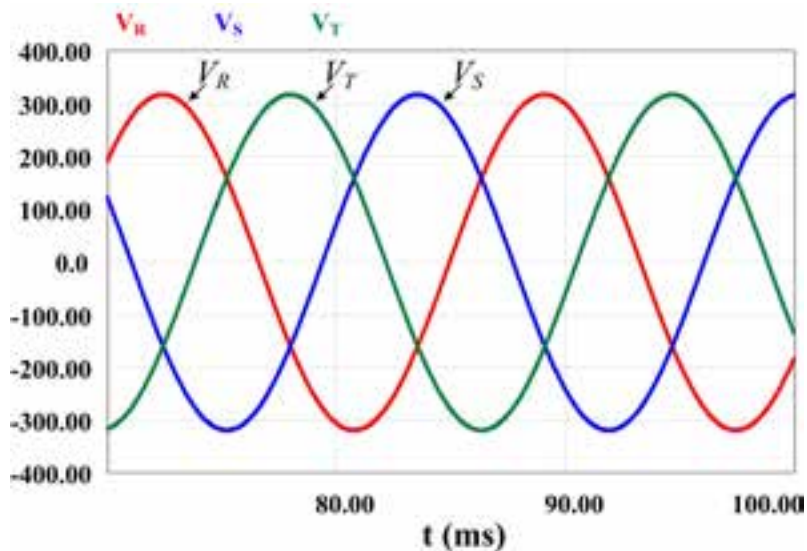


FIGURA 72 — Tensões V_R , V_S e V_T com controle do paralelismo.

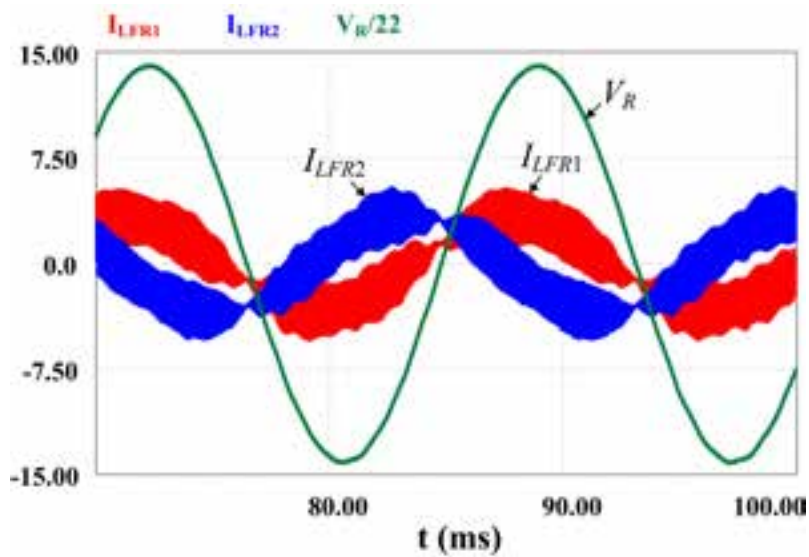


FIGURA 73 — Tensão ($V_R/20$) e as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R, sem controle do paralelismo.

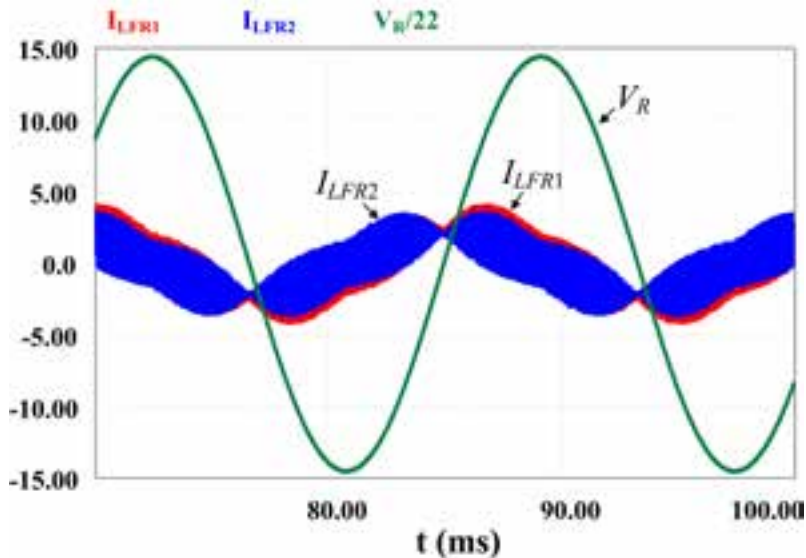


FIGURA 74 — Tensão ($V_R/20$) e as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R, com controle do paralelismo.

Outro teste foi realizado aplicando em cada fase uma carga monofásica, não linear, de 2 kVA, fator de potência 0,65 e “fator de crista” igual a 3.

O comportamento das tensões de saída durante a simulação é apresentado na Figura 75. Observa-se que, mesmo com o controle instantâneo da tensão, elas ainda possuem uma distorção (THD total de 4,3%). Isto porque, este tipo de carga exige uma corrente muito distorcida da fonte, como se observa na corrente de carga da fase R mostrada na Figura 4.12. As tensões apresentam uma regulação estática de 96,4%. Portanto, mesmo com uma carga não linear com “fator de crista 3”, o controle de tensão consegue manter uma tensão de saída com uma regulação estática e uma THD em níveis adequados.

O controle do paralelismo também foi eficaz com esse tipo de carga, pois conseguiu distribuir adequadamente as correntes de carga entre os dois inversores. Isto é comprovado pelas correntes fornecidas por cada inversor, exibidas na Figura 4.13 para a fase R e na Figura 4.14 para a fase T. Essas figuras demonstram o equilíbrio entre as correntes dos inversores. O comportamento da fase S foi idêntico ao das fases R e T.

Outro teste foi realizado aplicando em cada fase uma carga monofásica, não linear, de 2 kVA, fator de potência 0,65 e “fator de crista” igual a 3.

O comportamento das tensões de saída durante a simulação é apresentado na Figura 75. Observa-se que, mesmo com o controle instantâneo da tensão, elas ainda possuem uma distorção (THD total de 4,3%). Isto porque, este tipo de carga exige uma corrente muito distorcida da fonte, como se observa na corrente de carga da fase R mostrada na Figura 4.12. As tensões apresentam uma regulação estática de 96,4%. Portanto, mesmo com uma carga não linear com “fator de crista 3”, o controle de tensão consegue manter uma tensão de saída com uma regulação estática e uma THD em níveis adequados.

O controle do paralelismo também foi eficaz com esse tipo de carga, pois conseguiu distribuir adequadamente as correntes de carga entre os dois inversores. Isto é comprovado pelas correntes fornecidas por cada inversor, exibidas na Figura 76 para a fase R e na Figura 77 para a fase T. Essas figuras demonstram o equilíbrio entre as correntes dos inversores. O comportamento da fase S foi idêntico ao das fases R e T.

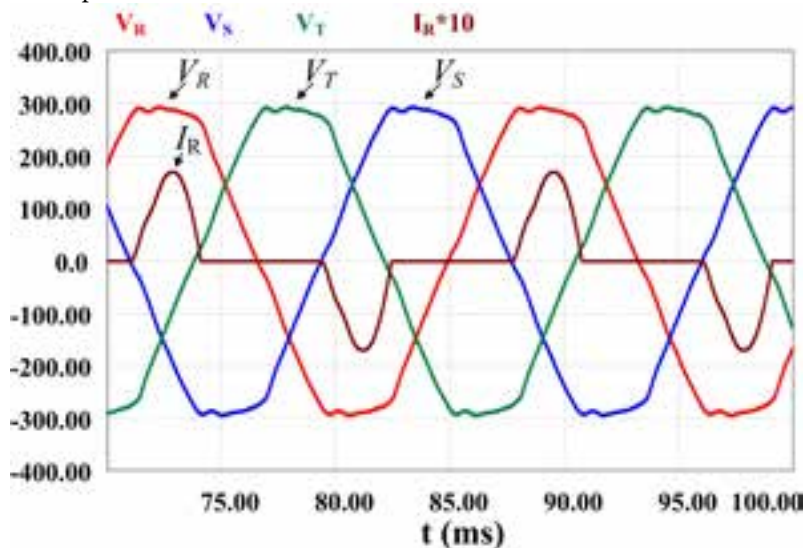


FIGURA 75 — Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R, com carga não linear.

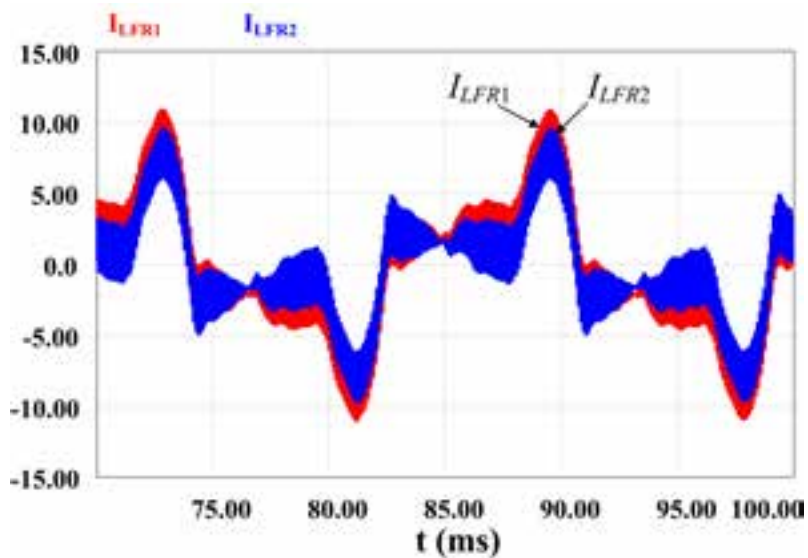


FIGURA 76 — Correntes nos indutores da fase R dos dois inversores, com carga não linear.

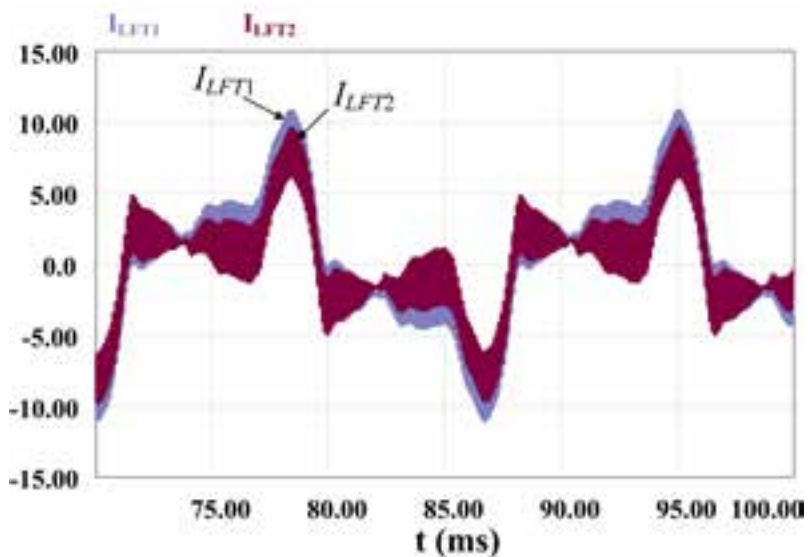


FIGURA 77 — Correntes nos indutores da fase T dos dois inversores.

4.5.1. Controle da Corrente Média no Primário do Transformador

O controle de corrente média do inversor trifásico tem o objetivo de evitar a saturação do transformador isolador. O estudo dessa malha foi realizado analisando a inicialização do inversor trifásico.

Na primeira simulação, foi desabilitado o controle de corrente média e colocado uma perturbação no sinal de controle de tensão, com objetivo de gerar um nível CC de tensão, de 1,5 V, nos enrolamentos do primário do transformador. O comportamento da corrente de linha da fase C do primário do transformador é exibido na Figura 78. A corrente apresenta um transitório de 3 segundos e um nível contínuo em regime permanente. Numa implementação prática, provavelmente o transformador iria saturar sob estas condições de operação.

Na segunda simulação realizada foi mantida a perturbação no sinal de controle e habilitado o controle de corrente média. O comportamento da corrente de linha da fase C é mostrado na Figura 79. Comparando o resultado da Figura 78 e da Figura 79, é possível perceber que o nível CC da corrente foi eliminado. Além disso, o controle consegue diminuir para 0,3 segundos o tempo do transitório das correntes de magnetização do transformador. Os sinais dos controladores de corrente média das componentes ortogonais α e β são apresentados na Figura 80 e na Figura 81, respectivamente. Nota-se que os sinais dos compensadores possuem respostas diferentes, mesma dinâmica e um nível CC em regime permanente, que elimina a tensão CC existente na saída do inversor PWM. Também é interessante observar que os controladores respondem com uma dinâmica rápida, colocando o transformador em regime permanente num período menor em relação à sua dinâmica natural, o que é essencial para manter os inversores funcionando adequadamente. Por fim, as componentes alternadas existentes nos sinais de controle não possuem função para esta malha e seus valores dependem do projeto do filtro passa-baixa.

As simulações apresentadas validam a proposta e o projeto do controle de corrente média.

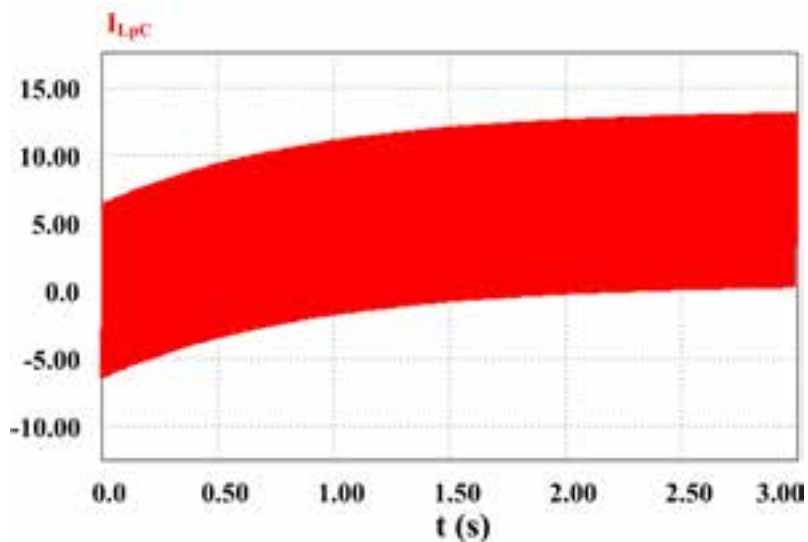


FIGURA 78 — Corrente de linha da fase C do primário do transformador, sem controle de corrente média.

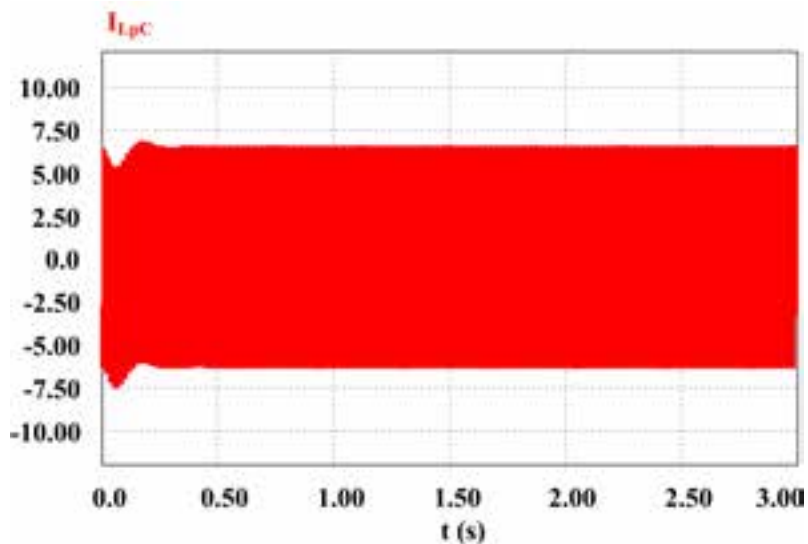


FIGURA 79 — Corrente de linha da fase C do primário do transformador, com controle de corrente média.

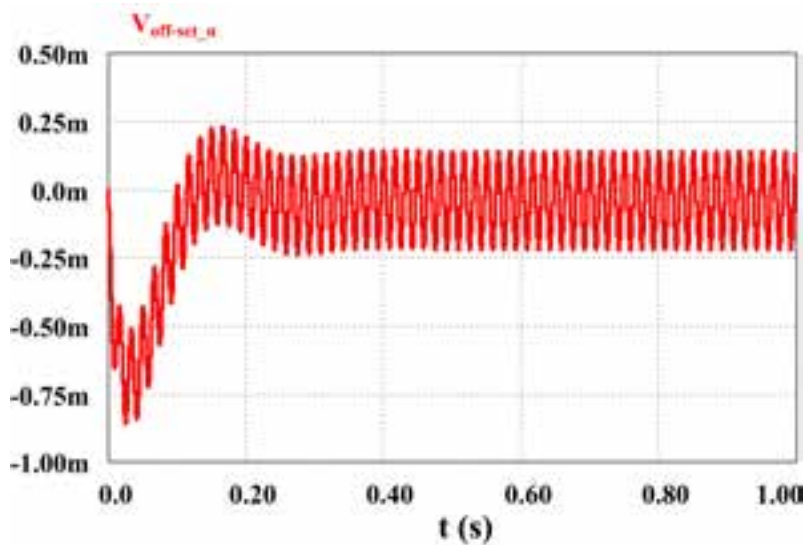


FIGURA 80 — Sinal do controlador de corrente média da componente α .

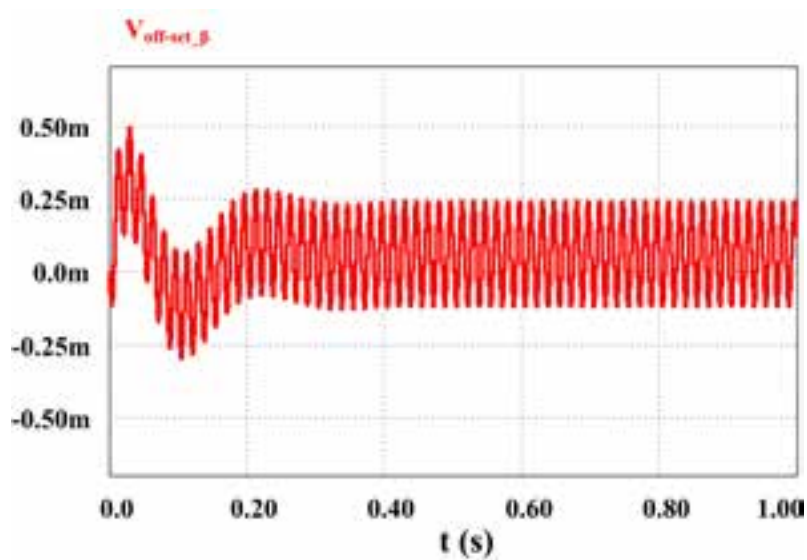


FIGURA 81 — Sinal do controlador de corrente média da componente β .

4.6. Resultados Experimentais

A implementação prática comprova e demonstra um exemplo de projeto da estratégia de controle proposta. Para isso, foram construídos dois inversores iguais ao da Figura 4.6 para conectá-los em paralelo. O esquema elétrico do circuito de potência do paralelismo é exibido na Figura 82. Os principais parâmetros do projeto do inversor são apresentados na Tabela 4. A potência nominal de um conversor é de 5 kVA, ou seja, o sistema possui uma potência nominal de 10 kVA. Nos ensaios do paralelismo foram aplicadas cargas de até 6 kVA, formando uma estrutura redundante N+1. A seguir são apresentados os resultados dos testes realizados com o protótipo.

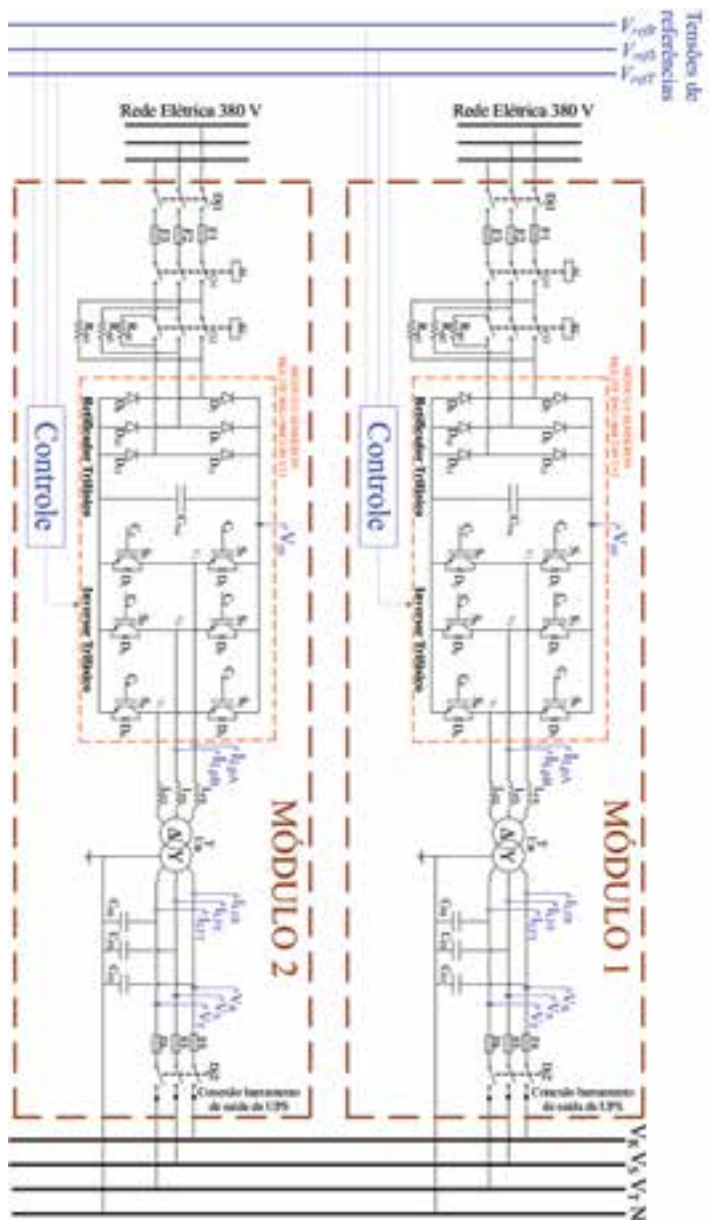


FIGURA 82 — Protótipo com dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.

4.6.1. Estudo da Técnica de Controle do Paralelismo

Nos testes com o protótipo não é possível operar com os dois inversores com o controle do paralelismo desabilitado, como realizado em simulação. Sendo assim, para verificar a atuação da estratégia de controle do paralelismo foram realizados dois ensaios, os quais usaram ganhos K_{IL} do controlador do paralelismo diferentes. O objetivo foi realizar um ensaio com o menor valor de K_{IL} que permitisse a conexão em paralelo dos inversores e, depois, comparar com os resultados obtidos usando o ajuste de K_{IL} projetado. Dessa forma, no primeiro teste utilizou-se um K_{IL} igual a 0,025 e no segundo um K_{IL} igual a 0,075 (valor de projeto). Além disso, por segurança os ensaios foram realizados com carga (2 kW por fase).

A Figura 83 mostra a tensão e as correntes na fase R durante o ensaio com $K_{IL}=0,025$. As correntes da Figura 83 são as fornecidas pelos dois inversores (correntes nos indutores) e a consumida pela carga. A Figura 84 apresenta as mesmas formas de onda, porém para o ensaio com $K_{IL}=0,075$. A tensão e a corrente de carga estão iguais nas duas figuras, pois o controle de tensão regula das tensões de saída mesmo com desequilíbrios entre os inversores. Ao analisar as correntes fornecidas pelos dois inversores, nota-se que na Figura 83 as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} estão defasadas e com amplitudes diferentes, o que demonstra claramente o desequilíbrio. Seus valores eficazes são 7,5 A e 4,2 A, respectivamente. Além disso, não foi possível operar com o sistema sem carga, pois houve circulação de corrente e troca de potência ativa entre os inversores. Entretanto, ao verificar as correntes dos inversores na Figura 84, percebe-se que I_{LFR1} e I_{LFR2} estão em fase e com mesma amplitude. Seus valores eficazes são 5,7 A e 5,5 A, respectivamente, o que demonstra o equilíbrio entre elas. Ao comparar os resultados dos dois ensaios, verifica-se que a estratégia de controle realmente possibilita a operação em paralelo dos inversores. Isto porque, ela atua na busca do equilíbrio entre as correntes e evita a circulação de corrente entre os inversores. Também foi verificado o comportamento das fases S e T e foram semelhantes ao da fase R.

A seguir serão apresentados outros testes realizados com o protótipo, todos usando o valor de K_{IL} igual a 0,075. Os resultados serão usados para

avaliar a estratégia de controle em diferentes modos de operação.

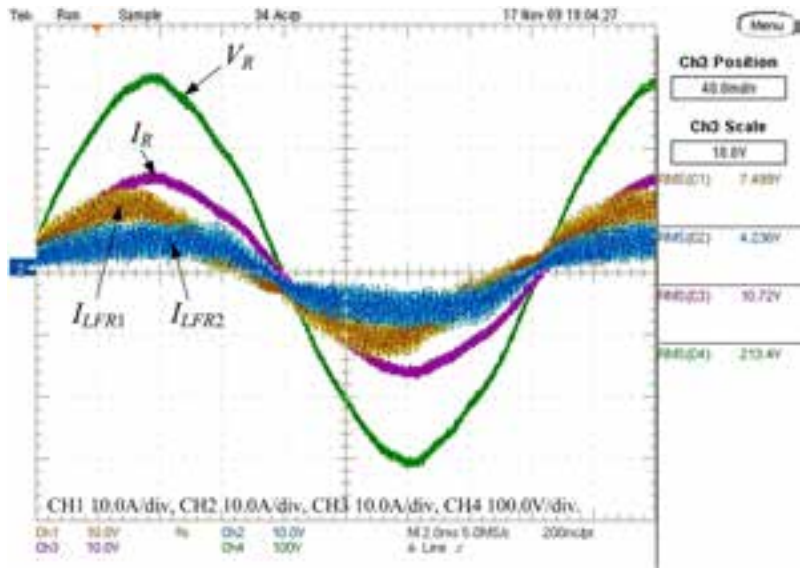


FIGURA 83 — Tensão da fase R, correntes da fase R nos dois inversores 1 e na carga, com ganho $K_{ii}=0.025$.

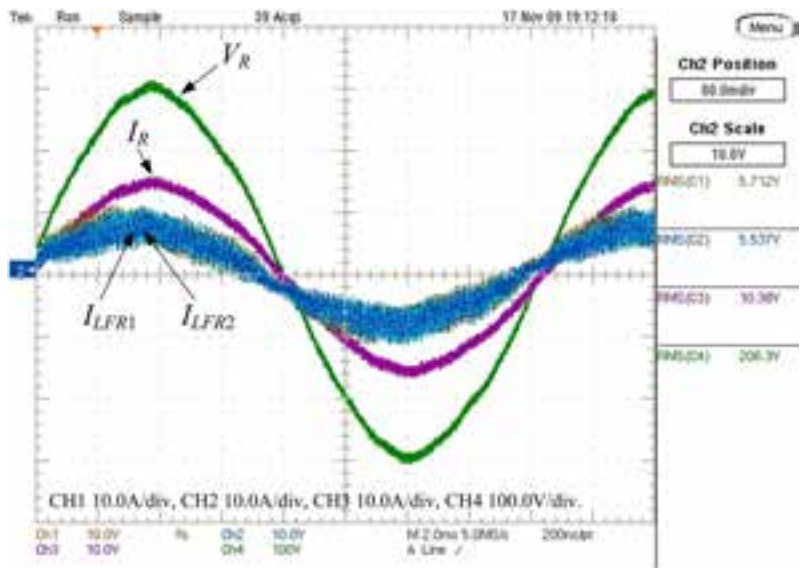


FIGURA 84 — Tensão da fase R, correntes da fase R nos dois inversores 1 e na carga, com ganho $K_{ii}=0.075$.

4.6.2. Sistema sem Carga

O sistema formado pelos inversores conectados em paralelo funcionando sem carga é o ponto de operação mais crítico, pois é neste caso que ocorre circulação de corrente entre os inversores. Sendo assim, a estratégia de controle foi testada nesta condição.

A Figura 85 apresenta as tensões do barramento de conexão. Analisando-as, elas estão todas bem reguladas e com uma THD total de 1,8%. A maior parte desta distorção é consequência da THD de 1,5% existente na tensão de referência, que é gerada a partir de uma amostra da rede elétrica. Investigando a fase R do sistema, através da tensão e das correntes mostradas na Figura 86, percebe-se que as correntes fornecidas pelos inversores estão em fase, ou seja, não há circulação de corrente entre os inversores. Estas correntes fornecidas pelos inversores estão circulando pelos capacitores dos filtros LC. O mesmo comportamento foi encontrado nas fases S e T. Portanto, o controle do paralelismo funciona corretamente com o sistema sem carga.

4.6.3. Sistema com Carga Resistiva

Este ensaio foi realizado aplicando uma carga resistiva de 2 kW nas três fases do barramento de conexão do paralelismo. O comportamento das tensões R, S e T e da corrente de carga da fase R é visualizado na Figura 87. As tensões estão com uma THD total de 1,7% e uma regulação estática de 91%, o que valida o controle de tensão para cargas resistivas. As correntes dos indutores dos dois inversores são visualizadas na Figura 4.25, na qual é possível verificar o equilíbrio entre as correntes de fase.

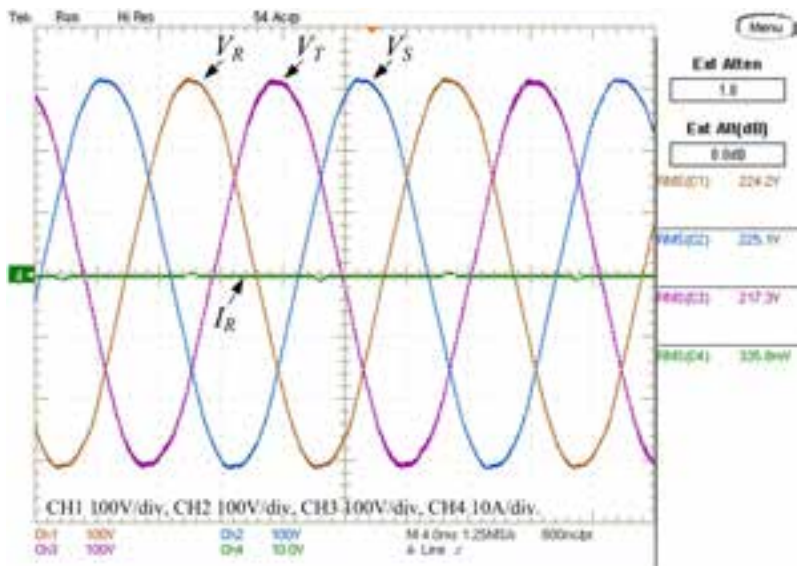


FIGURA 85 — Tensões V_R , V_S e V_T sem carga e a corrente na carga da fase R.

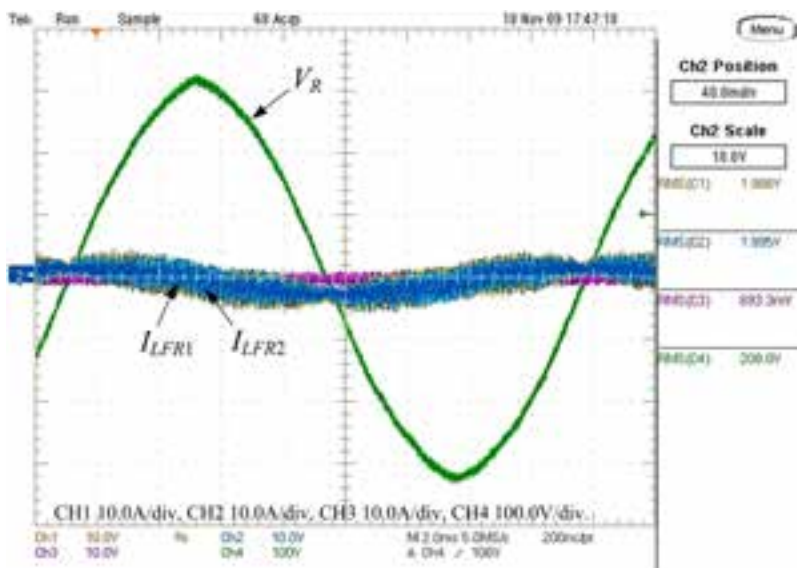


FIGURA 86 — Tensão, correntes dos indutores dos dois inversores e corrente de carga na fase R, sem carga.

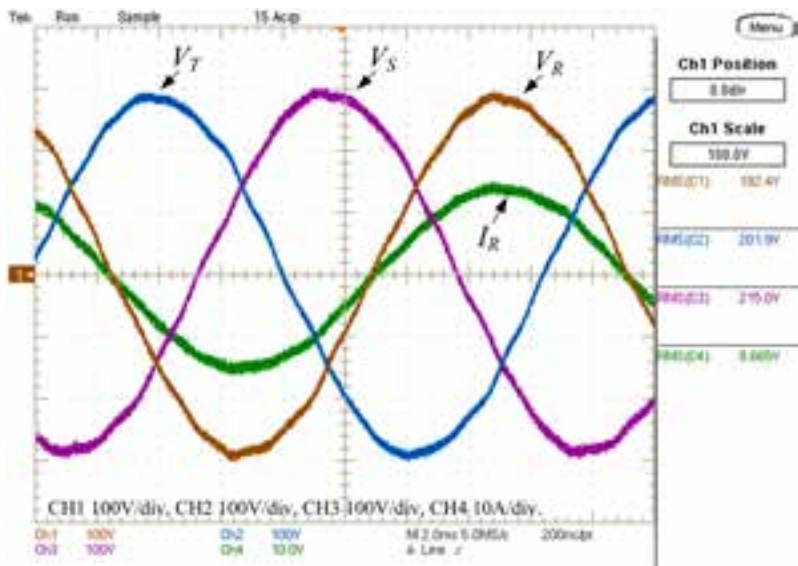


FIGURA 87 — Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R.

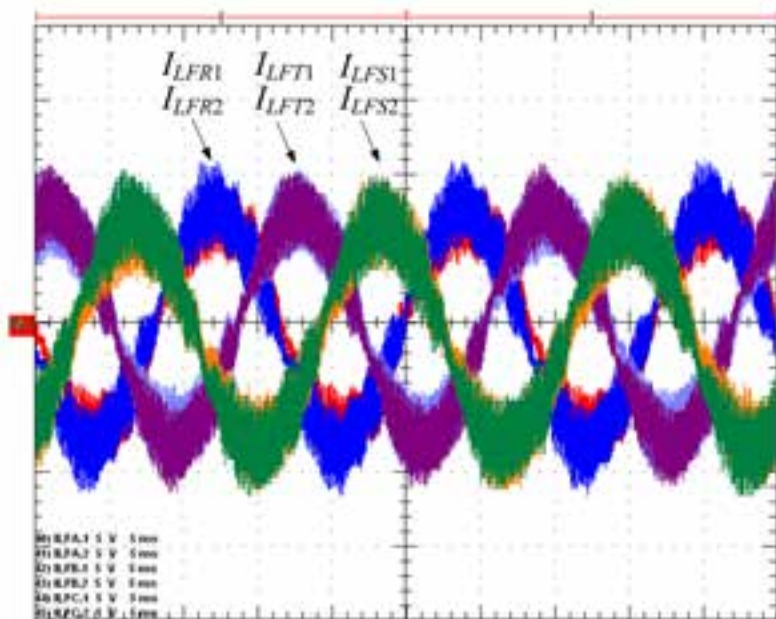


FIGURA 88 — Correntes nos indutores das fases R, S e T dos dois inversores.

Os sinais de controle das componentes ortogonais α e β do inversor 1 são mostrados na Figura 89. São esses sinais que estão proporcionando o equilíbrio nas correntes da Figura 88 e a regulação das tensões da Figura 87. Ao descrever o sinal $V_{cp\alpha 1}$ em função de $V_{cp\beta 1}$, obtém-se no diagrama de fase da Figura 90 uma circunferência, o que demonstra que os sinais α e β são senoidais e defasados de 90° , como esperados.

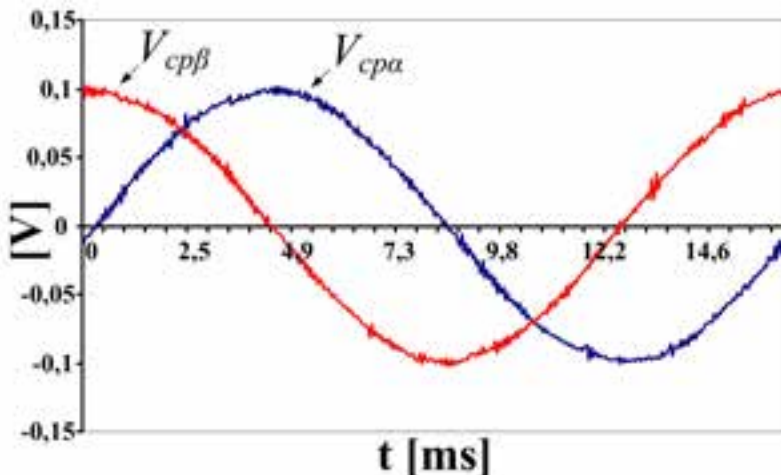


FIGURA 89 — Sinais de controle $V_{cp\alpha}$ e $V_{cp\beta}$ do inversor 1.

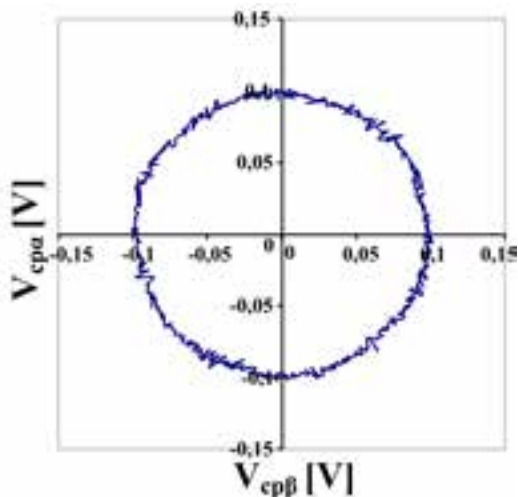


FIGURA 90 — Diagrama de fase dos sinais de controle $V_{cp\alpha}$ e $V_{cp\beta}$.

4.6.4. Sistema com Carga Não Linear

O protótipo também foi ensaiado alimentando três cargas não lineares, monofásicas, de 2 kVA e “fator de crista” igual a 2,6, colocadas uma em cada fase do barramento de saída.

As tensões das três fases do barramento e a corrente de carga da fase R, todas obtidas durante os testes, são mostrada na Figura 91. A corrente da fase R apresenta uma THD total de 95% e seus principais harmônicos degradariam fortemente a tensão de saída. Mas, isto é parcialmente evitado pela ação do controle de tensão, que minimiza estas distorções. As tensões da Figura 91 apresentam uma THD total de 5% e uma regulação estática de 93%. Estes valores são aceitáveis e validam o controle de tensão tipo de carga. A divisão das correntes de carga entre os dois inversores ficou equilibrada, como observado na Figura 92. Essa figura mostra as correntes fornecidas pelos dois inversores através das três fases.

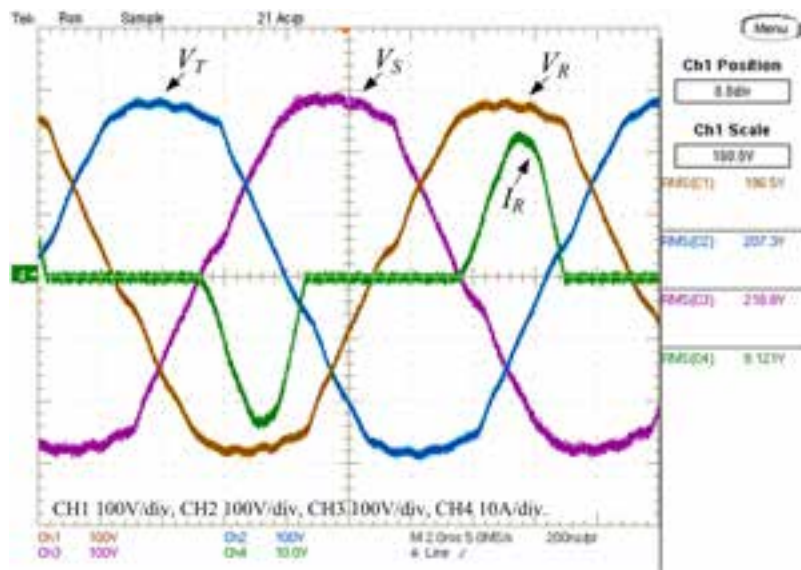


FIGURA 91 — Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R, com carga não linear.

4.6.5. Sistema com Carga Desequilibrada

Uma característica do sistema trifásico estudado é a capacidade de alimentar cargas monofásicas. Isto exige que o controle do paralelismo funcione adequadamente nestas condições. Por isso, neste teste a estratégia de controle foi testada aplicando cargas desequilibradas no barramento de saída dos inversores. As cargas usadas foram uma carga resistiva, monofásica e de 2 kW na fase R e uma carga não linear, monofásica, de 2 kVA e “fator de crista” igual a 2,6 na fase S. A fase T ficou sem carga.

Os resultados experimentais obtidos na fase R da tensão de saída, da corrente de carga e das correntes fornecidas por cada inversor, são apresentados na Figura 93. As mesmas informações sobre a fase S estão na Figura 94 e sobre a fase T na Figura 95. As formas de onda demonstram que o controle o paralelismo mantém as correntes da mesma fase equilibradas, independente da carga das outras fases. Portanto, o controle do paralelismo consegue atuar nas correntes de uma fase, sem causar danos às outras. Além disto, o controle de tensão também regula corretamente as tensões de fase com cargas desequilibradas.

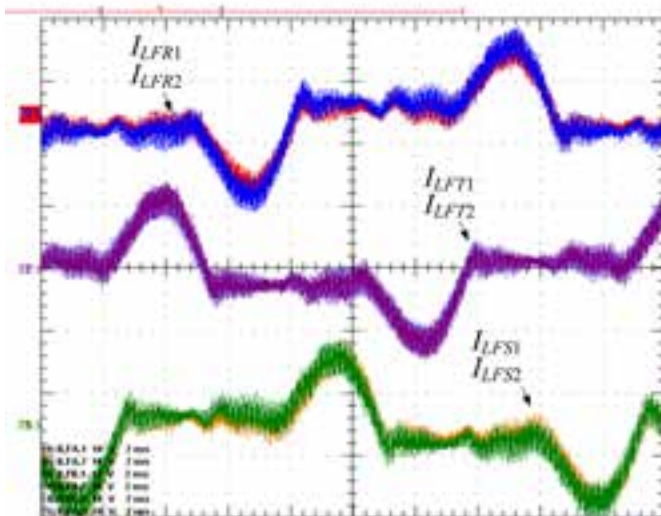


FIGURA 92 — Correntes nos indutores das fases R, S e T dos dois inversores, com carga não linear.

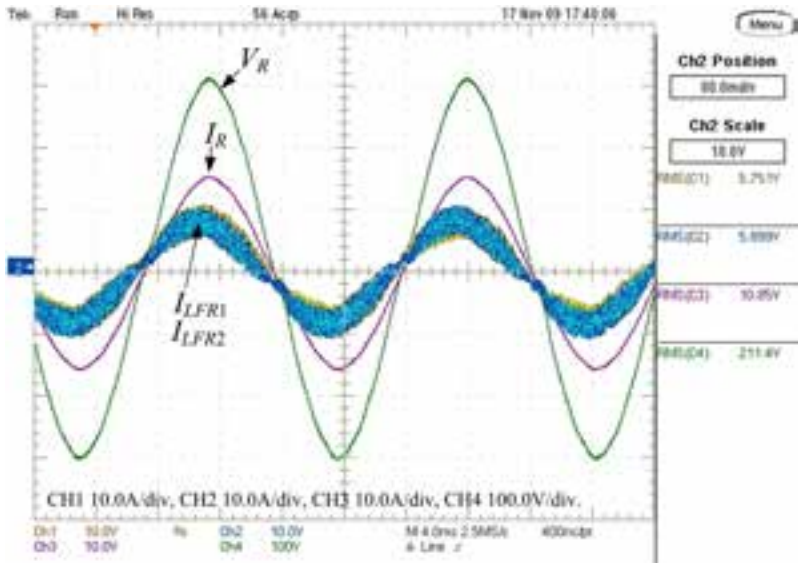


FIGURA 93 — Fase R - Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}).

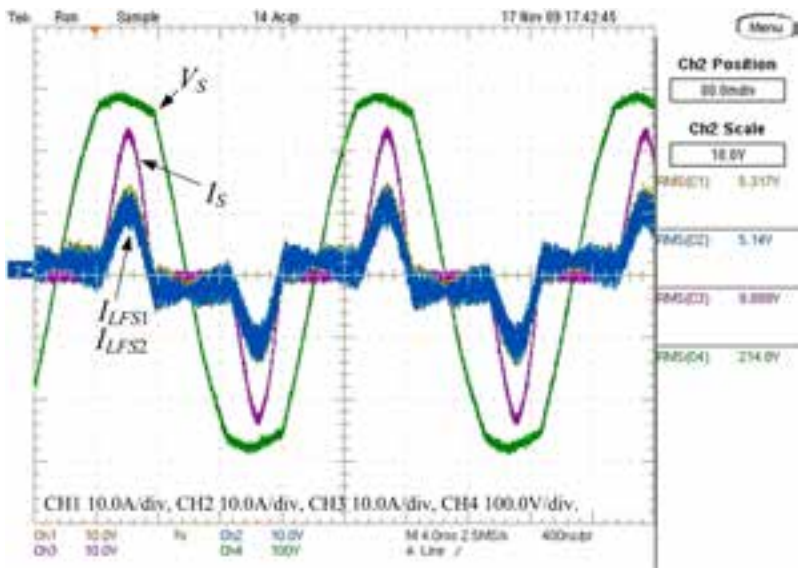


FIGURA 94 — Fase S - Tensão e corrente na carga (V_S e I_S) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFS1} e I_{LFS2}).

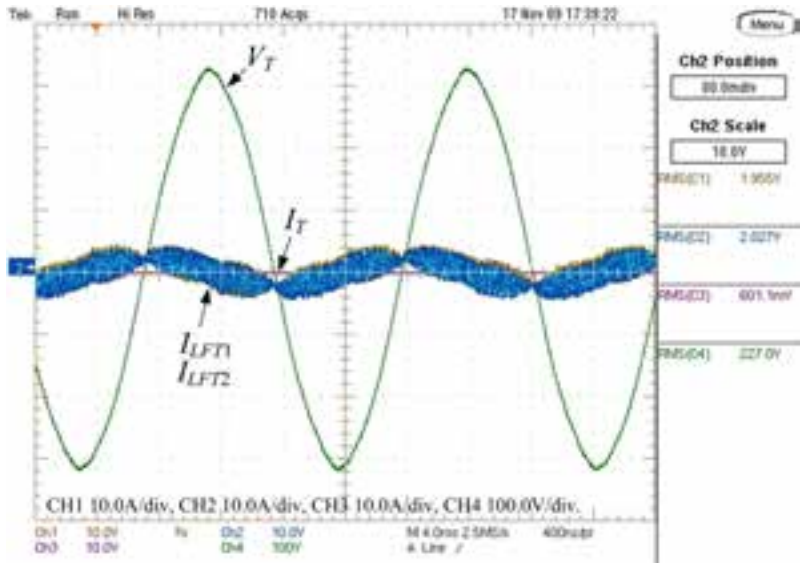


FIGURA 95 — Fase T - Tensão e corrente na carga (V_T e I_T) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFT1} e I_{LFT2}).

4.6.6. Controle de Corrente Média no Primário do Transformador

O controle de corrente média tem a função de evitar a circulação de corrente contínua no primário do transformador isolador. A situação mais crítica para este controle é a inicialização do conversor, devido ao transitório na tensão de saída e na corrente de magnetização do transformador. Foi por este motivo que o desempenho dos controladores de corrente média foi avaliado durante esta etapa de operação.

As simulações da seção 4 mostraram que a malha de corrente média responde com um tempo de acomodação na ordem de 0,3 segundos. Com esta informação, projetou-se o tempo de inicialização (*soft-start*) do controle de tensão em 3 segundos. Assim, a malha de corrente tem capacidade de regular o valor médio da corrente no primário do transformador durante a partida do inversor.

A Figura 96 expõe as formas de onda das correntes de magnetização do transformador (I_{LpA} , I_{LpB} e I_{LpC}) e da tensão da fase R, todas durante a inicialização do inversor trifásico. A figura apresenta a progressão da tensão de fase em forma de rampa, de zero até o valor nominal, no tempo de 3 segundos. Ao analisar as correntes do primário do transformador, principalmente I_{LpB} e I_{LpC} , percebe-se durante a inicialização que elas apresentam a tendência de ter uma componente contínua. Mas, observa-se que existe uma correção e as componentes contínuas são eliminadas. Esta ação é credenciada à atuação do controle de corrente média.

Ao verificar o desempenho do controlador, tem-se que o transitório das correntes de magnetização não apresenta oscilações, que é uma característica típica de sistema de primeira ordem. Além disso, o transitório possui um tempo de acomodação pequeno e adequado a dinâmica do sistema. Essas características são consequências da escolha do controlador tipo proporcional. A desvantagem desse controlador é o erro estático existente em regime permanente, mas que não prejudicou o funcionamento do transformador, como visto nas formas de onda da figura. Por fim, os resultados analisados apresentaram a resposta esperada, validando o projeto do controlador e mostrando a necessidade desta malha no sistema.

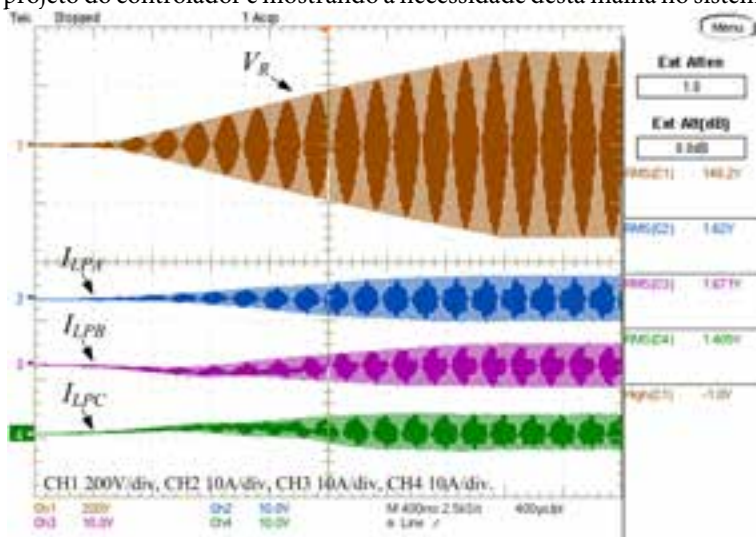


FIGURA 96 — Tensão da fase R, correntes de magnetização I_{LpA} , I_{LpB} e I_{LpC} , durante a inicialização do inversor.

4.6.7. Fotos do Protótipo

A fotografia da Figura 97 mostra o protótipo de um inversor de tensão trifásico. Na foto estão identificados através de números os principais circuitos do inversor e eles correspondem a:

1. Circuito de controle;
2. Fonte auxiliar
3. Alimentação e proteção;
4. Módulo SKS 25F B6U+B6CI 09 V12;
5. Transformador isolador;
6. Filtro LC e sensores;
7. Saída e proteção.

A fotografia da Figura 98 está mostrando os dois inversores, identificados como 1 e 2, operando em paralelo. Na foto também estão os equipamentos e as cargas utilizados durante os testes. Em cada inversor há um computador que foi utilizado para desenvolver o programa do DSP e monitorar as variáveis de controle durante o funcionamento do inversor.

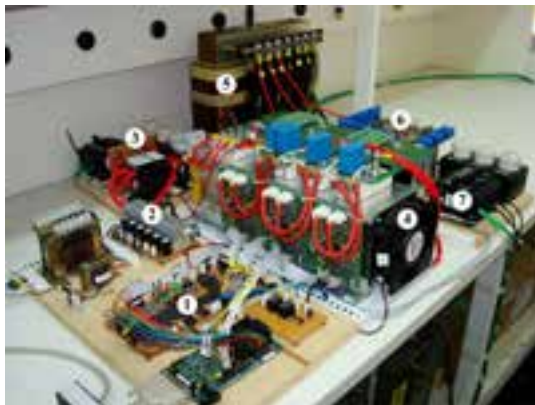


FIGURA 97 — Foto de um inversor do protótipo.



FIGURA 98 — Foto dos dois inversores em paralelo.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este estudo mostra em uma forma sintetizada as principais estratégias de controle aplicadas no paralelismo de inversores de tensão. Adicionalmente, também apresenta uma nova estratégia voltada para aplicações em Nobreaks, que é abordada para os sistemas monofásicos e trifásicos.

A técnica proposta para o controle do paralelismo de inversores, que é o foco principal do texto, é baseada nos seguintes princípios: o controle atua na tensão de entrada do filtro LC do inversor; o controle é feito com variáveis de valores instantâneos; e a estratégia usa somente variáveis internas do inversor. Além disto, a estratégia é formulada considerando-se uma referência de tensão senoidal comum a todos os inversores (referências iguais) e o controle de tensão realizado com variáveis de valores instantâneos. Com base nestes princípios, desenvolveu-se o controle do paralelismo que utiliza a realimentação da corrente do indutor para atuar na tensão de entrada do filtro LC do inversor e, assim, controlar a contribuição de corrente deste no paralelismo. Assim, nesta estratégia o controle do paralelismo usa somente variáveis internas do inversor e torna o módulo apto a operar no paralelismo independente do número de inversores e do nível de carga. Além disto, o controle instantâneo oferece uma resposta dinâmica rápida ao sistema. Estas características permitem aplicação da nova estratégia de controle no paralelismo de Nobreaks.

O tema paralelismo de inversores de tensão abordado no texto é complexo, entretanto, atrativo para o mercado de Nobreaks. Por isso, o texto descreve as principais técnicas de controle, os principais problemas, exemplo de projeto e implementação prática, com o objetivo de disseminar o assunto e o domínio da tecnologia no meio técnico, principalmente para estudantes, professores e empresas brasileiras.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Mohan, N.; Undeland, T. M. and Robbins, W. P.; “Power Electronics - Converters, Applications, and Design”; 2nd ed: John Wiley & Sons, Inc., 1995.

[2] Erickson, R.W.; “Fundamentals of Power Electronics”, vol. I. New York: Chapman & Hall, 1997, p. 191.

[3] Abdel-Rahim, N.M.; Quaicoe, J.E.; “Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, Nr. 4, p. 532-541, Jul. 1996.

[4] Ryan, M.J.; Lorenz, R.D.; “A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “back-EMF” decoupling,” presented at 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995.

[5] Ryan, M.J.; Brumsickle, W.E.; Lorenz, R.D.; “Control topology options for single-phase UPS inverters”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, Nr. 2, p. 493-501, Mar/Abr. 1997.

[6] Ronaldo, R. H.; Goldemberg, C. ; “Measurement of Capacitor Current as Control Variable for Voltage Source Inverter”. Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 09, p. 705-710. Out. 2009.

[7] Poh Chiang Loh; Newman, M.J.; Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; “A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, Nr. 5, p. 1176-1185, Set. 2003.

[8] Hongying Wu; Dong Lin; Dehua Zhang; Kaiwei Yao; Jinfu Zhang; “A current-mode control technique with instantaneous inductor-current feedback for UPS inverters”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC '99, Vol. 2, p. 951-957, 1999.

[9] Oliveira, S. V. G.; BARBI, I.; Romaneli, E. F. R.; “Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos PWM Senoidais Alimentando Cargas

Não Lineares”. Seminário Eletrônica de Potência – SEP 2002, Florianópolis, 2002.

[10] Gerent, F.H.; “Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Dez. 2005.

[11] Xinchun Lin; Shangxu Duan; Yong Kang; Jian Chen; “Waveform compensation of PWM inverter in UPS”. Power Electronics and Drive Systems, 2001. PEDS '01. Vol. 1, p. 292-296, 2001.

[12] Ciani, L.; Catelani, M.; Mancini, M.; Simoni, E.; “A Novel Technique for Power Inverter Control Based on a Single Voltage Sensor”. Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2009. I2MTC '09. Vol. 1, p. 1167-1170, 2009.

[13] Kawamura, A. and Hoft, R.G.; “Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis”. IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 20, p. 769-775, Jul/Ago. 1984.

[14] Kawabata, T.; Miyashita, T.; Yamamoto, Y.; “Digital Control of a Three-Phase PWM Inverter with LC Filter”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 1, p. 62-72, Jan. 1991.

[15] Shahgholian, G.; Faiz, J.; Shafaghi, P.; “Nonlinear Control Techniques in Uninterruptible Power Supply Inverter: A Review”. Computer and Electrical Engineering, 2009. ICCEE '09. Vol. 1, p. 51-55, 2009.

[16] Rech, C.; Pinheiro, H.; Grudling, H.A.; Hey, H.L.; Pinheiro, J.R.; “Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, Nr. 1, p. 401-410, Jan. 2003.

[17] A. Kawamura, T. Haneyoshi, and R. G. Hoft, “Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, pp. 118–125, Abr. 1988.

[18] S. L. Jung and Y. Y. Tzou, “Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal

sliding curve”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, pp. 567–577, Jul. 1996.

[19] Y. Y. Tzou, R. S. Ou, S. L. Jung, and M. Y. Chang, “High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, pp. 715–725, Jul. 1997.

[20] Braga, F.N.; Coelho, E.A.A.; Freitas, L.C.; Farias, V.J.; Júnior, J.B.V.; “A Proposal of a High Performance Controller for a Single Phase Inverters with Internal State Feedback”. Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 09, p. 1233-1238. Out. 2009.

[21] Kawabata, T. and Higashino, S.; “Parallel Operation of Voltage Source Inverters”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, Nr. 2, p. 281-287, Mar-Abr. 1988.

[22] Wei Yao, Mingzhi Gao, Zheng Ren, Min Chen, Zhaoming Qian; “Study on the Impact of the Complex Impedance on the Droop Control Method for the Parallel Inverters”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 10, Vol. 1, p. 1204-1208, 2010.

[23] Zheng R., Mingzhi G., Qiong M., Kun L., Wei Y., Min C., Zhaomin Qian; “Power Calculation Method Used In Wireless Parallel Inverters Under Nonlinear Load Conditions”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 10, Vol. 1, p. 1674-1208, 1677, 2010.

[24] Xuan Z., Jinjun L., Ting L., Linyuan Z.; “A Novel Power Distribution Strategy for Parallel Inverters in Islanded Mode Microgrid”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 10, Vol. 1, p. 2116-2120, 2010.

[25] Lorençato, A.A.; Martins, A.S.; Bonam, G.; Gabiatti, G.; “Single, Series and Parallel Redundat UPS”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP 07, p. 1110-1113. Out. 2007.

[26] Bonam, G.; Martins, A.S.; Ribeiro, L.A.S.; Saavedra, O.R.; Matos, J.G.; “Parallel-Connected Inverters Applied in Renewable Energy Systems”.

Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 09, p. 993-999. Out. 2009.

[27] Lazzarin, T.B.; Bauer, G.A.T.; Barbi, I.; “A control strategy by instantaneous average values for parallel operation of single phase voltage source inverters based on the inductor current feedback”, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE , San Jose, California, Set. 2009.

[28] Lazzarin, T.B.; Bauer, G.A.T.; Barbi, I.; “A control strategy for parallel voltage source inverters,” Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian , Bonito, MS, Set/Out. 2009.

[29] Lazzarin, T.B.; Bauer, G.A.T.; Barbi, I.; “A control strategy for parallel operation of single phase voltage source inverters,” Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, Porto, Nov. 2009.

[30] James, W.N.; Riedel, S.A.; “Circuitos Elétricos”. Editora LTC – 6ª Edição, 2003.

[31] Estofanero,H; Hausmann, R. and Lazzarin, T.B.; “Projeto de Inversor Monofásico”; Relatório Interno - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Mai. 2007.

[32] Saadat, H.; “Power System Analysis”. McGraw-Hill, 1999.

[33] Liangliang, C.; Lan, X. and Yangguang, Y.; “Application of Coupled Inductors in Parallel Inverter System”. Electrical Machines and Systems – ICEMS 2003. Vol. 1, p. 398-401, Nov. 2003.

[34] Holtz, J and Werner, K.H.; “Multi-Inverter UPS System with Redundant Load Sharing Control”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, Nr. 6, p. 506-513, Dez. 1990.

[35] Green, M.P, Mansir, H.; “A Survey of Control Methods for Three-Phase Inverters in Parallel Connection”. Power Electronics and Variable Speed Drives – 2000, p. 472-477, Set. 2000.

[36] Borup, U., Blaabjerg, F. and Enjeti, P.N.; “Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters”. IEEE Transactions

on Industrial Electronics, Vol. 37, No 6, p. 1817-1823, Nov/Dec. 2001.

[37] Chen, J.F., Chu, C.L.; “Combination Voltage-Controlled and Current-Controlled PWM Inverters for UPS Parallel Operation”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No 5, p. 547-558, Set. 1995.

[38] Broeck, H.V. and Boeke, U.; “A Simple Method for Parallel Operation of Inverters”. Telecommunications Energy Conference-INTELEC '98, p. 143-150, Oct. 1998.

[39] Petruzzello, F., Ziogas, P.D. and Joos, G.; “A novel Approach to Paralleling of Power Converter Units with True Redundancy”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '90, p. 808-813, Jun. 1990.

[40] Lee, C.S., Kim, S., Kim, C.B., Hong, S.C., etc; “Parallel U.P.S. with a Instantaneous Current Sharing Control”. Industrial Electronics Society - IECON'98, Vol. 1, p. 568-573, Ago. 1998.

[41] Lee, W.C., Lee, T.K., Lee, S.H., Kim, K.H., etc; “A Master and Slave Control Strategy for Parallel Operation of Three-Phase UPS Systems with Different Rating”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC '04, Vol. 1, p. 456-462, 2004.

[42] WEG Automação; “CFWM-11-Manual do inversor de Frequência”. <http://catalogo.weg.com.br/FILES/Artigos/1-15464.pdf>, Nov. 2008.

[43] ABB Industrial Drives; “Technical Catalogue”. [http://library.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/27246ab8fac5b08bc12573830041d9ea/\\$File/ACS800MultidrivescatalogueREVE_EN.pdf](http://library.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/27246ab8fac5b08bc12573830041d9ea/$File/ACS800MultidrivescatalogueREVE_EN.pdf), Nov. 2008.

[44] Barauna, A.P.; “Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio Instantâneo da Tensão de Saída”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Dez. 2003.

[45] Shanxu, D., Yu, M., Jian, X., Yong, K. and Jian, C. “Parallel Operation Control Technique of Voltage Source Inverters in UPS”. International Conference on Power Electronics and Drive Systems -

PEDS'99, Vol. 2, p. 883-887, Jul. 1999.

[46] Siri, K. and Lee, C.Q.; "Current Distribution Control of Converters Connected in Parallel". Industry Applications Society Annual Meeting - 1990, Vol. 2, p. 1274-1280, Oct. 1990.

[47] Lee, C.Q., Siri, K. and Wu, T.F.; "Dynamic Current Distribution Control of a Parallel Connected Converter System". Power Electronics Specialists Conference - PESC '91, p. 875-881, Jun. 1991.

[48] Coelho, E.A.A., Menezes, B.R., Cortizio, P.C. and Garcia, P.F.D.; "Sliding Mode Controller for Parallel Connected Inverters". Power Electronics Congress - CIEP 98, p. 96-102, Oct. 1998.

[49] Low, K.S., Cao, R.; "Model Predictive Control of Parallel Connected Inverters for Uninterruptible Power Supplies". Power Electronics Specialists Conference - PESC '06, p. 01-06, Jun. 2006.

[50] Chen, Y.K., Wu, T.-F., Wu, Y.-E. and Ku, C.-P.; "A Current-Sharing Control Strategy for Paralleled Multi-Inverter Systems Using Microprocessor-Based Robust Control". Electrical and Electronic Technology - TENCON '01, Vol. 2, p. 647-653, Ago. 2001.

[51] Chen, Y.K., Wu, T.-F., Wu, Y.-E. and Ku, C.-P.; "CWDC Strategy for Paralleled Multi-Inverter Systems Achieving a Weighted Output Current Distribution". Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '02, Vol. 2, p. 1018-1023, Mar. 2002.

[52] Chen, L., Xiao L., Gong, C., Yan, Y.; "Circulating current's characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close-loop controlled VSI". Power Electronics Specialists Conference - PESC '94, Vol. 6, p. 4791-4797, Jun. 2004.

[53] Xiong, R., Lee, Y. and Zhao, J.; "Modeling and Analysis of Stability for Parallel Inverters Operated with Instantaneous Maximum Current Control Strategy". Computational Engineering in Systems Applications, p. 1701-1706, Oct. 2006.

[54] Shanxu, D., Yu, M., Jian, X., Yong, K. and Jian, C.; "Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS". Power

Electronics and Drive Systems – PEDS '99, Vol. 2, p. 883-887, Jul. 1999.

[55] Shan, H., Kang, Y., Shanxu, D., etc; “Research on a Novel Digital Parallel Current Sharing Control Technique of Modularized UPS”. *Electrical Machines and Systems – ICEMS '07*, p. 106-109, Oct. 2007.

[56] Fang, T., Ruan, X., Xiao, L. and Liu A.; “An Improved Distributed Control Strategy for Parallel Inverters”. *Power Electronics Specialists Conference – PESC '08*, p. 3500-3505, Jun. 2008.

[57] Oshima, H., Miyazaya, Y. and Hirata, A.; “Parallel Redundant UPS with Instantaneous PWM Control”. *Telecommunications Energy Conference-INTELEC '91*, p. 436-442, Nov. 1991.

[58] Tan, J., Lin, H., Zhang, J. and Ying, J.; “A Novel Load Sharing Control Technique for Paralleled Inverters”. *Power Electronics Specialists Conference – PESC '03*, Vol 3, p.1432 – 1437, Jun. 2003.

[59] Xing, Y., Huang, L. and Yan, Y.; “Redundant Parallel Control for Current Regulated Inverters with Instantaneous Current Sharing”. *Power Electronics Specialists Conference – PESC '03*, Vol. 3, p.1438-1442, Jun. 2003.

[60] He, Z., Xing, Y. and Hu, Y.; “Low Cost Compound Current Sharing Control for Inverters in Parallel Operation”. *Power Electronics Specialists Conference – PESC '04*, Vol. 1, p. 222-227, Jun. 2004.

[61] Xing, Y., Huang, L.P., Yan, Y.G.; “A Decoupling Control Method for Inverters in Parallel Operation”. *Power System Technology - PowerCon 2002*, Vol. 2, p. 1025-1028, Oct. 2002.

[62] Tamai, S. and Kinoshita, M.; “Parallel Operation of Digital Controlled UPS System” *Industrial Electronics, Control and Instrumentation – IECON '91*. Vol 1, p. 326-331, Oct/Nov. 1991.

[63] Wu, T.-F., Huang, Y.-H., Chen, Y.-k., and Liu, Z.-R.; “A 3C Strategy for Multi-Module Inverters in Parallel Operation to Achieve an Equal Current Distribution”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

Vol. 47, Nr 2, p. 273-281, Abr. 2000.

[64] Shan, H., Kang, Y., Shanxu, D., etc; “Research on Novel Parallel Current Sharing Control Technique of the Stand-Alone Photovoltaic Inverter”. Industrial Electronics Society - IECON 2007, p. 1645-1649, Nov. 2007.

[65] Martins, A.P., Carvalho, A.S. and Araújo, A.S.; “A Control Method for High Power UPSs in Parallel Operation”. Circuits and Systems Symposium, Vol. 1, p. 208-211, Ago. 1995.

[66] Tan, J., Lin, H., Zhang, J. and Ying, J.; “A Novel Load Sharing Control Technique for Paralleled Inverters”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '03, Vol. 3, p.1432-1437, Jun. 2003.

[67] Xiaozhu, L. and Rongbo, Z.; “Efficient Parallel Control Scheme of Single Phase Inverters”. Control Conference Chinese – CCC '07, p 204-208, Jun/Jul. 2007.

[68] Chandorkar, M.C., Divan, D.M. and Adapa, R.; “Control of Parallel Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, Nr 1, Part 1, p 136 – 143, Jan.- Fev. 1993.

[69] Chandorkar, M.C., Divan, D.M., Hu, Y. and Banerjee, B.; “Novel architectures and control for distributed UPS systems”. Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '94, Vol. 2, p 683 – 689, Fev. 1994.

[70] Tuladhar, A.; “Advanced Control Techniques for Parallel Inverter Operation without Control Interconnections”. Thesis (Degree of Doctor of Philosophy), The University of British Columbia, Canada, Abr. 2000.

[71] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K.; “Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections”. Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '97, Vol. 1, p 94 – 100, Fev. 1997.

[72] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K. “Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of the line

impedance effect". Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '98, Vol. 1, p.321 - 328, Fev. 1998.

[73] Tuladhar, A. and Jin, H.; "A novel control technique to operate DC/DC converters in parallel with no control interconnections". Power Electronics Specialists Conference - PESC 98, Vol. 1, p.892 – 898, Mai. 1998.

[74] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K.; "Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect". Transactions on Industrial Applications, Vol. 36, Nr. 1, p.131 - 138, Jan/Fev. 2000.

[75] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J. and Miret, J.; "Steady-State Invariant-Frequency Control of Parallel Redundant Uninterruptible Power Supplies". Annual Conference of the Industrial Electronics Society - IECON 02, Vol. 1, p. 274 – 277, Nov. 2002.

[76] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Miret, J. and Castilla, M.; "A Wireless Load Sharing Controller to Improve Dynamic Performance of Parallel-Connected UPS Inverters". Power Electronics Specialist Conference - PESC '03, Vol. 3, p. 1408 – 1413, Jun. 2003.

[77] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M. and Miret, J.; "A High-Performance DSP-Controller for Parallel Operation of Online UPS Systems". Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '04, Vol. 1, p. 463 - 469, 2004.

[78] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M. and Miret, J.; "A Wireless Controller to Enhance Dynamic Performance of Parallel Inverters in Distributed Generation Systems". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, Nr. 5, p. 1205 - 1213, Set. 2004.

[79] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M. and Miret, J.; "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, Nr. 4, p. 1126 – 1135, Ago. 2005.

[80] Guerrero, J.M., Matas, J., de Vicuna, L.G., Castilla, M. and Miret, J.; "Wireless-Control Strategy for Parallel Operation of Distributed-Generation Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53,

Nr. 5, p. 1461-1470, Out. 2006.

[81] Guerrero, J.M., Matas, J., de Vicuna, L.G., Castilla, M. and Miret, J.; “Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Nr. 2, p. 994 – 1004, Abr. 2007.

[82] Coelho, E.A.A.; “Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores”; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais, Dez. 2000.

[83] Coelho, E.A.A., Cortizo, P.C. and Garcia, P.F.D.; “Small Signal Stability for Parallel Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems”. Industry Applications Conference, Vol. 4, p.2345 – 2352, Out. 2000.

[84] Coelho, E.A.A., Cortizo, P.C. and Garcia, P.F.D.; “Small Signal Stability for Parallel Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, p. 533 – 542, March-Abr. 2002.

[85] De Paiva, E.P., Vieira, J.B., De Freitas, L.C., Farias, V.J. and Coelho, E.A.A.; “Small Signal Analysis Applied to a Single Phase Inverter Connected to Stiff AC System Using a Novel Improved Power Controller”. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, p. 1099 – 1104, Mar. 2005.

[86] Maia, H.Z., Pinto, J.O.P. and Coelho, E.A.A.; “Power Response Optimization of Inverter Grid Parallel Operation Using P- ω and Q-V curves, and Phase Feedback Based on Genetic Algorithm”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP 2007, p. 546 - 551, Out. 2007.

[87] Maia, H.Z., Pinto, J.O.P. and Coelho, E.A.A.; “Power Response Optimization of Inverter Grid Parallel Operation Using P- ω and Q-V curves, and Phase Feedback Based on Genetic Algorithm”. Industrial Electronics Society - IECON 2007, p. 1679 – 1684, Nov. 2007.

[88] Andrade, B.G.; “Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFMG, Belo Horizonte,

Minas Gerais, Dez. 2005.

[89] Chung, Y.H., Kim, S.S., Cha, H.J., Kang, M.G. and Sul, S.K.; “Parallel Operation of Voltage Source Inverter by Real-Time Digital PWM Control”. European Conference on Power Electronics and Applications - EPE’91, p 58-63, 1991.

[90] Wallace, K. and Mantov, G.; “Wireless Load Sharing of Single Phase Telecom Inverters”. Telecommunications Energy Conference - INTELEC ‘99, p.7 pp, Jun. 1999.

[91] Glauser, H.-P., Keller, M., Pluss, A., Schwab, M. and Scherwey, R.; “New Inverter Module with Digital Control for Parallel Operation”. Telecommunications Energy Special – TELESCON 2000, p. 265 – 269, Mai. 2000.

[92] Chiang, S.J. and Chang, J.M.; “Parallel Control of the UPS Inverters with Frequency-Dependent Droop Scheme”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 2001, Vol. 2, p. 957 – 961, Jun. 2001.

[93] Borup, U., Blaabjerg, F. and Enjeti, P.N.; “Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters”. Industry Applications Conference, Vol. 4, p.2338 – 2344, Out. 2000.

[94] Borup, U., Blaabjerg, F. and Enjeti, P.N.; “Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, Nr. 6, p.1817 – 1823, Nov/Dez. 2001.

[95] Yao, W., Chen, M. and Qian, Z.; “An Improved Multiple-loop Controller for Parallel Operation of Single-phase Inverters with No Control Interconnections”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 2007, p. 448 – 452, Jun. 2007.

[96] De Brabandere, K., Bolsens, B., Van den Keybus and etc; “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters”; Power Electronics Specialists Conference - PESC 04. Vol. 4, p. 2501 – 2507, 2004.

[97] De Brabandere, K., Bolsens, B., Van den Keybus and etc; “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters”;

IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, Nr. 4, p.1107 – 1115, Jul. 2007.

[98] Ju, H., Ding, M., Su, J., Du, Y. and Chang, L. “Communicationless Parallel Inverters Based on Inductor Current Feedback Control”. Applied Power Electronics Conference - APEC 2007, p. 1385 – 1389, Fev/Mar. 2007.

[99] Georgakis, D., Papathanassiou, S., Hatziargyriou, N., Engler, A. and Hardt, C.; “Operation of a Prototype Microgrid System Based on Micro-Sources Quipped with Fast-Acting Power Electronics Interfaces”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 04, Vol. 4, p. 2521 – 2526, Jun. 2004.

[100] Engler, A. and Soultanis, N.; “Droop control in LV-Grids”. Future Power Systems, p. 1 – 6, Nov. 2005.

[101] Chen, Y. and Smedley, K.M.; “One-Cycle-Controlled Three-Phase Grid-Connected Inverters and Their Parallel Operation”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, Nr. 2, p.663 – 671, Mar/Abr. 2008.

[102] Loix, T., De Brabandere, K., Driesen, J. and Belmans, R.; “A Three-Phase Voltage and Frequency Droop Control Scheme for Parallel Inverters”. Industrial Electronics Society - ECON 2007, p 1662 – 1667, Nov. 2007.

[103] Barbi, I.; “Projeto de Fontes Chaveadas”. Florianópolis – SC, Edição do Autor, 2000.

[104] Guedes, J.A.M.; “Inversor de Tensão Trifásico, Utilizando Transformador de Baixa Freqüência Conectado em Delta-Estrela, com Controle Vetorial e as Transformadas de Clarke e Park”; Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Fev. 2005.

[105] Barbi, I.; “Teoria Fundamental do Motor de Indução”. <http://www.ivobarbi.com/livrosd.php>, Fev. 2009.

[106] Font, C.H.I, Nascimento, C.B., Pereira, E.I., etc ; “Retificador

Trifásico PWM com Elevado Fator de Potência Utilizando Transformação de Park: Abordagem por Variáveis de Fase”; Relatório Interno - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Ago. 2003.

[107] Perin, A. J; “Modulação PWM”. Apostila Interna - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, 2000.

[108] PSIM.sch; 2006. Versão 6.0. Software de Simulação Numérica. POWERSIM INC.

[109] MathCad.mcd. 2004.Versão 11.0. Software para Realizar e Documentar Cálculos Científicos e de Engenharia. PTC Corporate Headquarters.

[110] Datasheet, Semikron; “Single-Phase Inverter – SEMISTACK IGBT”. <http://www.semikron.com/internet/webcms/objects/stack/5BR2490002.pdf>, Mar. 2009.

[111] Datasheet, MICROCHIP; “PIC 18F2331/2431/4331/4431”. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39616C.pdf>, Mar. 2009.

[112] Pacheco, R. L.; “Conversão Eletromecânica de Energia A”. Apostila Interna - EEL, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Mar. 1999.

[113] Guedes, J.A.M.; Mussa, S.A.; Barbi, I. “Estratégia de Controle Digital de um Inversor Trifásico com Transformador Δ -Y, Aplicando a Transformada de Park, Usando o Dsp TMS 2812”. Congresso Brasileiro de Automática – CBA’06, p 2483 – 2488, Out. 2006.

[114] Guedes, J.A.M.; Barbi, I. “Control of a Three-Phase Inverter with a Delta-WYE Transformer, Using the Park Transformation”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP’05, p 151 – 156, 2005.

[115] Botterón, F; Pinheiro, H.; “Um Novo Controlador Discreto Utilizando o Princípio do Modelo Interno para o Controle de Inversores Trifásicos de Tensão com Transformador Δ Y na Saída”. Congresso Brasileiro de Automática – CBA ’04, Set. 2004.

[116] Datasheet, Semikron; “Three-phase Inverter –

SEMISTACK IGBT”. <http://www.semikron.com/internet/webcms/objects/stack/5BR26890.pdf>, Fev. 2010.

[117] Datasheet, Texas Instruments; “TMS320F2812 32-Bit Digital Signal Controller”. <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f2812.html>, Fev. 2010.

[118] Datasheet, Spectrum Digital Incorporated; “eZdspTM for TMS320F2812 DSP”. http://www.spectrumdigital.com/product_info.php?&products_id=138, Fev. 2010.

[119] Ogata, K.; “Engenharia de Controle Moderno”. Editora Prentice Hall do Brasil, 3a Edição, Rio de Jan. 1997.

[120] Ogata, K.; “Discrete-Time Control Systems”. Editora Prentice Hall, 2a Edição, Englewood Cliffs, 1995.

[121] Lazzarin, T.B.; “Paralelismo de Inversores de Tensão”; Tese de Doutorado aprovada no curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Jul. 2010.

APÊNDICES

A. CONTROLE DIGITAL DO INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO

A.1. Controle Digital do Inversor Trifásico de Tensão

A.1.1 Introdução

A implementação do controle digital foi feita no kit de desenvolvimento eZdsp™ da *Spectrum Digital Incorporated*. Este kit utiliza o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F2812 da Texas Instruments. A programação do software foi realizada em linguagem C na plataforma *eZdsp Code Composer Studio* v3.1. As rotinas de controle foram inseridas nos laços de interrupção de underflow e período do módulo *event manager-A* configurado como modulador PWM. As rotinas de proteção são executadas a partir da interrupção externa XINT do próprio DSP. O programa está estruturado no formato numérico Q.15.

A.1.2 Descrição do Programa

A.1.2.1 Fluxo Principal

A estrutura principal do programa desenvolvido segue o fluxograma da Figura A.1.

Inicialmente, o software configura todos os periféricos do DSP utilizados no projeto. Depois fica esperando o comando para ligar o inversor, que é comandado através de uma chave externa, colocadas no hardware de controle e conectadas à GPIOA 10 do TMS320F2812. Ao acionar a chave conectada a porta GPIOA10, o programa inicializa as variáveis de controle,

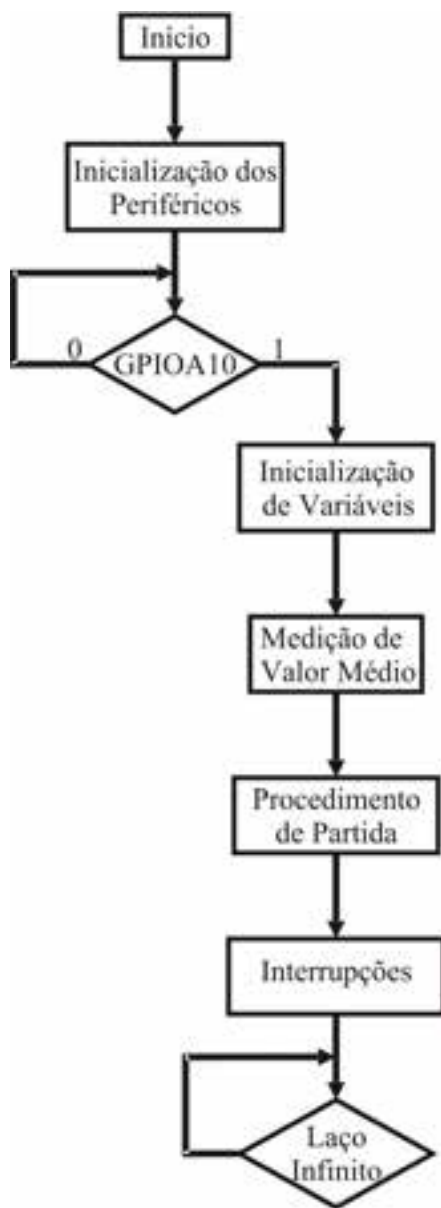
os *flags* e executa a calibração das medições dos ADC, o que garante a eliminação dos *off-sets* presentes nas medidas dos sinais analógicos.

Após a calibração dos ADC o programa inicializa o retificador do circuito de potência, responsável em gerar o barramento CC do inversor. Nessa etapa, o DSP aciona um contactor, que alimenta o retificador com a rede elétrica em série com resistores de *in-rush*. Depois de atingida uma determinada tensão no barramento CC, o DSP recebe um sinal digital e comanda um segundo contactor, que colocam em curto-circuito os resistores de *in-rush*.

Após a inicialização, são configuradas as interrupções do módulo EVA, responsável pela geração dos pulsos que acionam os interruptores do inversor, e a interrupção externa, a qual tem a função de efetuar as rotinas de proteção do sistema.

Por fim, o inversor entra no laço infinito, no qual trabalhará durante todo o tempo. Nesta etapa, o usuário comanda através de uma segunda chave externa colocada no hardware e conectada à GPIOA11 do DSP, a inicialização e o desligamento do inversor de tensão. Ao acionar a chave, o inversor inicializa com um *soft-start* de 3 segundos, o qual multiplica as referências de tensão por um sinal crescente de 0 a 1 (sinal em rampa). Ao desligar a chave, o software desliga o inversor abrindo todos os seus interruptores.

Fluxograma do programa principal



A.1.2.2 Gerenciamento das Interrupções

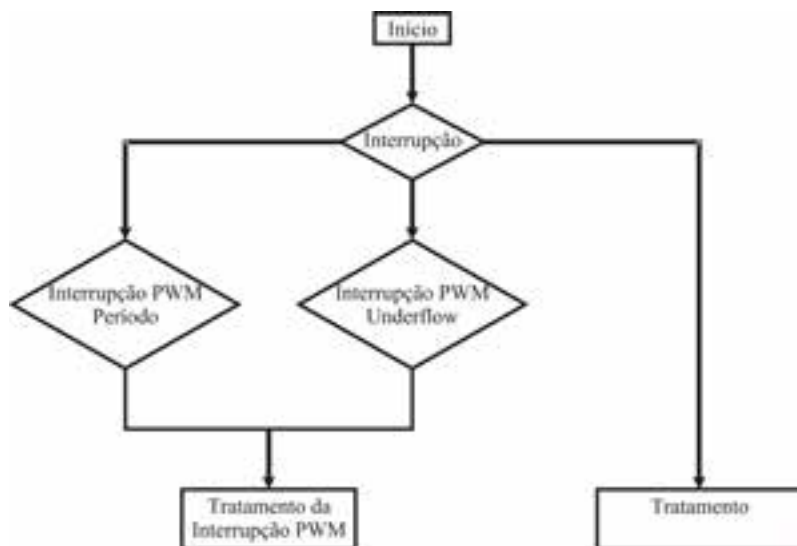
As interrupções existentes no software de controle do inversor são as seguintes:

- Interrupção do EVA quando este apresenta *underflow*;
- Interrupção do EVA quando o mesmo atinge o valor do período de amostragem;
- Interrupção externa XINT.

As interrupções do módulo PWM ocorrem periodicamente sincronizadas com o período de amostragem, cuja frequência é de 20,160 kHz. É utilizado uma modulação escalar, com portadora triangular e frequência de comutação de 10,080 kHz. Portanto, têm-se duas amostragens por período de comutação (*double-update*). A frequência portadora pode ser ajustada através dos parâmetros de configuração do software.

A interrupção externa ocorre eventualmente quando um pedido do hardware, responsável pelo gerenciamento das proteções, apresenta mudança de estado. Figura A.2 ilustra o fluxograma de ocorrência das interrupções.

Fluxograma para gerenciamento das interrupções do DSP.



A.1.2.3 Tratamento das Interrupções do EVA

As interrupções do módulo PWM realizam as funções de controle do inversor. Todas as rotinas de controle são operadas pelo mesmo tratador. Estas rotinas são apresentadas no fluxograma da Figura A.3.

Após a ocorrência das interrupções e desvio de fluxo para o tratador da interrupção, os *flags* correspondentes são atualizados. A aquisição de dados inicia-se via software. São monitoradas doze (12) variáveis: Tensões de referência (ADC0-ADC2), correntes do primário do transformador (ADC3-ADC5), tensões de saída (ADC6-ADC9) e correntes de saída (ADCA-ADCC). Para eliminação de ruído é utilizado um filtro que lê “x” vezes o ADC e usa a média das leituras (isto em cada período de amostragem). A variável “x” é ajustada no início do programa e precisa ser múltiplo de 2. Neste projeto usou-se “x” igual 4. Em todas as leituras do conversor AD são retiradas os valores CC e escalonadas em Q15.

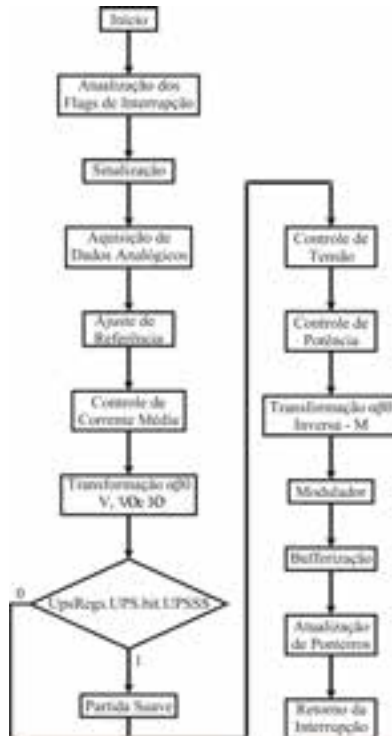
Após as leituras dos AD's, inicia-se o cálculo das transformadas $\alpha\beta$, controle de corrente média, controle de tensão, com ajuste de base

configurável, controle do paralelismo e transformada inversa. O modulador é o responsável pelo escalonamento das variáveis de saída do controle, que está na base Q15, com a portadora triangular. No modulador, é aplicado um ganho de dois nos sinais moduladores, devido ao ajuste das variáveis medidas no conversor AD. Por fim, os ponteiros para gerenciamento de variáveis são atualizados e a interrupção é finalizada.

A.1.2.4 Tratador da Interrupção XINT

A interrupção externa tem a função de processar o pedido de atuação da proteção oriunda do hardware. Esse sinal é processado pelo DSP a partir da mudança de estado da entrada XINT do processador. A Figura A.4 ilustra o fluxograma do tratador de interrupção externa.

Fluxograma do Tratador da interrupção do PWM.



Fluxograma do Tratador da interrupção externa.



