

Universidade Federal de Minas Gerais
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS

Bruno Gomes de Andrade

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Paulo Fernando Seixas, Dr.

Co-orientador: Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr.

Belo Horizonte, 16 de dezembro de 2005

Agradecimentos

Dedico meus sinceros agradecimentos para:

- os professores Dr. Paulo Fernando Seixas e Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo, pela orientação, incentivo, interesse e amizade dedicados neste trabalho;
- ao professor Dr. Marcos Antônio Severo Mendes e demais professores acima mencionados pelos anos de aprendizado em todos os projetos que participei no Laboratório de Eletrônica de Potência do Departamento de Eletrônica da UFMG, o que representou certamente um complemento imprescindível para a minha formação;
- a equipe do Laboratório de Eletrônica de Potência do Departamento de Eletrônica da UFMG, em especial aos colegas Cláudio Félix, Leandro Oliveira, Lenin Moraes, Bernardo Cougo, Márcio Jorge Teixeira, Breno Castilho, Allan Lage e Fabiano Rocha, não só pela ajuda nos momentos necessários mas também pela amizade;
- a Engetron, especialmente Aloísio Pêgo de Oliveira, Marcos Pêgo de Oliveira, Paulo de Tarso Paixão Lopes e Wilton C. Padrão pelo apoio sempre manifestado e pelo protótipo cedido; e ainda à Dona Maria pelos trabalhos de solda nas placas da CPU;
- a toda minha família, pelo apoio constante;
- ao CNPq, pelo apoio financeiro.

Resumo

De uma maneira geral o controle do paralelismo de inversores para aplicações em UPS pode ser dividido basicamente em duas técnicas, paralelismo com interconexão no controle e paralelismo sem interconexão no controle. Este trabalho apresenta um estudo sobre os esquemas mais comuns em cada técnica presentes na literatura, notadamente, mestre-escravo para paralelismo com interconexão no controle e o controle através das características potência ativa versus frequência e potência reativa versus tensão para o paralelismo sem interconexão no controle. Uma atenção especial é dada para o controle da tensão de saída do inversor, implementando um controlador repetitivo a fim de melhorar o desempenho do controlador quando o sistema alimenta cargas não lineares.

Abstract

Basically, the operation and control of distributed networks of uninterruptible power supply (UPS) systems may be classified in two main techniques: parallelism with and without control interconnection. This work is concerned with the study of the most common schemes in each technique presented in the literature, such as master-slave scheme which uses wires to accomplish control interconnection and the frequency and voltage droop scheme which do not use any interconnection wires. A special attention is given to the output voltage controller of the UPS inverter, implementing a repetitive controller in order to improve the overall performance of the system specially when the system feeds non-linear loads.

Sumário

Resumo	ii
Abstract	iii
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	x
1 Introdução	1
2 Controlador do Inversor de Tensão	3
2.1 Controlador por Realimentação de Estados	3
2.1.1 Projeto do Controlador	4
2.1.2 Atraso do tempo de cálculo do processador	5
2.2 Controladores Repetitivos	7
2.2.1 Introdução	7
2.2.2 Estrutura do Controlador	8
2.2.3 Controladores Repetitivos para Aplicações em UPS	9
2.2.4 Procedimento de Projeto de Controladores Repetitivos Auxiliares	13
2.3 Projeto do Controlador Repetitivo Auxiliar	17
2.4 Resultados de simulação	22
2.4.1 Controlador por realimentação de estados	22
2.4.2 Controlador repetitivo auxiliar	22
2.5 Resultados experimentais	25

2.5.1	Controlador por realimentação de estados	25
2.5.2	Controlador repetitivo auxiliar	25
2.5.3	Conclusão	26
3	Paralelismo com comunicação	29
3.1	Introdução	29
3.2	Método mestre escravo	34
3.3	Controle da UPS mestre	34
3.3.1	Modelo do filtro LC de saída	35
3.3.2	Projeto do Controlador de Tensão	36
3.4	Controle da UPS escravo	37
3.4.1	Modelo do filtro LC de saída	37
3.4.2	Projeto do Controlador de Corrente	38
3.4.3	PLL Monofásico	41
3.5	Falha do Controlador Mestre	44
3.5.1	Comunicação entre Unidades Mestre e Escravos	44
3.5.2	Algoritmo para o caso de falha no controlador Mestre	44
3.5.3	Transmissão do valor do Integrador	45
3.6	Resultados de simulação	45
3.6.1	Operação em condições normais	45
3.6.2	Operação com falha no Mestre	46
3.7	Conclusão	48
4	Paralelismo sem comunicação	49
4.1	Introdução	49
4.2	Controle do Paralelismo	61
4.2.1	Medição de Potência	62
4.2.2	Cálculo da inclinação das curvas de decaimento	64
4.2.3	Restauração da frequência nominal	65
4.2.4	Sincronização com a rede	67
4.3	Resultados de simulação	68

4.3.1	Regime Permanente	68
4.3.2	Restauração da frequência nominal	71
4.3.3	Entrada de uma unidade no sistema	71
4.3.4	Sincronização com a rede	73
4.4	Resultados Experimentais	75
4.4.1	Regime permanente	76
4.4.2	Entrada de unidades inversoras	76
4.5	Conclusão	77
5	Conclusões Gerais	80
5.1	Estudos Realizados e Conclusões	80
5.2	Aspectos importantes	81
5.2.1	Indutor do filtro LC	81
5.2.2	Corrente média entre as unidades inversoras	82
5.2.3	Aspectos da programação do DSP	82
5.2.4	Operação com cargas não-lineares	83
5.2.5	Proteção de corrente	83
5.2.6	Algoritmo de cálculo das potências ativa e reativa	83
5.3	Propostas de continuidade	83
	Anexo	85
A	Controle por Realimentação de Estados	85
A.1	Estrutura básica de controle	86
A.2	Determinação dos ganhos do controlador	89
A.2.1	Ganhos de realimentação de estados	89
A.2.2	Ganhos das ações diretas de referência e perturbação	90
A.3	Cancelamento de um pólo do controlador em malha fechada	91
A.3.1	Compensação de um pólo em relação à variável de referência	92
A.3.2	Compensação de um pólo em relação à variável de perturbação	92
	Referências Bibliográficas	96

Lista de Figuras

2.1	Diagrama do controlador por realimentação de estados	3
2.2	Diagrama do inversor	4
2.3	Atraso provocado pelo tempo de cálculo do processador	6
2.4	Diagrama de blocos da planta com os controladores principal e repetitivo	8
2.5	Diagrama de blocos do controlador repetitivo	8
2.6	Função de transferência do erro da planta	12
2.7	Resposta de fase para $z^d G_{m0}$	18
2.8	Resposta de fase para $z^d G_{m1}$	18
2.9	Curvas $ H(e^{j\omega T}) $ para os valores máximos de c_r	19
2.10	Taxa de convergência	20
2.11	Capacidade de rejeição a distúrbios	21
2.12	Tensão de saída com carga não linear	23
2.13	Corrente de carga	23
2.14	Tensão e corrente de saída com carga não linear	24
2.15	Convergência da THD da tensão de saída obtida em simulação	24
2.16	Tensão e Corrente	26
2.17	Tensão e Corrente	27
2.18	Ação repetitiva	27
2.19	Referência para o controlador por realimentação de estados	28
3.1	Estrutura básica do controle de paralelismo do tipo mestre-escravo	30
3.2	Controle por Modos Deslizantes	31
3.3	Controle tipo Central Limit	32

3.4	Controle tipo Circular Chain Control	33
3.5	Modelo do Filtro do Inversor	35
3.6	Modelo do Inversor	36
3.7	Modelo do Filtro LC para a fonte de corrente	37
3.8	Modelo do Inversor fonte de corrente	38
3.9	Controlador fonte de corrente com fator de correção	40
3.10	Controlador fonte de corrente	41
3.11	Diagrama da malha PLL monofásico	42
3.12	Diagrama do controle do PLL	44
3.13	Carga não-linear utilizada nas simulações	46
3.14	Tensão na carga e Corrente de carga das UPS	46
3.15	Potência Ativa e Reativa em regime permanente	47
3.16	Tensão na carga e Corrente nas UPS no momento da Falha	47
3.17	Potência Ativa e Reativa no momento da falha	48
4.1	Linha de transmissão sem perdas	49
4.2	Paralelismo proposto por [1]	51
4.3	Paralelismo proposto por [2]	52
4.4	Inversores conectados em paralelo	54
4.5	Curvas de decaimento	54
4.6	Dois inversores em paralelo	55
4.7	Controle proposto por [3]	59
4.8	Controle utilizando impedância virtual	59
4.9	Controle proposto por [4]	60
4.10	Esquema de controle	62
4.11	Cálculo das potências ativa e reativa	63
4.12	Detalhe do cálculo das potências ativa e reativa	65
4.13	Restauração da Frequência Nominal	66
4.14	Controlador para restaurar frequência de [1]	67
4.15	Potência Ativa em regime permanente	69

4.16	Potência Reativa em regime permanente	69
4.17	Frequência dos inversores	70
4.18	Tensão e Corrente do Inversor 1	70
4.19	Tensão e Corrente do Inversor 2	71
4.20	Sistema com variação de carga	72
4.21	Potência ativa e reativa	72
4.22	Detalhe da entrada de uma unidade no sistema	73
4.23	Frequência de operação dos inversores	74
4.24	Potência ativa e reativa dos inversores	74
4.25	Sincronismo com a rede	75
4.26	Detalhe do sincronismo com a rede	76
4.27	Tensão e corrente no inversor 1	77
4.28	Tensão e corrente no inversor 2	78
4.29	Corrente de carga dos inversores	78
4.30	Entrada de uma unidade inversora no sistema	79
4.31	Transitorio de potência	79
A.1	Estrutura básica de controle por realimentação de estados	86

Lista de Tabelas

2.1	Valores máximos de c_r para cada combinação de $C(z)$ e $Q(z)$	19
2.2	Combinações de parâmetros dos controladores repetitivos	20
2.3	Componentes harmônicas de V_0 para carga tipo retificador não-controlado	21
2.4	Índices de desempenho $J(x)$ para carga tipo retificador não-controlado	22
4.1	Parâmetros do sistema	68

Capítulo 1

Introdução

Sistemas de energia ininterrupta operam em conjunto com a rede elétrica para garantir um contínuo fornecimento de energia para cargas críticas. Enquanto a rede elétrica está presente, a energia é retirada desta. No caso de uma falta de energia da rede elétrica, a UPS passa a fornecer energia às cargas, tipicamente através de baterias.

Para cargas críticas esta transferência deve ocorrer sem que haja qualquer tipo de interrupção na energia fornecida às cargas.

Redundância em sistemas UPS pode ser usada como ação de contingência em caso de falha de uma unidade UPS. Pode-se utilizar dois sistemas UPS conectados em paralelo, onde um sistema continua a operar normalmente, suprindo toda a carga, caso ocorra uma falha no outro sistema UPS. Dessa forma a confiabilidade do fornecimento de energia à carga pode ser aumentado substancialmente através do paralelismo de unidades UPS.

Um aspecto importante na operação redundante de unidades UPS é sobre a localização flexível das unidades dentro do barramento de cargas críticas. Essa interconexão de unidades forma um sistema UPS distribuído, objeto de estudo dessa dissertação.

De uma maneira geral as diversas técnicas de controle do paralelismo de inversores podem ser classificadas de acordo com alguns princípios básicos. Assim, o aspecto mais importante que poderia ser levantado é a existência ou não de comunicação entre as unidades de controle de cada módulo conversor.

Neste trabalho é apresentado um esquema de cada técnica mencionada. No paralelismo com interconexão no controle o esquema mestre-escravo é utilizado e no paralelismo sem

interconexão no controle o esquema por curvas de decaimento será utilizado.

Uma atenção especial é dada ao controlador de tensão de saída do inversor. Este deve ter uma resposta rápida e com uma alta taxa de rejeição de perturbações para que a tensão fornecida à carga se enquadre nas normas internacionais de qualidade para sistemas UPS. Isto pode ser uma tarefa difícil principalmente quando o sistema alimenta cargas não-lineares.

As principais contribuições desse trabalho são: a avaliação do uso de um controlador repetitivo na malha do controlador de tensão; a consideração do atraso devido ao tempo de cálculo na implementação do controlador por realimentação de estados; avaliação dos métodos de paralelismo sem comunicação; avaliação dos métodos de paralelismo sem comunicação; avaliação por simulação de um critério de substituição do controlador mestre encontrado na literatura; teste experimental de um método de paralelismo sem comunicação.

No capítulo 2 é apresentado o projeto e a implementação de um controlador repetitivo auxiliar encontrado na literatura, que ajuda o controlador instantâneo principal (um controlador por realimentação de estados) a rejeitar perturbações cíclicas causadas pelas cargas não lineares. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para mostrar o desempenho do método.

No capítulo 3 é apresentada uma revisão sobre o paralelismo com interconexão no controle juntamente com um estudo mais detalhado do esquema mestre-escravo e resultados de simulação.

No capítulo 4 é apresentada uma revisão sobre paralelismo sem interconexão no controle. Um esquema baseado em diversos métodos de paralelismo presentes na literatura é proposto juntamente com resultados de simulação e experimentais.

O capítulo 5 apresenta as conclusões desse trabalho, juntamente com relatos das experiências obtidas em laboratório durante as implementações práticas, e ainda, temas de trabalho para futuras investigações.

O anexo A apresenta um resumo sobre a técnica de projeto do controlador por realimentação de estados usada nesse trabalho.

Finalmente, uma lista de referências é fornecida no final dessa dissertação.

Capítulo 2

Controlador do Inversor de Tensão

2.1 Controlador por Realimentação de Estados

Neste trabalho, será utilizado um controlador digital por realimentação de estados cujo diagrama em blocos aparece na figura 2.1. Este controlador é descrito em detalhes no anexo A.

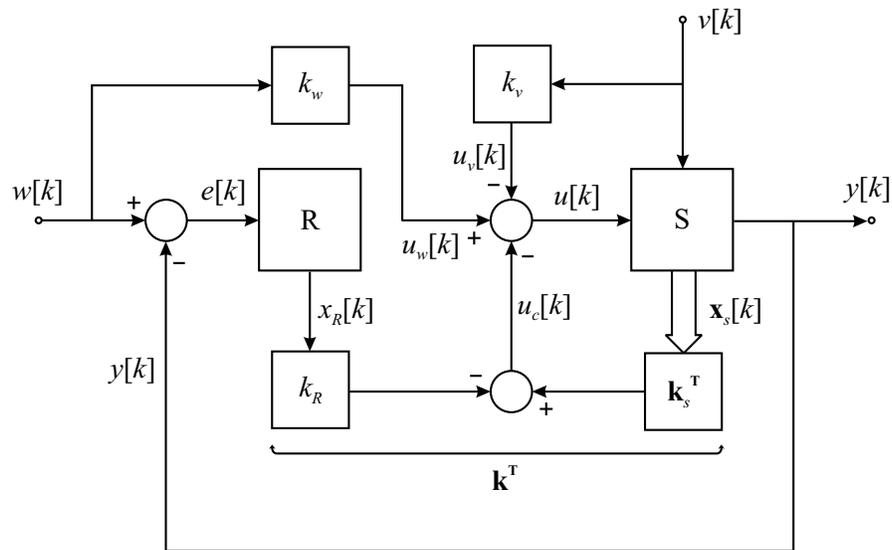


Figura 2.1: Diagrama do controlador por realimentação de estados

O controlador por realimentação de estados possui uma ação integral que assegura erro nulo para entradas em degrau e possui duas ações de antecipação (feedforward), uma para o sinal de

referencia e outra para o sinal de perturbação. A grande vantagem do uso deste controlador é a facilidade de sistematizar o cálculo dos ganhos utilizando o método por alocação de pólos. Desta forma, o projeto consiste apenas na especificação dos pólos desejados para o sistema em malha fechada. No anexo A, são apresentadas também as expressões que permitem o cálculo dos ganhos das ações antecipativas da referencia, k_w e da perturbação k_v . Com estas equações, estes ganhos são então determinados para que o integrador do controlador apresente saída nula em regime permanente com entrada em degrau, ou seja, mantendo o controlador integral relaxado em regime permanente, desde que não existam incertezas no modelo e parâmetros da planta. Uma outra abordagem, também contida no anexo A, é o cálculo dos ganhos k_w e k_v de forma a cancelar um pólo real da função de transferência da saída em relação à referencia e da saída em relação à grandeza de perturbação, respectivamente. Assim, o sistema apresentará o comportamento de um sistema de ordem $n - 1$ em relação às entradas.

2.1.1 Projeto do Controlador

A figura 2.2 mostra o diagrama esquemático do inversor da UPS, onde é utilizada uma estrutura em ponte completa.

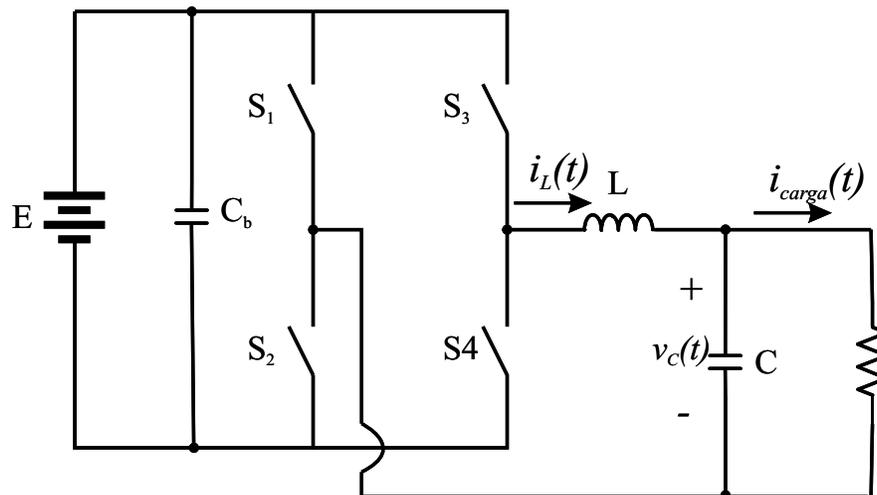


Figura 2.2: Diagrama do inversor

A equação de estado contínua para o sistema mostrado na figura 2.2 é apresentada na expressão 2.1. Este modelo foi discretizado numericamente obtendo-se o modelo discreto na

forma descrita pelas equações A.1 e A.2 do apêndice A. A frequência de amostragem foi feita igual a frequência de PWM, ou seja, 15.360Hz.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ i_{carga}(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde $L = 150\mu H$ e $C = 20\mu F$.

O projeto do controlador baseia-se na alocação dos pólos do sistema aumentado, de ordem $n = 3$ que inclui a saída do integrador como variável de estado, conforme as equações A.12 e A.13. O sistema em malha fechada tem característica de um sistema de segunda ordem, uma vez que os ganhos k_v e k_w são escolhidos de forma a cancelar um dos pólos (conforme seções A.3.1 e A.3.2). Assim foi calculada a seguinte alocação dos pólos em malha fechada:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -0,7(2\pi 3400) \pm j2\pi 3400\sqrt{1 - 0,7^2} \\ p_3 &= -2\pi 1300 \end{aligned}$$

Os ganhos do controlador determinados para esta especificação são: $k_{S1} = 2,2313$, $k_{S2} = -0.0194$, $k_w = 0,5784$, $k_v = -1,7583$ e $k_R = 0,2386$.

2.1.2 Atraso do tempo de cálculo do processador

Comparado ao controle analógico, o controle digital possui diversas vantagens, como por exemplo, menor susceptibilidade a mudanças no ambiente (temperatura, umidade, etc), melhor imunidade a ruído e também possibilita a implementação de complexas leis de controle. Entretanto, um dos principais problemas do controle digital é sua limitada banda de passagem devido ao inerente atraso devido ao tempo requerido para a conversão A/D, cálculo da ação de controle e geração de PWM. Nesse trabalho o atraso é igual a metade do período de chaveamento. Esse atraso devido ao tempo de calculo degrada o desempenho da malha de controle, resultando em um tempo de resposta mais lento e menos rejeição às perturbações da carga.

Em [5] os controladores possuem faixa de passagem muito estreita, assim o desempenho com cargas não-lineares fica comprometido. Um dos fatores que impossibilita uma melhor resposta do controlador proposto por [5] é o atraso introduzido pelo tempo de cálculo do processador, que pode ser de até um período de amostragem, dependendo do tipo de modulação utilizado. A figura 2.3 ilustra o problema.

Se o sistema fosse ideal, no momento de amostragem os estados $x_i[k]$ gerariam, instantaneamente, uma ação de controle discreta $u_f[k]$, que atuaria no sistema também instantaneamente. Em um sistema real isto não acontece, pois o cálculo da ação de controle a partir dos estados $x_i[k]$ e a sua aplicação no sistema demandam um determinado tempo $\varepsilon_r.T$.

Para resolver esse problema é necessário passar ao controlador, no momento da amostragem, o valor dos estados $x_i[k, \varepsilon_r]$ e não os valores $x_i[k]$, anulando-se assim o efeito do tempo de cálculo. A partir da figura 2.3 é possível estabelecer uma relação para o cálculo do valor do vetor de estados no instante $k + \varepsilon_r$:

$$x[k, \varepsilon_r] = F(\varepsilon_r)x[k] + H(\varepsilon_r)u[k - 1, \varepsilon_r] \quad (2.2)$$

onde $F(\varepsilon_r) = \Phi(\varepsilon_r)$ é a matriz de transição de estados e $H(\varepsilon_r) = \int_0^{\varepsilon_r T} \Phi(\tau) d\tau.B$, $\Phi(t)$ para $t = \varepsilon_r T$.

Este estimador é aplicado às variáveis de estado lidas no instante k , reduzindo o efeito do atraso devido ao tempo de cálculo.

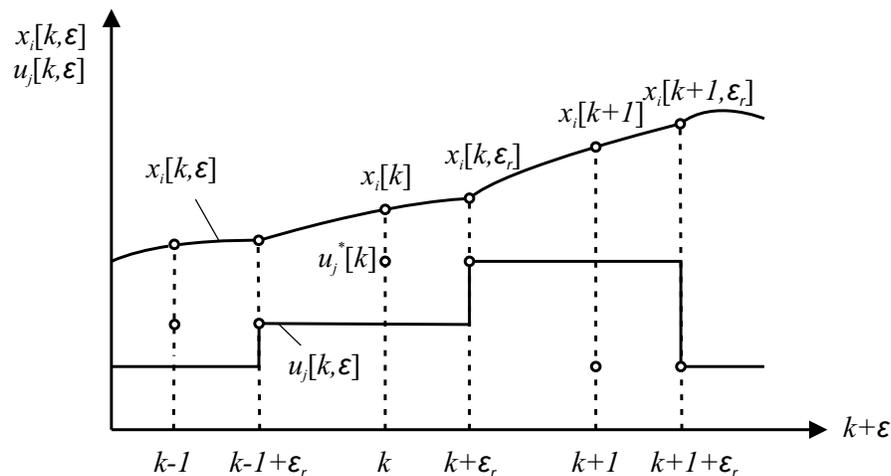


Figura 2.3: Atraso provocado pelo tempo de cálculo do processador

2.2 Controladores Repetitivos

2.2.1 Introdução

As normas que regem a qualidade de sistemas UPS atualmente exigem o fornecimento de energia com elevada qualidade, ou seja, a forma de onda da tensão fornecida à carga deve ser uma senóide com amplitude regulada e com baixa taxa de distorção harmônica total (THD). Entretanto, com o rápido desenvolvimento dos microcontroladores, engenheiros e pesquisadores utilizam técnicas de controle digital cada vez mais sofisticadas para melhorar a performance das UPS. O controle digital apresenta muitas facilidades mas também apresenta problemas, como o atraso inserido pelo tempo de cálculo, que atua como fator instabilizador no sistema, diminuindo, em muitos casos significativamente, a banda passante do sistema em malha fechada. Assim, essa limitação, juntamente com outras, podem resultar em distorção na forma de onda da tensão na carga, fazendo com que o controlador não atenda às normas internacionais de $THD < 8\%$ (IEC-62040-3, [6]) para cargas cíclicas. Uma solução mais simples é o uso de controladores repetitivos que auxiliam o controlador instantâneo principal na rejeição de distúrbios periódicos. Na maioria dos casos essa solução possibilita a redução do THD de forma a atender às especificações rígidas das normas de UPS.

O controle repetitivo emprega uma lei de controle mais complexa assim como o seu projeto, mas a implementação digital desses controladores é extremamente simples e computacionalmente eficiente.

Dentre os vários tipos de controladores repetitivos existentes para aplicações em inversores de tensão PWM, destacam-se os do tipo "plug-in", mais especificamente o controlador repetitivo tipo filtro Q . Este tipo de algoritmo é o preferido para as aplicações em questão pois apresenta rápida convergência e código simples com reduzido tempo de processamento.

O projeto de controlador repetitivo que será utilizado neste trabalho é baseado em [7] que apresenta um procedimento de projeto para os controladores repetitivos discretos auxiliares do tipo filtro Q para inversores PWM utilizados no estágio de saída de UPS. O procedimento de projeto leva em consideração a estabilidade, rejeição a distúrbios periódicos e a convergência do algoritmo para a solução, de forma a se obter um controlador estável e com um bom compromisso entre rapidez de convergência e alta rejeição à perturbações periódicas

em regime permanente. No projeto, os filtros $Q(z)$ podem ser tanto do tipo passa-baixas com deslocamento de fase nulo, ou simplesmente uma constante. O filtro $C(z)$ pode ser tanto do tipo resposta impulsional finita (FIR) como de resposta impulsional infinita (IIR).

2.2.2 Estrutura do Controlador

A figura 2.4 mostra o diagrama em blocos do sistema de controle do inversor de tensão incluindo o controlador repetitivo e o controlador de ação instantânea.

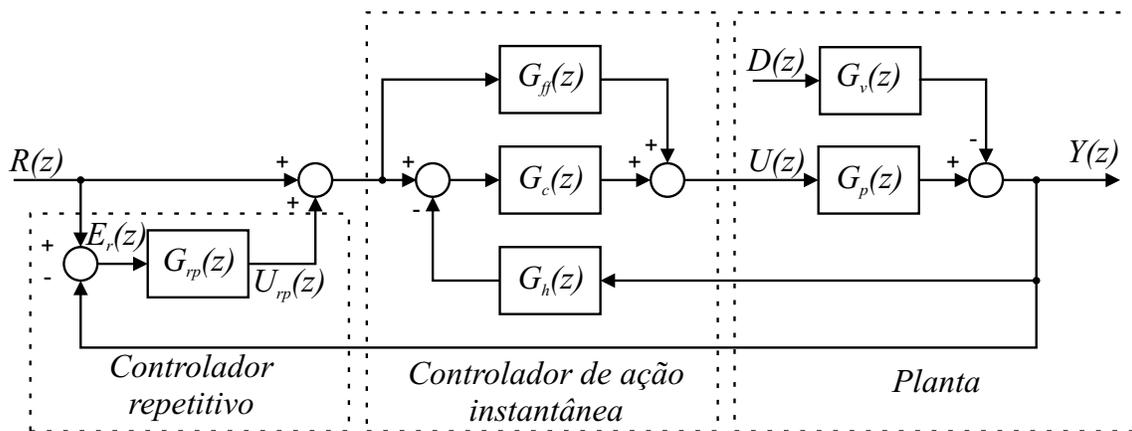


Figura 2.4: Diagrama de blocos da planta com os controladores principal e repetitivo

O projeto considera a existência de dois controladores distintos: o controlador principal, que deve fornecer uma tensão regulada com rápida resposta transitória para perturbações e o controlador repetitivo, com atuação lenta, que contribui na melhoria da resposta do sistema em regime permanente para cargas cíclicas.

O controlador repetitivo, representado pela função de transferência discreta $G_{rp}(z)$, é detalhado na figura 2.5.

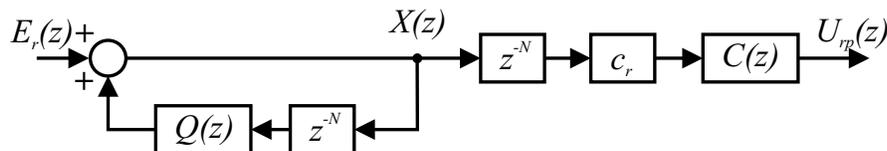


Figura 2.5: Diagrama de blocos do controlador repetitivo

onde:

$$\frac{U_{rp}}{E_r(z)} = \frac{c_r z^{-N} C(z)}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (2.3)$$

O controlador de ação instantânea é genericamente representado pelas funções de transferência do circuito de medição da tensão de saída, $G_h(z)$, ação direta da referência $G_{ff}(z)$ e o controlador propriamente dito $G_c(z)$. $G_m(z)$ e $G_d(z)$ são as funções de transferência de saída da planta em relação à entrada e em relação à perturbação, respectivamente.

As funções de transferência discretas do sistema em malha fechada, entre a tensão de saída no capacitor e a referência do sinal de tensão, e entre a tensão de saída e sinal de perturbação são mostradas nas equações 2.4 e 2.5

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{1 - z^{-N} (Q(z) - c_r C(z))}{1 - z^{-N} H(z)} G_m(z) \quad (2.4)$$

$$\frac{Y(z)}{D(z)} = -\frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 - z^{-N} H(z)} G_d(z) \quad (2.5)$$

onde

$$G_m(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{G_p(z) (G_{ff}(z) + G_c(z))}{1 + G_p(z) G_c(z) G_h(z)} \quad (2.6)$$

$$G_d(z) = \frac{G_v(z)}{1 + G_p(z) G_c(z) G_h(z)} \quad (2.7)$$

$$H(z) = Q(z) - c_r C(z) G_m(z) \quad (2.8)$$

sendo $R(z)$, $Y(z)$ e $D(z)$ as transformadas z da referência, da saída da planta e dos distúrbios cíclicos na planta, respectivamente. O valor N , é o número de amostras em um ciclo do sinal de referência.

2.2.3 Controladores Repetitivos para Aplicações em UPS

A teoria do modelo interno afirma que a saída de uma planta segue a referência sem erros em regime permanente se a transformada de Laplace ou transformada z do sinal de referência está incluída na malha entre a entrada da referência e a saída da planta. Como os controladores

repetitivos do tipo filtro Q são baseados nessa teoria emprega-se esse princípio, inserindo na malha de controle um conjunto de geradores de sinais periódicos para a compensação dos erros cíclicos do sinal de saída. Assim o controlador repetitivo tem um comportamento análogo à uma ação integral para a correção de erros contínuos.

A função de transferência do controlador repetitivo da figura 2.5 é mostrada na equação 2.10

$$\frac{U_{rp}(z)}{E_r(z)} = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N}} z^{-N} c_r C(z) \quad (2.9)$$

onde $Q(z)$ e $C(z)$ são filtros e c_r é um ganho. O conjunto de integradores descritos como $1/(1 - Q(z)z^{-N})$, integram os sinais de erro com intervalo de amostragem igual a um período do sinal de referência. Isso pode ser visto nas equações 2.11, 2.12 e 2.13:

$$\frac{U_{rp}(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (2.10)$$

Se $Q(z) = 1$

$$Y(z) = Q(z)z^{-N}Y(z) + X(z) \quad (2.11)$$

$$Y(k) = Y(k - N) + X(k) \quad (2.12)$$

$$Y(k + 1) = Y(k - N + 1) + X(k + 1) \quad (2.13)$$

Esses integradores operam em cascata com uma estrutura de atraso z^{-N} , com um ganho c_r e com o filtro $C(z)$. Os integradores podem ser analisados como um gerador de referência para a compensação das perturbações cíclicas. O filtro $C(z)$ insere a compensação aos distúrbios na planta com fase adequada e assim compensa os atrasos de fase entre o gerador de sinais periódicos e a saída da planta. Essa compensação de atraso só pode ser realizada por um filtro não-causal, então é necessário a inclusão do atraso z^{-N} de um período do sinal de referência afim de torná-lo um filtro com ação causal. O ganho c_r pode ser considerado parte do filtro $C(z)$ e é projetado de forma a garantir estabilidade do controlador repetitivo. Sabe-se que quanto maior o valor de c_r melhor o desempenho do controlador repetitivo.

O filtro $Q(z)$, é um filtro utilizado para reduzir a taxa de integração dos sinais de erro, esse filtro deve ter $|Q(z)| < 1$. Quanto mais próximo de 1 melhor o desempenho do controlador mas também diminui a margem de estabilidade do sistema. O filtro pode ser uma constante que atenua todas as frequências do sinal de erro por igual, ou um filtro passa baixa com deslocamento de fase nulo. A vantagem de se utilizar um filtro passa-baixa está no fato de se atenuar somente a integração das componentes de alta frequência do sinal de erro. Como geralmente as componentes de alta frequência são responsáveis pela violação das condições de estabilidade do sistema, utilizando filtros passa-baixas é possível aumentar o ganho do controlador repetitivo. Assim o uso de filtros passa-baixas normalmente resulta num aumento da estabilidade e robustez sem significativa perda da capacidade de atenuação das harmônicas de baixa frequência [7].

O filtro $C(z)$ é projetado para se obter ganho unitário com deslocamento de fase nulo entre o conjunto de integradores e a saída, ou seja, $C(z)G_m(z) = 1 \angle 0^\circ$. Para plantas sem significativas variações paramétricas é recomendável que $C(z)$ seja o modelo inverso da planta, ou seja:

$$C(z) = \frac{1}{G_m(z)} \quad (2.14)$$

Entretanto, para o caso do estágio de saída de inversores em UPS isso não é válido pois há variações significativas dependendo da carga empregada. Uma estrutura simples e que apresenta resultados melhores que o modelo inverso é a mostrada na equação 2.15.

$$C(z) = z^d \quad (2.15)$$

onde z^d é um filtro não-causal utilizado para se obter um deslocamento de fase aproximadamente nulo de $C(z)G_m(z)$.

Análise de Estabilidade

Assumindo que $G_m(z)$ é estável, então a estabilidade do sistema é definida pelo controlador repetitivo. A estabilidade é assegurada verificando se o sinal de erro em malha fechada e regime permanente é limitado. Para o sistema representado como na figura 2.4, a equação do erro é apresentada na equação 2.16

$$(1 - z^{-N}H(z))E_r(z) = (1 - G_m(z))(1 - z^{-N}Q(z))R(z) + G_d(z)(1 - z^{-N}Q(z))D(z) \quad (2.16)$$

A representação da equação 2.16 em diagrama de blocos é mostrada na figura 2.6.

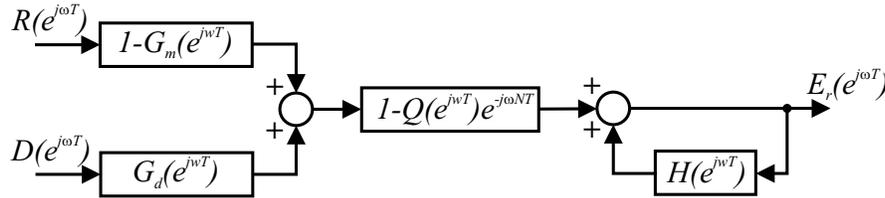


Figura 2.6: Função de transferência do erro da planta

Através do Teorema dos Ganhos Pequenos [8] é possível obter uma condição que garanta a estabilidade do sistema, dada por:

$$\left| H(e^{j\omega T}) \right| < 1, \quad \omega \in [0, \pi/T] \quad (2.17)$$

Esta condição não define os reais limites de estabilidade de controladores repetitivos, mas resultados experimentais comprovam a validade da equação para a planta representada pelo filtro *LC* do estágio de saída dos inversores de tensão, desde que o controlador principal tenha um tempo de acomodação bem menor do que um período do sinal de referência [7].

Análise da rejeição a perturbações periódicas

A análise da rejeição a perturbações é feita através do estudo da amplitude do sinal de erro em regime permanente.

Assumindo que os espectros dos sinais de entrada $r(t)$ e $d(t)$ são formados apenas por componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental e substituindo-se z por $e^{j\omega T}$ a magnitude do erro em regime permanente pode ser determinada por:

$$\left| E_r(e^{j\omega T}) \right| = \left| 1 - G_m(e^{j\omega T}) \right| \left| M(e^{j\omega T}) \right| \left| R(e^{j\omega T}) \right| + \left| G_d(e^{j\omega T}) \right| \left| M(e^{j\omega T}) \right| \left| D(e^{j\omega T}) \right| \quad (2.18)$$

onde $\omega = i(2\pi/NT)$, para $i=1,2,\dots,N/2$, e

$$\left| M(e^{j\omega T}) \right| = \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T})}{1 - H(e^{j\omega T})} \right| \quad (2.19)$$

Para as componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental o erro entre $r(t)$ e $y(t)$ e entre $d(t)$ e $y(t)$ podem ser reduzidos para:

$$\left| E_{r-y}(e^{j\omega T}) \right| = \left| 1 - G_m(e^{j\omega T}) \right| \left| M(e^{j\omega T}) \right| \quad (2.20)$$

$$\left| E_{d-y}(e^{j\omega T}) \right| = \left| G_d(e^{j\omega T}) \right| \left| M(e^{j\omega T}) \right| \quad (2.21)$$

Observa-se que $|M(e^{j\omega T})|$ indica a capacidade de rejeição a perturbações que o controlador repetitivo insere no sistema em malha fechada. Portanto para se obter um alto índice de rejeição a perturbações deve-se projetar o controlador repetitivo de forma a conseguir um baixo valor de $|M(e^{j\omega T})|$ para a faixa de frequências de interesse.

Análise da taxa de convergência

Considerando que as componentes harmônicas de baixa frequência são as mais significativas do sistema e que para estas $|Q(z)| \simeq 1$, pode-se concluir que a taxa de convergência é inversamente proporcional a $|H(e^{j\omega T})|$, para $\omega = 2\pi n/NT$, com $n = 1, 2, \dots, N/2$. Idealmente, se $|H(e^{j\omega T})| = 0$ e $|Q(e^{j\omega T})| = 1$, os distúrbios periódicos são cancelados totalmente após um período do sinal de referência.

2.2.4 Procedimento de Projeto de Controladores Repetitivos Auxiliares

Nesta seção serão descritas brevemente as etapas de projeto de controladores repetitivos descritas em [7]. Nas seções anteriores foi demonstrado que é possível obter um controlador que apresente pequeno erro em regime permanente para perturbações periódicas e que apresente uma rápida convergência do erro periódico para seu valor em regime permanente fazendo $|Q(e^{j\omega T})| \cong 1$ e $|M(e^{j\omega T})|$ pequeno para a faixa de frequências de interesse e ao mesmo tempo garantindo-se que $|H(e^{j\omega T})| < 1$. O projeto consiste em construir alguns controladores com diferentes valores para os filtros $Q(z), C(z)$ e ganho c_r . A análise quantitativa dos fatores

$|H(e^{j\omega T})|$ e $|M(e^{j\omega T})|$ é usada como critério de projeto através da minimização de uma função de custo $J(x)$, que é uma função ponderada da capacidade de atenuação e de convergência para uma dada carga não-linear específica. Pode-se atribuir pesos a cada um dos fatores mencionados afim de se obter um controlador que atenda a determinada necessidade do projetista. As etapas a serem seguidas são:

- Determinação da função de transferência em malha fechada com o controlador principal e a planta
- Escolha do filtro $C(z)$
- Escolha do filtro $Q(z)$
- Determinação do valor máximo de c_r
- Geração de combinações entre $C(z)$, $Q(z)$ e c_r
- Escolha da melhor combinação de $C(z)$, $Q(z)$ e c_r

Determinação da função de transferência com o controlador principal e a planta

Primeiramente deve-se projetar o controlador principal. O sistema em malha fechada deve ser estável, com ganho praticamente unitário para as frequências inferiores à frequência de corte do filtro de saída. O controlador deve apresentar um tempo de acomodação muito menor do que um período do sinal de referência, para que o controlador repetitivo tenha um bom desempenho transitório.

Para o projeto do controlador repetitivo deve-se obter a função de transferência do sistema em malha fechada do controlador principal com a planta para duas condições distintas de carga, sem carga e com carga nominal resistiva, denominadas G_{m0} e G_{m1} , respectivamente.

Escolha do filtro $C(z)$

Para a escolha do filtro $C(z)$ não há restrições quanto ao tipo de estrutura. Podem ser empregados tanto filtros digitais FIR quanto IIR. O autor em [7] menciona particularmente o uso de dois tipos de estrutura. A primeira é usar o filtro $C(z)$ como o inverso da função

transferência calculada na etapa anterior e a segunda é o uso de $C(z) = z^d$, para $d = 1, 2, 3, \dots$. Neste trabalho será utilizado apenas a segunda estrutura, por ser computacionalmente mais simples e geralmente apresentar melhor desempenho para a planta em questão[7].

Escolha do filtro $Q(z)$

O filtro $Q(z)$ pode ser uma constante ou um filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo. Para $Q(z) = q_r$, recomenda-se que $0,95 \leq q_r \leq 0,99$. O filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo mais usual é:

$$Q(z) = 0,25z^1 + 0,5z + 0,25z^{-1} \quad (2.22)$$

No projeto do controlador serão analisadas as duas opções para verificar a que possui melhor desempenho.

Determinação do valor máximo de c_r

Nesta etapa determina-se o valor máximo que c_r pode ter sem violar a condição de estabilidade dada pela equação 2.17 para todas as combinações possíveis de $C(z)$ e $Q(z)$. Isto para as duas funções de transferência calculadas na primeira etapa do projeto.

Geração de combinações entre $C(z)$, $Q(z)$ e c_r

Nesta etapa ampliam-se as combinações entre $C(z)$ e $Q(z)$ incluindo diferentes valores de c_r para cada combinação existente, lembrando que o valor de c_r deve respeitar os limites impostos pela etapa anterior. Para cada combinação resultante é atribuído um índice $x = 1, 2, 3, 4, \dots, n$

Escolha da melhor combinação de $C(z)$, $Q(z)$ e c_r

Para cada combinação obtida na etapa anterior traça-se as curvas relativas a $|H(e^{j\omega T})|$ e $|M(e^{j\omega T})|$ para as mais significativas harmônicas da tensão de saída a serem atenuadas. Como a planta pode variar significativamente dependendo da condição de carga em que o sistema estiver operando deve-se analisar uma média entre as respostas para $G_{m0}(z)$ e $G_{m1}(z)$ de forma a se obter uma informação mais precisa sobre a atenuação das perturbações cíclicas e sobre a

rapidez de convergência do controlador. Assim, as equações 2.23 e 2.24 serão utilizadas.

$$m(x, k) = \frac{1}{2} \left(\left| M(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m0(z)}} + \left| M(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m1(z)}} \right) \quad (2.23)$$

$$h(x, k) = \frac{1}{2} \left(\left| H(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m0(z)}} + \left| H(e^{jk\omega T}) \right|_{G_{m1(z)}} \right) \quad (2.24)$$

onde x é o índice associado a cada uma das combinações de parâmetros e $k = 1, 3, 5, \dots, N/2$ é o índice das componentes harmônicas, em relação à fundamental, a serem analisadas.

Traçando-se as curvas relativas a $|H(e^{j\omega T})|$ e $|M(e^{j\omega T})|$ observa-se que a taxa de convergência e a atenuação dependem da amplitude de cada harmonica de índice k . Por isso para se obter valores relativos à capacidade de atenuação e a taxa de convergência é necessário obter o espectro da tensão de saída da planta com o controlador principal para o inversor operando com carga não-linear cíclica típica e sem nenhuma ação repetitiva. Assim, a partir desse espectro e de $m(x, k)$ e $h(x, k)$ obtém-se os fatores $g_1(x)$ e $g_2(x)$. Esses índices são dados por:

$$g_1(x) = \sum_{k=3}^n m(x, k) \left| V_0(k\omega) \right| \quad (2.25)$$

$$g_2(x) = \sum_{k=3}^n h(x, k) \left| V_0(k\omega) \right| \quad (2.26)$$

onde x é o índice associado a cada combinação de parâmetros do controlador e $V_0(k\omega)$, onde $k = 3, 4, 5, \dots$, são as componentes harmônicas da tensão de saída obtidas para o inversor operando com carga-não linear típica, sem nenhuma ação repetitiva. Assim $g_1(x)$ está associado à capacidade de atenuação e $g_2(x)$ está associado à taxa de convergência da ação repetitiva.

Assim o índice de desempenho $J(x)$ é definido como na equação 2.27. $J(x)$ é definido como uma soma ponderada dos índices $g_1(x)$ e $g_2(x)$ normalizados por \bar{g}_1 e \bar{g}_2 , respectivamente.

$$J(x) = w_1 \frac{g_1(x)}{\bar{g}_1} + w_2 \frac{g_2(x)}{\bar{g}_2} \quad (2.27)$$

onde:

$$\bar{g}_1 = \sum_{k=3}^n g_1(x), \quad \bar{g}_2 = \sum_{k=3}^n g_2(x) \quad (2.28)$$

Os termos w_1 e w_2 são os termos relativos ao compromisso entre a atenuação e convergência da ação repetitiva. Estes pesos são determinados dependendo da necessidade do projetista de obter um controlador que apresente mais esta ou aquela característica.

O melhor controlador será aquele associado ao índice x que obtiver o menor valor para $J(x)$. Esta combinação provavelmente resultará num controlador repetitivo com o melhor desempenho.

2.3 Projeto do Controlador Repetitivo Auxiliar

Como controlador principal utilizou-se o controlador por realimentação de estados projetado anteriormente neste capítulo. A primeira etapa consiste em obter a função de transferência entre o sinal de referência e o sinal de saída do controlador principal, sem carga e com carga resistiva nominal, G_{m0} e G_{m1} , respectivamente. As funções de transferência são mostradas nas equações 2.29 e 2.30.

$$G_{m0}(z) = \frac{0,3651z^2 + 0,1592z - 0,2059}{z^3 - 0,9765z^2 + 0,3753z - 0,08047} \quad (2.29)$$

$$G_{m1}(z) = \frac{0,4165z^2 + 0,07886z - 0,177}{z^3 - 0,9765z^2 + 0,3753z - 0,08047} \quad (2.30)$$

A próxima etapa é a definição do filtro $C(z)$. Neste trabalho será utilizada a estrutura mostrada em 2.15. Para a obtenção do parâmetro d , traça-se as curvas de fase para $z^d G_{m0}$ e para $z^d G_{m1}$, com $d = 1, 2, 3, 4e5$. As curvas podem ser vistas nas figuras 2.7 e 2.8.

As respostas com fase positiva mais próxima de zero nas baixas frequências, para as duas condições de carga, ocorrem para $d = 2, 3, 4$.

Para o filtro $Q(z)$ serão escolhidas duas estruturas, $Q(z) = 0,99$ e $Q(z) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$, é importante que esse filtro tenha deslocamento de fase nulo.

Na quarta etapa, determina-se os ganhos máximos que c_r pode assumir respeitando o limite dado pela equação 2.17. Os ganhos c_r são calculados para todas as combinações entre os filtros $Q(z)$ e $C(z)$. As curvas de $|H(e^{j\omega T})|$ para $c_{r_{max}}$ são mostradas na figura 2.9.

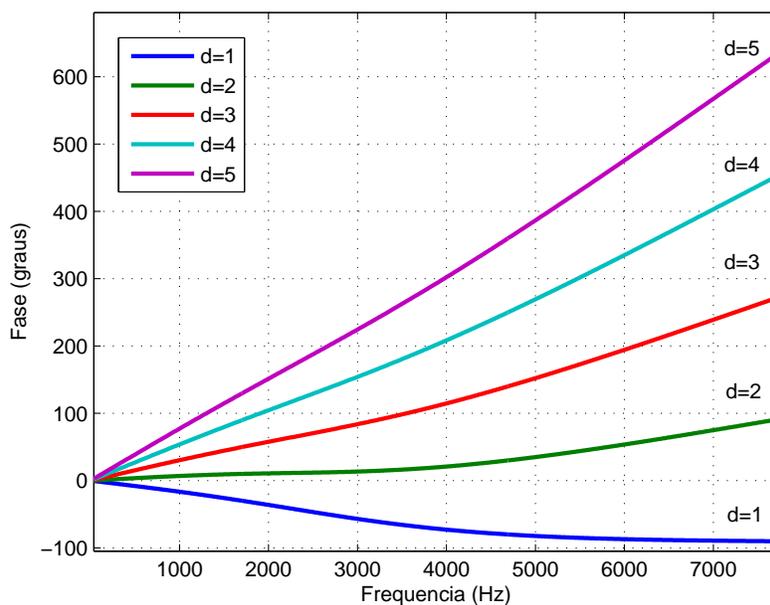


Figura 2.7: Resposta de fase para $z^d G_{m0}$

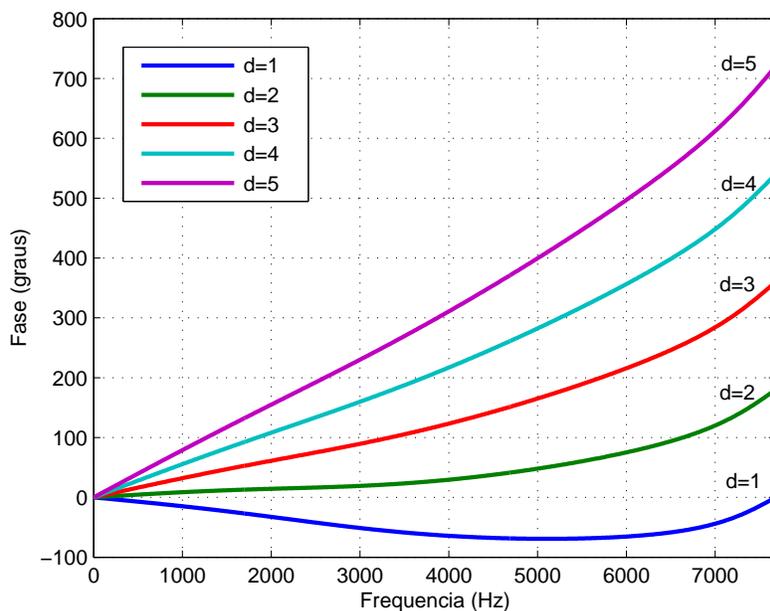
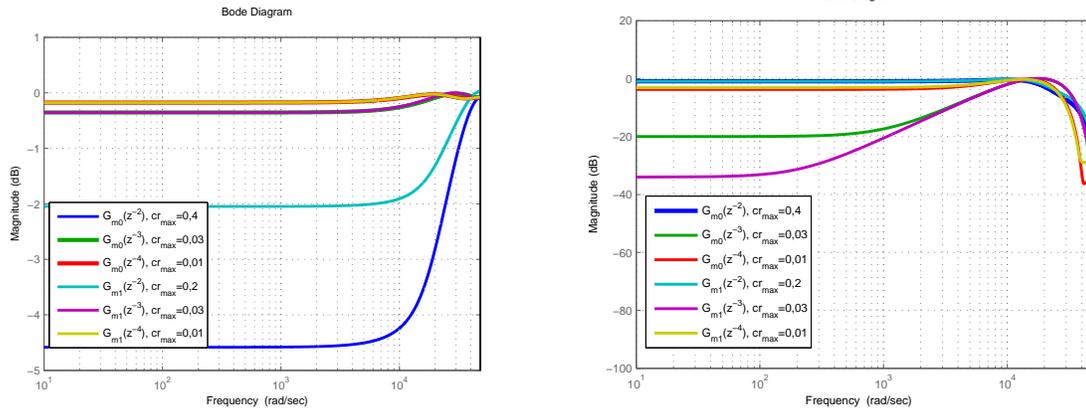


Figura 2.8: Resposta de fase para $z^d G_{m1}$



(a) $Q(z) = 0,99$

(b) $Q(z) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$

Figura 2.9: Curvas $|H(e^{j\omega T})|$ para os valores máximos de c_r

A tabela 2.1 resume os valores máximos de c_r para cada combinação. Observa-se o maior valor que c_r pode admitir em face do uso do filtro $Q(z)$ como um filtro passa-baixas.

$C(z)$	$Q(z) = 0,99$	$Q(z) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$
z^2	0,25	1,9
z^3	0,03	1,0
z^4	0,01	0,3

Tabela 2.1: Valores máximos de c_r para cada combinação de $C(z)$ e $Q(z)$

Sabendo-se dos valores máximos de c_r , gerou-se diversas combinações de possíveis parâmetros para o controlador repetitivo. Foram feitas combinações somente quando era possível utilizar $c_r > 0,2$, pois ganhos muito pequenos resultam em controladores com resposta insatisfatória. Para não ocorrerem situações de estabilidade marginal, não foram empregados os valores máximos para c_r . As combinações geradas são mostradas na tabela 2.2

Com os parâmetros dos possíveis controladores definidos é possível traçar as curvas $|H(e^{j\omega T})|$ e $|M(e^{j\omega T})|$ mostradas nas figuras 2.10 e 2.11.

Dessas curvas observa-se que o controlador representado pelo índice $x = 1$ apresenta a melhor capacidade de rejeição aos distúrbios periódicos mas por outro lado possui a taxa de convergência mais lenta de todos os controladores. Assim, afim de quantificar as características

x	$C(z)$	$Q(z)$	c_r
1	z^2	0,99	0,13
2	z^2	$0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$	1,5
3	z^3	$0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$	0,5

Tabela 2.2: Combinações de parâmetros dos controladores repetitivos

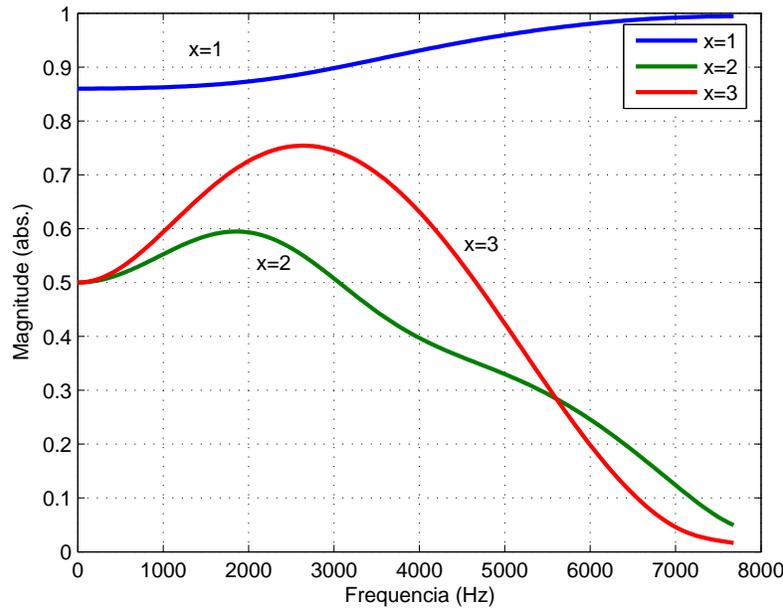


Figura 2.10: Taxa de convergência

dos controladores é necessário a determinação de $m(x, k)$ e $h(x, k)$ para $k = 3, 5, \dots, 40$ como nas equações 2.23 e 2.24. Ainda, para o cálculo de $g_1(x)$ e $g_2(x)$, é necessário obter as componentes harmônicas da tensão de saída com carga não-linear, para o inversor operando somente com a lei de controle principal. Estes valores, obtidos em um programa de simulação, estão mostrados na tabela 2.3.

Com esses valores, calcula-se os valores de $g_1(x)$ e $g_2(x)$ e por fim o índice de desempenho $J(x)$. Nesse trabalho optou-se por dar pesos iguais às características taxa de convergência e capacidade de rejeição à perturbação, pois os dois fatores são considerados de igual importância para a obtenção de um bom resultado. Os resultados apresentados na tabela 2.4 mostram

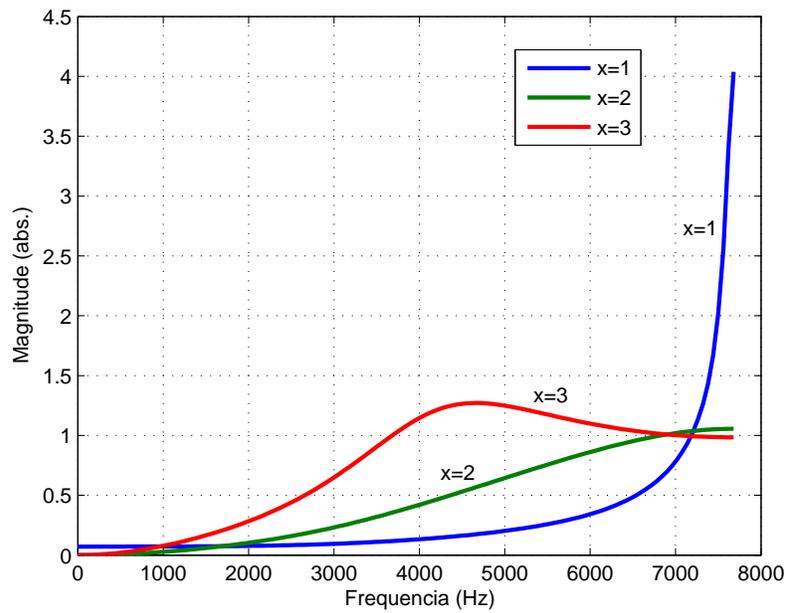


Figura 2.11: Capacidade de rejeição a distúrbios

Harmônica	Magnitude	Harmônica	Magnitude
3	6.47	23	1.16
5	6.37	25	0.94
7	3.79	27	0.96
9	1.99	29	0.91
11	2.35	31	0.78
13	1.89	33	0.8
15	1.42	35	0.71
17	1.59	37	0.67
19	1.23	39	0.68
21	1.16	41	0.59

Tabela 2.3: Componentes harmônicas de V_0 para carga tipo retificador não-controlado

que a melhor combinação de parâmetros é relativo ao controlador de índice $x = 2$.

x	$g_1(x)$	$g_2(x)$	$J(x)$
			$w_1 = 0,5$ $w_2 = 0,5$
1	2,6517	31,4786	0,4201
2	1,0356	19,5066	0,2142
3	2,9016	20,9211	0,3657

Tabela 2.4: Índices de desempenho $J(x)$ para carga tipo retificador não-controlado

2.4 Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o controlador do inversor. Foram realizadas simulações com os ganhos calculados nas seções anteriores, com e sem o controlador repetitivo para avaliar o desempenho.

2.4.1 Controlador por realimentação de estados

A simulação foi realizada com carga não-linear de 4kVA. A carga segue a norma definida na referência [6]. As figuras 2.12 e 2.13 apresentam os resultados para esta condição de operação. O índice de distorção harmonica ficou em 4%.

2.4.2 Controlador repetitivo auxiliar

A simulação do controlador por realimentação de estados mais o controlador repetitivo auxiliar foi realizada para a mesma condição de carga anterior. Os parâmetros do controlador auxiliar são os do controlador $x = 2$ da tabela 2.2. A figura 2.14 mostra o resultado obtido. A distorção harmonica ficou em 0,2%.

A figura 2.15 mostra a convergência da THD da tensão de saída obtida em simulação, calculada ciclo-a-ciclo para os controladores mostrados na tabela 2.2.

Dos resultados de simulação pode-se concluir que o controlador repetitivo pode contribuir para a melhora da forma de onda da tensão de saída do inversor, abaixando consideravelmente o valor da THD.

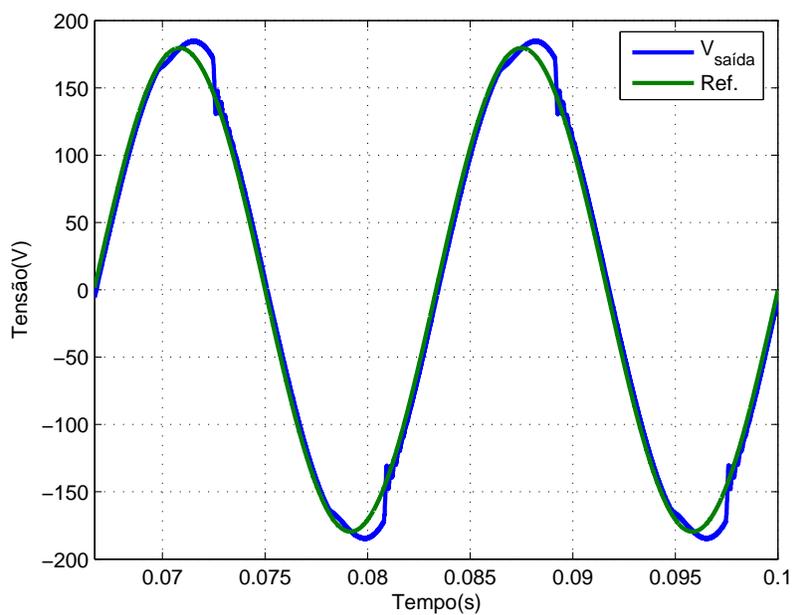


Figura 2.12: Tensão de saída com carga não linear

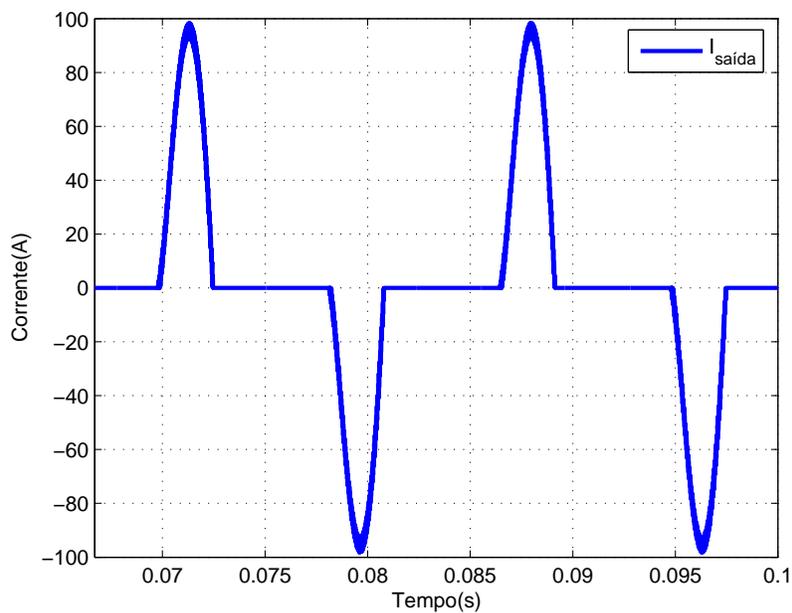


Figura 2.13: Corrente de carga

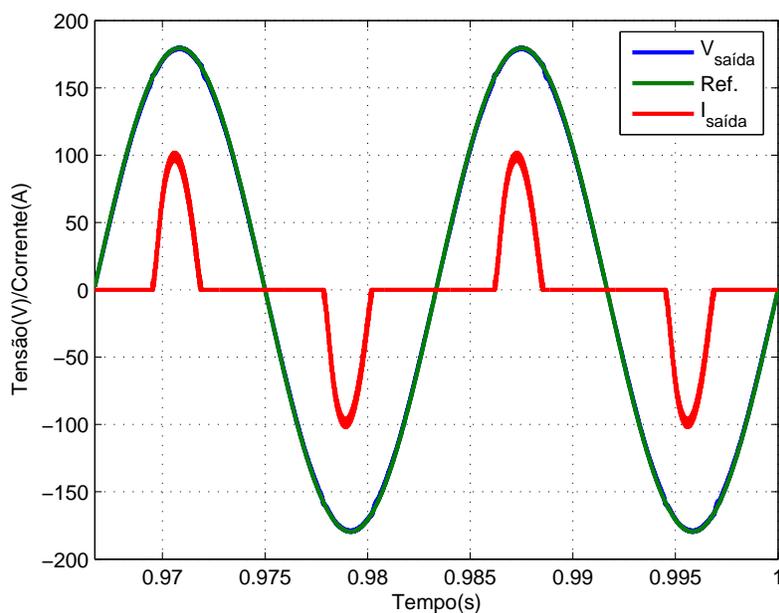


Figura 2.14: Tensão e corrente de saída com carga não linear

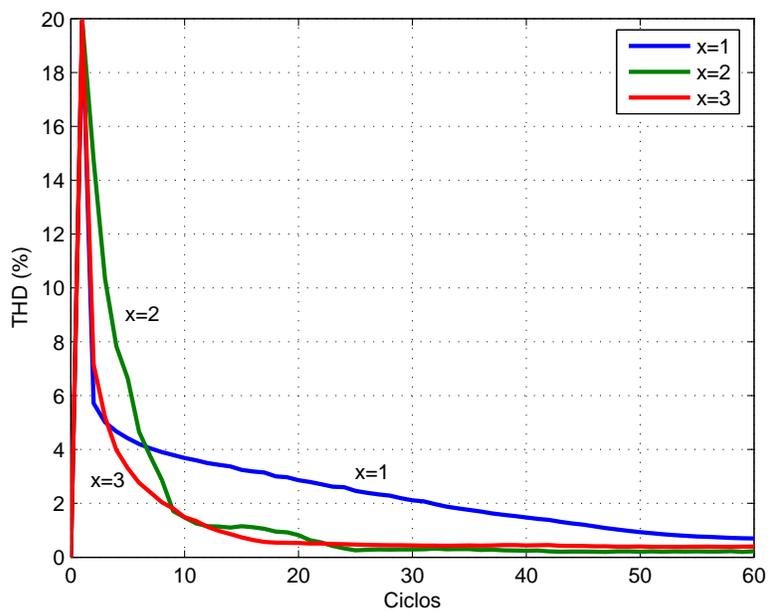


Figura 2.15: Convergência da THD da tensão de saída obtida em simulação

2.5 Resultados experimentais

São apresentados nesta seção os resultados experimentais do controlador por realimentação de estados acrescido do estimador com e sem o controlador repetitivo auxiliar. Os ensaios somente abrangem as cargas não-lineares pois é a condição de carga mais exigente e onde o controlador tem o pior desempenho.

O protótipo utilizado é uma UPS *on-line* monofásica de 4kVA, com o processador *TMS320F2812* da *Texas Instruments* para a implementação dos controladores digitais. Os resultados foram obtidos com o barramento C.C. sendo alimentado através de uma ponte retificadora trifásica ligada a um variômetro. O código foi todo escrito em linguagem de programação C utilizando matemática de pontos fixo em notação Q através da biblioteca *IQMath*, disponibilizada pela *Texas Instruments*.

2.5.1 Controlador por realimentação de estados

A figura 2.16 mostra o resultado do controlador por realimentação de estados para uma carga de 2,5kVA. Os ganhos do controlador utilizados foram os calculados anteriormente nesse capítulo.

A distorção harmônica ficou em 4,37%, valor dentro das normas para UPS.

2.5.2 Controlador repetitivo auxiliar

A figura 2.17 mostra o resultado do controlador por realimentação de estados em conjunto como controlador repetitivo auxiliar para a mesma carga de 2,5kVA. Os ganhos do controlador utilizados foram os calculados anteriormente nesse capítulo.

A distorção harmônica ficou em 1,14%, valor dentro das normas para UPS. É interessante notar a significativa atuação do controle repetitivo na melhora da forma de onda da tensão de saída e redução da distorção harmônica. A ação de controle repetitiva pode ser vista na figura 2.18.

O sinal de referência para o controlador por realimentação de estados é mostrado na figura 2.19. O sinal é composto pela senóide de $127V_{rms}$ e 60Hz mais a ação repetitiva.

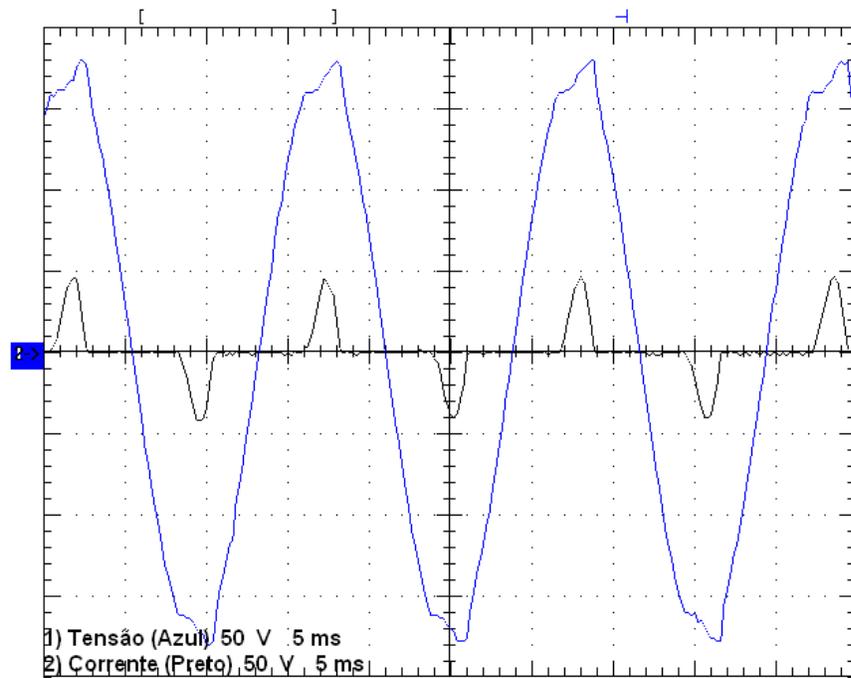


Figura 2.16: Tensão e Corrente

2.5.3 Conclusão

Neste capítulo foram mostrados os resultados experimentais obtidos no protótipo de $4kVA$ disponível. Estes resultados, embora não tenham sido realizados em condições nominais de carga permitem verificar as qualidades dos métodos e procedimentos adotados nesse trabalho. Os resultados experimentais mostram a validade e o desempenho bastante satisfatório do controlador com a ação repetitiva reduzindo a distorção harmônica em mais de 3% quando comparado com o controlador por realimentação de estados sem a ação repetitiva.

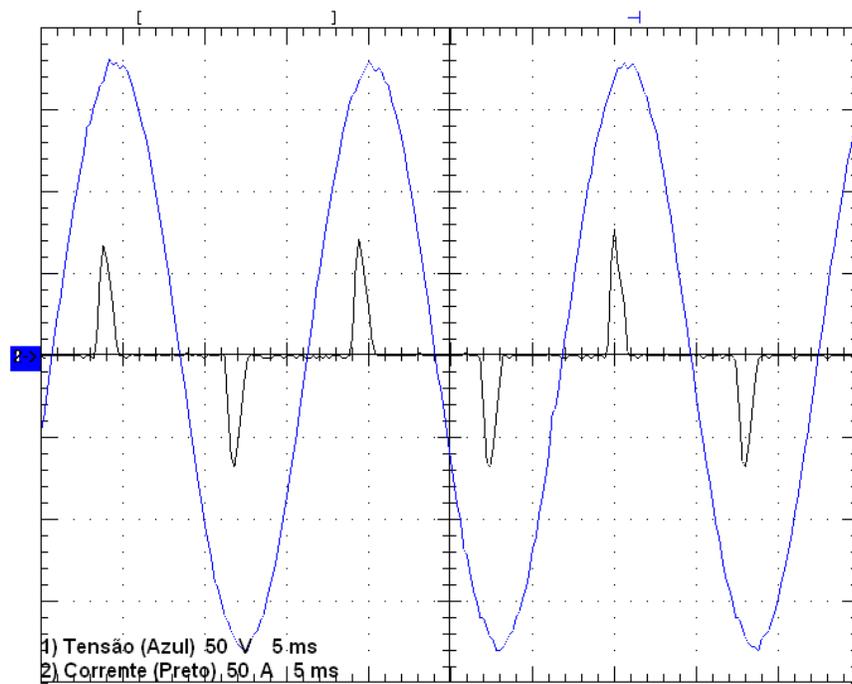


Figura 2.17: Tensão e Corrente

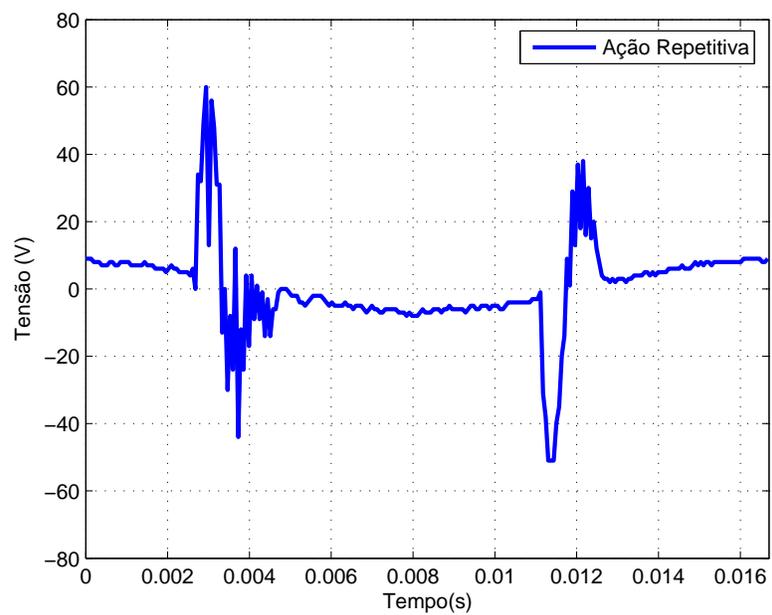


Figura 2.18: Ação repetitiva

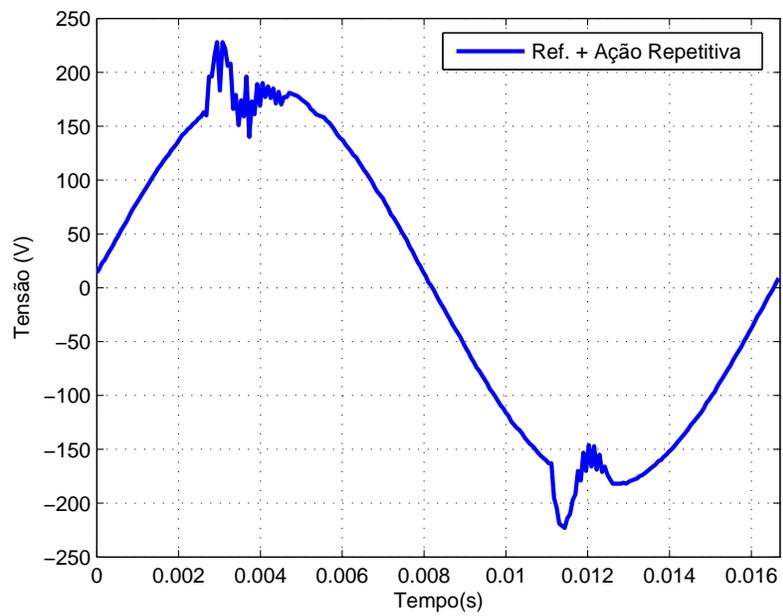


Figura 2.19: Referência para o controlador por realimentação de estados

Capítulo 3

Paralelismo com comunicação

3.1 Introdução

Atualmente, a proliferação de cargas críticas (p.e. sistemas de suporte a vida, nós de internet, sistemas de transação bancária, computadores, sistema de controle de tráfego aéreo e outros) implicam na necessidade de fontes de alimentação ininterruptas (UPS) de alta confiabilidade. A colocação de duas ou mais unidades de fontes de alimentação em paralelo confere ao sistema uma maior tolerância a faltas aumentando sua confiabilidade. O paralelismo exige que as tensões de saída das fontes C.A. tenham a mesma frequência, amplitudes iguais e estejam sincronizadas. Entretanto, mesmo nestas condições, como os módulos de potência não são exatamente idênticos, as correntes fornecidas por cada unidade serão diferentes. Alguns dos fatores que contribuem para este desequilíbrio são a tolerância dos componentes e a impedância dos circuitos de distribuição da corrente de saída de cada módulo. O circuito de controle das fontes de alimentação deve, portanto, ser capaz de regular a tensão de saída das fontes de alimentação e simultaneamente distribuir uniformemente a corrente de carga entre os diversos módulos de potência.

Nos últimos anos diferentes algoritmos para o paralelismo de conversores foram desenvolvidos. Em particular, encontra-se na literatura uma série de alternativas para o controle do paralelismo de inversores com comunicação entre os módulos.

Mestre-Escravo

No controle do tipo mestre-escravo geralmente há uma combinação entre inversores fonte de tensão, denominado mestre pois é único no sistema, e inversores fonte de corrente, denominados escravos que são as unidades restantes do sistema. Esta estrutura de paralelismo é mostrada na figura 3.1. A unidade mestre tem a função de regular a tensão na carga enquanto as unidades escravas devem impor a referência de corrente distribuída, ou pelo mestre, ou por uma unidade de distribuição de potência afim de comandar o compartilhamento da potência entre as UPS do sistema. Uma versão desse esquema pode ser vista em [9], onde é mostrada a combinação de inversores de tensão e inversores de corrente para a aplicação em sistemas UPS. O esquema de [9] é mostrado na figura 3.1. Na referência [10] é apresentado o paralelismo de conversores "buck" utilizando o esquema mestre-escravo.

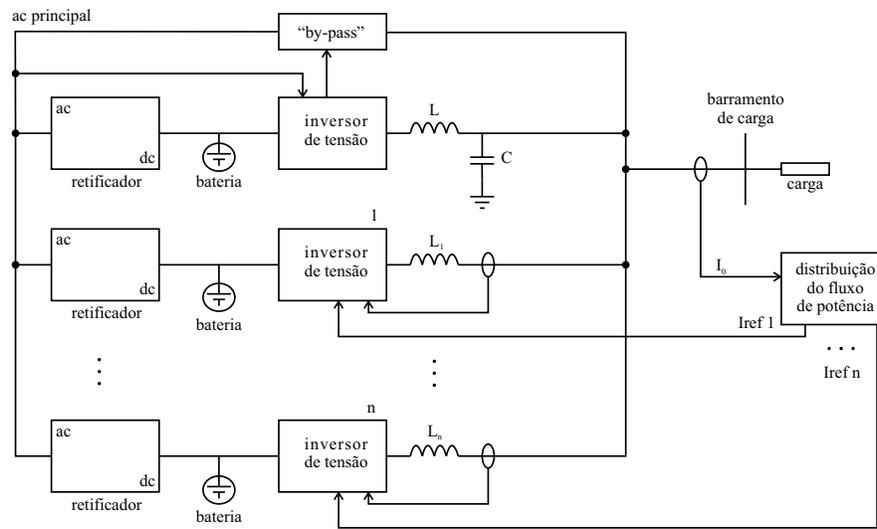


Figura 3.1: Estrutura básica do controle de paralelismo do tipo mestre-escravo

Na referência [11] é proposta uma variante do controle mestre escravo, onde o valor da referência de corrente deve ser o valor de corrente de maior magnitude entre as unidades, ou seja, aquela que fornecer a maior corrente será o mestre e as demais serão unidades escravas.

Em [12] é apresentado um esquema de regulação de tensão e divisão de corrente para inversores conectados em paralelo utilizando controle por modos deslizantes. Toda a análise teórica e de projeto é apresentada. O autor propõe a superfície σ para controle da estrutura

mostrada na figura 3.2, onde:

$$\sigma = \dot{e}_v + k_v e_v + k_i e_i \quad (3.1)$$

$$\dot{e}_v = \dot{V}_{ref} - \dot{V}_0 \quad (3.2)$$

$$e_v = V_{ref} - V_0 \quad (3.3)$$

$$e_i = I_{ref} - i_{Ln} \quad (3.4)$$

$$I_{ref} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n i_{Lj} \quad (3.5)$$

A lei de controle, que define os estados das chaves para cada unidade inversora, será:

$$U_n = \begin{cases} E_n & \sigma > 0 \\ -E_n & \sigma < 0 \end{cases}$$

Cada unidade inversora seguirá uma superfície de deslizamento descrita pela equação 3.1, sendo que o conjunto das n superfícies é mostrado na figura 3.2.

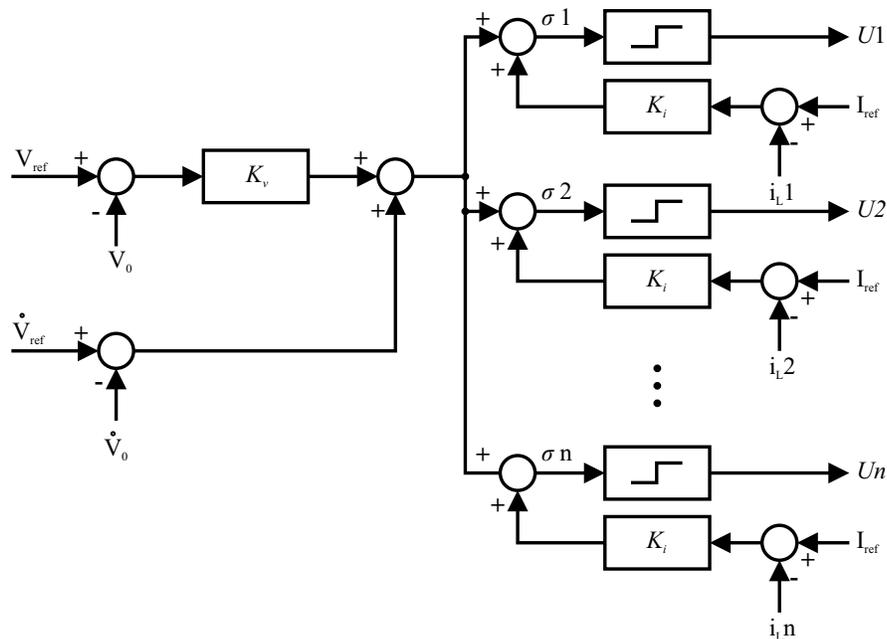


Figura 3.2: Controle por Modos Deslizantes

Pesos podem ser atribuídos às referências de corrente em cada unidade, de forma a permitir o controle da distribuição das correntes para unidades com potências distintas. Como os outros

esquemas mostrados este também depende fortemente da comunicação, os sinais V_{ref} , \dot{V}_{ref} e I_{ref} são disponibilizados em todas as unidades.

As estruturas de controle mestre-escravo apresentam uma flexibilidade de expansão, podendo-se adicionar outras unidades escravas à medida em que a demanda de carga aumenta. Por outro lado esta estrutura apresenta baixo grau de redundância devido à dependência do módulo mestre para a operação normal do sistema.

Controle Central de Limite

A figura 3.3 apresenta o esquema controle central de limite [10]. Como o próprio nome

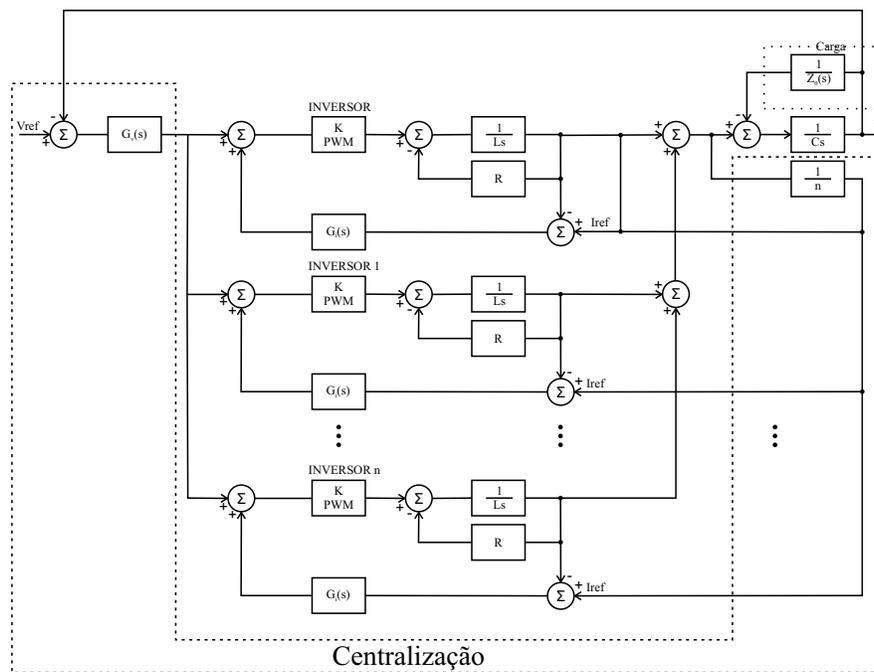


Figura 3.3: Controle tipo Central Limit

sugere este esquema se baseia em um controle central que determina a corrente que deve ser fornecida por cada unidade inversora do sistema. Essa unidade desempenha função semelhante ao centro de distribuição de carga do esquema mestre-escravo. A diferença deste esquema para o esquema mestre-escravo esta no fato de todas as unidades inversoras serem iguais aumentando assim o grau de redundância. Assim como no esquema mestre-escravo, o esquema central-limit control possui a característica da centralização do controle, sendo imprescindível

o funcionamento da unidade central.

Uma variante desse esquema é apresentado por [13], onde modificações possibilitam o paralelismo de unidades com potências distintas. Neste esquema é possível também adicionar ou retirar unidades do sistema conforme os requisitos de carga, aumentando o rendimento do sistema distribuído.

Controle em cadeia circular

No controle do tipo cadeia circular [14], as unidades inversoras formam um anel onde uma unidade tem como referência a corrente da unidade anterior. Segundo [14], o desempenho desse esquema fica entre os desempenhos alcançados pelas técnicas mestre-escravo e central limit control. Em caso de rompimento do anel todo o sistema fica comprometido, sendo essa a grande desvantagem desse esquema. A figura 3.4 mostra o diagrama desse esquema.

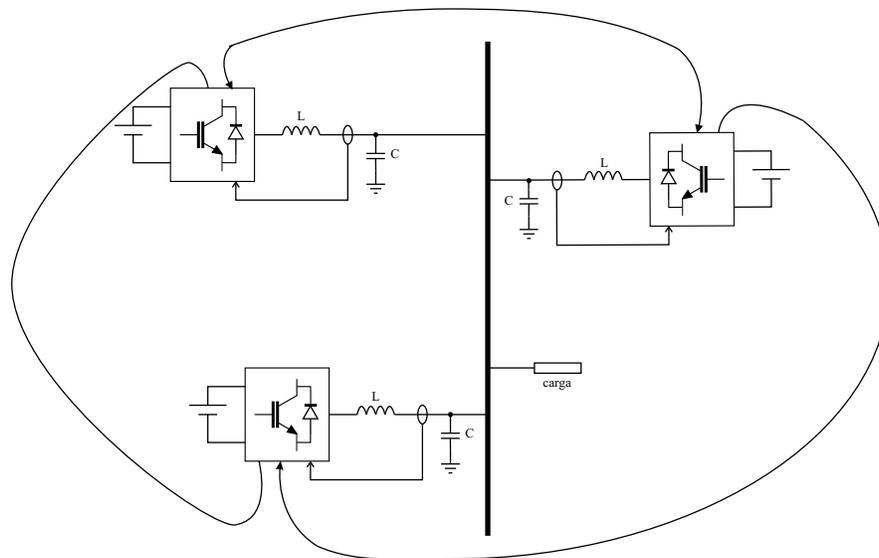


Figura 3.4: Controle tipo Circular Chain Control

Neste trabalho será descrita uma aplicação do método de paralelismo de conversores utilizando a técnica de controle do tipo mestre-escravo.

3.2 Método mestre escravo

Nas referências [9, 10] é proposto um esquema de paralelismo combinando inversores fonte de tensão e inversores fonte de corrente. A operação em paralelo do sistema consiste em uma única unidade mestre fonte de tensão e n unidades escravas fonte de corrente e um centro de distribuição de carga. O inversor fonte de tensão, como mestre, tem a função de manter uma tensão senoidal na carga constante, e os inversores fonte de corrente, como escravos, devem impor à carga, a corrente de referência fornecida pelo centro de distribuição de carga afim de dividir a potência entre todos os módulos do sistema de forma igualitária. Segundo [9], a implementação do paralelismo dessa forma facilita muito a expansão do sistema pela adição de mais unidades escravas. Para aumentar a eficiência do paralelismo do sistema, as unidades escravas podem estar ativas ou inativas dependendo dos requisitos de carga do sistema, que também é controlado pelo centro de distribuição de carga.

O esquema de [9] é mostrado na figura 3.1. A desvantagem deste esquema está na operação imprescindível da unidade fonte de tensão e da dependência de uma unidade central para o controle da distribuição de corrente.

Neste trabalho um esquema variante da topologia mestre escravo é apresentado [15]. O paralelismo entre as UPS do sistema é garantido transmitindo-se o valor da corrente instantânea da unidade mestre para as demais UPS escravas. Como será explicado nas próximas seções, o valor da corrente transmitido pode ser tanto a corrente do indutor como a corrente de carga. Esse valor de corrente será utilizado como referência para o controlador de corrente das unidades escravas, descartando a necessidade de uma unidade central de distribuição de corrente. Será ainda apresentado um algoritmo para a rápida substituição da unidade mestre por uma unidade escrava, em caso de falha ou operação indevida daquela.

3.3 Controle da UPS mestre

Nesta seção o controlador da UPS mestre é apresentado. O bloco de controle do inversor tem como objetivo assegurar para a carga uma tensão senoidal, regulada e com baixa THD.

3.3.1 Modelo do filtro LC de saída

A figura 3.5 apresenta o modelo do circuito do inversor, a fonte representa a tensão aplicada pelo conversor em ponte completa.

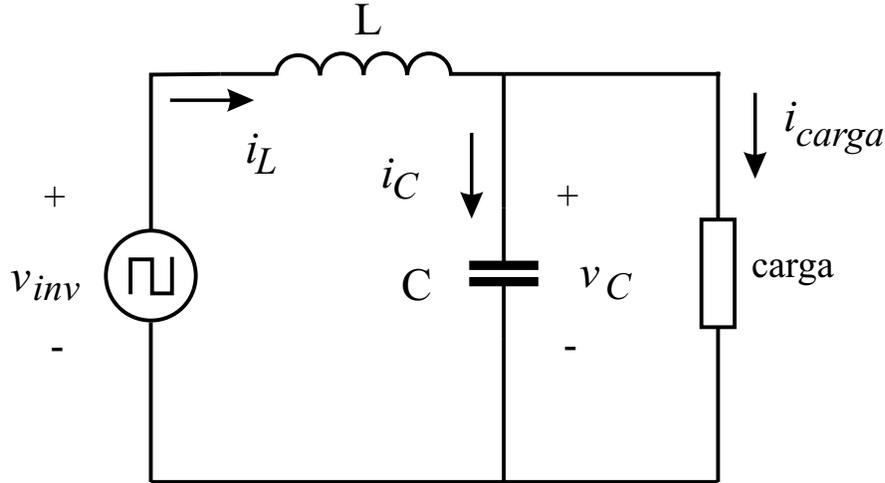


Figura 3.5: Modelo do Filtro do Inversor

As seguintes equações diferenciais são obtidas da análise do circuito:

$$C \frac{d}{dt} v_C(t) = i_L(t) - i_{carga}(t) \quad (3.6)$$

$$L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_{inv}(t) - v_C(t) \quad (3.7)$$

Para adequar a equação de estado à forma para aplicação do controlador por realimentação de estados define-se as variáveis de estado como sendo a corrente no indutor e a tensão no capacitor. A corrente de carga é considerada uma perturbação e a variável de atuação é a tensão aplicada pelo inversor, constituindo a entrada do sistema. Logo, a equação de estados contínua do filtro LC pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{inv}(t) \\ i_{carga}(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix}$$

3.3.2 Projeto do Controlador de Tensão

A figura 3.6 mostra o diagrama do sistema de controle da tensão de saída em malha fechada, incluindo o sistema representado pelo filtro LC de saída, modelado na seção anterior.

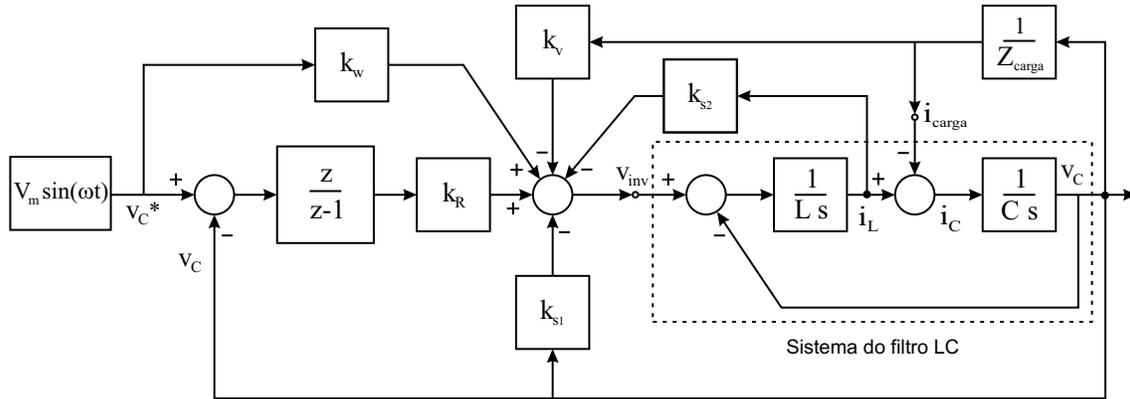


Figura 3.6: Modelo do Inversor

Os ganhos do controlador de tensão foram calculados pelo procedimento descrito no anexo A. O sistema de controle da tensão de saída em malha fechada possui três pólos no total (dois relativos ao filtro LC e um devido ao integrador), como os ganhos de perturbação k_v e de ação direta k_w são calculados de forma a anular um dos pólos do sistema em malha fechada, o sistema apresenta uma resposta de segunda ordem. Na alocação de pólos optou-se pela alocação de três pólos reais com frequência de 6400Hz. Assim, os seguintes pólos no plano z são impostos ao sistema:

$$z_1 = z_2 = z_3 = 0.0484 \quad (3.9)$$

Os valores dos componentes do filtro são

$$C = 20\mu F \quad L = 150\mu H \quad (3.10)$$

A frequência de amostragem deste controlador é de 15.360Hz e como a modulação é simétrica, a frequência de PWM é também 15.360Hz. Com esse valor é possível obter 256 amostras da componente fundamental da tensão em 60Hz. Dadas essas condições os ganhos calculados são os seguintes:

$$k_r = 0.6870 \quad k_{s1} = 3.2019 \quad k_{s2} = 0.8224 \quad (3.11)$$

$$k_w = 0.7220 \quad k_v = -2.4300 \quad (3.12)$$

3.4 Controle da UPS escravo

Nesta seção o controlador da UPS escravo é apresentado. O controlador deve assegurar a imposição da corrente no módulo escravo afim de partilhar igualmente a potência entre as UPS do sistema.

3.4.1 Modelo do filtro LC de saída

A figura 3.7 apresenta o modelo do estágio de saída do inversor. O modelo para a UPS fonte de corrente apresenta uma diferença em relação ao modelo para a UPS fonte de tensão, o modelamento da resistência do indutor.

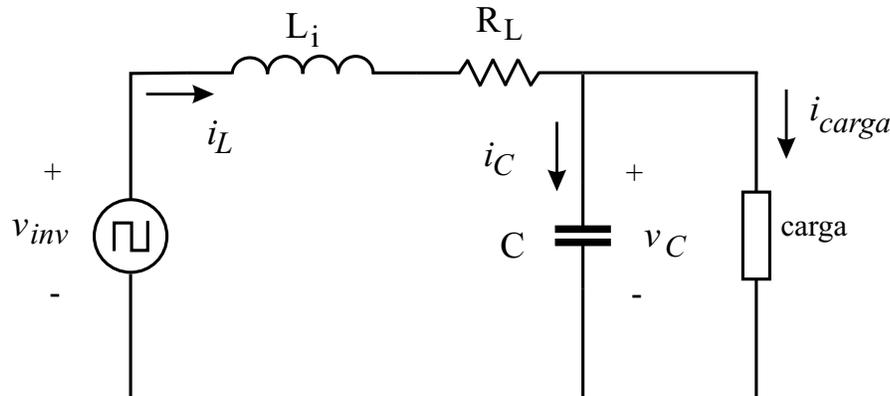


Figura 3.7: Modelo do Filtro LC para a fonte de corrente

Da análise do circuito segue a equação:

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = -\frac{R_L}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}v_C(t) + \frac{1}{L}v_{inv}(t) \quad (3.13)$$

Diferentemente do modelamento para a UPS mestre que conta com dois estados, o modelo para o inversor fonte de corrente possui apenas um estado, a corrente no indutor. Nesse

sistema a tensão no capacitor é considerada perturbação. A equação de estado na forma adequada à aplicação do controlador por realimentação de estados é:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_C(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{inv}(t) \quad (3.14)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.4.2 Projeto do Controlador de Corrente

Como mencionado anteriormente o valor de referência para o controlador de corrente é fornecido pela UPS mestre. Serão estudadas duas opções, a primeira opção será a transmissão para as unidades escravas da corrente de carga do mestre. A segunda opção será a transmissão da corrente do indutor da unidade mestre.

Opção 1: Transmissão da Corrente de Carga do mestre

A figura 3.8 mostra o diagrama do sistema de controle da UPS escravo em malha fechada, incluindo o sistema representado pelo filtro LC de saída, modelado na seção anterior.

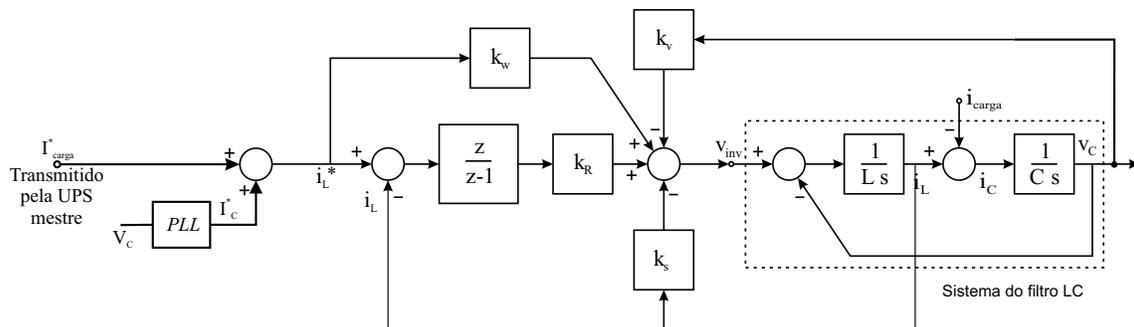


Figura 3.8: Modelo do Inversor fonte de corrente

Para o correto funcionamento do controlador a unidade mestre deve transmitir o valor instantâneo da corrente de carga para as outras unidades escravas do sistema. Ao receber esse valor as unidades escravas devem somar a esse valor de corrente o termo da corrente no capacitor afim de formar a referência de corrente para o controlador.

A corrente que passa pelo capacitor do filtro de saída pode ser definida como na equação seguinte [16], se a tensão $E \sin(\omega t)$ e a capacitância C_f forem conhecidas:

$$i_C^* = \omega C E \cos(\omega t) \quad (3.16)$$

Como a corrente no capacitor é defasada de 90° em relação a tensão, faz-se necessário o uso de um PLL para a correta geração da referência para o controlador de corrente. O PLL utilizado nesse trabalho é descrito com detalhes em [17] e será apresentado na próxima seção.

Os ganhos do controlador de corrente foram calculados em procedimento análogo ao controlador de tensão. O sistema aumentado, com o pólo introduzido pelo integrador é de segunda ordem. O ganho de realimentação da perturbação k_v foi calculado de forma a anular um dos pólos de malha fechada do sistema, fazendo com que o sistema responda como um sistema de primeira ordem.

Os pólos do sistema foram ajustados para a frequência de 3400Hz (pólos reais). Assim, os seguintes pólos no plano z são impostos ao sistema:

$$z_1 = z_2 = 0.2489 \quad (3.17)$$

Da mesma forma que o controlador mestre a frequência de amostragem também é de 15.360Hz. Dadas essas condições os ganhos calculados são os seguintes:

$$k_r = 1.3573 \quad k_s = 3.4138 \quad (3.18)$$

$$k_w = 3.6138 \quad k_v = -1 \quad (3.19)$$

Como a corrente no capacitor é estimada, está sujeita a erros relacionados a imprecisão no valor da Capacitância e relativa ao valor da tensão no capacitor. Afim de melhorar o desempenho do paralelismo em [16] é adicionado um termo à saída do controlador representado pela diferença instantânea entre a corrente de carga da unidade mestre e a unidade escrava, essa componente é chamada pelo autor de fator de correção.

A figura 3.9 mostra o diagrama de blocos do controlador de corrente com o fator de correção da corrente de carga adicionado.

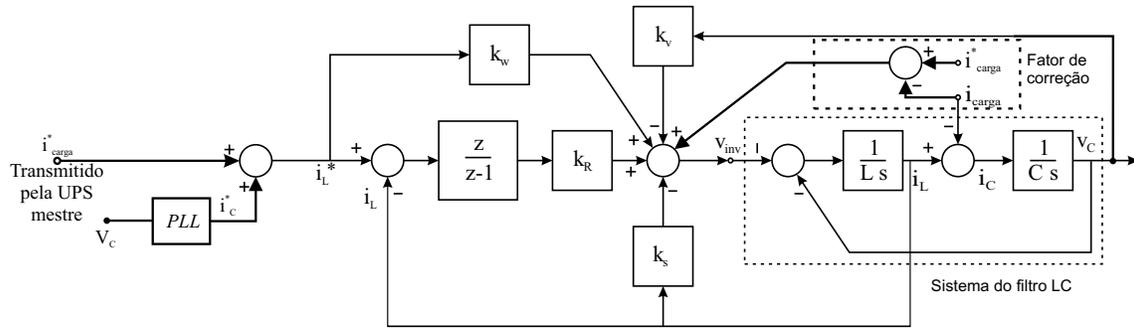


Figura 3.9: Controlador fonte de corrente com fator de correção

Opção 2: Transmissão da Corrente do Indutor

Uma outra possibilidade para a composição da referência dos controladores de corrente seria a utilização da corrente do indutor da unidade mestre. Em [16, 9, 10] é utilizada uma unidade central onde ocorre a medição da corrente de carga e a distribuição da referência de corrente. Nesse caso a opção um é obrigatória pois a unidade central não possui a medição das variáveis locais da unidade mestre. No esquema proposto nesse trabalho, ocorre exatamente o contrário: a UPS mestre é responsável não só pela regulação da tensão de saída, mas também pela distribuição do valor da corrente para as unidades escravas e não tem acesso à medição da corrente da carga (somente a corrente que ela, unidade mestre, fornece à carga). Assim, com o objetivo de simplificar o controlador de corrente a unidade transmite o valor instantâneo de corrente do indutor às unidades escravas sendo essa a referência de corrente dispensando a estimação da corrente de capacitor e do PLL necessário para o correto funcionamento do sistema. Também, nesse modelo, é mantido o fator de correção utilizado no controlador da opção um, sendo este processado e transmitido pelo mestre.

A figura 3.10 mostra o diagrama do sistema de controle da UPS escravo em malha fechada com a referência de corrente do indutor, incluindo o sistema representado pelo filtro LC de saída.

Os pólos do sistema foram ajustados para a frequência de 6400Hz (pólos reais). Nesse esquema foi possível alocar os pólos em frequências maiores, provavelmente devido à não utilização de uma estimação da corrente de capacitor que inclui erros no modelo contribuindo para a instabilidade do sistema. Assim, os seguintes pólos no plano z são impostos ao sistema:

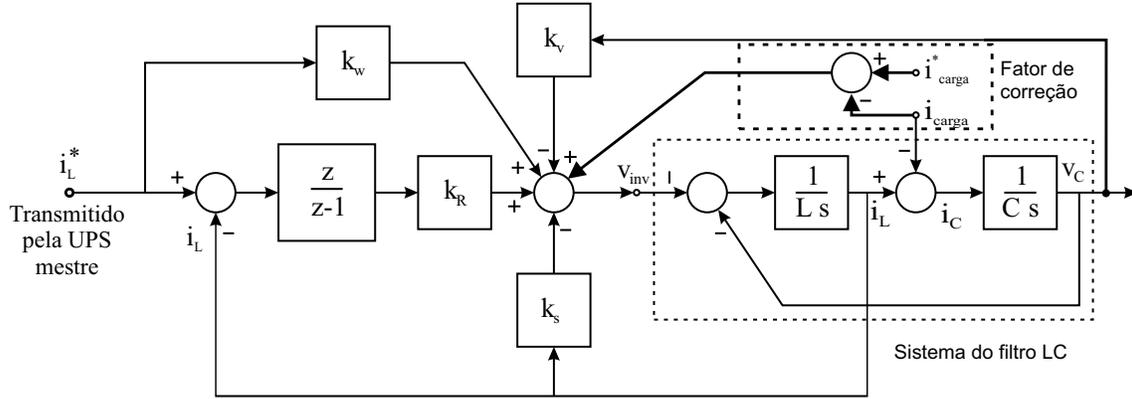


Figura 3.10: Controlador fonte de corrente

$$z_1 = z_2 = 0.0485 \quad (3.20)$$

Os ganhos calculados são os seguintes:

$$k_r = 2.1780 \quad k_s = 4.3778 \quad (3.21)$$

$$k_w = 4.5778 \quad k_v = -1 \quad (3.22)$$

3.4.3 PLL Monofásico

Para o correto funcionamento da malha de controle de corrente é necessário gerar um sinal senoidal, defasado de 90° da tensão gerada pela UPS mestre e de amplitude unitária. Esse sinal será utilizado para estimar a corrente no capacitor do filtro de saída da unidade escravo assegurando a operação síncrona entre as diversas UPS do sistema.

Como mencionado anteriormente o sinal de sincronismo pode ser obtido por um sistema em malha fechada de fase ou PLL (Phase-Locked-Loop). O algoritmo utilizado nesse trabalho será um PLL monofásico desenvolvido em [17]. A seguir será apresentada uma breve descrição do método.

Princípio de Funcionamento

A figura 3.11 mostra o diagrama em blocos da malha fechada de fase monofásica. Nesta figura, $v_s(t)$ é uma amostra da tensão da rede elétrica. Inicialmente, este sinal é suposto senoidal, igual a $v_s(t) = V \text{sen}(\theta)$, onde $\theta = \omega t$. O objetivo da malha fechada de fase é gerar uma estimação do ângulo de fase da rede elétrica, $\hat{\theta}$, a partir do qual calcula-se o sinal de sincronismo desejado, $\text{sen}(\hat{\theta})$. Se a estimação do ângulo de fase é boa, este sinal é senoidal, de amplitude unitária e em fase com a rede elétrica.

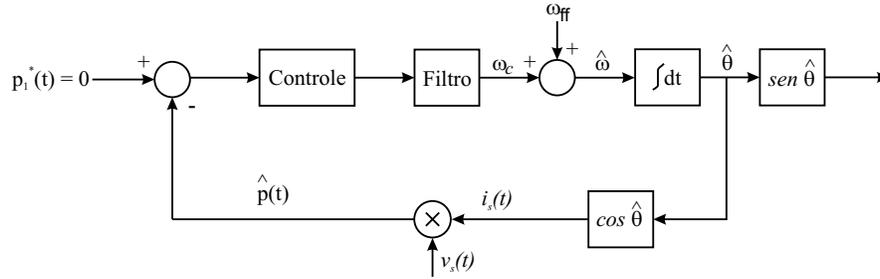


Figura 3.11: Diagrama da malha PLL monofásico

A operação do PLL começa com o cálculo de um sinal de potência instantânea, $\hat{p}(t)$, produto da tensão da rede $v_s(t)$ pela corrente fictícia, $i_s(t) = \text{cos}(\hat{\theta})$.

$$\hat{p}(t) = v_s(t) \hat{i}_s(t) = V \text{sen}(\theta) \text{cos}(\hat{\theta}) \quad (3.23)$$

Transformando o produto das funções trigonométricas em soma, temos:

$$\hat{p}(t) = \hat{p}_1(t) + \hat{p}_2(t) = \frac{V}{2} \text{sen}(\theta - \hat{\theta}) + \frac{V}{2} \text{sen}(\theta + \hat{\theta}) \quad (3.24)$$

A potência instantânea é constituída, portanto de dois termos. O segundo termo, $\hat{p}_2(t)$, tem frequência angular igual ao dobro da frequência do sinal da rede e será eliminado pelo filtro presente na malha do PLL. O primeiro termo, $\hat{p}_1(t)$, é função do erro de estimação do ângulo de fase, $e = \theta - \hat{\theta}$. O objetivo da malha fechada é atingido portanto se o primeiro termo da potência estimada é anulado. O sinal de referência da malha de fase é portanto, $\hat{p}_1^*(t) = 0$, como mostrado na figura 3.11. A saída do controlador é o termo de correção da frequência angular, ω_c . Este sinal é somado à entrada ω_{ff} , que corresponde ao valor nominal da frequência da rede elétrica. O resultado desta soma é a frequência angular estimada, $\hat{\omega}$. A estimação da posição angular da rede elétrica, $\hat{\theta}$, é obtida por integração de $\hat{\omega}$.

Projeto do Controlador

O controlador da malha PLL será implementado como um controlador por realimentação de estados conforme já descrito. O filtro passa-baixas de segunda ordem possui frequência de corte $w_n = 2\pi 12 \text{rd/s}$. A frequência de amostragem foi fixada em 15.360Hz. O sistema a ser controlado é de terceira ordem. O sistema aumentado, incluindo a ação integral do controlador será portanto de quarta ordem.

Como o PLL é necessário para estimar corretamente a corrente no capacitor do filtro de saída, uma resposta rápida é desejada afim de estimar o valor da corrente o mais proximo possível do valor real. Desta forma, foram alocados quatro pólos do sistema em malha fechada com dois pólos complexos conjugados em 10Hz e dois pólos complexos conjugados em 12Hz, ambos com fator de amortecimento ótimo. Apesar de a malha de controle possuir filtros passa-baixa com frequência de corte baixa que limitam a alocação dos pólos em frequências mais elevadas a resposta do PLL é satisfatória. Os ganhos calculados pelo método de alocação de pólos são:

$$k_r = 1.7213 \quad k_{s1} = 0.9747 \quad k_{s2} = 2.4187 \quad (3.25)$$

$$k_{s3} = 241.8392 \quad k_w = 241.8392 \quad (3.26)$$

Uma simplificação importante e necessária nesse controlador é em relação aos ganhos k_w e k_{s3} , relativos a ação direta da referência e ao estado de saída do integrador, respectivamente. O fato de os ganhos serem iguais sugere a seguinte simplificação no controlador:

$$\begin{aligned} u_c[k] &= -k_{s1}x_1[k] - k_{s2}x_2[k] + k_w\theta[k] - k_{s3}\hat{\theta}[k] + k_r x_r[k] \\ &= -k_{s1}x_1[k] - k_{s2}x_2[k] + k_w\{\theta[k] - \hat{\theta}[k]\} + k_r x_r[k] \end{aligned} \quad (3.27)$$

Como o sinal de referência θ não é disponível, mas apenas o sinal de erro, $e = \theta - \hat{\theta}$, esta simplificação deve obrigatoriamente ser utilizada. A figura 3.12 mostra o controlador modificado.

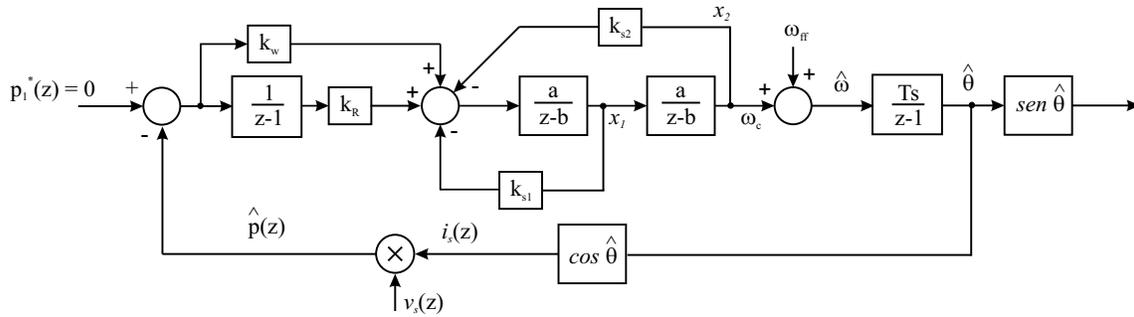


Figura 3.12: Diagrama do controle do PLL

3.5 Falha do Controlador Mestre

Uma das vantagens do paralelismo de UPS é o aumento da confiabilidade pela redundância. No caso do paralelismo mestre-escravo, o controle está centralizado na unidade mestre, sendo essa imprescindível para o correto funcionamento do sistema. Por exemplo, no caso de falha de uma UPS escrava, a corrente de carga é automaticamente redistribuída entre as UPS restantes, e não há comprometimento da qualidade da energia na carga. No entanto, em caso de falha da UPS mestre ou falha da comunicação da mestre com as escravas é necessário que uma das UPS escravas assuma a função do mestre sob risco de ter todo o sistema desligado e ocorrer a interrupção de energia às cargas caso isso não ocorra rapidamente. [15]

3.5.1 Comunicação entre Unidades Mestre e Escravos

Em funcionamento normal o mestre transmite o valor da corrente instantânea para os escravos em uma taxa fixa. A comunicação entre as unidades do sistema pode ser realizada por diferentes protocolos, como por exemplo rede CAN(Controller Area Network), interface SCI(Serial Controller Interface), interface SPI(Serial Peripheral Interface), entre outros.

3.5.2 Algoritmo para o caso de falha no controlador Mestre

Com o objetivo de manter o funcionamento do sistema mediante uma falha na UPS mestre é necessário estabelecer uma ordem de prioridade entre as UPS escravas na substituição da unidade defeituosa. Na ocorrência de uma falha em um período de comunicação com o mestre,

todas as unidades escravas mantêm suas referências de corrente iguais ao último valor recebido da unidade mestre. Se o erro de comunicação persistir no próximo período de comunicação, a unidade escrava com maior prioridade assume o papel de mestre.

3.5.3 Transmissão do valor do Integrador

A unidade escrava ao substituir uma unidade mestre defeituosa terá que alterar os ganhos e a referência afim de adapta-lo a um controlador de tensão, e ainda é necessário zerar o integrador que possui o valor do antigo controlador de corrente. Durante o curso desse trabalho notou-se que, no momento da falha, se o integrador do novo mestre for iniciado com o último valor recebido do integrador da unidade mestre defeituosa, o transitório da tensão de saída devido a falha da unidade defeituosa seria suavizado significativamente. Assim, além de transmitir o valor instantâneo da corrente no indutor, o mestre deve também transmitir o valor instantâneo do integrador.

3.6 Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o paralelismo de inversores do tipo mestre - escravo. Simulações em condições de operação normal com carga não linear nominal e em caso de falha no controlador mestre foram realizadas. As simulações foram realizadas com os ganhos calculados nas seções anteriores para frequência de amostragem e taxa de comunicação em 15.360Hz.

3.6.1 Operação em condições normais

A simulação da operação em condições normais foi feita utilizando-se três UPS de potência nominal 4kVA. A simulação da carga não-linear foi feita conectando-se um retificador de onda completa a diodos com filtro capacitivo e carga resistiva, conforme a norma [6], a carga está ilustrada na figura 3.13.

A potência nominal da carga é de 4kVA. Como são três UPS no sistema, totalizando 12kVA, foi conectado ao barramento de cargas três cargas de 4kVA.

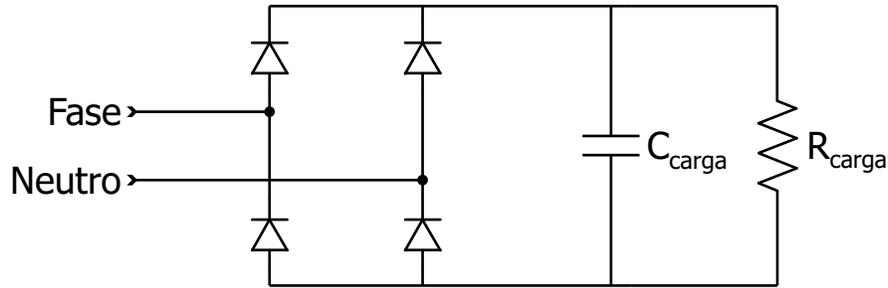


Figura 3.13: Carga não-linear utilizada nas simulações

A figura 3.14 mostra a tensão de saída da UPS mestre e as correntes de carga de todas as UPS do sistema em regime permanente. O valor do THD da tensão na carga foi de 4,61%. Nota-se também a satisfatória repartição de corrente entre as unidades inversoras do sistema.

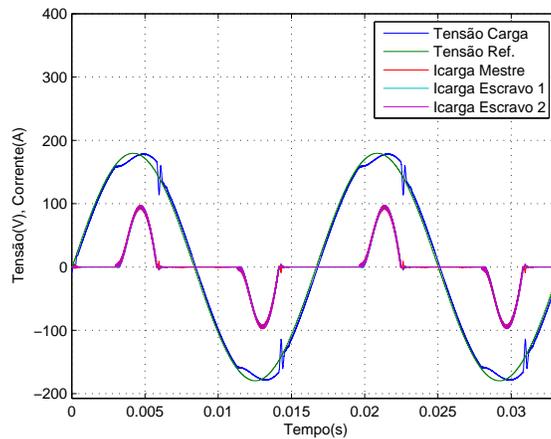
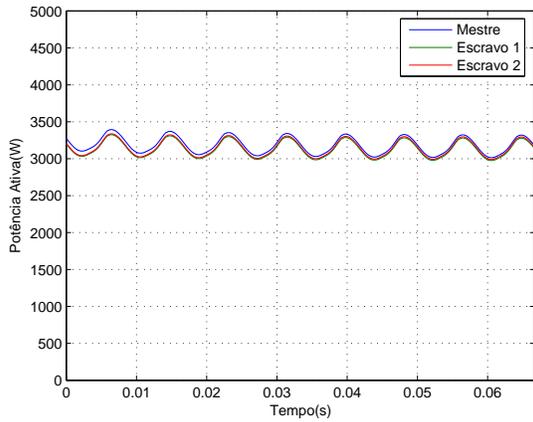


Figura 3.14: Tensão na carga e Corrente de carga das UPS

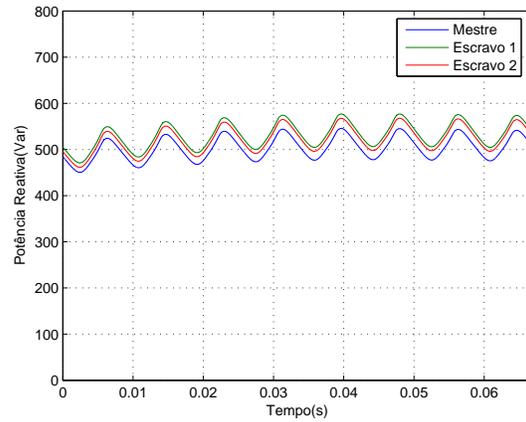
A figura 3.15 apresenta as potências ativa e reativa de cada UPS em regime permanente.

3.6.2 Operação com falha no Mestre

Para simular a falha na UPS mestre será considerado o seguinte cenário: o sistema é composto por três UPS de 4kVA alimentando uma carga de 8kVA no total. No momento da falha, a UPS defeituosa sai do sistema e uma UPS escrava assume o papel de mestre [15]. Nesse caso as UPS remanescentes estarão fornecendo potência máxima à carga. A falha na UPS mestre



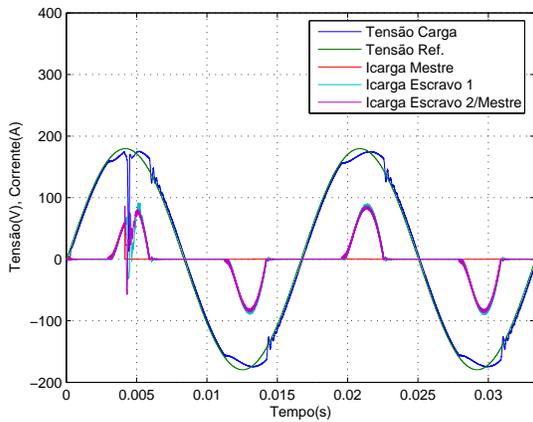
(a) Potência Ativa



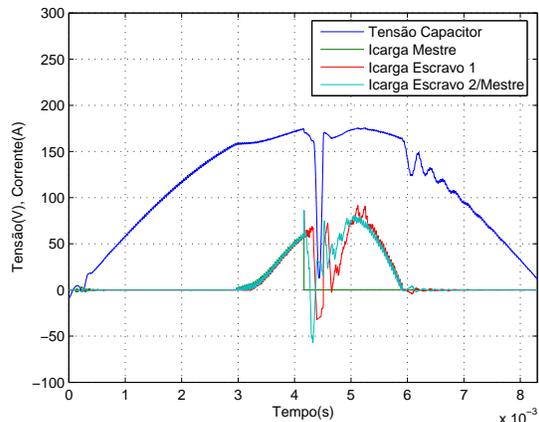
(b) Potência Reativa

Figura 3.15: Potência Ativa e Reativa em regime permanente

ocorre no pico positivo da tensão, situação caracterizada como o pior momento para ocorrer uma falha.



(a) Tensão e Corrente



(b) Momento da falha

Figura 3.16: Tensão na carga e Corrente nas UPS no momento da Falha

A figura 3.16 mostra a tensão de saída da UPS mestre e as correntes de carga de todas as UPS do sistema no momento em que ocorre o defeito da UPS mestre. O detalhe do momento da falha pode visto na figura 3.16(b).

A figura 3.17 apresenta as potências ativa e reativa no momento da falha.

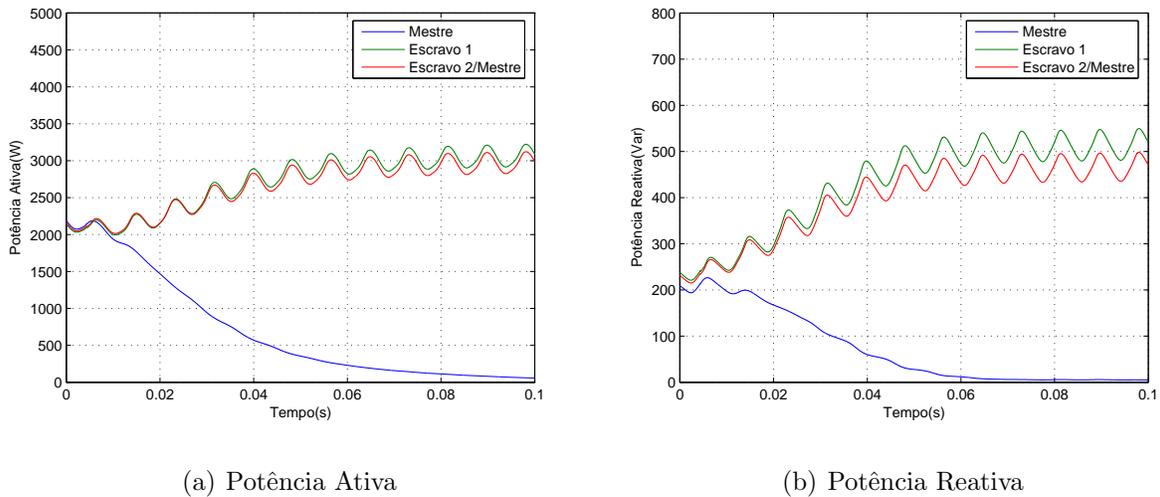


Figura 3.17: Potência Ativa e Reativa no momento da falha

3.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modelos e projetos de todas as malhas de controle para realizar o paralelismo do tipo mestre-escravo. Resultados de simulação comprovam o funcionamento dos sistemas projetados.

A distribuição de potência entre as unidades inversoras pode ser considerada satisfatória e o THD da tensão na carga ficou dentro dos limites das normas para UPS.

A técnica para substituição de uma unidade mestre defeituosa mostrou-se eficaz em simulação, ocorrendo a rápida substituição por uma unidade escrava do sistema com maior prioridade.

Capítulo 4

Paralelismo sem comunicação

4.1 Introdução

O tráfego de informações entre as unidades inversoras em um sistema distribuído está sujeito a diversos problemas como ruídos, EMI, rompimento do cabo de comunicação, etc, reduzindo a confiabilidade do sistema. Assim, o controle de unidades inversoras conectadas em paralelo em um sistema distribuído onde não há comunicação entre as unidades do sistema deve ser realizado apenas com informações disponíveis localmente.

A operação estável de um sistema de potência depende do equilíbrio entre a geração e demanda de potência ativa e reativa. O fluxo de potência ativa e reativa em um sistema não são desacoplados, mas a potência ativa depende predominantemente do ângulo de fase entre inversor e barra, e a potência reativa depende predominantemente da amplitude da tensão.

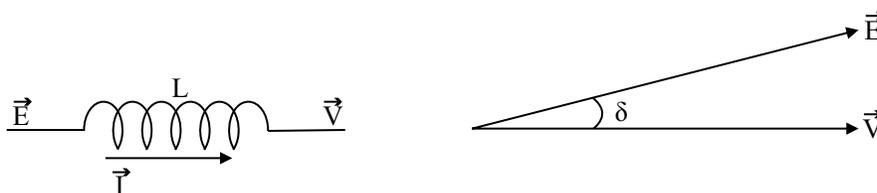


Figura 4.1: Linha de transmissão sem perdas

Para uma linha de transmissão sem perdas, onde E e V são as amplitudes das tensões terminais e δ a fase relativa entre E e V , como mostrado na figura 4.1, as potências ativa e

reativa na entrada da linha são dadas pelas equações 4.1 e 4.2 , respectivamente.

$$P = \frac{EV \operatorname{sen} \delta}{\omega L} \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{E^2}{\omega L} - \frac{EV \operatorname{cos} \delta}{\omega L} \quad (4.2)$$

Assim, com a manipulação local da frequência e amplitude da tensão de saída de cada unidade é possível controlar o fluxo de potência das unidades inversoras. Para tanto é necessário impor um comportamento pre-definido para as variáveis tensão e frequência de forma a garantir a distribuição da potência entre as unidades do sistema, evitando a circulação de energia entre as unidades inversoras e ao mesmo tempo garantindo um fornecimento de energia adequado à carga. Isto é alcançado pela introdução de curvas de decaimento para a frequência em função da potência ativa e para a tensão terminal em função da potência reativa.

Uma alternativa para o paralelismo sem intercomunicação no controle é apresentado por [1]. Em seu trabalho o autor considera duas topologias principais adequadas para a operação em paralelo nos sistemas distribuídos trifásicos: a topologia "on-line" e a topologia "line-interactive". O autor considera que a topologia "line-interactive" possui vantagens especiais em relação à operação de UPS em paralelo em sistemas distribuídos, como por exemplo maior simplicidade na configuração. A rede é conectada na saída da UPS através de indutores. Assim o sistema UPS e a rede formam duas fontes de energia em paralelo, utilizando apenas um barramento. No caso dos sistemas "on-line", como o inversor da UPS está constantemente alimentando a carga é necessário dois barramentos: o barramento da rede da concessionária e o barramento de segurança onde as cargas críticas são conectadas. Ao contrário dos sistemas UPS "on-line", os sistemas "line-interactive" não alimentam a carga constantemente, pois enquanto a rede está presente a UPS recarrega as baterias utilizando o inversor. Em caso de ocorrência de falta da rede elétrica, a direção do fluxo de potência da UPS é rapidamente invertido e esta passa a fornecer potência à carga. Por essas razões o autor desenvolve seu trabalho em cima da topologia "line-interactive".

O esquema proposto por [1] para a operação de inversores conectados em paralelo é mostrado na figura 4.2

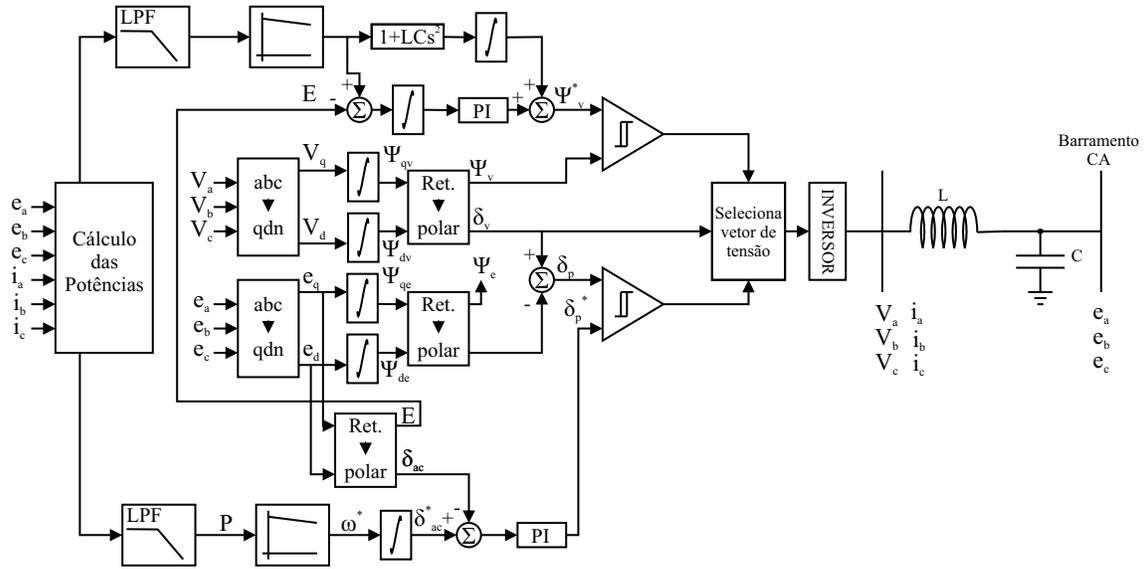


Figura 4.2: Paralelismo proposto por [1]

Este é baseado no controle do vetor fluxo do inversor Ψ_v para conseguir a tensão de saída desejada E . Esta técnica é utilizada no controle direto de conjugado numa máquina de indução. A integral no tempo da tensão de saída do inversor, chamada de vetor fluxo do inversor o qual não tem aqui o mesmo significado para aplicações em máquinas elétricas, é uma grandeza fictícia relacionada com os volts-segundos do indutor de filtro. As componentes no plano d-q do vetor fluxo do inversor Ψ_v , são definidas pelas equações 4.3 e 4.4. O módulo e fase do vetor fluxo são definidos pelas equações 4.5 e 4.6, respectivamente.

$$\Psi_{dv} = \int_{-\infty}^t V_d d\tau \quad (4.3)$$

$$\Psi_{qv} = \int_{-\infty}^t V_q d\tau \quad (4.4)$$

$$|\Psi_v| = \Psi_v = \sqrt{\Psi_{dv}^2 + \Psi_{qv}^2} \quad (4.5)$$

$$\delta_v = \text{tg}^{-1}\left(\frac{-\Psi_{dv}}{\Psi_{qv}}\right) \quad (4.6)$$

Considerando um sistema com tensões alternadas senoidais de frequência ω e a relação espacial entre os vetores de fluxo no inversor Ψ_v e no barramento de carga Ψ_e , pode-se escrever:

$$P = \frac{3}{2L}\omega\Psi_v\Psi_e \sin \delta_p \quad (4.7)$$

$$Q = \frac{3}{2L}\omega(\Psi_v\Psi_e \cos \delta_p - \Psi_e^2) \quad (4.8)$$

onde δ_p é a fase relativa entre os dois vetores de fluxo. Observa-se então a similaridade das equações 4.7 e 4.8 com as equações 4.1 e 4.2. Assim verifica-se a possibilidade de controle da potência ativa e potência reativa fornecida pela unidade inversora através das variáveis δ_p e Ψ_v , respectivamente. Maiores detalhes podem ser vistos em [18, 1].

Outro esquema semelhante ao de [1, 18] é proposto por [2], mas aplicado ao paralelismo de inversores monofásicos. O esquema de [2] é baseado também nas curvas de decaimento potência ativa-freqüência e potência reativa-tensão para o controle do fluxo de potência e pode ser visto na figura 4.3.

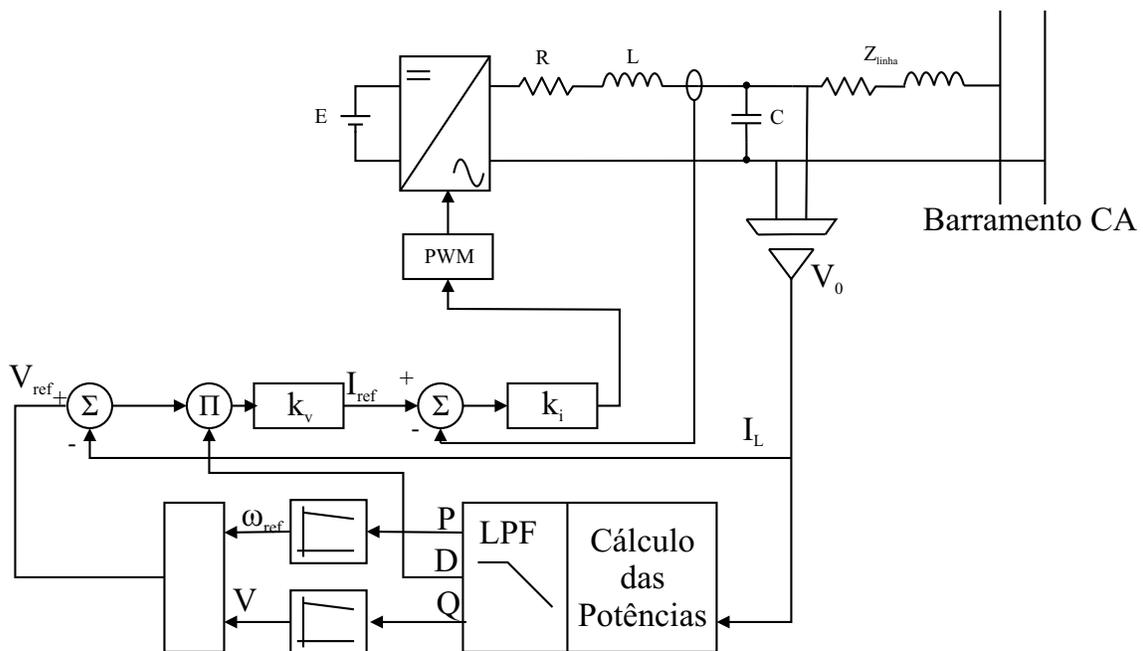


Figura 4.3: Paralelismo proposto por [2]

Pelo fato de ser monofásica [2] não pode utilizar a facilidade da teoria d-q de circuitos trifásicos para o cálculo das potências ativa e reativa. Nesse caso [2] apresenta um método para calcular essas potências. A preocupação no desenvolvimento do algoritmo para o cálculo

das potências ativa e reativa foi no sentido de se conseguir medir satisfatoriamente cargas lineares e não lineares. Para tanto além do valor da potência ativa P e da potência reativa Q , há o que o autor chama de potência de distorção D , que neste caso se refere à energia circulante no sistema devido a correntes harmônicas com frequências diferentes da fundamental, causadas por cargas não lineares. Essa potência de distorção D , atua como uma atenuação na malha de tensão o que permite uma melhor distribuição da potência reativa pelas unidades inversoras do sistema, mas por outro lado eleva o THD da forma de onda da tensão.

Em seu trabalho [19] desenvolve uma metodologia de análise para pequenos sinais do paralelismo de inversores baseado em [20], que mostra como realizar uma análise em pequenos sinais para um número arbitrário de máquinas síncronas conectadas em paralelo utilizando técnicas de controle moderno, onde o sistema é descrito por equações diferenciais no formato de espaços de estados:

$$[\dot{x}] = [A][x] \quad (4.9)$$

Assim, [19] demonstra como construir a matriz $[A]$ do sistema composto por um número arbitrário de inversores conectados em paralelo. O controlador de cada inversor é baseado nas curvas de decaimento potência ativa-frequência e potência reativa-tensão, similar aos esquemas [1, 18, 2]. Primeiramente [19] apresenta uma análise para o fluxo de potência ativa e reativa de um inversor conectado a uma barra infinita, em seguida, esta estratégia é estendida para a análise do fluxo de potência entre duas unidades autônomas.

O esquema proposto por [19] para a operação de um inversor conectado à rede é mostrado na figura 4.4

Como já mencionado, a frequência ω e a tensão de saída E do inversor são controlados pela característica de decaimento definida pelas equações 4.10 e 4.11, respectivamente, representadas na figura 4.5

$$\omega = \omega_0 - k_p P \quad (4.10)$$

$$E = E_0 - k_v Q \quad (4.11)$$

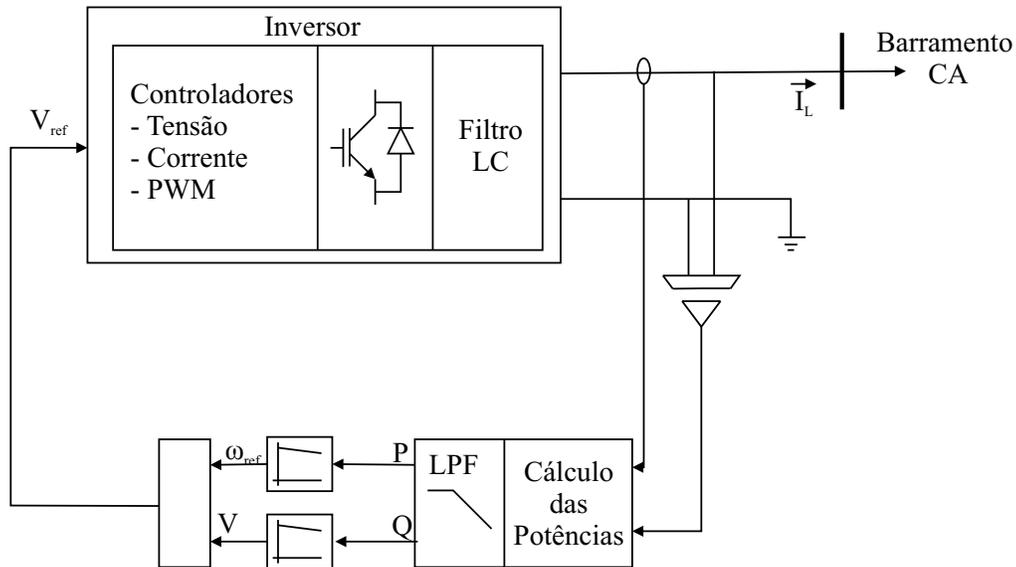


Figura 4.4: Inversores conectados em paralelo

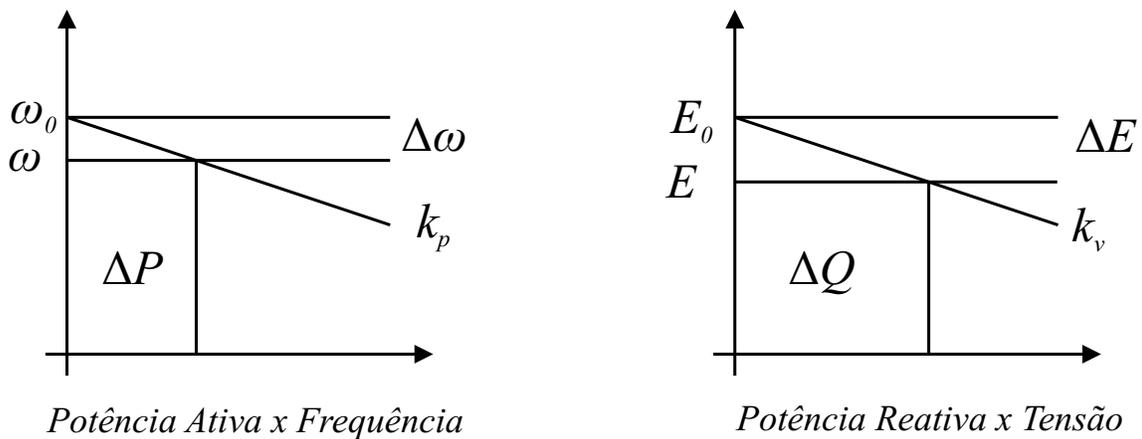


Figura 4.5: Curvas de decaimento

Para a medição das potências [19] utilizou um esquema baseado no algoritmo proposto por [2]. Esse algoritmo faz uso de filtros passa baixas com constantes de tempo muito inferiores às constantes de tempo do controlador instantâneo de tensão do inversor. Assim, a dinâmica do sistema será muito influenciada por esse filtro. O controle da tensão de saída do inversor é feita utilizando duas malhas, uma de tensão e outra de corrente.

A figura 4.6 mostra dois inversores conectados em paralelo.

O sistema da figura 4.6 pode ser descrito pela equação:

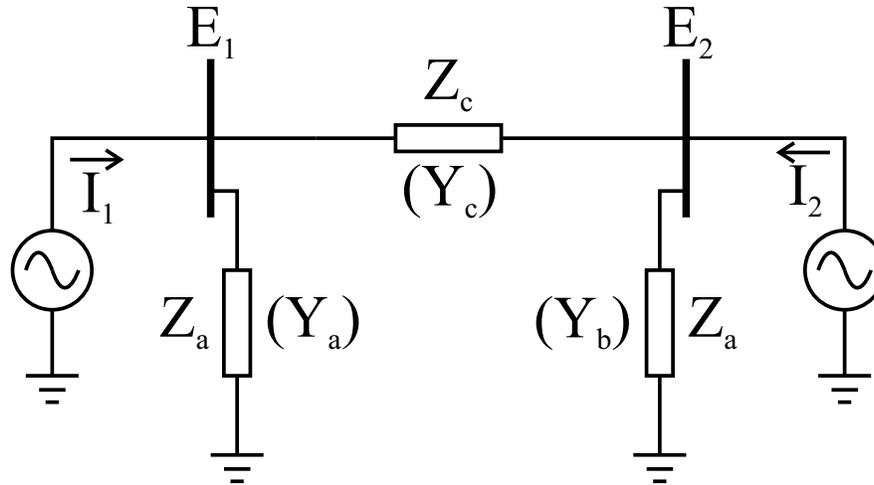


Figura 4.6: Dois inversores em paralelo

$$\begin{bmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_a + Y_c & -Y_c \\ -Y_c & Y_b + Y_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

A equação 4.12 é complexa, utilizando a transformação d-q, pode-se obter a equação em sua forma real:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & -B_{11} & G_{12} & -B_{12} \\ B_{11} & G_{11} & B_{12} & G_{12} \\ G_{21} & -B_{21} & G_{22} & -B_{22} \\ B_{12} & G_{21} & B_{22} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{d1} \\ e_{q1} \\ e_{d2} \\ e_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

De forma simplificada:

$$[i] = [Y_s][e] \quad (4.14)$$

Considerando pequenas variações no ponto de operação pode-se linearizar a expressão 4.14 para:

$$[\Delta i] = [Y_s][\Delta e] \quad (4.15)$$

A expressão em coordenadas d-q para as potências ativa e reativa pode ser expressa por:

$$P_i = e_{di}i_{di} + e_{qi}i_{qi} \quad (4.16)$$

$$Q_i = e_{di}i_{qi} - e_{qi}i_{di} \quad (4.17)$$

Linearizando 4.16 e colocando em formato matricial:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d1} & i_{q1} & 0 & 0 \\ -i_{q1} & i_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & i_{d2} & i_{q2} \\ 0 & 0 & -i_{q2} & i_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{d1} \\ \Delta e_{q1} \\ \Delta e_{d2} \\ \Delta e_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$+ \begin{bmatrix} e_{d1} & e_{q1} & 0 & 0 \\ -e_{q1} & e_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e_{d2} & e_{q2} \\ 0 & 0 & -e_{q2} & e_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d2} \\ \Delta i_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

a equação 4.18 de forma simplificada:

$$[\Delta S] = [I_s][\Delta e] + [E_s][\Delta i] \quad (4.20)$$

Substituindo 4.15 em 4.20, obtemos:

$$[\Delta S] = ([I_s] + [E_s][Y_s])[\Delta e] \quad (4.21)$$

O sistema com os dois inversores pode ser descrito por:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{w}_1 \\ \Delta \dot{e}_{d1} \\ \Delta \dot{e}_{q1} \\ \Delta \dot{w}_2 \\ \Delta \dot{e}_{d2} \\ \Delta \dot{e}_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & M_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta w_1 \\ \Delta e_{d1} \\ \Delta e_{q1} \\ \Delta w_2 \\ \Delta e_{d2} \\ \Delta e_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

de maneira simplificada:

$$[\Delta \dot{X}] = [M_s][\Delta X] + [C_s][\Delta_s] \quad (4.23)$$

Combinando 4.21 e 4.23

$$[\Delta \dot{X}] = [M_s][\Delta X] + [C_s]([I_s] + [E_s][Y_s])[\Delta_e] \quad (4.24)$$

Considerando que:

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{d1} \\ \Delta e_{q1} \\ \Delta e_{d2} \\ \Delta e_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta w_1 \\ \Delta e_{d1} \\ \Delta e_{q1} \\ \Delta w_2 \\ \Delta e_{d2} \\ \Delta e_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$(4.26)$$

ou simbolicamente:

$$[\Delta e] = [K_s][\Delta X] \quad (4.27)$$

Substituindo 4.24 e 4.27

$$[\Delta \dot{X}] = [A][\Delta X] \quad (4.28)$$

onde:

$$[A] = [M_s] + [C_s]([I_s] + [E_s][Y_s])[K_s] \quad (4.29)$$

A equação 4.29 descreve a dinâmica do sistema dos dois inversores para pequenas variações no ponto de equilíbrio. Maiores detalhes podem ser vistos em [19, 21].

Recentemente, surgiram diversos trabalhos na literatura voltados para a solução de alguns problemas relacionados à utilização das curvas de decaimento, onde pode-se citar[4, 22]:

- O aumento do fornecimento da potência ativa causa um desvio da frequência nominal do sistema. Esse desvio inviabiliza o uso da chave estática de bypass em UPS on-line pois fatalmente haverá um desvio de fase entre a tensão no barramento de saída e a tensão na rede elétrica
- A utilização das curvas de decaimento de modo convencional não apresenta bons resultados quando os inversores devem dividir a potência fornecida a uma carga não-linear pois as UPS devem levar em consideração as correntes harmônicas.
- A utilização das curvas de decaimento de modo convencional apresenta uma resposta transiente lenta e oscilatória.

Em [22] o autor propõe uma variação do método convencional das curvas de decaimento afim de melhorar a resposta transitória do sistema. O controlador proposto é mostrado na equação 4.30

$$\phi = -m \int_{-\infty}^t P d\tau - m_p P - m_d \frac{dP}{dt} \quad (4.30)$$

$$E = E^* - nQ - n_d \frac{dQ}{dt} \quad (4.31)$$

onde n_d é o coeficiente derivativo da potência reativa Q; m, m_p e m_d são os coeficientes integral, proporcional e derivativo da potência ativa P. É interessante observar que como $\omega = d\phi/dt$ as equações propostas pelo autor em estado permanente ficarão iguais às equações de decaimento convencionais como em 4.10 e 4.11. O autor pretende com esse método garantir com os coeficientes m e n a correta repartição de energia entre as unidades em estado estacionário enquanto que com os coeficientes m_p , m_d e n_d garantir uma boa resposta transitória para o sistema. O esquema proposto por [22] pode ser visto na figura 4.7.

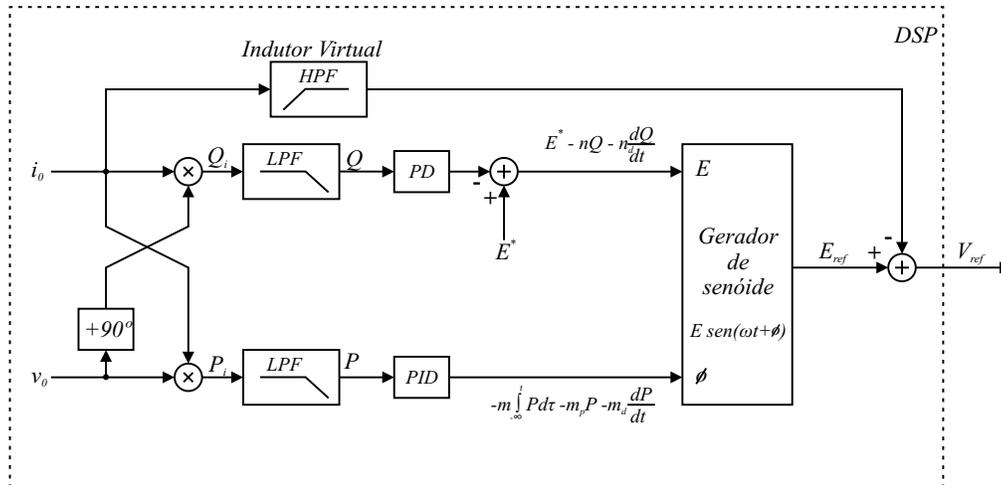


Figura 4.7: Controle proposto por [3]

Com o objetivo de diminuir o impacto da diferença da impedância de saída entre os inversores e conseqüentemente melhorar a eficiência da distribuição das potências entre os inversores, [22, 3, 4] utilizam uma impedância virtual na malha de controle da potência, o que consiste em emular um comportamento indutivo diminuindo o valor da tensão no capacitor proporcionalmente à derivada da corrente de saída, a figura 4.8 ilustra esse conceito.

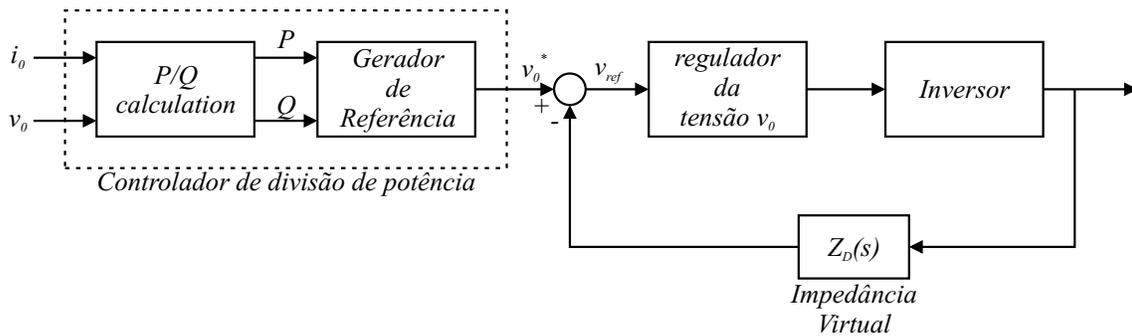


Figura 4.8: Controle utilizando impedância virtual

Um problema dessa abordagem é o aumento significativo da THD da tensão de saída quando o sistema alimenta cargas não-lineares. Uma estratégia para superar esse problema é o uso de um filtro passa altas ao invés do termo derivativo puro [4, 3], garantindo um comportamento indutivo para as harmônicas de corrente na mesma frequência da tensão de saída e um comportamento resistivo para harmônicos de corrente de alta frequência.

Para solucionar o problema do desvio de frequência e o sincronismo com a rede da concessionária para a utilização da chave de "by-pass", [4] propõe o esquema mostrado na figura 4.9.

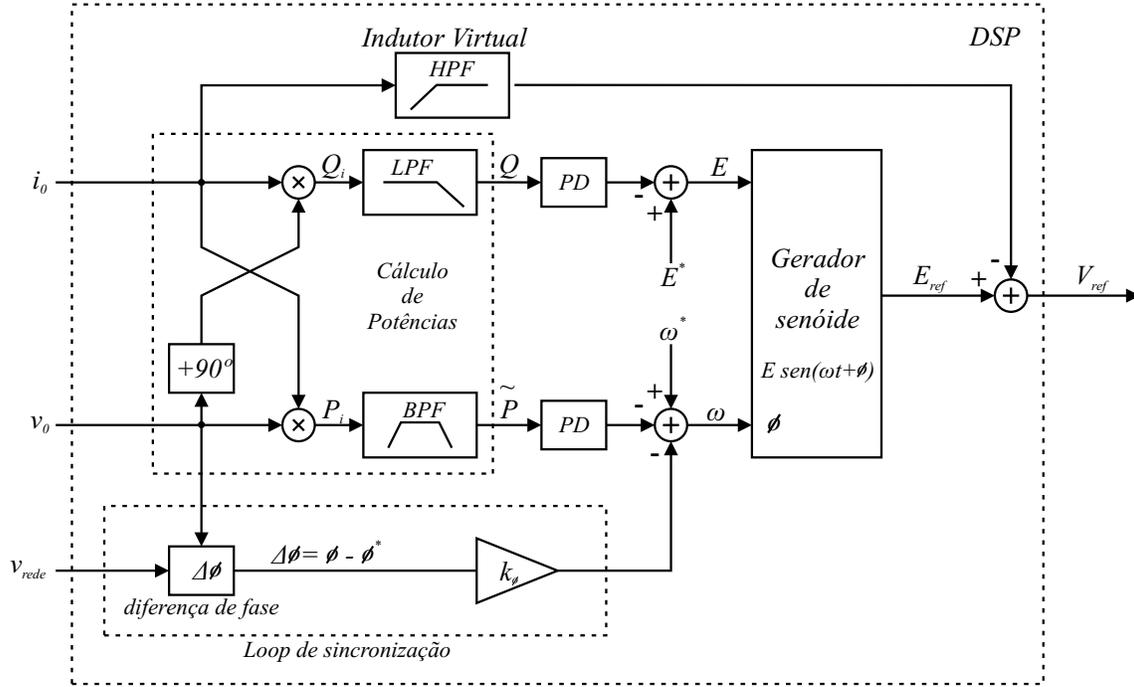


Figura 4.9: Controle proposto por [4]

Com o objetivo de melhorar a resposta transitória do sistema, termos derivativos são adicionados nas curvas de decaimento convencionais, obtendo-se as seguintes equações:

$$\omega = \omega^* - m\tilde{P} - m_d \frac{d\tilde{P}}{dt} \quad (4.32)$$

$$E = E^* - nQ - n_d \frac{dQ}{dt} \quad (4.33)$$

onde n_d e m_d são os coeficientes derivativos da potência reativa Q e da potência ativa P , respectivamente. A componente \tilde{P} é o valor da potência ativa sem a componente DC, obtida através da função de transferência 4.34

$$\tilde{P}(s) = \frac{\omega_c \tau^{-1} s}{(s + \tau^{-1})(s + \omega_c)} P(s) \quad (4.34)$$

Observa-se que através das equações 4.32 e 4.34 a função P- ω não apresenta desvio da frequência nominal em regime permanente e ao mesmo tempo garante a repartição de potência ativa entre os módulos [4]. Para sincronizar a tensão de saída com a tensão na rede elétrica o autor propõe um loop adicional de sincronização, mostrado na equação 4.35.

$$\omega = \omega^* - m\tilde{P} - m_d \frac{d\tilde{P}}{dt} - k_\phi \Delta\phi \quad (4.35)$$

$\Delta\phi$ representa a diferença de fase entre a tensão de saída do inversor e a tensão na rede elétrica; k_ϕ é um ganho proporcional. Dessa forma quando a diferença de fase aumenta, a frequência do inversor será ligeiramente decrementada e assim todas as UPS do sistema estarão sincronizadas com a rede elétrica, enquanto dividem a potência solicitada pela carga.

4.2 Controle do Paralelismo

Os esquemas para paralelismo de inversores presentes na literatura são baseados na conexão de máquinas síncronas em paralelo em um sistema de potência. É sabido que um inversor apresenta uma dinâmica mais rápida devido à ausência de inércia de rotor, por outro lado, a necessidade de impor ao inversor um comportamento similar ao da máquina síncrona, torna o controle dependente da realimentação das potências ativa e reativa. Estas medições determinam os pólos de mais baixa frequência do sistema, devido ao uso de filtros passa-baixa, e basicamente determinam o desempenho do sistema. Além disso, as máquinas síncronas apresentam um vínculo natural entre frequência de operação e a potência fornecida, ou seja, ao elevarmos a potência elétrica drenada da máquina esta apresenta transitoriamente um decaimento da frequência de rotação.

Os inversores de frequência não apresentam esse vínculo natural entre potência ativa - frequência e potência reativa - tensão, sendo necessário a imposição dessa dinâmica ao inversor. Assim, nesse trabalho, o inversor irá seguir as leis de controle segundo as equações 4.36 e 4.37.

$$\omega = \omega_0 - mP \quad (4.36)$$

$$E = E_0 - nQ \quad (4.37)$$

O esquema de controle proposto é mostrado na figura 4.10. Esse esquema é baseado nos esquemas propostos por [2, 19, 4, 3, 22].

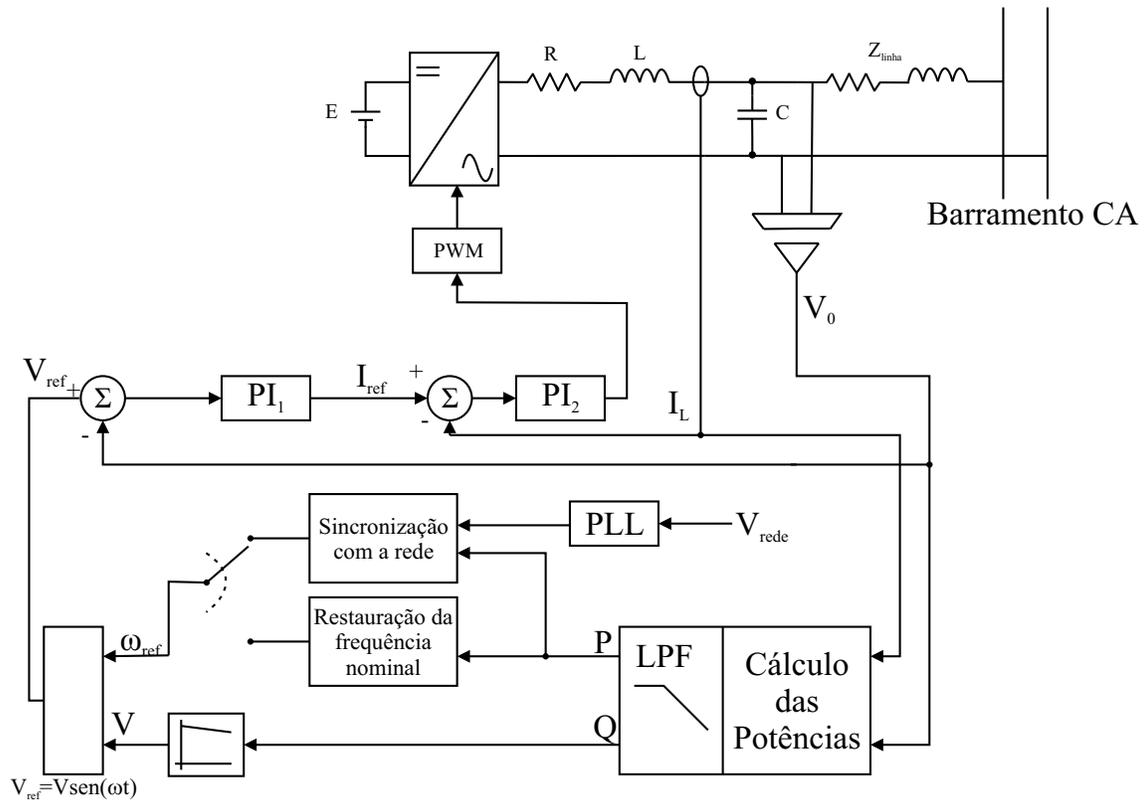


Figura 4.10: Esquema de controle

O esquema proposto apresenta um controlador PWM de três níveis, com um regulador PI na malha de tensão externa e um outro na malha de corrente interna, ambos digitais. A referência de tensão é gerada a partir dos sinais de amplitude e frequência definidos pelas curvas de potência. Os cálculos das potências ativa e reativa podem ser realizados de várias formas e a alternativa aqui utilizada é apresentada por [2]. O esquema apresenta ainda uma malha para a restauração da frequência nominal e uma malha de sincronização da tensão de carga com a tensão da rede elétrica. É interessante frisar que essas malhas não funcionam ao mesmo tempo, quando a rede está presente a malha de sincronização está atuando. Ocorrendo uma falta a malha que passa a atuar é a malha de restauração da frequência nominal.

4.2.1 Medição de Potência

Uma parte muito importante para o correto funcionamento do paralelismo sem interconexão no controle é o cálculo da potência fornecida pelo inversor. Esta deve ser cuidadosamente

projetado pois a sua dinâmica terá um grande impacto na performance do sistema como um todo.

O algoritmo utilizado neste trabalho para o cálculo das potências ativa e reativa, foi desenvolvido por [2] e é mostrado na figura 4.11.

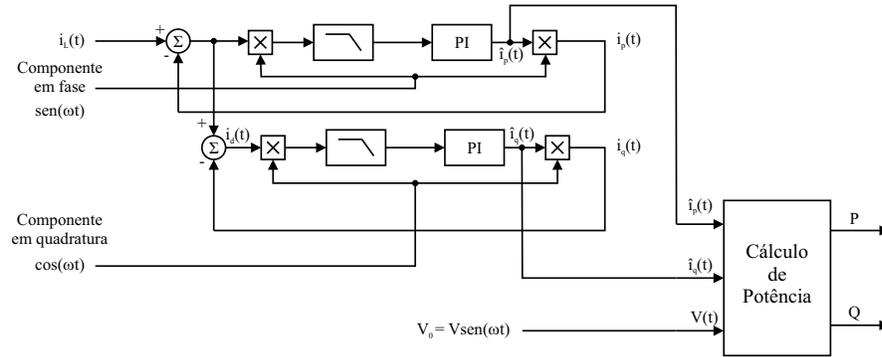


Figura 4.11: Cálculo das potências ativa e reativa

Para o cálculo da potência pode-se retirar toda a informação necessária da corrente do indutor do filtro e da tensão no capacitor. Primeiramente a corrente do indutor é dividida em duas componentes: uma em fase com a tensão e outra em quadratura.

A corrente no indutor pode ser separada nos seguintes termos:

$$i_L(t) = i_0(t) + i_p(t) + i_q(t) + i_d(t) \quad (4.38)$$

onde:

- i_0 = componente DC
- i_p = componente em fase com a tensão
- i_q = componente em quadratura com a tensão
- i_d = componente de distorção

Para obter o valor da componente de corrente em fase com a tensão multiplica-se o valor de corrente do indutor por uma senoide em fase com a tensão de saída conforme a equação 4.39.

$$i_L(t)\text{sen}(\omega t) = I_0\text{sen}(\omega t) + \frac{I_p}{2}[1 - \cos(2\omega t)] + \dots + \text{termosCA} \quad (4.39)$$

A equação 4.39 possui somente um termo contínuo proporcional à I_p . Logo, um filtro passa baixas poderá extrair o valor da corrente em fase. Esses filtro estão sintonizados em $37,7\text{rad/s}$. A senoide em fase com a tensão multiplicada pelo valor contínuo I_p , dará uma estimativa da corrente em fase, essa estimativa é então subtraída da corrente total. Esta componente é realimentada em uma malha fechada com um regulador PI permitindo extrair completamente a componente de corrente em fase com a tensão no capacitor.

Um método idêntico é utilizado para extrair a corrente em quadratura. Subtraindo a componente contínua e as componentes em fase e em quadratura do valor da corrente total do indutor, obtém-se a corrente de distorção, que neste trabalho não será utilizada.

Com os valores das componentes em quadratura e em fase da corrente, as potências ativa e reativa instantâneas podem ser calculadas segundo as equações 4.40 e 4.41

$$P(t) = \bar{i}_p\text{sen}(\omega t).V_0 \quad (4.40)$$

$$Q(t) = \bar{i}_q\text{sen}(\omega t).V_0 \quad (4.41)$$

Das equações 4.40 e 4.41 somente interessa para o controle do paralelismo a parte contínua do sinal. Para retirar a componente em 120Hz um filtro passa-baixa com frequência de corte em 6Hz é utilizado. A figura 4.12 mostra o detalhe do cálculo das potências ativa e reativa.

4.2.2 Cálculo da inclinação das curvas de decaimento

O cálculo dos valores das inclinações das curvas de decaimento tensão-potência reativa e frequência-potência ativa deve levar em conta o compromisso entre uma boa divisão da potência fornecida à carga e o desvio de frequência e amplitude da tensão de saída.

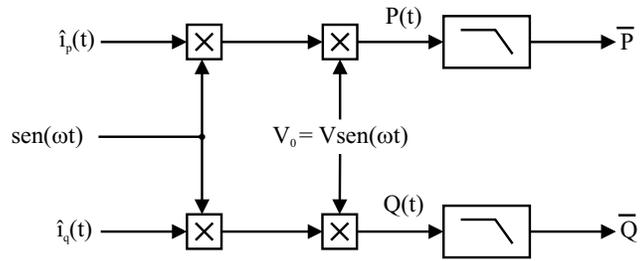


Figura 4.12: Detalhe do cálculo das potências ativa e reativa

O cálculo para esses coeficientes utiliza as seguintes equações:

$$m = \frac{\Delta\omega}{P_{max}} \quad (4.42)$$

$$n = \frac{\Delta E}{Q_{max}} \quad (4.43)$$

onde P_{max} e Q_{max} são as máximas potência ativa e reativa que podem ser fornecidas pelo inversor, e $\Delta\omega$ e ΔE são os máximos desvios de frequência e amplitude da tensão de saída permitidos.

4.2.3 Restauração da frequência nominal

Até esse ponto, todas as unidades inversoras do sistema operam com uma característica de decaimento $P-\omega$ constante, ou seja, com a mudança da demanda de carga a frequência do sistema irá mudar. Mudará também com a entrada ou saída de unidades inversoras no sistema. Assim se a característica de decaimento das curvas não for muito grande, o desvio de frequência pode estar em limites aceitáveis. Entretanto se o desvio for significativo, um esquema de restauração da frequência para o seu valor nominal deve ser incorporado à malha de controle de potência.

A equação da curva de decaimento $P-\omega$ pode ser escrita como:

$$\omega^* = \omega_0 - m(P - P_0) \quad (4.44)$$

onde $m > 0$ é a inclinação da curva de decaimento, e ω^* é o set-point de frequência para o inversor. A frequência nominal do sistema é ω_0 , que é também a frequência da rede elétrica.

P é o valor da potência ativa que está sendo fornecida instantaneamente e P_0 é a referência de potência ativa que faz com que $\omega^* = \omega_0$. A figura 4.13 representa a equação 4.44.

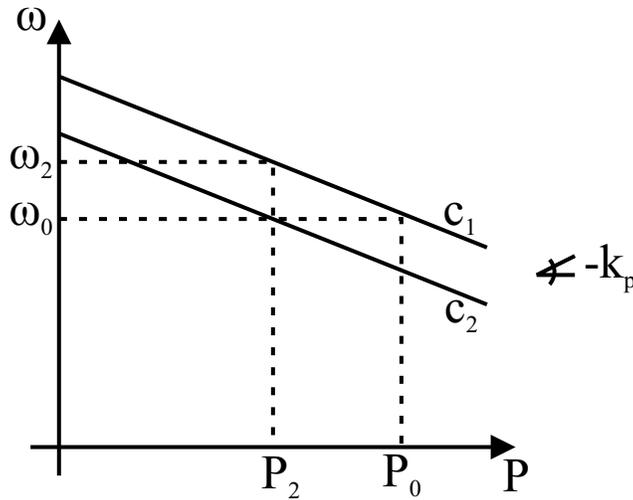


Figura 4.13: Restauração da Frequência Nominal

Na figura 4.13 a linha representada por C_1 mostra uma mudança na frequência de operação do sistema quando a demanda por potência muda de P_0 para P_2 , onde P_0 operava com frequência nominal ω_0 . A nova frequência de operação para o fornecimento de potência P_2 é ω_2 . Para restaurar a frequência do sistema para ω_0 novamente a curva da característica de decaimento deverá ser deslocada em "offset" para a linha C_2 de modo que a respectiva unidade forneça a potência P_2 na frequência ω_0 .

Para restaurar a frequência do sistema de volta para ω_0 , mantendo a correta divisão de potência entre as unidades, a curva de decaimento deve sofrer um deslocamento de forma correta.

Para deslocar o "offset" da curva de decaimento, a variável P_0 da equação 4.44 deve poder ser alterada. Assim substitui-se a variável P_0 naquela equação por:

$$P_0 = \int k_i \Delta \omega dt \quad (4.45)$$

Nessa equação k_i é um ganho integral que determina a velocidade da restauração da frequência do sistema. É exatamente esse esquema que [1] propõe em seu trabalho, e similar ao de [19]. O processo de restauração da frequência nominal pode ser visto na figura 4.14.

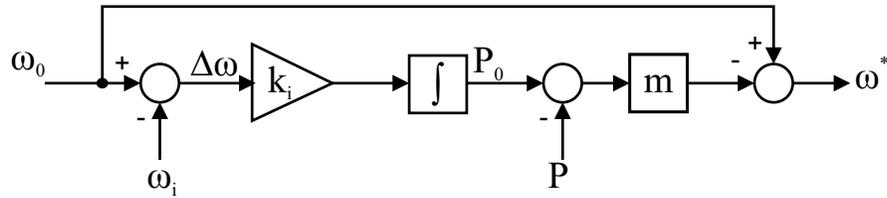


Figura 4.14: Controlador para restaurar frequência de [1]

Para uma implementação, é conveniente assumir que $\omega_i = \omega^*$, para que o set-point calculado ω^* possa ser usado como a variável de realimentação ω_i . Essa suposição é válida se o controlador local da tensão de referência for rápido o suficiente para impor no capacitor a tensão de referência desejada em uma escala de tempo menor que a constante de tempo do controlador integral na figura 4.14.

4.2.4 Sincronização com a rede

Para a sincronização da tensão no barramento de carga com a tensão na rede elétrica será utilizado o mesmo esquema proposto por [4]. Um termo será adicionado à curva de decaimento ω -P conforme mostra a equação 4.46:

$$\omega = \omega^* - mP - k_\phi \Delta\phi \quad (4.46)$$

onde $\Delta\phi$ é a diferença de fase entre a tensão na carga e a tensão na rede elétrica e k_ϕ é um ganho proporcional.

Uma estimativa da fase da tensão na rede elétrica pode ser obtida através do uso de um PLL, e a fase relativa a tensão na carga é obtida integrando-se a referência de frequência do inversor proveniente da curva de decaimento ω -P (note que $\omega = d\phi/dt$).

Lembrando que a malha de sincronização com a rede não funciona simultaneamente com a malha de restauração de frequência. A malha de sincronização com a rede somente funciona quando a rede estiver presente e a malha de restauração da frequência nominal apenas funciona quando da ocorrência de uma falta na rede elétrica.

4.3 Resultados de simulação

Foram realizados alguns ensaios afim de validar o esquema de controle apresentado. Como o bloco de medição de potência utiliza filtros passa-baixas para retirar a componente de 120Hz dos sinais de potência cuja banda é muito inferior à banda passante dos controladores internos do inversor, este último foi considerado como uma fonte de tensão ideal para uma maior rapidez da simulação. Os parâmetros utilizados na simulação podem ser vistos na tabela 4.1.

Variável	Inversor 1	Inversor 2	Unidade
Indutor de paralelismo	1,3	1,4	mH
Inclinação da curva ω -P	0,005	0,005	rad/s/W
Inclinação da curva V-Q	0,005	0,005	V/VAr
Frequência nominal	376.9	377	rad/s
Freq. corte filtro medição	37.7	37.7	rad/s

Tabela 4.1: Parâmetros do sistema

4.3.1 Regime Permanente

Os fluxos de potência ativa e reativa são mostrados nas figuras 4.15 e 4.16. Observa-se que o sinal de potência do sistema simulado ainda apresenta oscilações em 120Hz , as quais não foram completamente eliminadas pelo filtro de medição.

A figura 4.17 mostra a frequência de operação dos inversores sem a malha de restauração de frequência. Um valor alto para a inclinação da curva ω -P implica em uma melhor distribuição de potência entre as unidades mas também um grande desvio da frequência de operação do sistema com carga nominal, fazendo-se necessário um esquema de restauração da frequência nominal do sistema.

As figuras 4.18 e 4.19 mostram a tensão e corrente em cada inversor nos instantes iniciais de simulação.

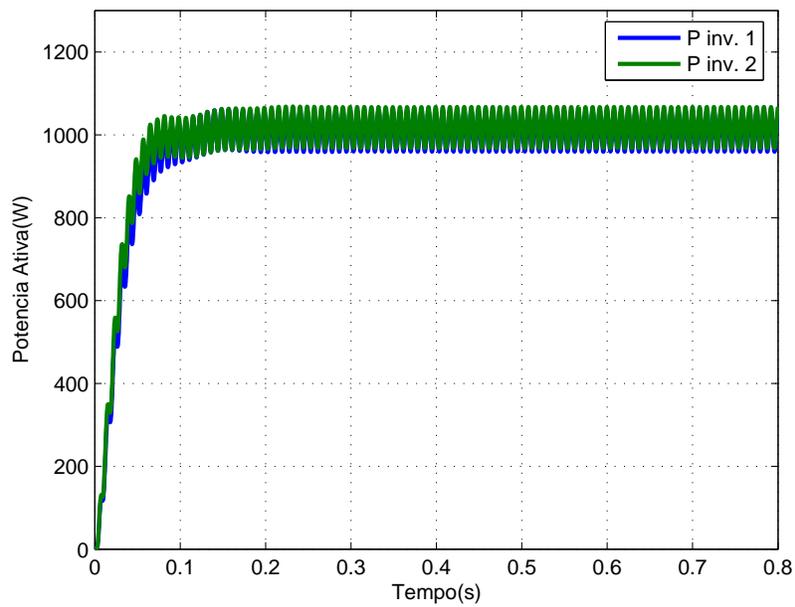


Figura 4.15: Potência Ativa em regime permanente

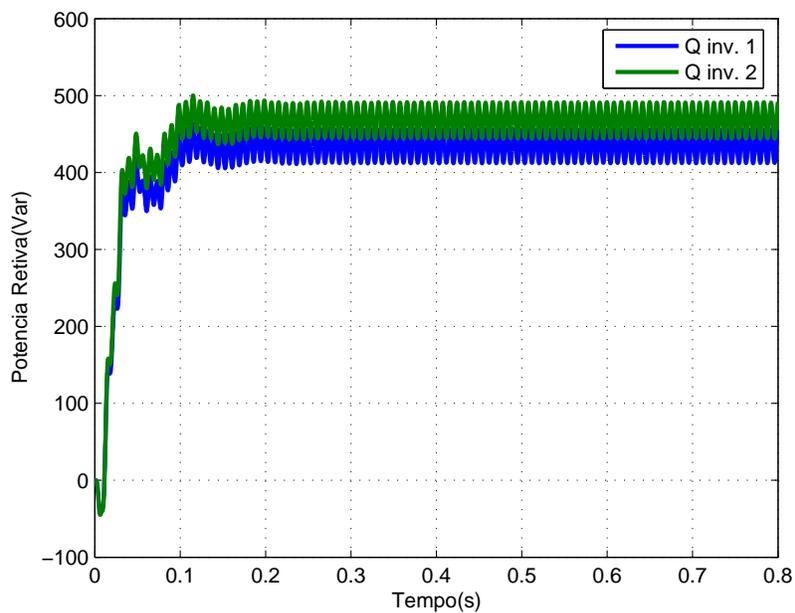


Figura 4.16: Potência Reativa em regime permanente

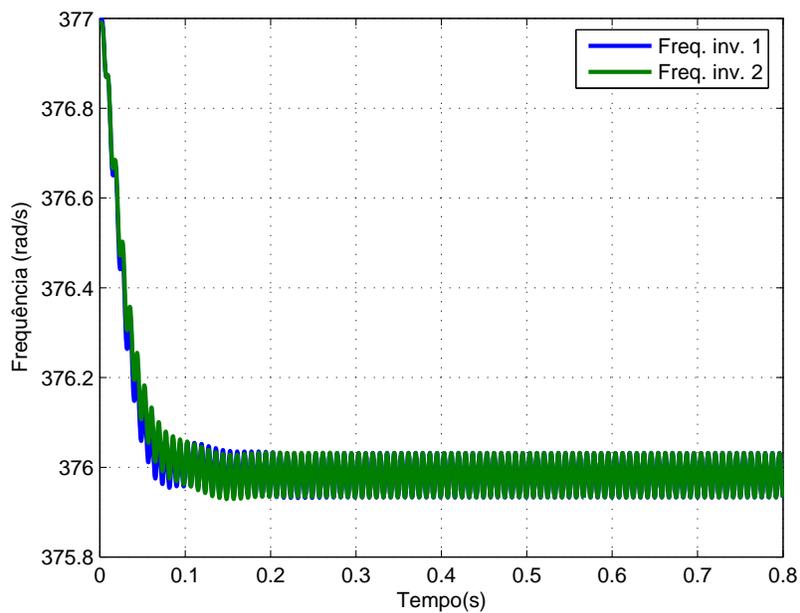


Figura 4.17: Frequência dos inversores

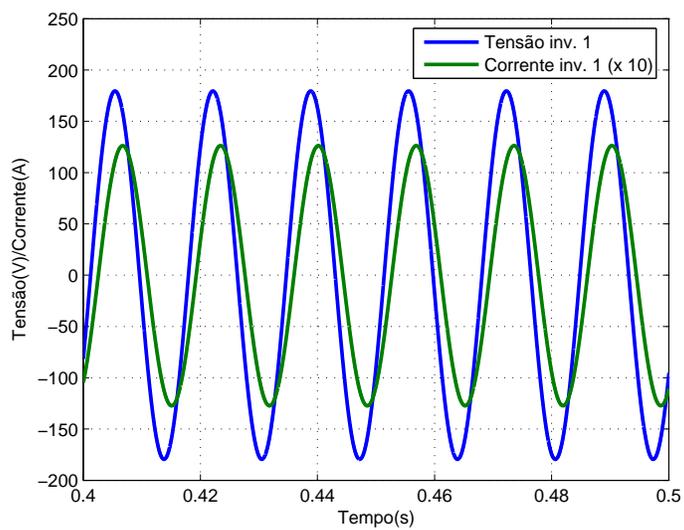


Figura 4.18: Tensão e Corrente do Inversor 1

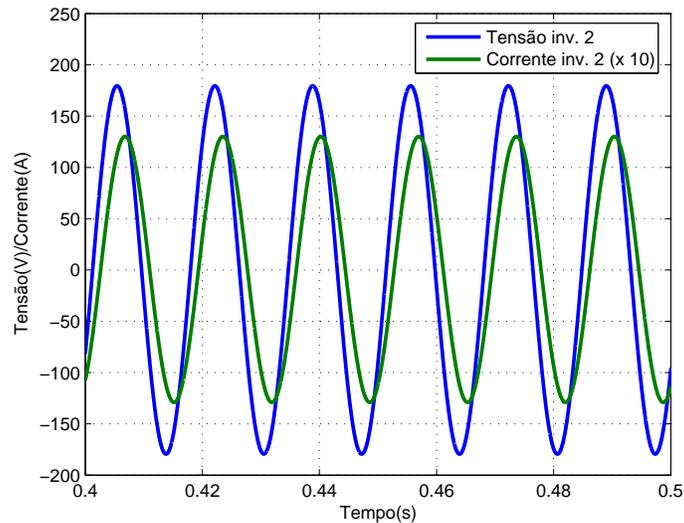


Figura 4.19: Tensão e Corrente do Inversor 2

4.3.2 Restauração da frequência nominal

A figura 4.20 mostra o resultado do esquema de restauração da frequência nominal para a entrada e saída de carga do sistema. Observa-se que o esquema de controle da figura 4.14 é capaz de restaurar a frequência do sistema de forma satisfatória em função das variações de carga.

A figura 4.21 mostra a distribuição de potência com a variação de carga no sistema.

4.3.3 Entrada de uma unidade no sistema

Para conectar uma nova unidade no sistema é necessário que a nova unidade esteja sincronizada com o barramento de carga, sobre pena de ao entrar em operação ocorrer um fluxo de potência grande entre as unidades inversoras do sistema fazendo atuar as proteções e conseqüentemente desligando o sistema. Um PLL sincroniza a tensão de referência da nova unidade com o barramento de carga e nesse momento os IGBT são ativados e então começa a atuar o controle por curvas de decaimento.

A figura 4.22 mostra a tensão e corrente de cada unidade inversora no momento da entrada da nova unidade.

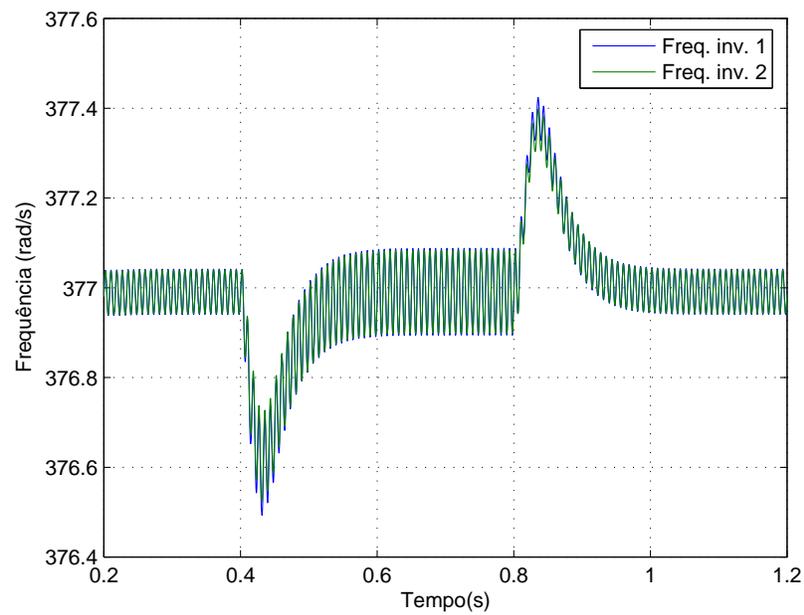


Figura 4.20: Sistema com variação de carga

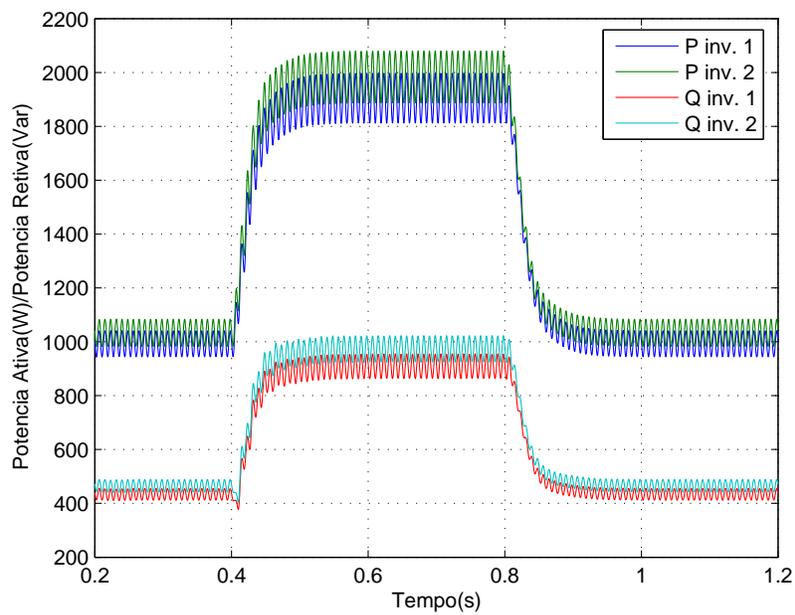


Figura 4.21: Potência ativa e reativa

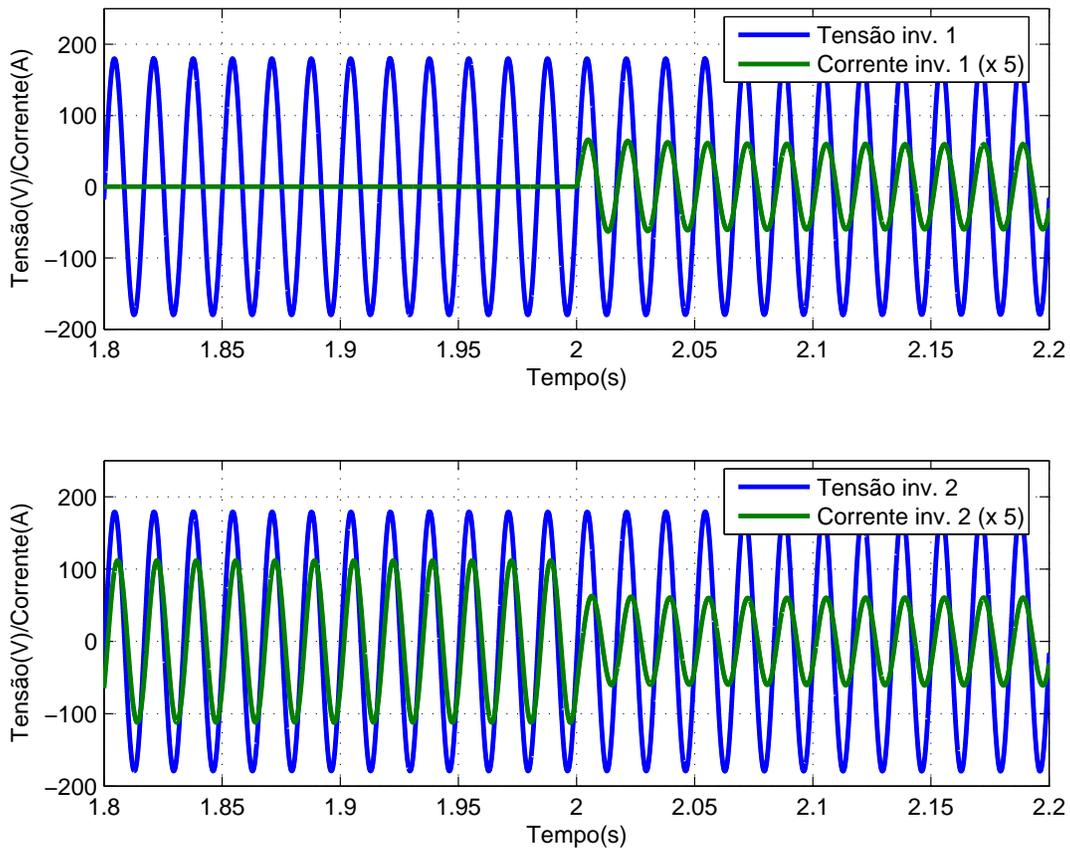


Figura 4.22: Detalhe da entrada de uma unidade no sistema

A figura 4.23 mostra a frequência de operação dos inversores no momento da entrada de uma nova unidade no sistema.

A figura 4.24 mostra a distribuição de potência entre as unidades.

4.3.4 Sincronização com a rede

A figura 4.25 mostra o sincronismo entre a rede elétrica e a tensão no barramento de carga. Inicialmente as tensões estão defasadas de 180° , caracterizando o pior caso que pode acontecer. Em poucos ciclos o esquema de controle sincroniza a tensão do barramento de carga com a tensão na rede elétrica possibilitando o uso da chave de "by-pass". É importante notar que as duas tensões não precisam estar exatamente sincronizadas para ligar a chave de "by-pass",

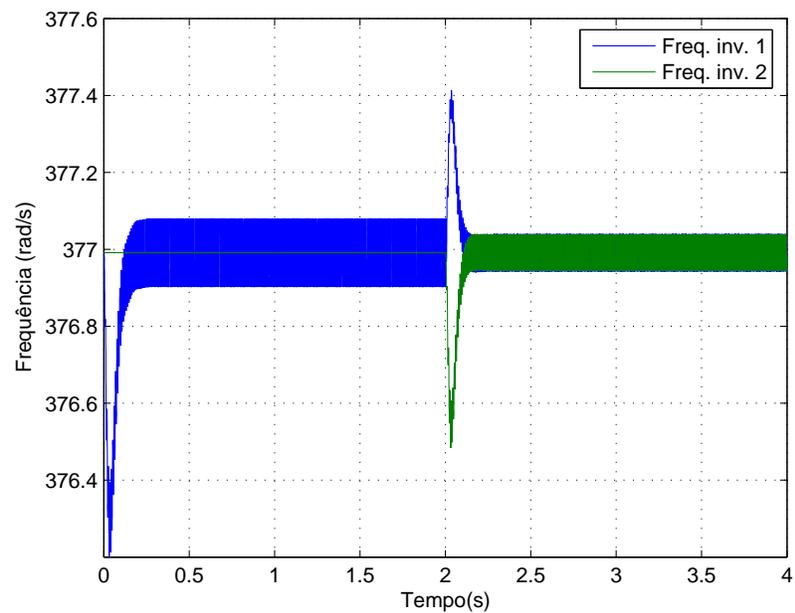


Figura 4.23: Frequência de operação dos inversores

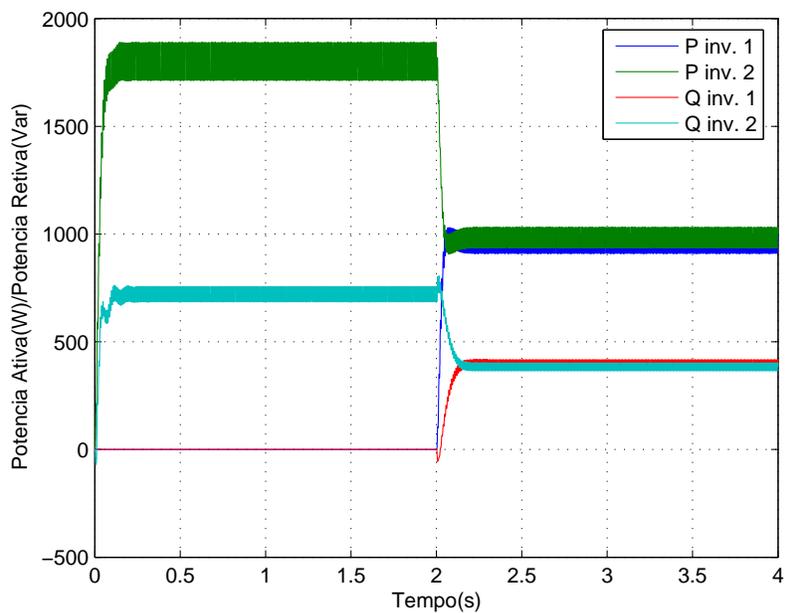


Figura 4.24: Potência ativa e reativa dos inversores

pode-se ligar a chave mesmo que não haja sincronismo, desde que a corrente resultante seja limitada de tal forma a não ativar nenhuma proteção de qualquer unidade inversora do sistema.

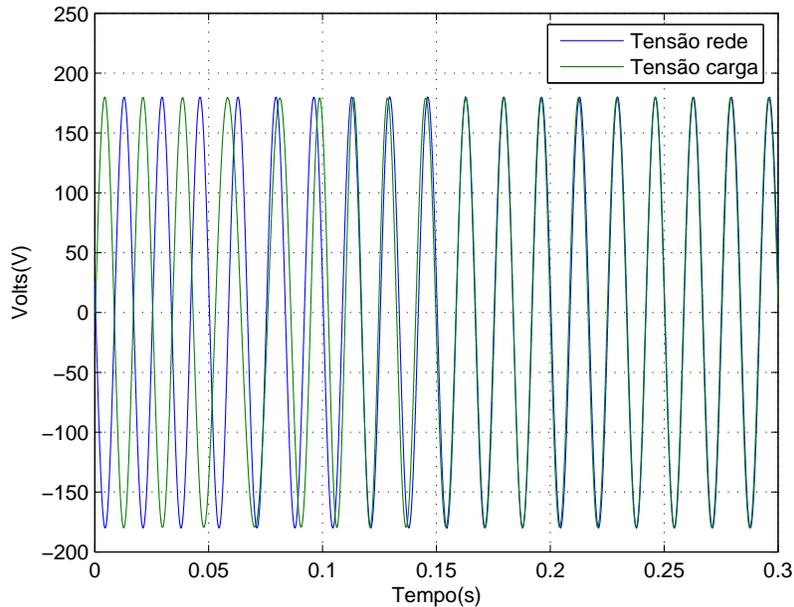


Figura 4.25: Sincronismo com a rede

A figura 4.26 mostra o detalhe do sincronismo entre a tensão na rede e a tensão no barramento de carga em regime permanente.

4.4 Resultados Experimentais

São apresentados nesta seção os resultados experimentais do controle do paralelismo sem interconexão no controle. O protótipo utilizado é o mesmo utilizado nos ensaios experimentais do capítulo 2, dois inversores monofásicos de 4kVA cada. Serão apresentados resultados em regime permanente e regime transitório para a entrada da segunda unidade inversora no sistema.

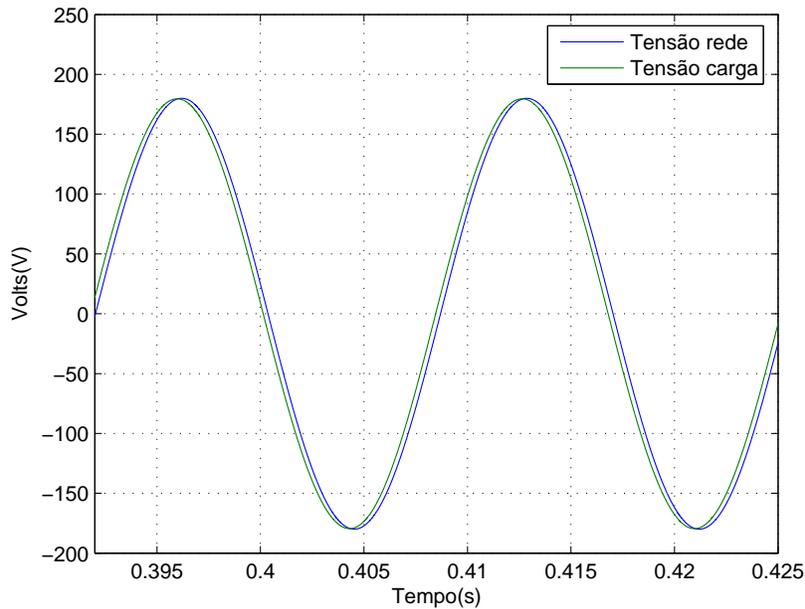


Figura 4.26: Detalhe do sincronismo com a rede

4.4.1 Regime permanente

As figuras 4.27 e 4.28 apresentam a tensão e corrente em cada inversor em regime permanente, dividindo uma carga de $2,8kVA$.

A figura 4.30 mostra as correntes dos inversores na mesma situação.

4.4.2 Entrada de unidades inversoras

Para a entrada de uma nova unidade no sistema é utilizado um PLL para sincronizar a referência de tensão da nova unidade a ser conectada, com a tensão no barramento de carga. Quando o sincronismo já está estabelecido os pulsos para os IGBT são ativados.

A figura 4.30 mostra o transitório de corrente no momento da entrada da nova unidade inversora no sistema.

A figura 4.31 mostra a divisão de potencia no momento da entrada da nova unidade inversora no sistema.

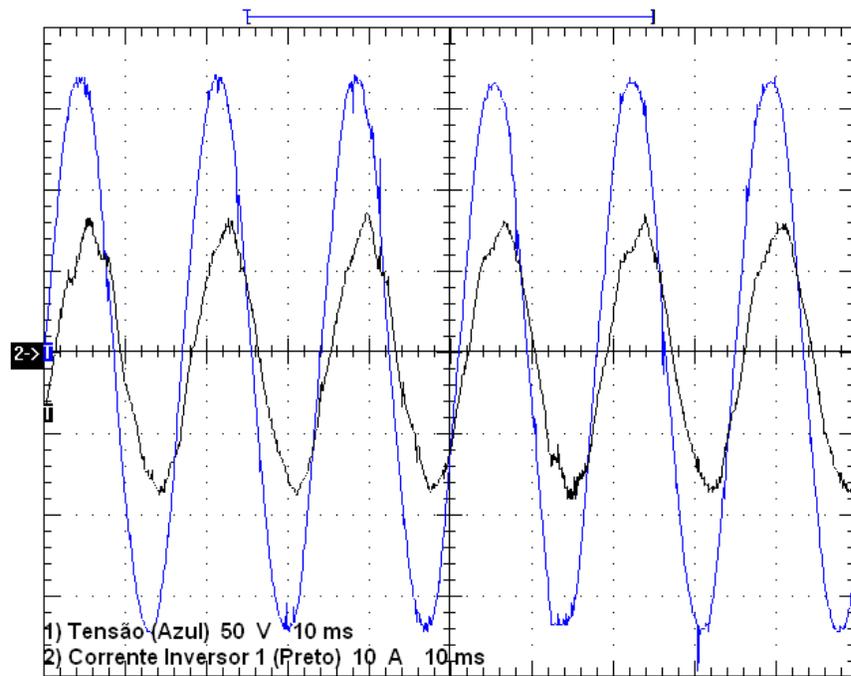


Figura 4.27: Tensão e corrente no inversor 1

4.5 Conclusão

Neste capítulo, considerou-se alguns problemas de um sistema UPS distribuído operando no modo "On-line". A primeira e principal preocupação é a operação do sistema sem nenhum tipo de comunicação entre as unidades UPS do sistema, assim a utilização das curvas P- ω e Q-V se apresenta como alternativa satisfatória. A aplicação em sistemas UPS necessita da sincronização da tensão na carga com a rede elétrica afim de se utilizar a chave de "by-pass" com o objetivo de não interromper o fornecimento de energia à carga quando de um defeito na unidade, por exemplo. A restauração da frequência do sistema é um aspecto importante caso o desvio de frequência da tensão na carga atinja valores muito grandes.

Levando esses fatores em consideração, os resultados de simulação se mostram satisfatórios tanto para a operação em regime permanente quanto para a operação com transitórios de carga ou até mesmo com entrada e saída de unidades UPS do sistema.

Os resultados experimentais demonstram a viabilidade de implementação dos métodos apresentados.

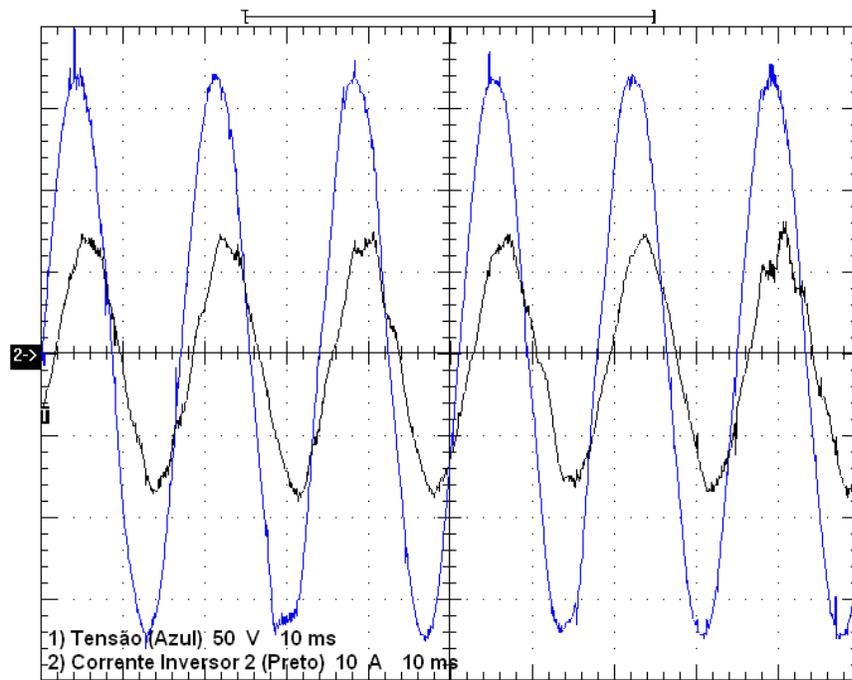


Figura 4.28: Tensão e corrente no inversor 2

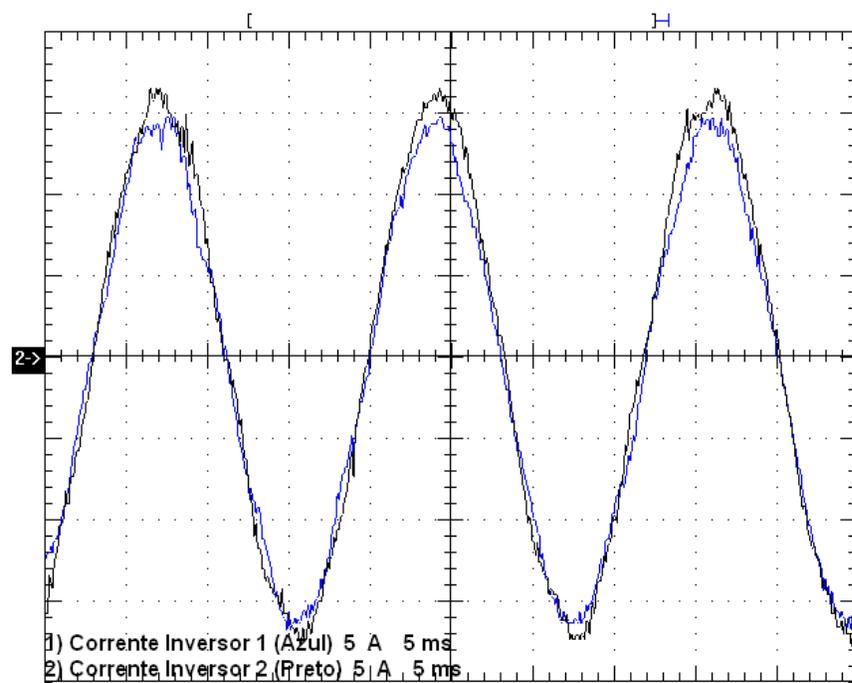


Figura 4.29: Corrente de carga dos inversores

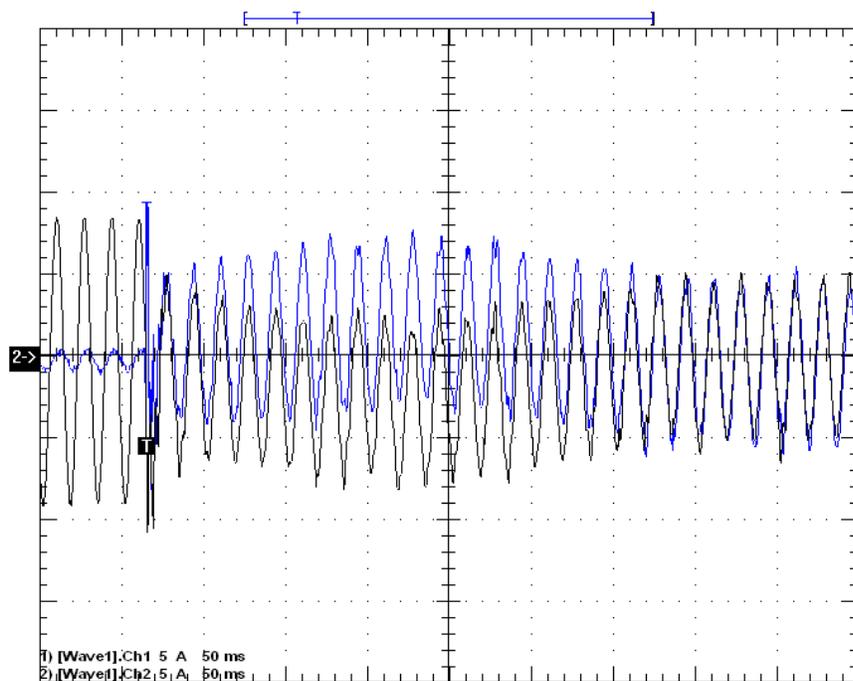


Figura 4.30: Entrada de uma unidade inversora no sistema

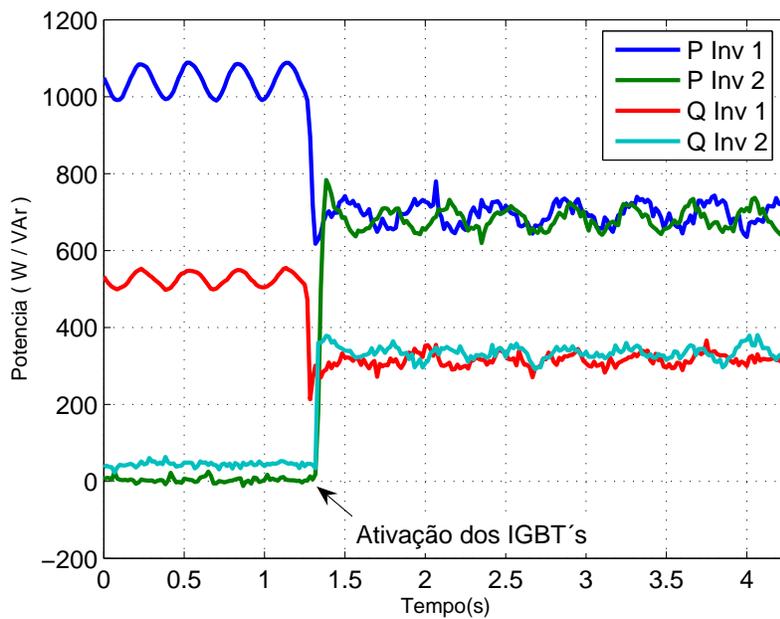


Figura 4.31: Transitorio de potência

Capítulo 5

Conclusões Gerais

Neste capítulo final é apresentado um resumo das atividades e as conclusões decorrentes desse trabalho. Sugestões são também apresentadas para continuidade do trabalho.

5.1 Estudos Realizados e Conclusões

A conexão em paralelo de unidades inversoras agrega uma série de vantagens aos sistemas UPS. Cada técnica tem suas vantagens e desvantagens. A utilização das curvas de decaimento $Px\omega$ e QxV se apresenta como sinônimo de confiabilidade devido a independência da comunicação entre as unidades conectadas em paralelo, porém, a questão de teste e implementação é de relativa complexidade pois qualquer erro de projeto ou instabilidade no sistema pode causar trocas de energia entre as unidades inversoras com altas correntes podendo danificar as unidades inversoras. Este fato demandou a utilização de uma malha de controle de corrente na saída do controlador de tensão fato que impossibilitou o uso do controlador projetado no capítulo 2. Apesar do desempenho bastante satisfatório tanto em simulação como experimental do controlador projetado esta não possui limitação de corrente levando ao uso de dois controladores PI (proporcional integral) em cascata nos ensaios experimentais.

O paralelismo com interconexão no controle, mais precisamente os esquemas mestre-escravo apresentam uma flexibilidade de expansão, à medida em que outros módulos escravos podem ser adicionados com o aumento da demanda de carga. Um grave problema desse esquema é o baixo grau de redundância devido a dependência do módulo mestre para a con-

tinuidade de operação. Foi apresentado um método de substituição da unidade mestre em caso de falha, onde uma unidade escrava assume o papel de mestre e assim a tarefa de regular a tensão na carga. Resultados de simulação da operação em paralelo desse esquema, tanto em operação normal como em falta são apresentados, faltando a verificação experimental dos mesmos. Uma vantagem desse esquema é que ele é de fácil teste e implementação pois as unidades podem ser testadas separadamente para somente depois serem colocadas em paralelo, o que não ocorre com o esquema das curvas de decaimento onde só há sentido o funcionamento das unidades inversoras ao mesmo tempo.

5.2 Aspectos importantes

Nesta seção serão abordadas uma serie de aspectos importantes resultantes das experiências adquiridas no decorrer deste trabalho.

5.2.1 Indutor do filtro LC

Originalmente o filtro LC projetado tinha uma indutância de valor $300\mu H$ e um capacitor de $90\mu F$. Verificou-se que com esses valores dos elementos do filtro não foi possível implementar na prática os ganhos calculados teoricamente pois levava o sistema à instabilidade. Uma opção seria a redução da faixa de passagem do controlador e assim reduzindo os ganhos e aumentando a margem de estabilidade do sistema. Uma solução mais interessante foi reduzir os elementos do filtro, aumentando a frequência de corte e por conseqüência os ganhos do controlador foram reduzidos para a mesma alocação de pólos original e com ganhos menores o sistema fica menos susceptível à ruídos.

Para o controle instantâneo do inversor de tensão o sistema apresenta um resultado satisfatório porém para o paralelismo, o baixo valor do indutor do filtro LC não permitiu a conexão em paralelo das unidades inversoras sem um indutor de valor elevado ($1mH$) entre as unidades e a carga. Esse indutor de conexão onera muito o sistema sendo mandatório buscar alternativas para a sua retirada ou a diminuição de seu valor consideravelmente.

A maioria dos autores ([3, 4, 21, 22]) utiliza um indutor no filtro LC de valor elevado (da ordem de mH), e assim reduz-se o valor ou remove-se o indutor de conexão entre as

unidades inversoras. Para tal, é necessário dar uma atenção especial na construção das placas do controlador de tensão de saída pois fatalmente os ganhos desse controlador serão de valor considerável tornando o sistema mais vulnerável à ruídos e interferência eletromagnética (EMI).

5.2.2 Corrente média entre as unidades inversoras

Durante os primeiros ensaios experimentais foi observada a existência de elevados níveis de corrente média entre as unidades inversoras quando da entrada de operação em paralelo. Considerando-se $0,5V$ de componente contínuo na tensão de saída do inversor para uma tensão eficaz de $127V$, uma corrente média de $5A$ circularia entre as unidades para uma resistência dos indutores de conexão do paralelismo de $0,1\Omega$. Foi então necessária a inserção de uma malha para a anulação da corrente média entre as unidades inversoras.

5.2.3 Aspectos da programação do DSP

Originalmente, todos os algoritmos desse trabalho seriam escritos em linguagem *C* e utilizando matemática de ponto fixo (notação *Q*). O paralelismo sem comunicação através das curvas de decaimento requer uma quantidade relativamente grande de rotinas e malhas de controle (filtros passa alta, passa baixa, PLL, cálculos de potência, controlador de tensão, etc) o que aumenta a complexidade da implementação. Decidiu-se então por escrever todos os algoritmos em ponto flutuante (com exceção do PLL e do controlador de tensão de saída do inversor), e assim facilitar a depuração do programa. Porém o processador *TMS320F2812* é um processador de ponto fixo e o uso de ponto flutuante nos cálculos acarreta uma perda de eficiência do processador. Assim para que todas as rotinas de interrupção pudessem ser servidas pelo processador foi necessário diminuir a frequência de amostragem e chaveamento do sistema para $11520Hz$, aumentando assim o tempo disponível para o processador executar todas as rotinas necessárias. Isto levou a uma redução na qualidade da forma de onda da saída do controlador de tensão pois foi necessário reduzir a faixa de passagem do controlador significativamente.

5.2.4 Operação com cargas não-lineares

O uso de cargas não-lineares agrava os problemas gerados pelo indutor de conexão do paralelismo. O indutor com valor muito elevado deforma a qualidade da forma de onda de tensão entregue à carga podendo ultrapassar os requisitos de distorção harmônica para UPS. Assim, o comportamento do sistema alimentando cargas não lineares precisa ser analisado mais detalhadamente.

5.2.5 Proteção de corrente

Um controlador com proteção de corrente é muito desejável, logo a incorporação de uma malha de corrente no controlador por realimentação de estados ou o projeto de um novo controlador é de grande importância. Posteriormente o controlador repetitivo pode ser usado nesse novo controlador para ajudar na rejeição das perturbações cíclicas e melhorar o desempenho do sistema como um todo.

5.2.6 Algoritmo de cálculo das potências ativa e reativa

No algoritmo utilizado nesse trabalho há a necessidade da utilização de dois filtros passa-baixas em seqüencia. Como a frequência de corte desses filtros é baixa, (em torno de 6Hz), estes determinam a dinâmica do sistema, com respostas bem mais lentas do que o paralelismo com comunicação. Por isso, o uso de diferentes algoritmos para cálculo da potência deve ser explorado, de modo a determinar a melhor técnica.

5.3 Propostas de continuidade

Embora, no início, o intuito tenha sido o de ter o paralelismo funcionando plenamente ao término do trabalho, isto não foi obtido na íntegra. Durante o desenvolvimento, foram encontrados diversos problemas até então não previstos. Surgiram, também, novas idéias e possibilidades de implementação e de extensão do que foi executado. A seguir, especifica-se alguns pontos possíveis de serem abordados.

- Estudar o aumento do indutor do filtro LC afim de diminuir ou até eliminar o indutor de paralelismo.
- Implementação do paralelismo sem comunicação utilizando matemática de ponto fixo, possibilitando assim elevar a frequência de chaveamento do sistema.
- Utilização de diferentes algoritmos para cálculo da potência, considerando as teorias de potência instantânea em circuitos trifásicos;
- Estudo e implementação do controle do paralelismo através das curvas de potência para inversores trifásicos;
- Avaliação de desempenho para cargas não lineares;
- Implementação do paralelismo com comunicação;
- Adicionar proteção de corrente no controle por realimentação de estados, afim de utilizá-lo no paralelismo sem comunicação;
- Estudar o que ocorre quando a indutância do filtro diminui e a resistência do indutor se torna mais relevante

Anexo A

Controle por Realimentação de Estados

O controle por realimentação de estados permite a alocação dos pólos do sistema em malha fechada em posições arbitrárias, desde que o sistema seja controlável e todos os seus estados sejam acessíveis. Conhecendo-se a relação entre a posição dos pólos de malha fechada e a performance do sistema, pode-se, então, impor a dinâmica desejada ao mesmo, bastando que se determine os ganhos de realimentação para cada estado. Neste capítulo, é apresentada uma estrutura básica de controle por realimentação de estados que, a partir de um método sistemático simples, pode ser adaptada para controlar os diversos sistemas da UPS em questão.

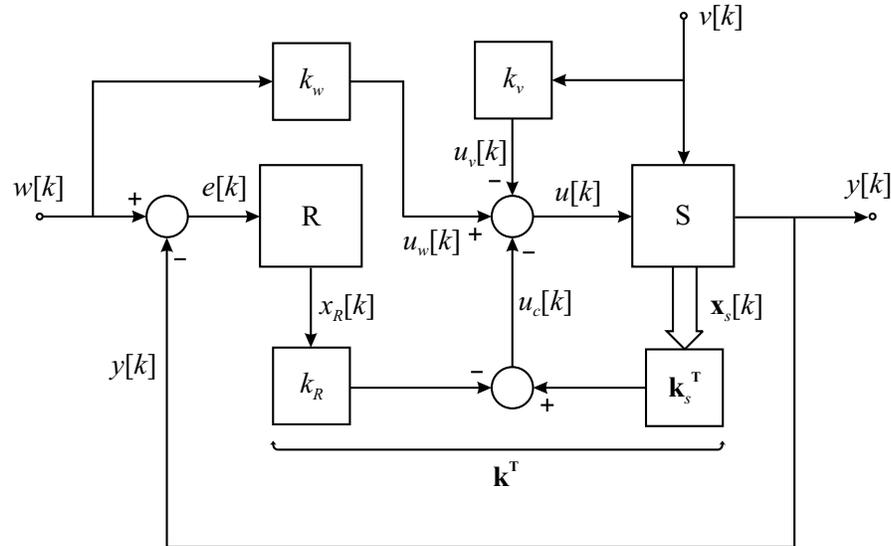


Figura A.1: Estrutura básica de controle por realimentação de estados

A.1 Estrutura básica de controle

Neste trabalho, utilizou-se uma estrutura que, além da realimentação dos estados, inclui um comando direto da variável de referência e da variável de perturbação [23]. Estes termos adicionais são responsáveis por minimizar o esforço de controle, deixando ao controlador a incumbência de corrigir apenas erros de regime transitório e erros em regime permanente devidos a erros nos coeficientes do modelo do sistema. Na figura A.1 é apresentado o diagrama deste controlador. Nota-se que o comando direto da referência é exercido através do ganho k_w e a compensação da perturbação através do ganho k_v . O vetor de ganhos de realimentação (\mathbf{k}^T) é dividido em duas partes: uma referente aos estados do sistema (\mathbf{k}_s^T) e outra relativa ao estado introduzido pelo integrador (k_R). Desta forma, o sinal representado por $u_c[k]$ constitui a realimentação de estados, $u_v[k]$ a compensação de perturbações e $u_w[k]$ o comando direto da variável de referência.

Considerando o sistema a ser controlado (S) como do tipo SISO (*Single Input Single Output*), é possível representá-lo, já na forma discreta, pelas seguintes equações de estado:

$$\mathbf{x}_s[k+1] = \mathbf{F}_s \mathbf{x}_s[k] + \mathbf{h}_s u[k] + \mathbf{h}_{sv} v[k] \quad (\text{A.1})$$

$$y[k] = \mathbf{c}_s^T \mathbf{x}_s[k] \quad (\text{A.2})$$

A equação de diferenças do integrador (R) é dada pela relação:

$$x_R[k] = \sum_{i=0}^{k-1} e[i] \quad (\text{A.3})$$

sendo sua forma recursiva expressa por

$$x_R[k+1] = \sum_{i=0}^k e[i] = x_R[k] + e[k] \quad (\text{A.4})$$

O sinal de erro a ser compensado pelo regulador é dado por

$$e[k] = w[k] - y[k] = w[k] - \mathbf{c}_s^T \mathbf{x}_s[k] \quad (\text{A.5})$$

Substituindo-se A.5 em A.4, temos:

$$x_R[k+1] = x_R[k] + w[k] - \mathbf{c}_s^T \mathbf{x}_s[k] \quad (\text{A.6})$$

O vetor de comando pode ser escrito por inspeção da figura A.1:

$$u[k] = -u_c[k] + u_w[k] - u_v[k] \quad (\text{A.7})$$

sendo as componentes dadas por:

$$u_c[k] = \mathbf{k}_s^T \mathbf{x}_s[k] - k_R x_R[k] \quad (\text{A.8})$$

$$u_w[k] = k_w w[k] \quad (\text{A.9})$$

$$u_v[k] = k_v v[k] \quad (\text{A.10})$$

Para que possamos obter as equações do sistema em malha fechada, é necessário que antes se componha o sistema aumentado. Este sistema nada mais é que o sistema a ser controlado acrescido do controlador integral e dos termos de comando direto e compensação de perturbação. As equações de estado do sistema aumentado podem ser obtidas a partir da reunião dos estados do sistema e do integrador em um único vetor, ou seja:

$$\mathbf{x}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s[k] \\ x_R[k] \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Note que o sistema aumentado terá ordem $n = n_s + 1$ (onde n_s é a ordem do sistema a ser controlado), devido ao estado adicional introduzido pelo integrador. As equações de estado

do sistema aumentado serão as seguintes:

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{F} \mathbf{x}[k] + \mathbf{h} u[k] + \mathbf{h}_w w[k] + \mathbf{h}_v v[k] \quad (\text{A.12})$$

$$y[k] = \mathbf{c}^T \mathbf{x}[k] \quad (\text{A.13})$$

onde, mantendo a coerência com as equações do sistema a ser controlado (A.1 e A.2), teremos:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_s & \mathbf{0} \\ -\mathbf{c}_s^T & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{h}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{h}_v = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

$$\mathbf{c}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_s^T & 0 \end{bmatrix}$$

De acordo com a expressão A.8 pode-se ver que, ao definirmos o vetor de estados do sistema aumentado (A.11), estabelecemos automaticamente o vetor de ganhos de realimentação dos estados do sistema aumentado:

$$\mathbf{k}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{k}_s^T & -k_R \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Com base nas expressões de A.8 a A.10, pode-se reescrever o vetor de comando (A.7) como:

$$u[k] = -\mathbf{k}^T \mathbf{x}[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (\text{A.16})$$

Ao substituirmos esta equação (A.16) na equação de estado do sistema aumentado (A.12), estaremos exatamente fechando a realimentação dos estados, bem como incluindo a ação *feed-forward* da variável de referência e a compensação de perturbações no sistema a ser controlado, levando-nos às equações de estado do sistema em malha fechada:

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{F}_G \mathbf{x}[k] + \mathbf{h}_{Gw} w[k] + \mathbf{h}_{Gv} v[k] \quad (\text{A.17})$$

$$y[k] = \mathbf{c}^T \mathbf{x}[k] \quad (\text{A.18})$$

onde:

$$\mathbf{F}_G = \mathbf{F} - \mathbf{h} \mathbf{k}^T \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{h}_{Gw} = \mathbf{h}_w + \mathbf{h} k_w \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{h}_{Gv} = \mathbf{h}_v - \mathbf{h} k_v \quad (\text{A.21})$$

A.2 Determinação dos ganhos do controlador

Para que a estrutura de controle apresentada imprima ao sistema o comportamento dinâmico desejado, é necessário que se determine os ganhos de realimentação dos estados do sistema, \mathbf{k}_s^T , bem como o ganho de realimentação do estado do regulador integral, k_R . Para garantir um esforço mínimo de controle, devem ser determinados também os ganhos de ação direta da referência (k_w) e de compensação de perturbações (k_v).

Nas seções a seguir, apresenta-se um método sistemático utilizado para determinar estes ganhos de maneira genérica.

A.2.1 Ganhos de realimentação de estados

De acordo com [24], se o sistema for totalmente controlável e todos os estados forem acessíveis, então os pólos do sistema em malha fechada podem ser alocados em posições arbitrárias. Em outras palavras, caso estas condições sejam verificadas, prova-se que a matriz \mathbf{F}_G (definida em A.19) do sistema em malha fechada pode ter seus autovalores arbitrariamente definidos através de um ajuste adequado dos ganhos de realimentação de estado, representados por \mathbf{k}^T .

Desta forma, o passo inicial para a determinação dos ganhos de realimentação é testar a controlabilidade do sistema. Se o *rank* da matriz de controlabilidade for igual ao número de estados do sistema, então ele é totalmente controlável e o projeto por alocação de pólos é possível, podendo-se impor a localização de todos os pólos em malha fechada.

Uma vez verificada a controlabilidade do sistema, passa-se à composição do sistema aumentado, conforme A.14. Como citado, este sistema engloba o sistema a ser controlado, o regulador integral, o comando direto e a compensação de perturbação. Neste ponto, espera-se que os pólos de malha fechada já tenham sido escolhidos com base na dinâmica desejada para o sistema, o que pode ser feito de várias maneiras dependendo do sistema e das características de performance desejadas.

O método de alocação de pólos calcula o vetor \mathbf{k}^T a partir dos pólos desejados e das matrizes \mathbf{F} e \mathbf{h} do sistema aumentado. Este processo é descrito detalhadamente em [24, 23].

De posse do vetor de ganhos de realimentação dos estados do sistema aumentado, \mathbf{k}^T , basta separar os ganhos do sistema e o ganho do regulador integral. Isto pode ser feito facilmente

recorrendo-se à expressão A.15, que mostra que o vetor dos ganhos de realimentação dos estados do sistema a ser controlado, \mathbf{k}_s^T , corresponderá aos primeiros $n - 1$ valores de \mathbf{k}^T , enquanto que o ganho integral corresponde ao último valor do vetor, mas com sinal negativo, ou seja, $k_R = -\mathbf{k}^T[n]$.

A.2.2 Ganhos das ações diretas de referência e perturbação

Para determinar k_w e k_v , tomamos como premissa que a contribuição do controle integral em regime permanente é nula para entradas em degrau, ou seja, $x_R[k] = x_R = 0$. Em regime permanente, podemos omitir os índices k e, como os estados se mantêm constantes, teremos:

$$\mathbf{x}_s[k + 1] = \mathbf{x}_s[k] = \mathbf{x}_s \quad (\text{A.22})$$

Dito isto, ao considerarmos $u[k] = u$ e $v[k] = v$, pode-se rescrever a equação do sistema a ser controlado (A.1) da seguinte forma:

$$(\mathbf{1} - \mathbf{F}_s) \mathbf{x}_s = \mathbf{h}_s u + \mathbf{h}_{sv} v \quad (\text{A.23})$$

onde $\mathbf{1}$ é a matriz identidade de ordem n_s . De forma semelhante, ao considerarmos $w[k] = w$, a equação de saída do sistema a ser controlado (A.2) pode ser expressa na forma:

$$y_s = \mathbf{c}_s^T \mathbf{x}_s = w \quad (\text{A.24})$$

Como em regime permanente $x_R = 0$, o vetor de comando (A.7) se transforma em:

$$u = -\mathbf{k}_s^T \mathbf{x}_s + k_w w - k_v v \quad (\text{A.25})$$

Substituindo-se A.25 em A.23 e evidenciando-se os termos comuns, teremos:

$$(\mathbf{1} - \mathbf{F}_s + \mathbf{h}_s \mathbf{k}_s^T) \mathbf{x}_s = \mathbf{h}_s k_w w + (\mathbf{h}_{sv} - \mathbf{h}_s k_v) v \quad (\text{A.26})$$

Resolvendo-se A.26 para \mathbf{x}_s e substituindo-a em A.24, define-se a grandeza de saída do sistema:

$$y_s = w = \mathbf{c}_s^T (\mathbf{1} - \mathbf{F}_s + \mathbf{h}_s \mathbf{k}_s^T)^{-1} [\mathbf{h}_s k_w w + (\mathbf{h}_{sv} - \mathbf{h}_s k_v) v] \quad (\text{A.27})$$

Aplicando o princípio da superposição, chega-se, então, às expressões que permitem determinar os coeficientes k_w e k_v adequados para o sistema a ser controlado:

$$k_w = \frac{1}{\mathbf{c}_s^T (\mathbf{1} - \mathbf{F}_s + \mathbf{h}_s \mathbf{k}_s^T)^{-1} \mathbf{h}_s} \quad (\text{A.28})$$

$$k_v = \frac{\mathbf{c}_s^T (\mathbf{1} - \mathbf{F}_s + \mathbf{h}_s \mathbf{k}_s^T)^{-1} \mathbf{h}_{sv}}{\mathbf{c}_s^T (\mathbf{1} - \mathbf{F}_s + \mathbf{h}_s \mathbf{k}_s^T)^{-1} \mathbf{h}_s} \quad (\text{A.29})$$

Repare que tanto k_w como k_v dependem dos ganhos de realimentação dos estados do sistema (\mathbf{k}_s^T) e, portanto, devem ser calculados sempre após a obtenção deles.

A.3 Cancelamento de um pólo do controlador em malha fechada

Nesta seção apresenta-se uma outra abordagem, onde os ganhos k_w e k_v são calculados de forma a cancelar um pólo real da função de transferência da saída em relação à referência e da saída em relação à grandeza de perturbação, respectivamente. Assim, o sistema apresentará o comportamento de um sistema de ordem $n - 1$ em relação às entradas.

Aplicando a transformada z na equação A.1 do sistema em malha aberta e substituindo $u[k]$ pelas equações A.7 a A.10 obtém-se a equação A.30.

$$\begin{aligned} z\mathbf{X}_s(z) &= \mathbf{F}_s\mathbf{X}_s(z) - \mathbf{h}_s\mathbf{k}_s^T\mathbf{X}_s(z) + \\ &+ \mathbf{h}_s k_R X_R(z) + \mathbf{h}_s k_w W(z) - \mathbf{h}_s k_v V(z) + \mathbf{h}_s \mathbf{v} V(z) \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

Aplicando-se a transformada z na equação do integrador A.6, obtemos a equação A.31.

$$zX_R(z) = X_R(z) + W(z) - \mathbf{c}_s^T \mathbf{X}_s(z) \quad (\text{A.31})$$

ou seja,

$$X_R(z) = \frac{1}{z-1} [W(z) - \mathbf{c}_s^T \mathbf{X}_s(z)] \quad (\text{A.32})$$

introduzindo esta relação na equação A.30, obtém-se, após multiplicação por $(z-1)$ e rearranjo dos termos, a equação A.33

$$\begin{aligned} [z(z-1)\mathbf{1} - (\mathbf{F}_s - \mathbf{h}_s\mathbf{k}_s^T)(z-1) + k_R\mathbf{h}_s\mathbf{c}_s^T]\mathbf{X}_s(z) &= \\ = \mathbf{h}_s[k_R + k_w(z-1)]W(z) + (z-1)(\mathbf{h}_s\mathbf{v} - \mathbf{h}_s k_v)V(z) \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

A transformada z da variável de saída é

$$Y(z) = \mathbf{c}_S^T \mathbf{X}_S(z) \quad (\text{A.34})$$

A.3.1 Compensação de um pólo em relação à variável de referência

Da relação A.33, observa-se imediatamente que o coeficiente do termo em $W(z)$ introduz um zero na função de transferência entre $Y[z]$ e $W[z]$, sem que seja necessário calcular explicitamente esta função de transferência. Podemos transformar a expressão entre colchetes relativa a $W(z)$ da forma mostrada na expressão A.35.

$$k_R + k_w(z - 1) = k_w z + k_R - k_w = k_w \left(z - \frac{k_w - k_R}{k_w} \right) = k_w(z - n_0) \quad (\text{A.35})$$

onde n_0 é o zero introduzido pela ação antecipativa da variável de referência. Quando desejamos compensar com este zero um pólo z_i do sistema em malha fechada, obtém-se a equação A.36.

$$n_0 = \frac{k_w - k_R}{k_w} = z_i \quad (\text{A.36})$$

Desta relação podemos determinar k_w como sendo,

$$k_w = \frac{k_R}{1 - z_i} \quad (\text{A.37})$$

Obviamente, o pólo a ser compensado deve ser um pólo real.

A.3.2 Compensação de um pólo em relação à variável de perturbação

A equação A.33 mostra que o coeficiente relativo a $V(z)$ introduz um zero $n_i = 1$ na função de transferência entre $Y(z)$ e $V(z)$. Este zero é independente do coeficiente k_v e é introduzido pela ação integral do controlador. No entanto, não é evidente a relação para o zero introduzido pelo coeficiente k_v . Para determinar o ganho k_v , partiremos das equações para o sistema em malha fechada A.17 e A.18. Calculando a transformada z desta relação, determina-se a função de transferência desejada entre a variável de saída e a variável de perturbação dada por A.38

$$G_V(z) = \mathbf{c}^T (z\mathbf{1} - \mathbf{F}_G)^{-1} \mathbf{h}_{GV} \quad (\text{A.38})$$

A inversão de matriz presente nesta equação pode ser determinada pelo algoritmo de Leverrier. Este algoritmo permite a inversão da matriz $[z\mathbf{1} - \mathbf{F}_G]$ obtendo-se o resultado na forma de um polinômio. O resultado é dado na forma da equação A.39.

$$[z\mathbf{1} - \mathbf{F}_G]^{-1} = \frac{1}{P(z)}\mathbf{R}(z) \quad (\text{A.39})$$

com o polinômio $P(z)$ do denominador dado por A.40.

$$P(z) = z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_0 \quad (\text{A.40})$$

e $\mathbf{R}(z)$ dado pelo polinômio de matrizes em A.41.

$$\mathbf{R}(z) = \mathbf{R}_{n-1}z^{n-1} + \mathbf{R}_{n-2}z^{n-2} + \dots + \mathbf{R}_1z + \mathbf{R}_0 \quad (\text{A.41})$$

Os coeficientes a_i e as matrizes \mathbf{R}_i podem ser calculadas recursivamente pelo algoritmo de Leverrier como dado a seguir.

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{R}_{n-1} = \mathbf{1} \\ a_{n-1} = -tr\mathbf{F}_G\mathbf{R}_{n-1} \\ \mathbf{R}_{n-2} = \mathbf{F}_G\mathbf{R}_{n-1} + \mathbf{1}a_{n-1} \\ a_{n-2} = -\frac{1}{2}tr\mathbf{F}_G\mathbf{R}_{n-2} \\ \mathbf{R}_{n-3} = \mathbf{F}_G\mathbf{R}_{n-2} + \mathbf{1}a_{n-2} \\ \vdots \\ a_1 = -\frac{1}{n-1}tr\mathbf{F}_G\mathbf{R}_1 \\ \mathbf{R}_0 = \mathbf{F}_G\mathbf{R}_1 + \mathbf{1}a_1 \\ a_0 = -\frac{1}{n}tr\mathbf{F}_G\mathbf{R}_0 \end{array} \right\} \quad (\text{A.42})$$

onde tr significa o traço de uma matriz, ou seja a soma dos elementos de sua diagonal principal.

A função de transferência pode então ser descrita pela equação A.43.

$$G_v(z) = \frac{1}{P(z)}\mathbf{c}^T\mathbf{R}(z)(\mathbf{h}_V - \mathbf{h}k_v) \quad (\text{A.43})$$

O numerador da função de transferência é então

$$Q_V(z) = \mathbf{c}^T\mathbf{R}(z)(\mathbf{h}_V - \mathbf{h}k_v) \quad (\text{A.44})$$

Utilizando as expressões em A.42, os termos na equação A.44 podem então ser expressos por

$$\mathbf{c}^T\mathbf{R}(z)\mathbf{h} = b_{n-1}z^{n-1} + b_{n-2}z^{n-2} + \dots + b_1z + b_0 \quad (\text{A.45})$$

com

$$b_i = \mathbf{c}^T \mathbf{R}_i \mathbf{h} \quad (\text{A.46})$$

e

$$\mathbf{c}^T \mathbf{R}(z) \mathbf{h}_V = d_{n-1} z^{n-1} + d_{n-2} z^{n-2} + \dots + d_1 z + d_0 \quad (\text{A.47})$$

onde

$$d_i = \mathbf{c}^T \mathbf{R}_i \mathbf{h}_V \quad (\text{A.48})$$

É possível escrever estes polinômios na forma matricial, dada pela expressão [A.49](#)

$$\begin{aligned} Q_V(z) &= \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & \dots & d_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} - k_v \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \dots & b_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} \\ &= (\mathbf{d}^T - k_v \mathbf{b}^T) \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.49})$$

onde utilizamos os seguintes vetores linha

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{b}^T &= \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \dots & b_{n-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{d}^T &= \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & \dots & d_{n-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.50})$$

O polinômio $Q_V(z)$ de ordem $n - 1$ deve ter uma raiz igual ao pólo que se deseja cancelar. Este polinômio pode então ser colocado na forma da expressão [A.51](#).

$$Q_V(z) = (q_{n-2} z^{n-2} + q_{n-3} z^{n-3} + \dots + q_1 z + q_0)(z - z_i) \quad (\text{A.51})$$

Este polinômio pode ser colocado na forma matricial como mostrado abaixo.

$$\begin{aligned}
 Q_V(z) &= \begin{bmatrix} q_0 & q_1 & \dots & q_{n-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ z^{n-2} \end{bmatrix} (z - z_i) \\
 &= \begin{bmatrix} q_0 & q_1 & \dots & q_{n-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z - z_i \\ z(z - z_i) \\ \vdots \\ z^{n-2}(z - z_i) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} q_0 & q_1 & \dots & q_{n-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -z_i & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -z_i & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -z_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{q}^T \mathbf{Z} \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{A.52}$$

onde definiu-se o vetor linha [A.53](#) de dimensão $n - 1$

$$\mathbf{q}^T = \begin{bmatrix} q_0 & q_1 & \dots & q_{n-2} \end{bmatrix} \tag{A.53}$$

e a matriz em [A.54](#).

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -z_i & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -z_i & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -z_i & 1 \end{bmatrix} \tag{A.54}$$

As expressões para o polinômio $Q_V(z)$, [A.52](#) e [A.49](#) devem ser idênticas. Obtemos portanto a equação [A.55](#),

$$\mathbf{d}^T - k_v \mathbf{b}^T = \mathbf{q}^T \mathbf{Z} \tag{A.55}$$

que pode ser transformada da maneira seguinte.

$$\mathbf{d}^T = \mathbf{q}^T \mathbf{Z} + k_v \mathbf{b}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{q}^T & k_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Z} \\ \mathbf{b}^T \end{bmatrix} \quad (\text{A.56})$$

Desta relação obtemos finalmente as incógnitas \mathbf{q}^T e k_v dadas pela expressão [A.57](#).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{q}^T & k_v \end{bmatrix} = \mathbf{d}^T \begin{bmatrix} \mathbf{Z} \\ \mathbf{b}^T \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{A.57})$$

A matriz a ser invertida na equação [A.57](#) é uma matriz $n \times n$. Se esta matriz não admite inversa, não é possível cancelar o pólo com o ganho k_v . Com os elementos do vetor linha \mathbf{q}^T podemos determinar o polinômio $Q_V(z)$ e calcular as outras raízes deste polinômio. Como mencionado anteriormente, uma das raízes deve ser $z = 1$.

Referências Bibliográficas

- [1] M. C. Chandokar. *Distributed Uninterruptible Power Supply Systems*. PhD thesis, University of Wisconsin-Madison, 1995.
- [2] Unger T. Mauch K. Tuladhar A., Jin H. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. *APEC*, 1:94–100, 1997.
- [3] J. Matas J. Miret M. Castilla J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna. A wireless load sharing controller to improve dynamic performance of parallel-connected ups inverters. *Proc. IEEE PESC Conference*, pages 1408–1413, 2003.
- [4] J. Matas J. Miret M. Castilla J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna. A high-performance dsp-controller for parallel operation of online ups systems. *IEEE*, pages 463–469, 2004.
- [5] C. H. F. Félix. Controle digital de uma ups trifásica. Master's thesis, UFMG, Fevereiro 2003.
- [6] CEI/IEC. 62040-3 - international standard - uninterruptible power systems (ups) - part 3: Method of specifying the performance and test requirements. *IEC*, 1999.
- [7] H. A. Michels L., Grundling. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia.
- [8] Powell J. D. e Emani-Naeini A. Franklin, G. F. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, Reading,MA,EUA, 1991.
- [9] Chu C. L. Chen, J. F. Combination voltage-controlled and current-controlled pwm inverters for ups parallel operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10:547–558, September 1995.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [10] Lee C. Q. Siri, K. Current distribution control of converters connected in parallel. *Proceedings of Industry Applications Society - IAS*, 2:1274–1280, October 1990.
- [11] Kim S. Kim C. B. Hong S. C. Yoo J. S. Kim S. W. Kim C. H. Woo S. H. Sun S. Y. Lee, C. S. Parallel ups with a instantaneous current sharing control. *IECON 1998*, 1:568–573, August 1998.
- [12] Cortizo P. C. Garcia. P. F. D. Meneses B. R. Coelho, E. A. A. Controle de inversores monofásicos em paralelo por modos deslizantes. *XII CBA*, 5:1677–1682, 1998.
- [13] Siri K. Wu T. F. Lee, C. Q. Dynamic current distribution controls of a parallel connected converter system. *IEEE - PESC*, pages 875–881, june 1991.
- [14] Huang Y. H. Chen Y. K. Liu Z. R. Wu, T. F. A 3c strategy for multi-module inverters in parallel operation to achieve an equal current distribution. *1998*, 1:186–192, May 1998.
- [15] Marcos Pêgo de Oliveira. *Tolerância a Falha Através de Ecalonamento em um Sistema Multiprocessado*. PhD thesis, DCC/UFMG, Fev. 2004.
- [16] Higashino S. Kawabata, T. Parallel operation of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(2):281–287, March/April 1988.
- [17] Leandro Oliveira. Desenvolvimento de um sistema de energia ininterrupta monofásico a três braços. Master's thesis, UFMG, outubro 2003.
- [18] Chandokar M. C. Divan, D. M. and R. Adapa. Control of parallel connected inverter in stand-alone ac supply systems. pages 1003–1009, 1991.
- [19] E. A. A. Coelho. *Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores*. PhD thesis, UFMG, Dezembro 2000.
- [20] J. M. Undrill. Dynamic stability calculations for an arbitrary number of interconnected synchronous machines. *IEEE Transactions On Power Apparatus and Systems*, 3(87):835–844, March 1968.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [21] an P. F. D. Garcia E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone ac supply systems. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 38(2):533–542, March/April 2002.
- [22] J. Matas J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna and J. Miret. Steady-state invariant-frequency control of parallel redundant uninterruptible power supplies. *Proc. IEEE IECON Conference*, pages 274–277, 2002.
- [23] H. Bühler. *Réglages Echantillonnés*, volume 1 e 2. Presses polytechniques, 1993.
- [24] K. Ogata. *Discrete-Time Control Systems*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1995.