

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RICARDO RIECK SILVEIRA

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CONTROLADORES
RESSONANTES E CONTROLADORES REPETITIVOS
APLICADOS EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA**

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CONTROLADORES
RESSONANTES E CONTROLADORES REPETITIVOS
APLICADOS EM FONTES ININTERRUTAS DE ENERGIA**

Projeto de Diplomação apresentado ao
Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos
requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Luis Fernando Alves Pereira

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RICARDO RIECK SILVEIRA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CONTROLADORES
RESSONANTES E CONTROLADORES REPETITIVOS
APLICADOS EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Luis Fernando Alves Pereira, UFRGS

Doutor pelo ITA – São José dos Campos, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Ventura Bayan Henriques, UFRGS

Doutor pela UFMG – Belo Horizonte, Brasil

Engenheiro Jeferson Vieira Flores, UFRGS

Mestre pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Prof. Alberto Bastos do Canto Filho, UFRGS

Mestre pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Porto Alegre, Dezembro 20100

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, ao meu irmão e a minha namorada pelo apoio incondicional durante o período em que estive estudando.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais pelo apoio e segurança fornecida durante o período em que estive estudando. Agradeço também ao meu irmão, futuro colega engenheiro, pelo período em que trabalhamos juntos na Universidade e pelo conhecimento transmitido.

Agradeço ao meu orientador professor Luis Fernando Alves Pereira pela paciência e pelas contribuições fornecidas durante a elaboração deste trabalho de conclusão.

Agradeço, também, ao engenheiro Jeferson Vieira Flores e ao engenheiro Guilherme Bonan pelo apoio e esclarecimento do tema abordado neste trabalho.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo estabelecer um estudo comparativo entre duas estratégias de controle, o controlador repetitivo e o controlador ressonante, quando aplicadas no controle de inversores de frequência utilizados em fontes ininterruptas de energia. Este trabalho busca quantificar o número de modos ressonantes necessários para atingir o desempenho equivalente ao desempenho obtido com o controlador repetitivo na rejeição de harmônicos e no seguimento de um sinal de referência senoidal. O estudo foi realizado através do método de co-simulação entre os programas MATLAB/SIMULINK[®] e o PSIM[®]. Nestas simulações, degraus aditivos de cargas lineares e cargas não-lineares foram aplicados e foram colhidos os resultados, possibilitando a comparação entre os dois algoritmos utilizados. Os resultados comprovam que o desempenho obtido com controlador repetitivo foi superior ao desempenho obtido com o controlador ressonante.

Palavras-chaves: UPS. Controlador Repetitivo. Controlador Ressonante. Rejeição de Harmônicos, Seguimento de Referência de Sinais Senoidais.

ABSTRACT

This paper aims to establish a comparative study between two control strategies, the repetitive controller and the resonant controller, when applied to the control of frequency inverters used in uninterruptable power supplies. This paper sets out to quantify the number of resonant modes necessary to achieve the equivalent performance achieved with the repetitive controller in the rejection of harmonics and in the tracking of sinusoidal reference. The study was accomplished through the co-simulation method between MATLAB/SIMULINK[®] and PSIM[®] programs. In these simulations, additive degrees of linear charges and nonlinear loads were applied and the results were gathered, allowing the comparison between the two algorithms utilized. The results prove that the performance obtained with the repetitive controller was superior to the performance obtained with the resonant controller.

Palavras-chaves: UPS. Resonant Controller. Repetitive Controller. Harmonics Rejection. Sinusoidal Signal Tracking.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 Utilização dos Sistemas UPS	14
1.2 Algoritmos de Controle Para Sistemas UPS.....	16
2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS	19
2.1 Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta.....	19
2.1.1 Desempenho em Regime Permanente.....	20
2.1.2 Distorção Harmônica	20
2.1.3 Resposta Dinâmica.....	21
2.2 Principio do Modelo Interno	23
2.3 O Controlador Ressonante	26
2.4 O Controlador Repetitivo.....	28
3 PROJETO DO CONTROLADOR	30
3.1 Modelo do Sistema UPS	30
3.2 Modelo do Controlador Ressonante	35
3.3 Modelo do Controlador Repetitivo	39
3.4 Cálculo dos Ganhos dos Controladores	41
3.4.1 Descrição das Restrições LMI para o Controlador Ressonante	42
3.4.2 Descrição das Restrições LMI para o Controlador Repetitivo.....	43
4 ENSAIOS E RESULTADOS	45
4.1 Descrição do Sistema Utilizado nos Ensaios	45
4.1.1 Descrição do Sistema UPS	45
4.1.2 Descrição dos Ensaios Propostos	46
4.1.3 Método de Co simulação.....	47
4.2 Resultados do Controlador Ressonante	50
4.2.1 Desempenho com Cargas Lineares	50
4.2.2 Desempenho com Cargas Não-lineares	52
4.3 Resultados do Controlador Repetitivo	54
4.3.1 Desempenho com Cargas Lineares	54

4.3.2 Desempenho com Cargas Não-lineares	55
4.4 Efeito do Bloco Saturador.....	56
5 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS.....	58
5.1 Comparações de Desempenho	58
5.1.1 Comparação entre os Resultados Obtidos com Cargas Lineares	58
5.1.2 Comparação entre os Resultados Obtidos com Cargas Não-lineares	59
5.2 Futuros Trabalhos	60
REFERÊNCIAS	62
ANEXO	64
Formulação LMI Utilizada no Programa MATLAB/SIMULINK®	64
Formulação LMI para o Controlador Ressonante	64
Formulação LMI para o Controlador Repetitivo	65

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Estágio de entrada circuitos chaveados	15
Figura 2 Corrente não linear das fontes chaveadas	16
Figura 3 Conteúdo harmônico da corrente do retificador monofásico capacitivo	16
Figura 4 Perfil 1 para variação de tensão	22
Figura 5 Perfil 2 para variação de tensão	22
Figura 6 Perfil 3 para variação de tensão	23
Figura 7 Controlador PID em cascata	23
Figura 8 Diagrama de blocos	25
Figura 9 Controlador ressonante	27
Figura 10 Diagrama de Bode para um modo ressonante	27
Figura 11 Controlador repetitivo	28
Figura 12 Pólos de controlador repetitivo sobre o eixo imaginário	29
Figura 13 Sistema UPS	30
Figura 14 Modelo do inversor e carga	33
Figura 15 Modos ressonantes conectados	39
Figura 16 Topologia do controlador repetitivo utilizado no trabalho	41
Figura 17 Pólos do controlador ressonante realocados	43
Figura 18 Topologia das cargas aplicadas no sistema.....	46
Figura 19 Diagrama do circuito de controle utilizado no <i>Matlab/Simulink</i> [®]	48
Figura 20 Diagrama do circuito eletrônico utilizado no <i>PSIM</i> [®] Figura 3	49
Figura 21 Formas de onda do controlador ressonante com carga linear $C_{\omega 15}$	50

Figura 22 Formas de onda do controlador ressonante $C_{\omega 0}, C_{\omega 5}$ com carga não linear	52
Figura 23 Formas de onda do controlador ressonante $C_{\omega 9}, C_{\omega 15}$ com carga não linear	52
Figura 24 Formas de onda do controlador repetitivo com carga linear.....	55
Figura 25 Formas de onda do controlador repetitivo com não carga linear.....	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Limites dos componentes harmônicos da norma IEC 62040-3	21
Tabela 2 Ganhos do controlador ressonante	43
Tabela 3 Descrição dos componentes utilizados no modelo	46
Tabela 4 Descrição das cargas utilizadas nos ensaios	47
Tabela 5 Desempenho dinâmico do controlador ressonante	51
Tabela 6 Resultados das simulações para controlador ressonante e carga não linear	53
Tabela 7 Desempenho do controlador repetitivo com carga linear	54
Tabela 8 Desempenho do controlador repetitivo com carga não linear	55
Tabela 9 Comparação entre os controladores com cargas lineares	59
Tabela 10 Comparação entre os controladores com cargas não-lineares	60

LISTA DE ABREVIATURAS

CC: Corrente Contínua

ERS: Resistência Série Equivalente

IGBT: Transistor Bipolar de Base Isolada

LMI: Desigualdade Matricial Linear

PD: Proporcional e Derivativo

PI: Proporcional e Integral

PID: Proporcional, Integral e Derivativo

PWM: Modulação por Largura de Pulso

RMS: Valor Eficaz

THD: Distorção Harmônica Total

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

UPS: Fonte Ininterrupta de Energia

1 INTRODUÇÃO

Certos dispositivos devido a sua característica e princípio de funcionamento, exigem um fornecimento de energia ininterrupto e confiável. Sistemas como computadores, bancos de dados, servidores, equipamentos médicos não podem sofrer uma interrupção brusca e de forma imprevisível, caso haja uma interrupção no fornecimento de energia, ou mesmo uma variação na rede de distribuição elétrica. Esta parada pode causar um prejuízo inestimável aos usuários destes aparelhos. Portanto, para estes equipamentos foi criado o termo “Carga Crítica” (WILMANN,2004).

Para suprir a demanda exigida por estes dispositivos foram desenvolvidas fontes ininterruptas de energia, também conhecidas como UPS (do termo em inglês *Uninterruptable Power Supply*), ou no Brasil conhecido popularmente como No breaks. Estes sistemas são capazes de armazenar energia e suprir a demanda caso haja interrupção da distribuição de energia pela rede elétrica.

1.1 UTILIZAÇÃO DOS SISTEMAS UPS

A maioria dos equipamentos elétricos necessita de algum processamento da energia para o seu correto funcionamento. Antigamente este processamento da energia era realizado por circuitos lineares, mas com o avanço da eletrônica de potência e a evolução dos semicondutores, os circuitos chaveados estão sendo cada vez mais utilizados em dispositivos eletrônicos. Estes circuitos apresentam menor custo e maior rendimento, mas a inserção de ruído na rede elétrica representa uma grande desvantagem. Como o princípio básico de funcionamento destes circuitos é o chaveamento da corrente fornecida, os equipamentos que utilizam estes dispositivos drenam da rede uma corrente com elevado conteúdo harmônico e, se não houver compensação, um baixo fator de potência. Na Figura 1 podemos observar um retificador de onda completa associado a um capacitor e a forma de onda da corrente drenada

da rede. Na Figura 2 é possível notar que quando a tensão da rede é superior a tensão presente no capacitor, um pico de corrente é absorvido da rede. Já na Figura 3, a corrente demandada pelo retificador monofásico capacitivo foi decomposta utilizando a série trigonométrica de *Fourier*, deste modo é possível observar as frequências que compõem esta corrente e o seu peso. Visualizando a Figura 3, nota-se que as frequências que compõem a forma de onda da corrente destes equipamentos são múltiplas ímpares da frequência fundamental, no caso a frequência de rede elétrica (com $f_{REDE}=60\text{hz}$, $2\pi f = 377$ radianos/s) Como esta topologia é utilizada por um grande número de equipamentos, este pico de corrente acaba sendo multiplicado, e assim acaba provocando distorções e variações na forma de onda da tensão da rede.

Retificador Onda Completa Monofásico

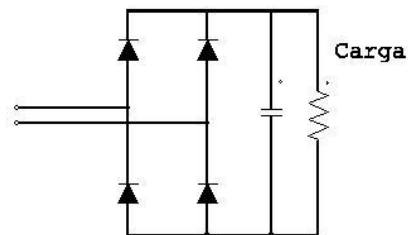


Figura 1 Estágio de entrada circuitos chaveados

Equipamentos eletrônicos como os computadores, podem ser extremamente sensíveis a variações da rede. Quando estes dispositivos são alimentados por sistemas UPS, estes sistemas devem ser capazes de atenuar as distorções decorrentes do conteúdo harmônico gerado pela carga. Desta forma, a carga será alimentada com um sinal mais parecido o possível com o sinal da rede elétrica.

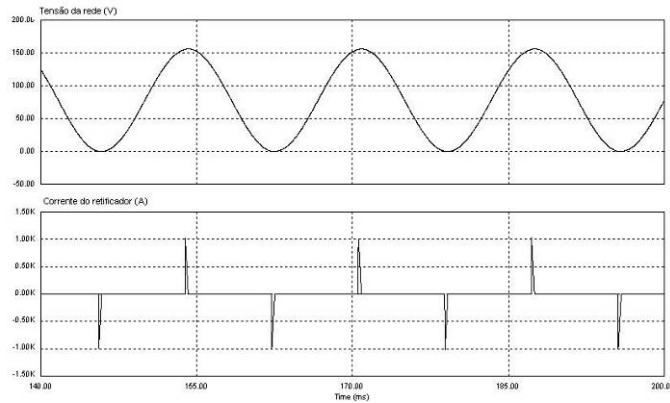


Figura 2 Corrente não linear das fontes chaveadas

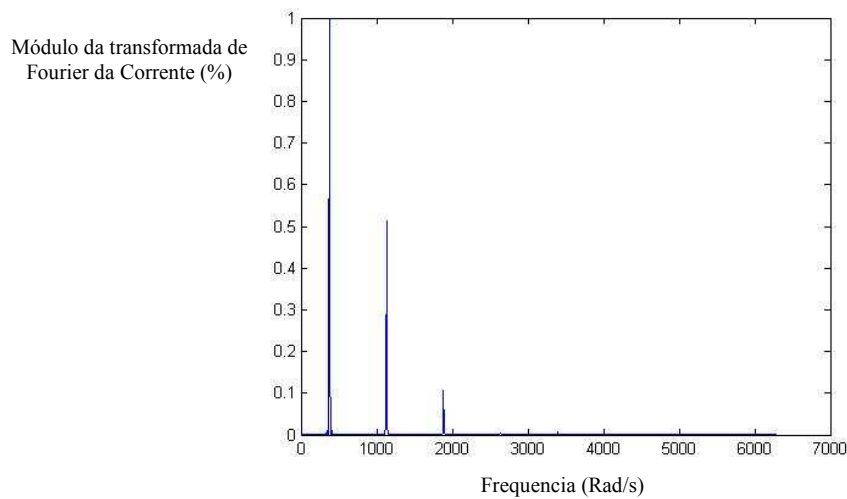


Figura 3 Conteúdo harmônico da corrente do retificador monofásico capacitivo

1.2 ALGORITMOS DE CONTROLE PARA SISTEMAS UPS

Diversos estudos para o desenvolvimento de algoritmos de controle para sistemas UPS vêm sendo realizados atualmente. Técnicas conhecidas de controle estão sendo utilizadas na indústria, como o controlador proporcional integral derivativo (controlador PID). Este controlador apresenta duas malhas de controle em cascata, diferente da tradicional. Uma malha lenta para o seguimento da senoide de referência de tensão com erro nulo e outra mais rápida para compensar os transitórios de tensão. Em geral, quando é realizado o cálculo dos ganhos deste controlador não são levadas em consideração possíveis perturbações não-lineares provocadas pela associação das cargas com características não-lineares e variações

existentes na rede provocadas por perturbação. Outro problema é que a malha PI precisa ser realimentada com um valor constante, por este motivo um sensor para medir a tensão RMS (do termo em inglês *Root Mean Square*, ou valor eficaz) na saída do sistema deve ser utilizado. Como este sensor deve medir valores em RMS, ele acaba inserindo um atraso na realimentação de no mínimo um ciclo de rede (ciclo necessário para efetuar o cálculo do valor eficaz). Estes fatores acabam degradando o desempenho dos controladores que utilizam esta topologia.

Para solucionar o problema das perturbações não-lineares é possível utilizar um controlador repetitivo (BONAN,2004). Este controlador consiste na ideia de realimentar o sistema com o sinal de saída atrasado. Isto acaba inserindo múltiplos polos sobre o eixo imaginário em componentes múltiplas da fundamental do sinal de tensão, eliminando, assim, o erro em regime permanente e as componentes de frequência harmônica mais elevada provocadas pela presença da carga não linear. Para tornar possível a construção deste controlador é necessário inserir um filtro em série com a rede de atraso. Este filtro acaba influenciando tanto na resposta dinâmica como na resposta em regime. Sendo que o desempenho do controlador torna-se extremamente dependente da escolha da frequência de corte do filtro em questão, como será demonstrado no decorrer deste trabalho.

Outro algoritmo de controle que consegue eliminar perturbações não-lineares e erro de regime permanente é o controlador ressonante (MANO,2010). Sua ideia consiste na inserção de múltiplos controladores do tipo ressonante com polos presentes em frequências múltiplas da frequência fundamental do sinal de referência. Pelo princípio do modelo interno garante-se que o controlador consegue seguir com erro nulo a referência e cancelar as perturbações não-lineares inseridas na malha de controle. Porém como é impossível inserir infinitos polos no sistema, são inseridos polos apenas em um número limitado de frequências múltiplas da fundamental. Quando uma carga apresenta relevante conteúdo harmônico em uma frequência

de ordem superior a frequência dos polos inseridos no controlador, este apresenta degradação no seu desempenho, tornando-se incapaz de cancelar totalmente a perturbação e eliminar o erro em regime permanente.

O presente trabalho propõe realizar um estudo comparativo entre as técnicas do controlador repetitivo e do controlador ressonante aplicados em UPS, de modo que seja possível prever em que ocasiões um determinado controlador apresentará vantagem sobre o outro. A metodologia proposta deverá levar em conta a energia presente nas frequências múltiplas da fundamental e a resposta apresentada pelo controlador utilizado, deste modo será possível visualizar o desempenho do controlador ressonante, quando as perturbações apresentam conteúdo harmônico não presente em seu modelo interno frente ao controlador repetitivo.

No próximo Capítulo deste trabalho serão apresentados conceitos fundamentais necessários para a estruturação e elaboração da metodologia do estudo. No Capítulo três será apresentado o método utilizado para o projeto dos controladores utilizados. No Capítulo quatro serão apresentados os resultados das simulações e análise dos resultados. O último Capítulo é reservado para comentários finais e propostas para trabalhos futuros.

2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Este Capítulo tem como objetivo apresentar conceitos fundamentais para o esclarecimento da metodologia para este trabalho. Serão apresentados conceitos básicos para o estabelecimento dos critérios de desempenho dos sistemas UPS, assim como os valores estabelecidos pelas normas para estes critérios. Também será apresentado o princípio do modelo interno, esclarecendo o conceito de seguimento de referência com erro nulo e a rejeição a perturbações. Por fim serão apresentadas as topologias do controlador repetitivo e do controlador ressonante utilizadas neste trabalho.

2.1 SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO DE POTÊNCIA ININTERRUPTA

Sistemas de alimentação de potência ininterrupta (UPS) são equipamentos que têm como objetivo o fornecimento contínuo de energia atendendo os requisitos de qualidade e confiabilidade exigidos por normas. Estes sistemas tornaram-se popularmente conhecidos no Brasil como No Breaks. Estes equipamentos armazenam a energia e a disponibilizam, caso haja a interrupção parcial, ou, até mesmo, total da fonte de energia utilizada, normalmente a rede elétrica.

Atualmente existem diversas topologias de sistemas UPS. Normalmente as topologias apresentam um retificador no estágio de entrada, responsável pela transformação da corrente alternada em corrente contínua, um banco armazenador e um estágio inversor responsável pela transformação da corrente contínua em corrente alternada. Nos bancos armazenadores geralmente são utilizadas baterias, ou são associados capacitores em paralelo, sendo que a capacidade deste banco está fortemente ligada a autonomia do sistema UPS.

Com a diversidade de topologias e produtos fornecidos pelos fabricantes, tornou-se necessária a elaboração de critérios para a avaliação e regulamentação do desempenho destes sistemas. Estes critérios são definidos pelas normas IEEE 944 e IEC 62040-3. Para este

trabalho será avaliado o critério das normas no respeito ao seguimento de referência, à distorção harmônica e alguns aspectos da resposta dinâmica.

2.1.1 Desempenho em Regime Permanente

Um dos objetivos fundamentais dos sistemas UPS é o fornecimento de energia elétrica de qualidade e confiável, quando houver a falta parcial ou total da fonte normal de energia. Assim é esperado que a forma de onda de tensão apresentada na saída destes dispositivos apresente um valor com o comportamento semelhante ao de uma rede de energia elétrica ideal. Para apresentar este comportamento um sinal de referência é gerado e o sistema UPS deve ser capaz de seguir este sinal de referência em regime permanente com o mínimo erro possível. A norma internacional IEEE 944 de junho de 1986 especifica que a tensão não deve apresentar que ultrapassem a faixa de $\pm 2\%$ do valor nominal para qualquer carga aplicada.

2.1.2 Distorção Harmônica

A distorção harmônica de um sinal é definida como sendo a razão entre a energia presente na componente referente à frequência fundamental e a energia presente nas demais harmônicas. Estas harmônicas são iguais ao valor dos coeficientes de Fourier que descrevem o sinal periódico. Como o sinal da rede é senoidal, um sistema UPS ideal deverá ser capaz de apresentar um sinal senoidal puro na sua saída. Assim a distorção harmônica total (THD) seria igual a zero, pois não existiria energia presente nas harmônicas de frequência diferente da fundamental. A norma IEEE 944 cita que o sistema UPS deve apresentar THD inferior a 5% da magnitude da fundamental e os componentes harmônicos devem apresentar valor inferior a 3%. Já a norma IEC 62040-3 cita que os componentes harmônicos devem apresentar valores inferiores aos definidos pela tabela 1.

Harmônicos Ímpares não múltiplos de 3		Harmônicos Ímpares múltiplos de 3		Harmônicos Pares	
Ordem [n]	Tensão [%]	Ordem [n]	Tensão [%]	Ordem [n]	Tensão [%]
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2 + 0,5 \times \frac{25}{n}$				

Tabela 1 Limites dos componentes harmônicos da norma IEC 62040-3

2.1.3 Resposta Dinâmica

Um sistema UPS ideal deve ser capaz de manter o valor e a forma de onda da tensão de saída, mesmo quando for aplicada subitamente a sua carga nominal. Na realidade, quando isto ocorre nota-se uma variação no valor RMS da tensão. Quando é aplicado o valor nominal da carga de um sistema UPS, é possível verificar um decréscimo no valor eficaz da tensão de saída. O inverso acontece quando a carga é removida e a UPS passa a operar a vazio. A variação máxima permitida em função do tempo é definida pelas normas. A norma IEEE 944 define que as variações de tensão ocorridas devido à inserção e à remoção da carga nominal devem atender os limites definidos pela tabela 1, sendo que a carga deve ter fator de potência entre 0.8 atrasado e 1. Já a norma IEC 62040-3 define 3 possíveis (indicados pelas Figuras 4,5 e 6) perfis para a variação da tensão, no caso da inserção e remoção da carga, sendo que cabe ao fornecedor do equipamento definir qual perfil é atendido pelo equipamento fornecido. A

norma IEC 62040-3, também, define que para o estudo do comportamento dinâmico, quando a carga for linear, deve-se utilizar um degrau de 20% para 100% da carga nominal para inserção, e de 100% para 20% da carga nominal para a remoção. Quando a carga for não linear devem-se utilizar três degraus de 33,33% da carga nominal.

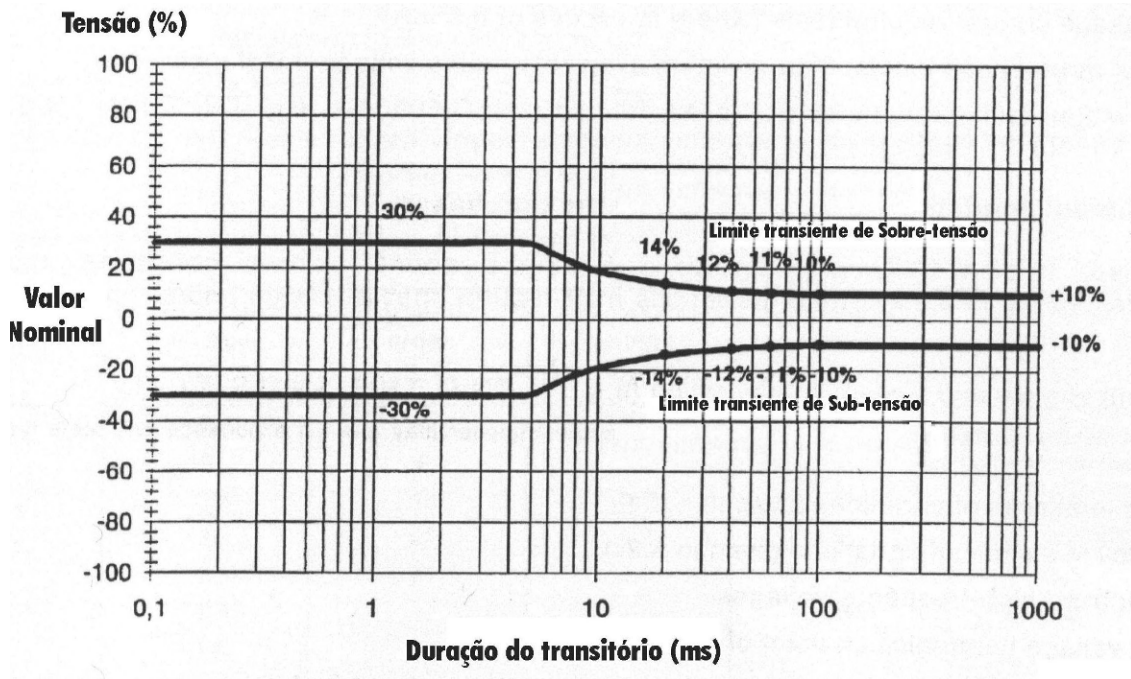


Figura 4 Perfil 1 para variação de tensão

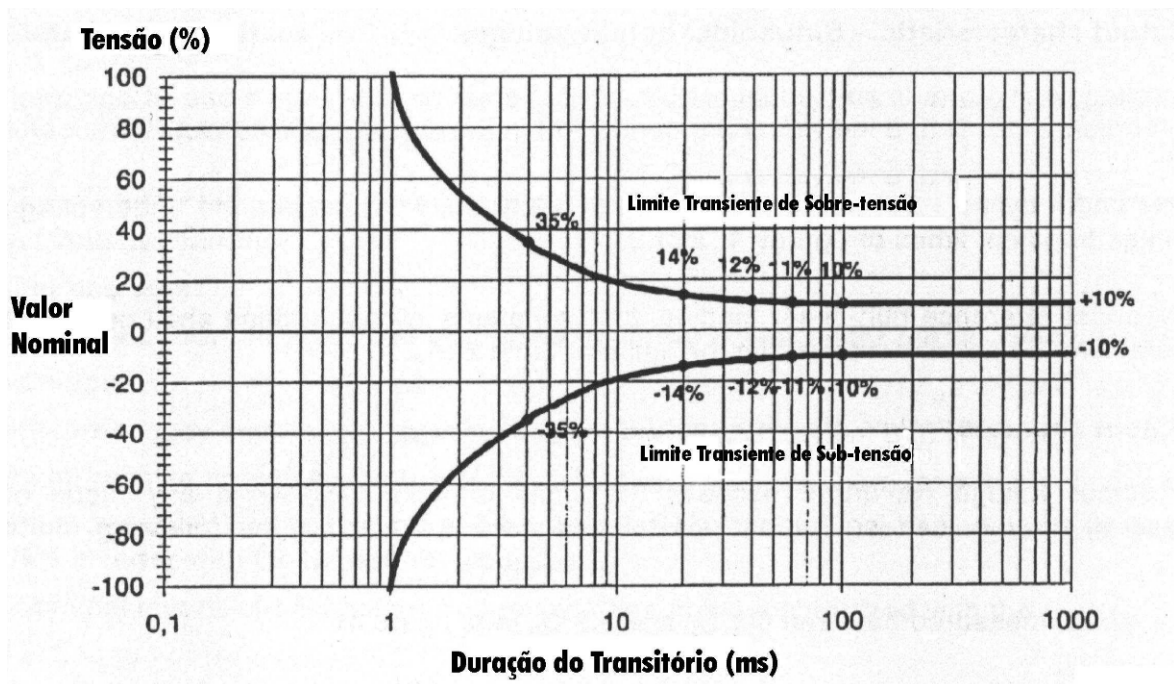


Figura 5 Perfil 2 para variação de tensão

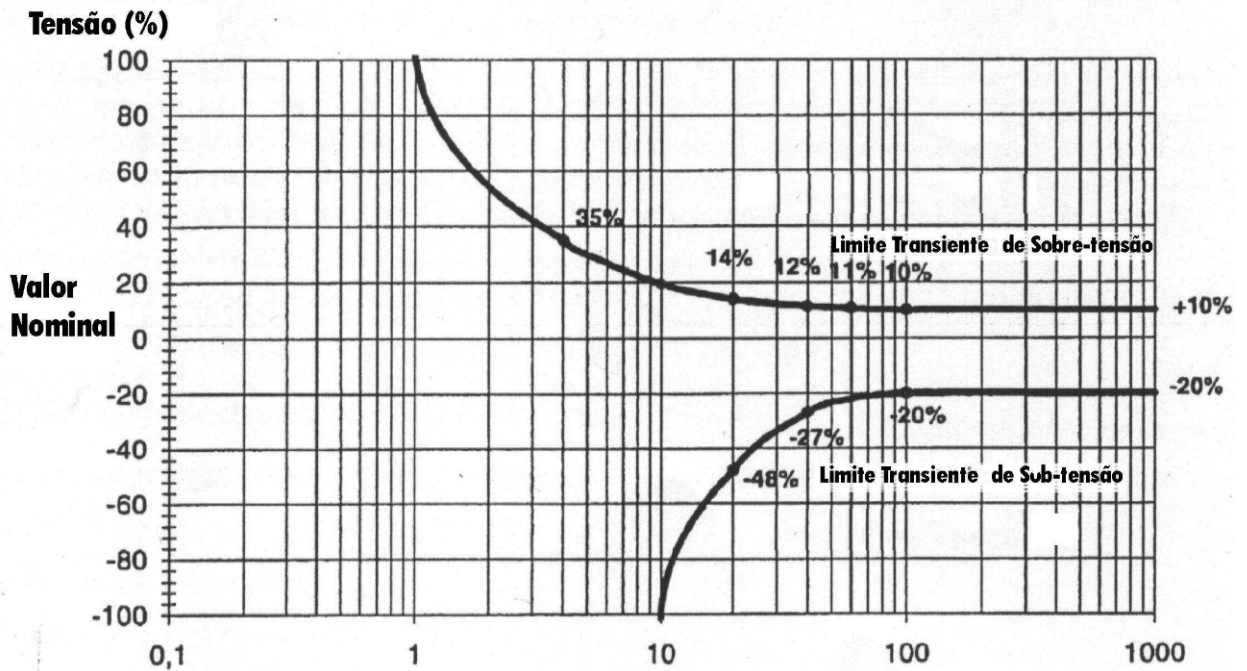


Figura 6 Perfil 3 para variação de tensão

2.2 PRINCIPIO DO MODELO INTERNO

Um dos objetivos mais comuns do emprego de algoritmos de controle em processos é a garantia que pelo menos uma variável do sistema em questão siga o comportamento determinado por um sinal de referência com erro nulo. No caso dos sistemas UPS, o interesse é que o sinal da tensão de saída seja capaz de seguir a referência senoidal, simulando o comportamento de uma rede de distribuição de energia elétrica de corrente alternada ideal.

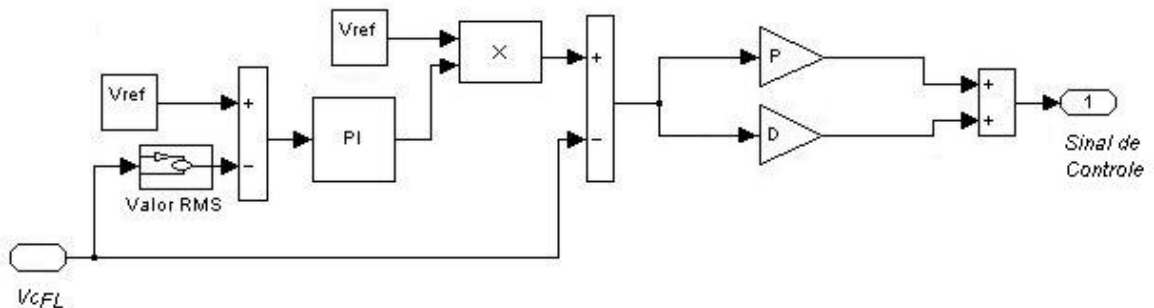


Figura 7 Controlador PID em cascata

Na maioria dos sistemas UPS algoritmos de controle do tipo PID são utilizados para realizar o controle. Como exposto na Figura 7, este controlador apresenta em sua estrutura duas malhas de controle, uma mais lenta para o seguimento do sinal de referência com erro nulo (PI) e uma mais rápida para compensar os distúrbios provocados pela carga alimentada (PD). Nesta Figura a realimentação é realizada através da leitura do sinal do valor da tensão de saída do sistema, indicado na Figura pelo bloco V_{CFL} . Este controlador é uma boa alternativa para o seguimento de sinais constantes, devido a sua característica construtiva. Para o seu correto funcionamento este controlador necessita de um sensor RMS, responsável por realizar a realimentação da malha de controle. Este sensor insere um atraso (necessário para calcular a tensão RMS) de um ciclo de rede no laço de controle. Para evitar este problema uma das práticas mais indicadas é utilização de controladores que possam ser realimentados diretamente através dos sinais disponíveis no sistema, sem que haja a necessidade de utilizar um sensor que realize alguma operação matemática que possa atribuir atrasos ao sistema de controle. Assim sendo, o controlador ideal para ser utilizado com estes sistemas é aquele que é capaz de seguir os sinais periódicos disponíveis no sistema. Neste momento foram procurados controladores que obedecessem ao princípio do modelo interno para sinais periódicos. A ideia principal desta técnica é garantir que o conjunto formado pela planta e controlador seja capaz de reproduzir o sinal com as mesmas características do sinal de referência, desta forma o conjunto será capaz de seguir com erro nulo a referência e cancelar as perturbações inseridas no modelo.

Considerando que no caso dos sistemas UPS, cujo interesse é seguir a forma de onda senoidal, os sinais de referência e perturbação podem ser descritos por

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_{ri} (\bar{\omega}_{ri} + \varphi_{ri}) , \quad d(t) = \sum_{i=1}^n a_{di} (\bar{\omega}_{di} + \varphi_{di}) . \quad (2.1)$$

Neste caso a transformada de Laplace destes sinais gerará polinômio cujo denominador terá a forma definida por

$$\phi_r(s) = \prod_{i=1}^{\infty} (s^2 + \bar{\omega}_{ri}^2) \text{ e } \phi_d(s) = \prod_{i=1}^{\infty} (s^2 + \bar{\omega}_{di}^2). \quad (2.2)$$

O mínimo múltiplo comum destes polinômios será representado por:

$$\phi_{mmc} = s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \dots + a_n. \quad (2.3)$$

Deste modo é possível perceber que o polinômio ϕ_{mmc} será igual a zero quando a frequência for igual ao valor de algum dos zeros do polinômio. Portanto $\left| \frac{1}{\phi_{mmc}} \right| = \infty$, quando $s = j\omega_n$.

Considerando um sistema definido pela topologia de controle apresentada na Figura 8 e partindo do pressuposto que o sistema é estável em malha fechada, as funções de transferência que descrevem o comportamento da saída do sistema em relação à entrada e a perturbação são iguais a

$$Tr(s) \equiv \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s).G(s)}{1 + C(s).G(s)}, \quad (2.4)$$

$$Tr(s) \equiv \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{C(s)}{1 + C(s).G(s)}.$$

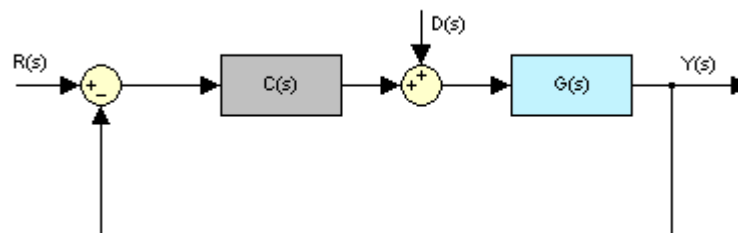


Figura 8 Diagrama de blocos

Quando o polinômio ϕ_{mmc} é inserido no bloco do controlador, temos:

$$\left| Tr(s) \right| = \left| \frac{Y(s)}{R(s)} \right| = \left| \frac{\phi(s).C(s).G(s)}{1 + \phi(s).C(s).G(s)} \right| \text{ e } \left| Td(s) \right| = \left| \frac{Y(s)}{R(s)} \right| = \left| \frac{G(s)}{1 + \phi(s).C(s).G(s)} \right|. \quad (2.5)$$

Como $\phi_{mmc}|_{s=j\omega i} = 0$, temos que

$$\lim|Tr(s)|_{s \rightarrow j\omega i} = \left| \frac{\phi(j\omega i).C(j\omega i).G(j\omega i)}{1 + \phi(j\omega i).C(j\omega i).G(j\omega i)} \right| = \infty, \quad (2.6)$$

$$\lim|Td(s)|_{s \rightarrow j\omega i} = \left| \frac{G(j\omega i)}{1 + \phi(j\omega i).C(j\omega i).G(j\omega i)} \right| = 0.$$

A partir das equações acima, é possível perceber que é o controlador apresenta ganho infinito para as entradas e ganho nulo para as perturbações, desde que as mesmas estejam contidas no bloco controlador do processo descrito pela Figura 8. Deste modo é possível garantir o seguimento de referência com erro nulo, desde que seja inserida propositalmente uma função que possa descrever o comportamento desta referência no sistema.

2.2 O CONTROLADOR RESSONANTE

O controlador ressonante utiliza forma direta o principio do modelo interno. A principal idéia é inserir múltiplos controladores com a estrutura dada por $C(s) = \frac{1}{s^2 + \omega^2}$, como mostrado na Figura 9. Os controladores devem estar sintonizados nas frequências dos sinais de referência em que é desejado o seguimento com erro nulo. Como o controlador apresenta ganho infinito nestas frequências ele é capaz de rejeitar as perturbações e garantir o seguimento da referência. Na Figura 10 podemos observar o diagrama de Bode para o módulo de um controlador ressonante cuja frequência de ressonância é igual a 377 radianos/s ($2\pi f$, para frequência igual a 60 Hz).

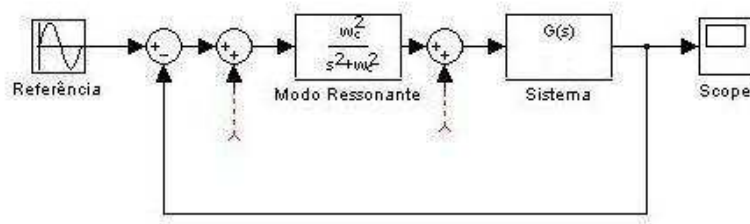


Figura 9 Controlador ressonante

Entretanto, é possível esperar que a capacidade de seguimento e rejeição do controlador esteja ligada com o número de controladores inseridos e na relevância destes controladores para compor o sinal de referência. Portanto, o controlador ressonante é uma alternativa indicada para o seguimento de sinais periódicos e para a rejeição de sinais com conteúdo harmônico nas frequências dos módulos ressonantes que compõem o controlador. Neste trabalho será demonstrada a importância da inserção dos modos ressonantes para a rejeição de perturbações com conteúdo harmônico elevado.

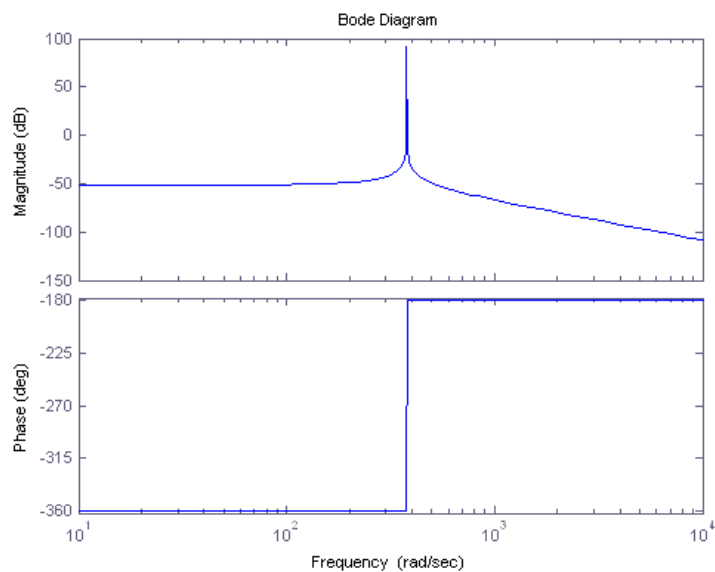


Figura 10 Diagrama de Bode para um modo ressonante

2.3 O CONTROLADOR REPETITIVO

Uma alternativa para o problema do seguimento de referência para sinais periódicos apresentado pelos sistemas UPS é a aplicação do controlador repetitivo. A idéia do controlador repetitivo consiste na inserção de uma rede de atraso com valor igual ao período do sinal de referência. Com isto é possível seguir qualquer sinal periódico e rejeitar qualquer perturbação com período conhecido. Na Figura 11 é possível observar a topologia do controlador repetitivo utilizada neste trabalho.

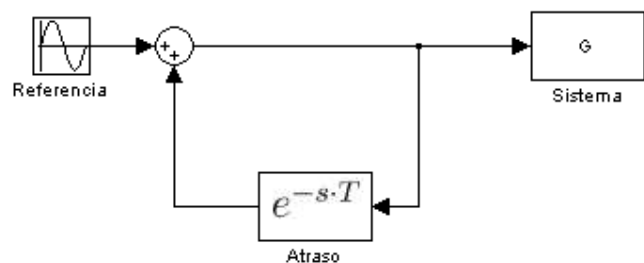


Figura 11 Controlador repetitivo

Entretanto, analisando a Figura 12 é possível perceber que o controlador apresentado tem dimensão infinita e sua construção insere infinitos pólos sobre o eixo imaginário nas frequências múltiplas da fundamental. Estabilizar um controlador repetitivo é uma tarefa extremamente complicada, justamente pela inserção de uma rede de atraso pura na malha de controle.

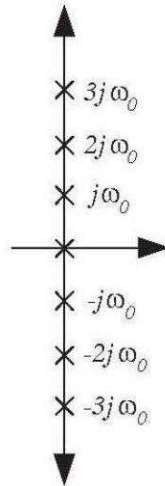


Figura 12 Pólos de controlador repetitivo sobre o eixo imaginário

Para solucionar este problema foi proposta a utilização de um filtro passa baixa com frequência de corte definida por ω_c . Esta nova configuração traz robustez para o sistema, mas pode prejudicar sua performance. Quando o filtro é inserido no sistema, o ganho do controlador nas frequências mais altas é limitado, esta limitação degrada a capacidade do controlador rejeitar perturbações com conteúdo harmônico elevado. Quanto maior a frequência de corte do filtro inserido, maior a capacidade de rejeição a perturbações do sistema, porém maior é o seu tempo de recuperação, necessitando de mais ciclos da rede para recuperar o seu estado de regime. O inverso é observado quando a frequência de corte do filtro é reduzida. Portanto, o desempenho do controlador repetitivo proposto torna-se extremamente dependente da frequência escolhida para o filtro inserido na malha, sendo que a escolha de ω_c resulta em um compromisso entre o erro de regime permanente e o THD do sistema com o desempenho dinâmico.

3 PROJETO DO CONTROLADOR

Neste Capítulo serão apresentados os modelos do sistema UPS, do controlador repetitivo e do controlador ressonante utilizados neste trabalho. O sistema UPS utiliza o modelo médio do inversor, com modulação PWM (do termo em inglês *Pulse Width Modulation*). Os modelos são descritos pelas variáveis de estado do sistema e dos controladores em questão. Por fim será apresentada a obtenção dos ganhos dos controladores através da solução por LMI para garantia dos critérios de desempenho e estabilidade..

3.1 MODELO DO SISTEMA UPS

O sistema UPS utilizado neste trabalho pode ser descrito por 4 grandes componentes. O estágio de entrada, o banco armazenador de energia, o inversor e o filtro de saída. Na Figura 13 podem ser visualizados estes estágios.

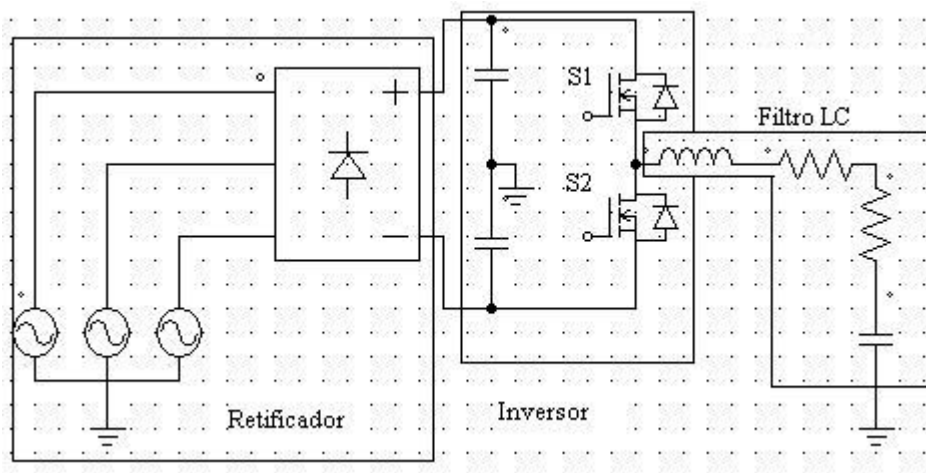


Figura 13 Sistema UPS

O estágio de entrada é definido por um retificador trifásico, cujo objetivo é transformar a corrente alternada em corrente contínua através da ponte de diodos. A seguir é conectado um armazenador de energia, no caso um banco capacitivo. Este banco é

responsável pelo armazenamento da energia que será processada pelo inversor. O inversor é o sistema responsável por transformar novamente a tensão contínua armazenada em tensão alternada para suprir a demanda exigida pela carga conectada ao sistema.

O sistema UPS utilizado para a elaboração deste modelo utiliza um inversor com topologia do tipo *Half-Bridge* (no português inversor de meia ponte). Para o acionamento dos transistores IGBT (do termo em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) é utilizado um comparador entre uma onda triangular e o sinal de controle. Quando o sinal de controle (V_{con}) é inferior ao valor da onda triangular (V_{tri}) o transistor localizado na parte superior (S1) é acionado, transmitindo a tensão da metade do link CC instantaneamente à carga. Quando o sinal de controle (V_{con}) é superior ao sinal da onda triangular (V_{tri}) o transistor S2 é acionado, transmitido o mesmo valor de tensão, porém com sinal inverso à carga. Portanto, a função de chaveamento S pode ser dada por:

$$S = \begin{cases} V_{con} > V_{tri} : S1 \text{ on e } S2 \text{ off} \rightarrow +V_{CC}/2 \\ V_{con} < V_{tri} : S2 \text{ on e } S1 \text{ off} \rightarrow -V_{CC}/2 \end{cases} \quad (3.1)$$

Através da função de chaveamento é possível verificar que o estágio inversor gerará uma forma de onda descontínua. Esta forma de onda terá uma frequência da ordem da frequência de chaveamento definida para os transistores. Como este valor é muito superior às frequências envolvidas no sistema, pode-se considerar apenas o valor médio de saída do inversor. Sendo assim, para a obtenção do modelo é necessário apenas o valor médio desta função de chaveamento. O valor médio da tensão será proporcional ao período de acionamento de cada transistor. Desta forma a tensão média $\overline{V_{oinv}}$ pode ser dada por

$$\overline{V_{oinv}} = V_{CC} \cdot \frac{Dc}{2}, Dc = \frac{V_{con}}{V_{tri}} \quad (3.2)$$

sendo que Dc representa a razão entre o sinal de controle (V_{con}) e o sinal da onda triangular de referência (V_{tri}). Ao reescrever as equações de 3.2, obtém-se

$$K_{pwm} = \frac{\overline{V_{oinv}}}{V_{con}} = \frac{V_{cc}}{2V_{tri}} \quad (3.3)$$

Como V_{cc} e V_{tri} são constantes do sistema, a relação descrita por (3.3) define um ganho estático para a modulação PWM do sistema. Portanto, toda função de chaveamento dos transistores pode ser definida através de um ganho estático, chamado de K_{pwm} .

Neste trabalho para o desenvolvimento do modelo matemático do inversor serão utilizadas carga lineares, ou seja, a corrente está sempre em fase com a tensão e seu valor é definido pela admitância Y_0 . Como Y_0 pode sofrer variações, dependendo da natureza da carga aplicada, o seu valor foi definido por um intervalo, cujo valor mínimo é a admitância do equipamento operando a vazio e o valor máximo é obtido através dos valores nominais de operação do equipamento. O intervalo está descrito pela relação abaixo:

$$Y_0 \in \Delta, \Delta := \{ Y_0(t) : Y_{\min} \leq Y_0(t) \leq Y_{\max} \} \quad (3.4)$$

Como descrito anteriormente, uma grande parcela dos equipamentos conectados aos sistemas UPS apresentam uma corrente não linear com um conteúdo harmônico elevado. Esta carga poderia ser descrita através de uma série de admitâncias e seus valores poderiam ser definidos através da série trigonométrica de Fourier. As cargas com conteúdo harmônico elevado apresentam como componentes mais significativas a 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas. Sendo assim seria necessária considerar estas componentes inserindo admitâncias no modelo do inversor, isto acarretaria em um modelo de ordem elevada e de difícil elaboração. Além disso, não seria possível realizar uma realimentação de estados, pois os estados propostos (correntes e tensões nos indutores e capacitores na admitâncias inseridas) não estão disponíveis para realimentação. Foi proposto como solução alternativa modelar as cargas não-lineares através de uma perturbação inserida no sistema. Esta perturbação é representada por uma fonte de corrente (i_{NL}) inserida na saída do inversor.

O modelo matemático do sistema será descrito por espaço de estados. Os estados do sistema são a corrente do indutor (i_{FL}) e a tensão (V_{CFL}) do capacitor presentes no estágio do filtro de linha inserido na saída do inversor. As variáveis $i_{FL}(t)$ e $V_{CFL}(t)$, apesar de serem dependentes do tempo serão chamadas apenas de i_{FL} e V_{CFL} para facilitar o desenvolvimento.

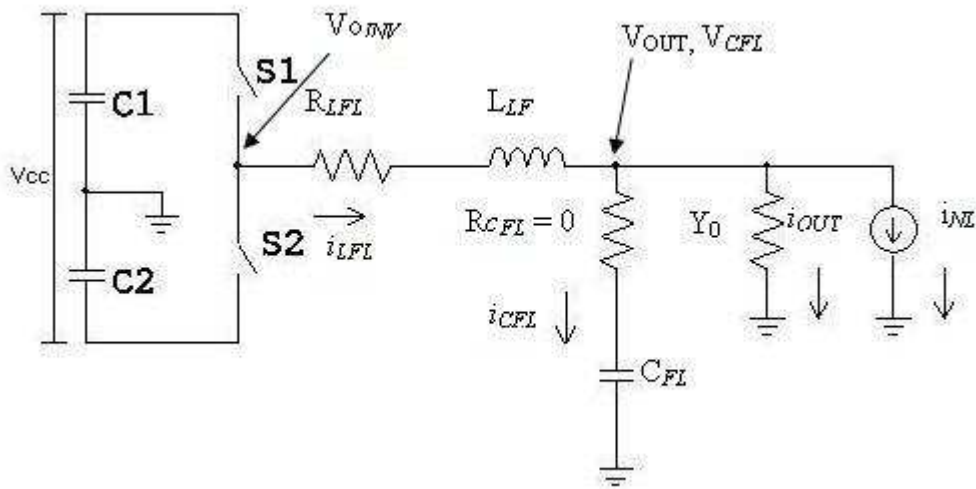


Figura 14 Modelo do inversor e carga

Os sistemas UPS costumam utilizar capacitores com baixo ESR (do inglês *Equivalent Serie Resistance*), portanto a resistência interna deste componente (R_{CFL}) pode ser considerada nula. A primeira equação pode ser obtida através da lei dos nós, aplicado no nó definido por V_{OUT} e com o sentido das correntes definido pela Figura 14:

$$i_{LFL} = i_{CFL} + i_{OUT} + i_{NL} \quad (3.5)$$

A Equação (3.6) pode ser obtida através da lei das malhas. O valor médio V_{out} foi substituído pela tensão de controle (V_{CON}) multiplicado pelo ganho K_{PWM} . Como relatado previamente, o valor da resistência interna do capacitor presente no filtro de linha foi considerado nulo, portanto para a obtenção desta equação foi considerada somente a resistência interna do indutor (R_{LFL}).

(3.6)

$$K_{PWM} V_{con} = V_{LFL} + V_{RLFL} + V_{CFL}$$

As Equações (3.5) e (3.6) devem ser manipuladas para que as variáveis de estado fiquem em evidência. Para isto, a queda de tensão na resistência interna do indutor será representada através da corrente no indutor, como pode ser visto em (3.7). As equações que representam a tensão sobre o indutor, a corrente no capacitor e a corrente de saída também serão representadas através das variáveis de estado a partir de (3.8), (3.9) e (3.10).

$$V_{RLFL} = i_{LFL} R_{LFL} \quad (3.7)$$

$$V_{LFL} = L_{FL} \frac{di_{LFL}}{dt} \quad (3.8)$$

$$i_{CFL} = C_{FL} \frac{dV_{CFL}}{dt} \quad (3.9)$$

$$i_{OUT} = V_{OUT} Y_0 = V_{CFL} Y_0 \quad (3.10)$$

Substituindo (3.9) e (3.10) em (3.5) obtêm-se:

$$i_{LFL} = C_{FL} \frac{dV_{CFL}}{dt} + V_{CFL} Y_0 + i_{NL} \quad (3.11)$$

Com uma equação do sistema descrita somente pelas suas variáveis de estado, basta isolar a derivada para obter a primeira equação de estados:

$$\frac{dV_{CFL}}{dt} = \frac{i_{LFL}}{C_{FL}} - V_{CFL} \frac{Y_0}{C_{FL}} - i_{NL} \frac{1}{C_{FL}} \quad (3.12)$$

Para obter a outra equação, procede-se de forma similar e as equações (3.7) e (3.8) são inseridas em (3.6), obtendo-se a Equação (3.13), descrita abaixo:

$$K_{PWM} V_{con} = L_{FL} \frac{di_{LFL}}{dt} + i_{LFL} R_{LFL} + V_{CFL} \quad (3.13)$$

Isolando a derivada obtêm-se a segunda equação de estados:

$$\frac{di_{LFL}}{dt} = K_{PWM} V_{con} \frac{1}{L_{FL}} - i_{LFL} \frac{R_{LFL}}{L_{FL}} - V_{CFL} \frac{1}{L_{FL}} \quad (3.14)$$

O modelo no espaço de estados é representado à seguir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{UPS}(t) &= A_{UPS} x_{UPS}(t) + B_{UPS} u_{UPS}(t) + E_{UPS} w_{UPS}(t) \\ y_{UPS}(t) &= C_{UPS} x_{UPS}(t) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Portanto o vetor $x_{UPS} = [i_{LFL} \quad V_{CFL}]^T$ representa o vetor das variáveis do espaço de estados do modelo do inversor. A partir de (3.12) e (3.14) as matrizes que compõem o espaço de estados podem ser visualizadas abaixo:

$$\begin{aligned} A_{UPS} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{LFL}}{L_{FL}} & -\frac{1}{L_{FL}} \\ \frac{1}{C_{FL}} & -\frac{Y_0}{C_{FL}} \end{bmatrix}, B_{UPS} = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_{FL}} \\ 0 \end{bmatrix}, E_{UPS} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_{FL}} \end{bmatrix}, \\ C_{UPS} &= [0 \quad 1] \end{aligned} \quad (3.16)$$

Com isto obtém-se uma matriz A dependente de uma admitância Y_0 e dos parâmetros do filtro de linha. Os valores para o indutor e o capacitor foram escolhidos com base no sistema UPS real disponível para a realização dos testes práticos, que futuramente serão realizados.

- Resistência parasita do indutor $R_{LFL} = 0,015 \Omega$;
- Indutância $L_{FL} = 1 \text{ mH}$;
- Capacitância $C_{FL} = 300 \mu\text{F}$.

3.2 MODELO DO CONTROLADOR RESSONANTE

Seguindo o princípio do modelo interno, para o seguimento de um sinal de referência e rejeição de um sinal de perturbação com a forma de onda senoidal é necessário incluir o modo descrito por (3.21) no caminho direto da malha de controle.

$$C(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + \omega^2} \quad (3.17)$$

Assim, para a construção do controlador serão utilizados blocos similares ao descrito por (3.21), com a frequência (ω) dos modos definida a partir da frequência fundamental e das múltiplas da frequência fundamental. Será utilizada uma realimentação de estados para que o sistema apresente um desempenho transitório satisfatório. O sistema pode ser representado através de variáveis de estados, como descrito a seguir:

$$A_{CR} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, B_{CR} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_{CR} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_{CR}(t) &= A_{CR}x_{CR}(t) + B_{CR}u_{CR}(t) \\ y_{CR}(t) &= C_{CR}x_{CR}(t) \end{aligned} \quad (3.19)$$

O vetor x_{CR} é o vetor de estados, o vetor u_{CR} é o vetor de entrada do controlador e o vetor y_{CR} é o vetor de saída do controlador.

Considerando o controlador inserido em uma malha com o modelo do inversor desenvolvido anteriormente, a realimentação do sistema descrita por (3.20) será dada por:

$$u_{CR} = e(t), e(t) = V_{REF}(t) - V_{CFL}(t). \quad (3.20)$$

O conjunto de Equações (3.20) define que o sinal de entrada do controlador u_{RC} será igual à diferença entre o sinal de referência V_{REF} e o valor da tensão no capacitor do filtro de linha do inversor, que é o mesmo valor da tensão disponível para o consumo da carga. Esta representação une as variáveis de estado do inversor e as variáveis de estado controlador, gerando a representação de estados aumentada definida em (3.21). A letra “a” presente no índice das matrizes indica a representação aumentada.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{aRES}(t) &= A_{aRES}x_{aRES}(t) + B_{aRES}u(t) + E_{aRES}w_{aRES}(t) \\ y_{aRES}(t) &= C_{aRES}x_{aRES}(t) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Portanto, o vetor $x_{aRES} = [i_{LFL} \quad V_{CFL} \quad x_{CR1} \quad x_{CR2}]^T$ é o vetor de estados aumentado, $w_a = [V_{REF} \quad i_{NL}]$ é o vetor da perturbação aumentado, y_a é o vetor das variáveis de interesse aumentado, C_a é igual a $[0 \quad 1 \quad 0 \quad 0]$ e

$$A_{aRES} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LFL}}{L_{FL}} & -\frac{1}{L_{FL}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{FL}} & -\frac{Y_0}{C_{FL}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, B_{aRES} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{FL}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, E_{aRES} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{FL}} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Para garantir a estabilidade e os critérios de desempenho do sistema é realizada a realimentação de estado descrita por (3.22):

$$\begin{aligned} u(t) &= k_0 i_{LFL}(t) + k_1 e(t) + k_2 x_{CR1}(t) + k_3 x_{CR2}(t) \\ &= K x_a(t) + k_1 V_{REF}(t) \\ K &= [k_0 \quad -k_1 \quad k_2 \quad k_3] \end{aligned} \quad (3.23)$$

Os parâmetros chamados de K são os ganhos que serão determinados para que o sistema UPS apresente o comportamento desejado. Aplicando a realimentação ao sistema definido em (3.21) o sistema fica disposto da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) &= (A_a + B_a K)x_a(t) + E_R w_a(t) \\ y_a(t) &= C_R x_a(t) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Assim as matrizes do sistema ficam definidas por

$$(A_a + B_a K) = A_R = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LFL} + k_0}{L_{FL}} & \frac{-1 - k_1}{L_{FL}} & \frac{k_2}{L_{FL}} & \frac{k_3}{L_{FL}} \\ \frac{1}{C_{FL}} & -\frac{Y_0}{C_{FL}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

$$E_R = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{L_{FL}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{FL}} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ e } C_R = C_a.$$

Como esse desenvolvimento foi realizado para apenas um modo ressonante, é possível perceber que a inserção de cada modo resulta num aumento em duas equações para o modelo aumentado e realimentado por estados. Neste trabalho serão estudados os efeitos de controladores quando submetidos a perturbações de carga provocadas pela inserção de retificadores monofásica capacitivos. Se a forma de onda consumida pela carga (Figura 3) for decomposta utilizando uma série trigonométrica de Fourier, será possível observar que as componentes harmônicas que compõem o sinal são a componente fundamental e as suas múltiplas ímpares, um exemplo dos múltiplos modos inseridos em paralelo pode ser visualizado na Figura 15. Assim será interessante que o controlador ressonante possua estes modos para que seja possível rejeitar estas perturbações decorrentes da carga e seguir a referência com erro nulo.

O número de modos inseridos no sistema influencia diretamente o THD da forma de onda da tensão de saída, pois o sistema será capaz de rejeitar somente as frequências dos modos contidos em seu modelo. Porém a inserção de modos provoca um aumento no número de equações contidas no modelo e um aumento no número de pólos do sistema. Com um número elevado de pólos os ganhos necessários para realocá-los para as posições necessárias para uma boa resposta transitória aumentam. Com ganhos elevados o controlador pode atingir a saturação do atuador e o desempenho do sistema é degradado.

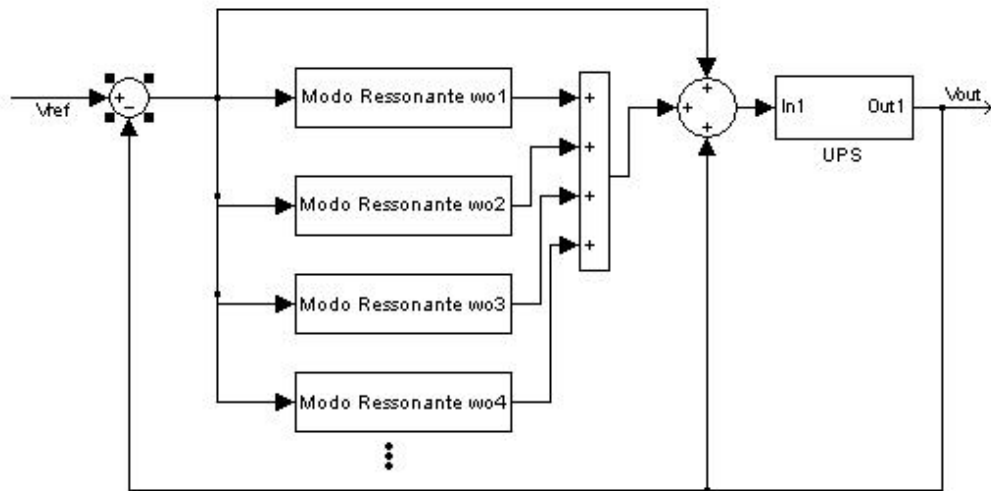


Figura 15 Modos ressonantes conectados

3.3 MODELO DO CONTROLADOR REPETITIVO

O controlador repetitivo utilizado neste trabalho apresenta a função de transferência definida abaixo:

$$G(s) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_{PB}}{s + \omega_{PB}} e^{-sT}} \quad (3.26)$$

Para utilizar esta função de transferência, foi utilizada a seguinte representação por variáveis de estado, sendo $x_{REP}(t)$ a variável de estado do sistema:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{REP} &= -\omega_{PB} x_{REP}(t) + \omega_{PB} x_{REP}(t-T) + x_{REP} e(t-T) \\ y_{REP} &= x_{REP}(t) + e(t) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Para obter o modelo aumentado no espaço de estados, é necessário considerar o estado $x_{aREP}(t)$ no vetor dos estados do sistema. Assim o vetor reescrito é igual a

$$x_{aREP} = \begin{bmatrix} i_{FL} \\ V_{CFL} \\ x_{REP} \end{bmatrix}.$$

Com este vetor é possível chegar ao sistema aumentado descrito pela Equação (3.28).

$$\begin{aligned} x_{aREP}(t) &= A_{aREP} x_{aREP}(t) + A_{dREP} x_{aREP}(t-T) + B_{aREP} u(t) + E_{aREP} d(t) \\ d(t) &= \begin{bmatrix} r(t-T)^T & r(t)^T & w(t)^T \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (3.28)$$

Sendo que as matrizes que compõem o sistema descrito pela Equação (3.28) são demonstradas abaixo,

$$A_{aREP} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LFL}}{L_{FL}} & -\frac{1}{L_{FL}} & 0 \\ \frac{1}{C_{FL}} & -\frac{Y_0}{C_{FL}} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_{REP} \end{bmatrix}, \quad B_{aREP} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{FL}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E_{aREP} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{FL}} \\ \omega_{REP} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Para que o sistema atenda os pré-requisitos determinados de desempenho e apresente comportamento estável, foi utilizada uma realimentação de estados definida pela Equação (3.29).

$$\begin{aligned} u(t) &= K_{REP} x_{aREP}(t) \\ K_{REP} &= [k_1 \quad (k_2 - k_3) \quad k_3] \end{aligned} \quad (3.29)$$

Com a realimentação de estados o sistema passa a ser definido pela Equação (3.30).

$$\dot{x}_{aREP}(t) = (A_{aREP} + B_{aREP} K) x_{aREP}(t) + A_{dREP} x_{aREP}(t-T) + E_{dREP} d(t) \quad (3.30)$$

A matriz E_{dREP} depende do ganho k_3 , como demonstrado abaixo.

$$E_{dREP} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_{PWM} k_3}{L_{FL}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{FL}} \\ \omega_{REP} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A Figura 16 apresenta um diagrama de blocos da topologia utilizada para o controlador, o sistema e a realimentação de estados.

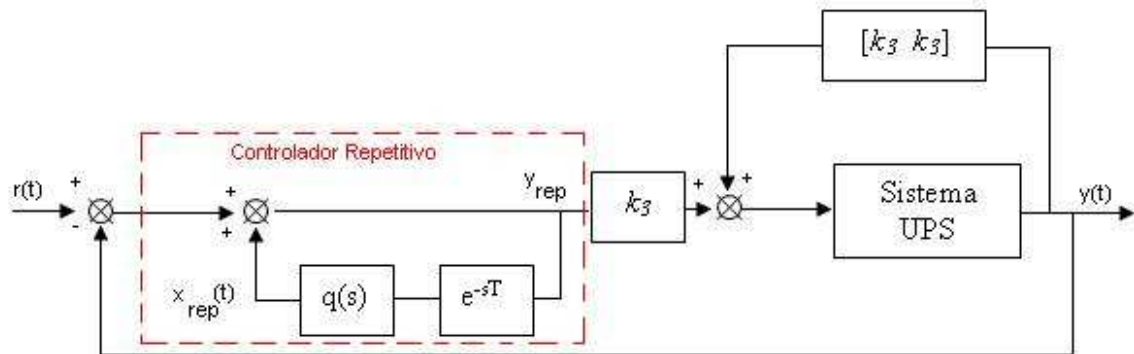


Figura 16 Topologia do controlador repetitivo utilizado no trabalho

3.4 CÁLCULO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES

Para a obtenção dos ganhos utilizados nas realimentações de estados do controlador repetitivo e do controlador ressonante foram escritas restrições acerca da estabilidade e do desempenho do sistema. Estas restrições foram escritas através de desigualdades matriciais lineares (LMI – *Linear Matrix Inequalities*), nas quais as variáveis de decisão aparecem como matrizes lineares. O conjunto de restrições é resolvido, então, através de métodos numéricos com o auxílio de pacotes computacionais dedicados. Neste trabalho foi utilizado como *Parser* o pacote *Yalmip* e como *solver* o pacote SPDT3. O *Parser* é o pacote responsável por traduzir a formulação LMI utilizada pela maioria dos problemas de restrição para a formulação matemática utilizada pelos *solvers*. O *solver* fica responsável, portanto, pela resolução numérica do problema apresentado. O objetivo do cálculo dos ganhos dos controladores é determinar o vetor de ganhos K que será capaz de alocar os pólos em malha fechada em uma região previamente determinada, para toda a admitância Y_0 prevista no intervalo definido pela Equação (3.4).

3.4.1 Descrição das Restrições LMI para o Controlador Ressonante

A formulação LMI para o controlador ressonante baseia-se em três parâmetros para a determinação das restrições a serem resolvidas:

- Garantir que o sistema definido por $\dot{x}_{aRES}(t) = A_{aRES}x_{aRES}(t)$ seja assintoticamente estável para toda admitância Y_0 , definida pelo intervalo da Equação (3.4).
- Encontrar um limite superior ótimo γ do ganho do operador linear entre os sinais de entrada e saída do sistema. Isto é equivalente ao descrito pela Equação (3.31), sendo T igual ao período do sinal de referência.

$$\|G(s)_{w_a, y_a}\|_{\infty, [0, T]} = \sup_{0 \neq w, Y_0 \in \Delta} \frac{\|y_a(t)\|_{2, [0, T]}}{\|w_a(t)\|_{2, [0, T]}} \leq \gamma \quad (3.31)$$

- Alocar os pólos do sistema em malha fechada em uma região D_α do plano complexo, tal que a região definida por D_α compreenda valores de s , cuja parte real seja negativa e menor do que -200 .
- Alocar os pólos em uma região D_0 , tal que os pólos estejam dentro de um semi-círculo de raio igual a 6000, centrado na origem do plano complexo.

A Figura 17 mostra um exemplo dos pólos realocados para cada valor de Y_0 definido pelo intervalo $Y_0 \in \Delta$ (variando 0.002 de um controlador ressonante com modos múltiplos ímpares até a 15ª harmônica inseridos). É possível visualizar em verde o semi-círculo definido pela região D_0 e a reta definida pela região D_α . Os ganhos obtidos podem ser visualizados na tabela 17.

	$C \omega_0$	$C \omega_3$	$C \omega_5$	$C \omega_7$	$C \omega_9$	$C \omega_{11}$	$C \omega_0$	$C \omega_{15}$
K1	-9,11	-9,34	-9,55	-10,72	-11,34	-11,61	-11,87	-12,16
K2	-9,11	-1,03E+04	-11,40	-12,67	-13,83	-1,48E+04	-15,95	-17,10
K3	5,47E+03	6,74E+03	7,68E+03	6,08E+03	5,74E+03	5,50E+06	5,22E+03	4,93E+03
K4	7,99E+05	3,69E+05	2,04E+05	-1,16E+04	-8,14E+04	-1,16E+08	-1,35E+05	-1,45E+05
K5	-	5,15E+03	7,28E+03	6,06E+03	5,78E+03	5,51E+03	5,21E+03	4,88E+03
K6	-	3,79E+06	2,11E+06	-2,05E+04	-6,91E+05	-1,02E+06	-1,21E+06	-1,31E+06
K7	-	-	5,42E+03	5,99E+03	5,89E+03	5,57E+03	5,19E+03	4,80E+03
K8	-	-	7,44E+06	6,04E+05	-1,63E+06	-2,74E+06	-3,34E+06	-3,64E+06
K9	-	-	-	5,28E+03	6,06E+03	5,71E+03	5,20E+03	4,70E+03
K10	-	-	-	4,46E+06	-1,87E+06	-4,92E+06	-6,44E+06	-7,16E+06
K11	-	-	-	-	5,82E+03	6,00E+03	5,32E+03	4,61E+03
K12	-	-	-	-	2,52E+06	-6,38E+06	-1,02E+07	-1,19E+07
K13	-	-	-	-	-	6,17E+03	5,67E+03	4,60E+03
K14	-	-	-	-	-	-2,02E+06	-1,36E+07	-1,77E+07
K15	-	-	-	-	-	-	6,31E+03	4,88E+03
K16	-	-	-	-	-	-	-1,06E+07	-2,40E+07
K17	-	-	-	-	-	-	-	5,98E+03
K18	-	-	-	-	-	-	-	-2,56E+07

Tabela 2 Ganhos do controlador ressonante

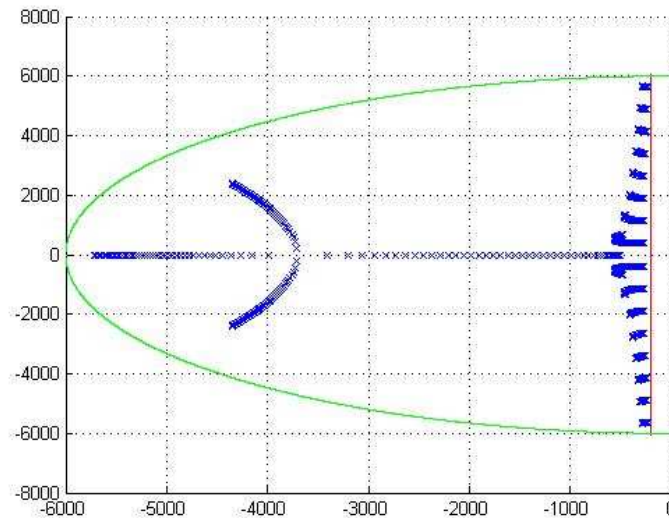


Figura 17 Pólos do controlador ressonante realocados

3.4.2 Descrição das Restrições LMI para o Controlador Repetitivo

A formulação LMI para o controlador repetitivo leva em consideração dois aspectos:

- Garantir estabilidade assintótica para o sistema realimentado com otimização do sinal de controle.

- Garantia de uma taxa de decaimento inferior a β , definido no presente trabalho sendo igual a 200.

Esta taxa de decaimento faz-se necessária em razão do desempenho dinâmico do controlador repetitivo. Este controlador deve ser capaz de eliminar as perturbações periódicas causadas pela carga. O vetor de ganhos obtidos pode ser visualizado abaixo para um ω_{PB} igual a 1000 rad/s.

- $K_1 = -812$
- $K_2 = -11,60E+03$
- $K_3 = -11,45E+03$

4 ENSAIOS E RESULTADOS

Para realizar o estudo de comparação entre os dois algoritmos de controle propostos neste Capítulo serão apresentados os resultados obtidos através do processo de co-simulação computacional. Primeiramente, será apresentado o sistema de controle com os dados do sistema real que inspirou a simulação. Após, serão apresentados os controladores ressonante e repetitivo, com os respectivos ganhos utilizados. Também serão descritas as cargas utilizadas nos ensaios com os valores dos componentes utilizados. Por fim, os resultados serão apresentados e analisados.

4.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA UTILIZADO NOS ENSAIOS

4.1.1 Descrição do Sistema UPS

O sistema UPS modelado no Capítulo 3 é baseado na topologia *online* de dupla conversão. Esta topologia faz com que a carga esteja totalmente isolada da rede, contribuindo para a proteção e a garantia de um suprimento de potência seguro ao sistema. A primeira etapa de conversão é um circuito retificador monofásico capacitivo, que serve para alimentar o barramento CC do circuito (também chamado de *Link*). A partir desta tensão CC, outra conversão é realizada através do chaveamento de transistores IGBT. Por fim, a tensão de saída passa por um filtro que elimina o conteúdo harmônico elevado da tensão de saída provocado pelo chaveamento dos transistores, deixando a forma de onda disponível para a carga no formato senoidal, similar ao encontrado na rede elétrica. Os parâmetros utilizados para alimentar o modelo são inspirados nos valores existentes em um sistema UPS que está disponível para testes. Para os efeitos deste trabalho a potência real nominal do equipamento será de 2,433 kW e o fator de potência do equipamento é de 0,7. Estes parâmetros são

apresentados na tabela 3. Estes valores foram utilizados para todos os testes realizados durante o trabalho e não foram modificados, mesmo quando a carga aplicada foi alterada.

Descrição	Variável	Valor
Tensão de Saída	V_{OUT}	110 Volts
Tensão do barramento CC	V_{cc}	530 Volts
Frequência de Chaveamento	f_c	21.600 Hertz
Indutância do Filtro de Linha ()	L_{FL}	1 mH
Capacitância do Filtro de Linha ()	C_{FL}	$50 \mu F$
Capacitância do barramento CC	$C_1=C_2$	$6600 \mu F$

Tabela 3 Descrição dos componentes utilizados no modelo

4.1.2 Descrição dos Ensaio Propostos

Para comparar os dois algoritmos de controle foram realizadas simulações para medir o desempenho estático e o desempenho dinâmico dos sistemas. O desempenho estático dos sistemas pode ser verificado nas operações em regime dos sistemas operando a vazio e com a carga nominal. No desempenho estático será observada a regulação dos sistemas, ou seja, a diferença entre os valores de tensão de saída RMS operando a vazio e com carga nominal. As topologias das cargas utilizadas para avaliar os sistemas durante sua operação nominal podem ser visualizadas na Figura 18.

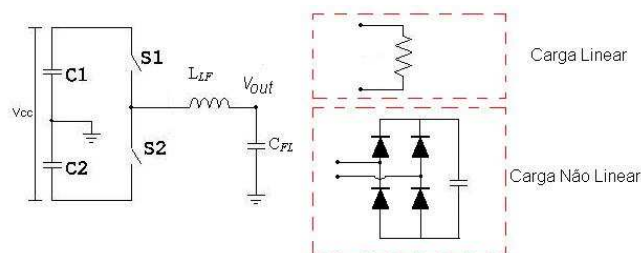


Figura 18 Topologia das cargas aplicadas no sistema

O desempenho dinâmico é avaliado nos transitórios de carga. Para avaliar o desempenho durante estes transitórios serão aplicados degraus de cargas lineares nos sistemas. As cargas não-lineares utilizadas neste trabalho (como o retificador monofásico capacitivo) ao serem introduzidas drenam uma corrente elevada da alimentação, que é observada apenas durante a carga do capacitor. Esta característica pode danificar o sistema real e, no caso da simulação realizada no trabalho, levar o sinal de controle a saturação prejudicando o desempenho do sistema. Nestes ensaios serão observados o comportamento da tensão de saída RMS e o tempo de recuperação dos sistemas. Neste trabalho a faixa de tolerância para a definição de tempo de retorno é de $\pm 1\%$ da tensão de referência. A distorção harmônica dos sinais de saída dos sistemas também será verificada, mas com o sistema operando em regime. Os valores dos componentes utilizados nas cargas das simulações estão dispostos na tabela 4. Estes valores foram inspirados nas normas citadas no Capítulo 2.

Descrição	Variável	Valor
Resistência da Carga Linear	R_L	5Ω
Resistência da Carga Não Linear	R_{NL}	$7,89 \Omega$
Capacitor da Carga Não Linear	C_{NL}	$15,8 \mu F$

Tabela 4 Descrição das cargas utilizadas nos ensaios

4.1.3 Método de Co-simulação

Para obter os dados necessários para efetuar o estudo de comparação entre os dois controladores foi utilizado o processo de co-simulação entre dois *softwares*: o *Matlab/Simulink*[®] e o *PSIM*[®]. Este processo de co-simulação faz com que os dois programas operem em conjuntos através de um módulo chamado de *SimCoupler*, fornecido pelo próprio

PSIM[®]. Este módulo faz com que os dois programas escrevam os dados caracterizados como entradas e saídas em um arquivo com a extensão do tipo *.cct, possibilitando que os passos numéricos possam ser calculados em cada programa separadamente. Deste modo foi possível contar com todos os blocos e funções matemáticas disponíveis no *Matlab/Simulink*[®] e ao mesmo tempo contar com os modelos dos componentes elétricos e eletrônicos contidos no *PSIM*[®].

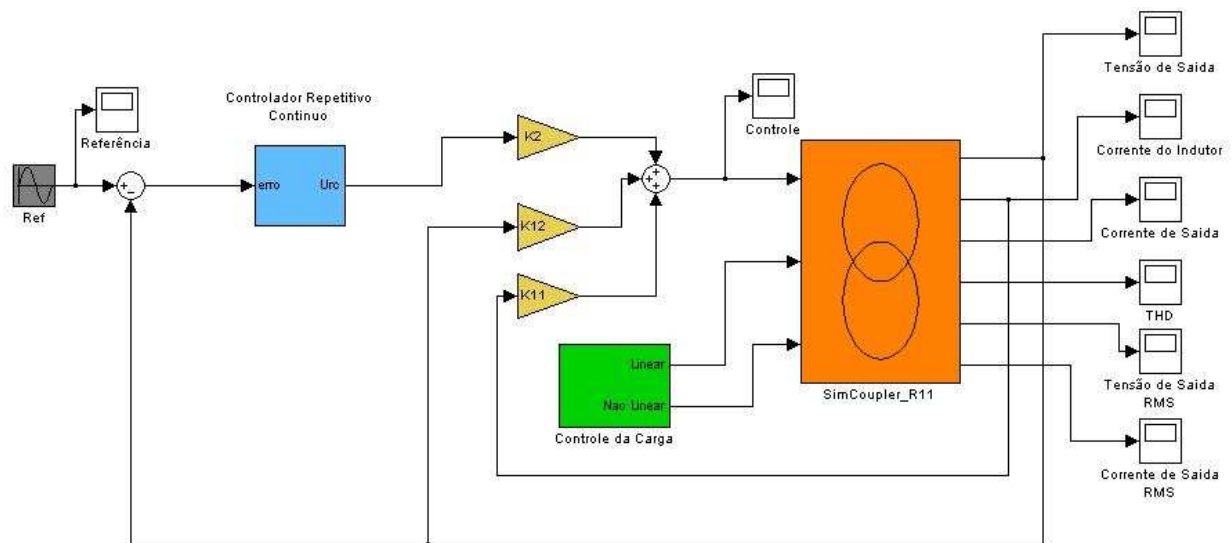


Figura 19 Diagrama do circuito de controle utilizado no *Matlab/Simulink*[®]

O *Matlab/Simulink*[®] foi utilizado para obter as matrizes dos modelos, os ganhos dos controladores e o circuito de controle. Na Figura 19 é mostrado o diagrama de blocos utilizado para o circuito de controle. No bloco azul estão descritas as equações responsáveis pela lei de controle, no bloco verde é definido qual o tipo de carga a ser utilizado (carga linear, ou não linear) e o tempo do acionamento desejado. Nos blocos em amarelo são inseridos os ganhos da realimentação de estados. O bloco laranja é responsável pela interligação entre os dois programas e do bloco cinza vem o sinal de referência utilizado pelo controlador.

O programa *PSIM*[®] foi utilizado para simular o comportamento dos componentes elétricos e eletrônicos (transistores IGBT, filtro de linha, componentes de carga, capacitores do barramento CC). A Figura 20 ilustra o diagrama utilizado neste trabalho. O bloco caracterizado pela cor verde simula a alimentação trifásica do sistema e a ponte retificadora de entrada, que realiza a primeira conversão do equipamento. O bloco laranja simula os capacitores do barramento CC. O bloco amarelo sinaliza os elementos responsáveis pelo sinal de controle. Dentro deste bloco é possível observar o gerador da onda triangular, o sinal de controle que vem do *Matlab/Simulink*[®] e o comparador. Também é possível observar um circuito inversor que serve para assegurar que enquanto um transistor está acionado, o outro está cortado, evitando o curto-circuito dos capacitores do barramento CC. No bloco azul são encontrados o indutor com sua resistência parasita e o capacitor do filtro de linha. No bloco de cor roxa é encontrado o resistor (carga linear nominal), enquanto no bloco de cor cinza é encontrado o retificador monofásico capacitivo (carga não linear). Os dois blocos responsáveis pela carga ainda contam com seus circuitos de acionamento.

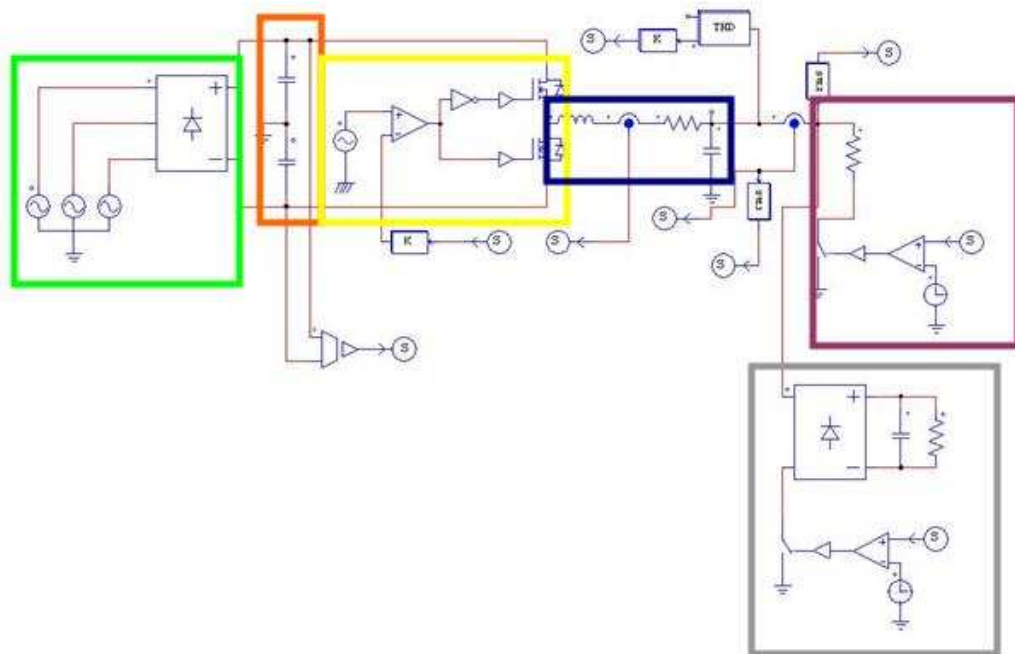


Figura 20 Diagrama do circuito eletrônico utilizado no *PSIM*[®]

4.2 RESULTADOS DO CONTROLADOR RESSONANTE

4.2.1 Desempenho com Cargas Lineares

Para avaliar o desempenho com cargas lineares do sistema foram realizadas simulações com degraus aditivos de carga, isto é, a carga a partir de um dado momento é inserida no sistema. Cada ensaio foi realizado com um determinado número de modos ressonantes inseridos no sistema, sendo que o primeiro foi realizado apenas com o modo localizado na frequência fundamental e o último foi realizado com os modos da fundamental e seus múltiplos ímpares até a 15ª Harmônica. As curvas foram obtidas e o desempenho dos sistemas foi analisado. Na Figura 21 são mostradas as formas de onda referentes ao controlador ressonante com todos os modos propostos inseridos.

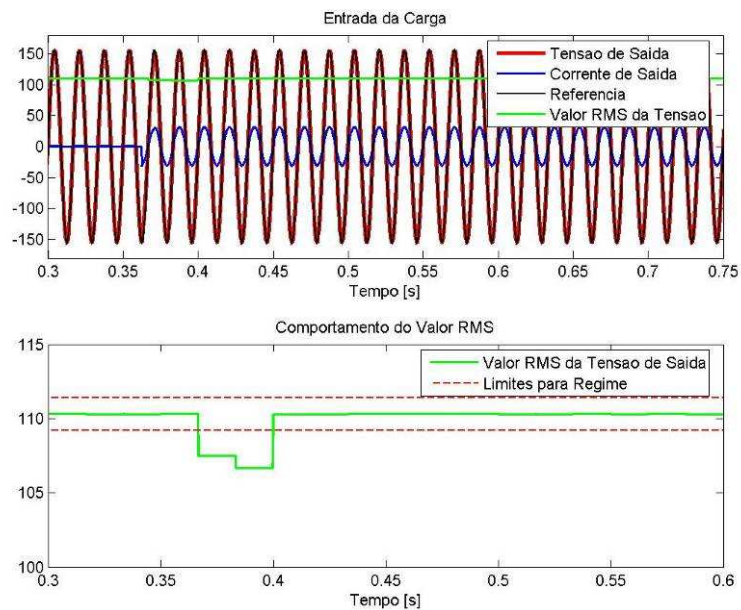


Figura 21 Formas de onda do controlador ressonante com carga linear $C_{\omega 15}$

Nestes ensaios o comportamento dos controladores com diferentes modos inseridos foi bastante parecido. A tabela xx mostra a comparação entre o controlador com apenas um modo

na frequência fundamental ($C_{\omega 0}$) e com todos os modos propostos inseridos ($C_{\omega 15}$). Analisando a tabela 5 é possível observar que a inserção dos modos não altera significativamente o comportamento do sistema controlado por um controlador ressonante. Portanto é possível afirmar que os modos de um controlador ressonante não alteram a resposta dinâmica do sistema, quando cargas lineares com valor nominal do equipamento são aplicadas. Isto pode ser explicado porque a corrente drenada de uma carga linear está sempre em fase com a sua tensão e apresenta um conteúdo harmônico baixo, sendo formada quase totalmente por sua componente fundamental. Este conteúdo harmônico vem do chaveamento dos transistores e já passou pelo filtro de linha localizado na saída do inversor. Por este motivo é observado um THD inferior a 1. Deste modo os modos ressonantes com frequência diferentes da fundamental acabam não entrando em funcionamento, pois na corrente da carga quase não existem harmônicas localizadas nas suas frequências de ressonância, sendo que a inserção destes modos torna-se desnecessária para este tipo de carga.

	THD	Desvio (%)	Erro em Regime (%)	Tempo de recuperação
$C_{\omega 0}$	0,64	2,42	0,01	2,25 ciclos de rede
$C_{\omega 15}$	0,87	3,3	0,016	2,25 ciclos de rede

Tabela 5 Desempenho dinâmico do controlador ressonante

É importante salientar que nestes ensaios o sinal de controle manteve-se sempre dentro da faixa definida pelo saturador. Ou seja, o controlador não operou em regime de saturação em nenhum momento.

4.2.2 Desempenho com Cargas Não-lineares

Para verificar uma mudança no desempenho foram, então, utilizadas cargas não-lineares, como as especificadas pela seção 4.1.2. Os controladores com um número diferente de modos contidos em seus modelos foram submetidos a degraus aditivos de carga não linear. As formas de onda do sinal de referência, do sinal de saída e do THD de alguns controladores podem ser visualizadas nas Figuras 22 e 23. Na tabela 6, os dados coletados dos ensaios de todos os controladores podem ser observados.

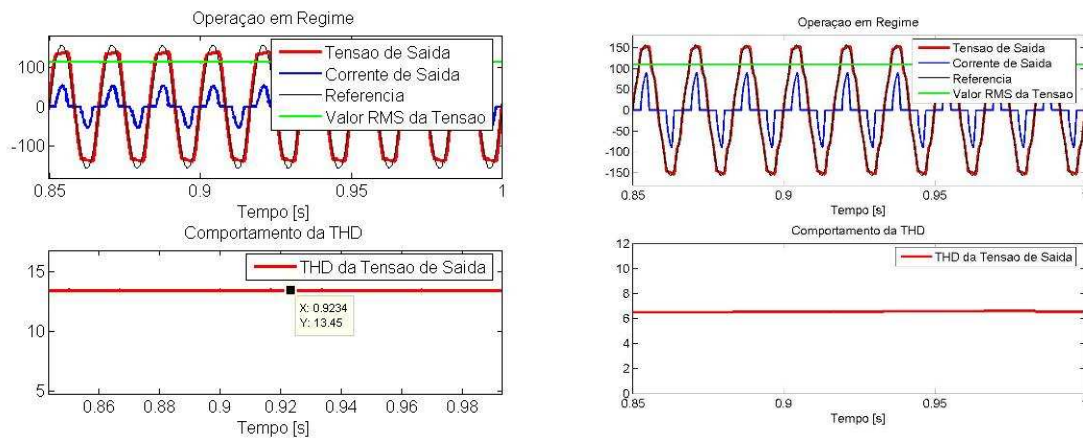


Figura 22 Formas de onda do controlador ressonante $C_{\omega 0}$ e $C_{\omega 5}$ com carga não linear

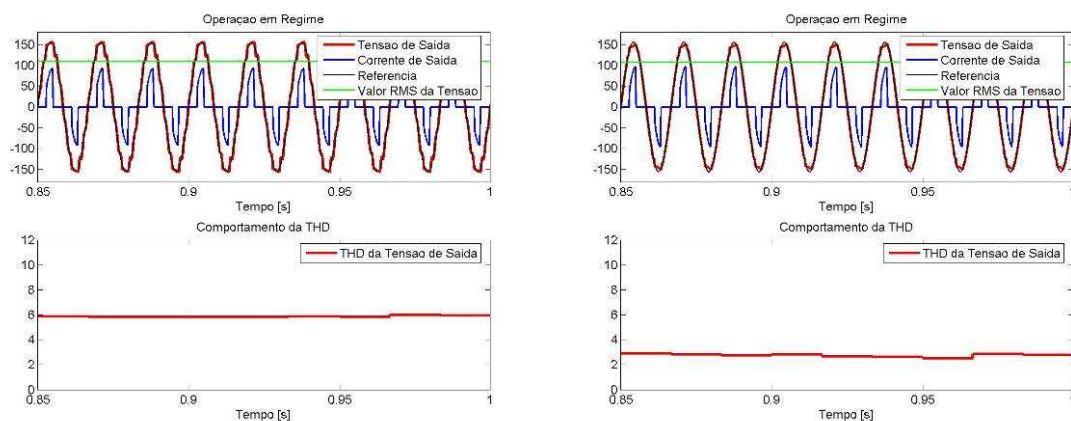


Figura 23 Formas de onda do controlador ressonante $C_{\omega 9}$ e $C_{\omega 15}$ com carga não linear

É possível observar que à medida que os modos são inseridos o THD da tensão de saída fornecida para a carga tende a diminuir. Isto acontece, pois a cada modo inserido o controlador torna-se apto a rejeitar a perturbação com a mesma frequência do modo inserido.

Porém a inserção de modos no controlador traz um problema, os ganhos necessários para realocar os pólos para que o modelo aumentado (modelo UPS mais modelo controlador) atenda as especificações de projeto tornam-se muito grande. A partir da inserção do 5º quinto modo ressonante (modo com frequência de ressonância igual a 5 vezes a frequência fundamental) o controlador começa a apresentar a saturação do sinal de controle. Os elevados ganhos e a saturação, portanto são claros sinais de desvantagem dos controladores ressonantes. É necessário provar que o sistema mesmo apresentando saturação em seu sinal de controle seja estável para quaisquer associações de carga utilizadas.

	THD	Desvio (%)	Erro em Regime (%)	Tempo de Recuperação
$C_{\omega 0}$	13,48	1,63	0,9	5 ciclos de rede
$C_{\omega 3}$	8,67	2,99	0,36	5 ciclos de rede
$C_{\omega 5}$	6,55	3,35	0,2	6 ciclos de rede
$C_{\omega 7}$	5,86	4,11	0,16	9 ciclos de rede
$C_{\omega 9}$	5,95	4,53	0,16	7 ciclos de rede
$C_{\omega 11}$	4,69	4,80	1,23	6 ciclos*
$C_{\omega 13}$	4,03	5,03	1,56	6 ciclos*
$C_{\omega 15}$	2,88	5,28	1,76	6 ciclos*

Tabela 6 Resultados das simulações para controlador ressonante e carga não linear

Outro problema surge com relação ao tempo de resposta do controlador, quando cargas não-lineares são aplicadas. A inserção de modos no controlador acaba tornando o sistema mais lento, os tempos de recuperação do sistema observados na tabela 6 crescem, quando modos ressonantes são inseridos no sistema. Sendo que para os controladores $C_{\omega 11}$,

$C_{\omega 13}$, $C_{\omega 15}$ o controlador não conseguiu retornar a faixa de tolerância definida como $\pm 1\%$. Estes controladores estão indicados pelo asterisco. E seus tempos de recuperação estão medidos em relação a uma faixa de tolerância de $\pm 2\%$.

4.3 RESULTADOS DO CONTROLADOR REPETITIVO

4.3.1 Desempenho com Cargas Lineares

Os ensaios realizados com o controlador ressonante agora serão aplicados no controlador repetitivo para estabelecer uma boa base de comparação. O controlador repetitivo utilizado neste trabalho apresenta valor da frequência de corte do filtro passa-baixa utilizado no modelo igual a 1000 rad/s ($\omega_{PB}=1000$ rad/s). Este valor foi escolhido pelo fato do controlador ter apresentado um bom comportamento, tanto dinamicamente, quanto estaticamente. Como parte do ensaio, foram aplicados degraus de carga linear aditivos com o valor da potência nominal do sistema para avaliar o desempenho do controlador.

	THD	Desvio (%)	Erro em Regime (%)	Tempo de recuperação
C_{REP}	0,52	0,8	0,18	0 ciclos de rede

Tabela 7 Desempenho do controlador repetitivo com carga linear

O desempenho observado na simulação pode ser visualizado na tabela 7 e, na Figura 24, são mostradas as formas de onda colhidas dos ensaios. Observando a Figura 24 é possível observar que a entrada da carga nominal não consegue tirar o sistema da faixa de tolerância, portanto o sistema não apresenta tempo de recuperação. Analisando a tabela 7 percebe-se que o THD, como era de se esperar de uma carga linear também é muito baixo, pois a carga linear

não apresenta conteúdo harmônico. O controlador repetitivo teve um desempenho excelente, quando a carga linear com o valor nominal do sistema foi aplicada.

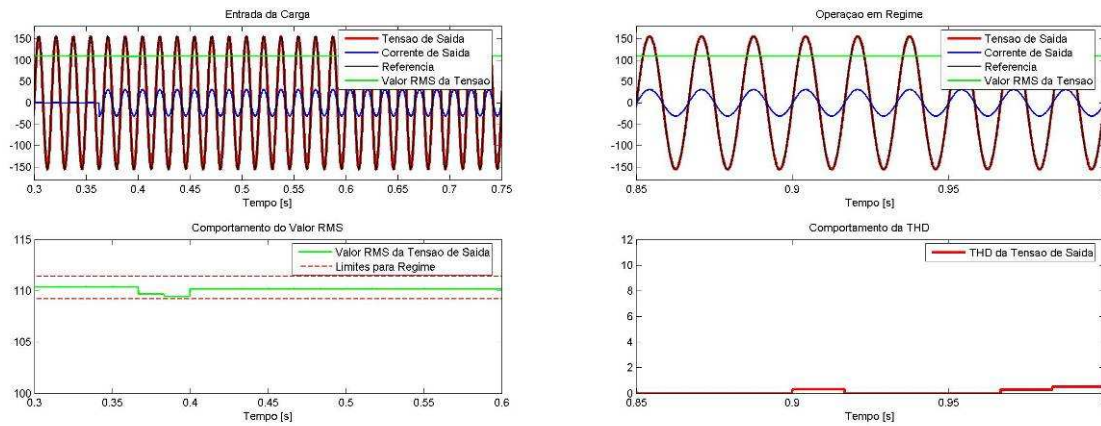


Figura 24 Formas de onda do controlador repetitivo com carga linear

4.3.2 Desempenho com Cargas Não-lineares

O ensaio com cargas não-lineares realizado com o controlador ressonante foi repetido com o controlador repetitivo. Degraus aditivos de carga não linear, como a especificada na subseção 4.1.2, foram conectados ao sistema durante a simulação. Na tabela 8, o desempenho do controlador repetitivo pode ser visualizado. Na Figura 25, as formas de onda da tensão referente ao ensaio podem ser observadas.

Consultando os dados obtidos é verificado que o controlador repetitivo obteve um resultado abaixo do que as normas citadas no Capítulo 2 exigem (IEC 62040 e IEE 944). O nível do THD da tensão de saída do sistema esteve abaixo de 5 e o tempo de recuperação foi igual a 4 ciclos de rede.

	THD	Desvio(%)	Erro em Regime (%)	Tempo de recuperação
C_{REP}	4,37	2,6	0,56	4 ciclos de rede

Tabela 8 Desempenho do controlador repetitivo com carga não linear

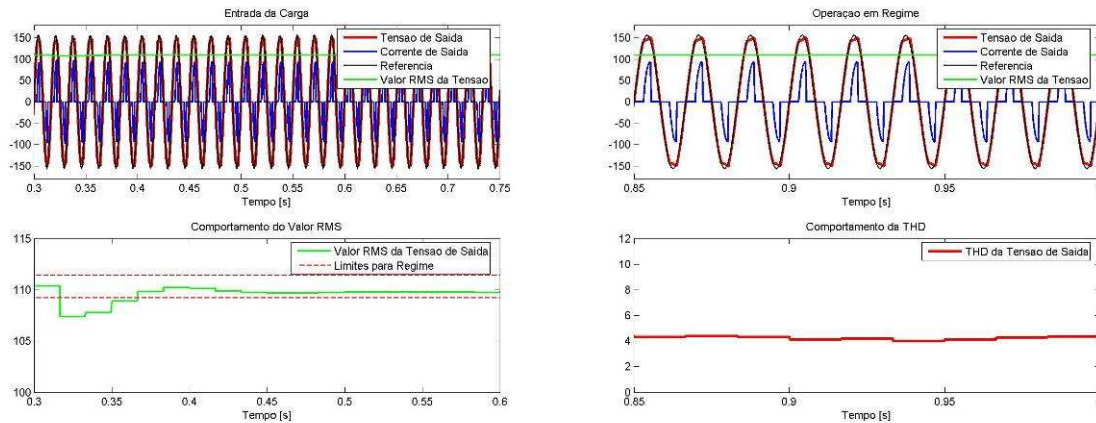


Figura 25 Formas de onda do controlador repetitivo com não carga linear

4.4 EFEITO DO BLOCO SATURADOR

Como o sistema real não possui um sinal de controle com excursão infinita, o que demandaria de uma disposição de energia infinita, foi utilizado nos ensaios um bloco saturador que limitasse o sinal de controle de saída. O bloco saturador foi definido com base na excursão máxima obtida através do barramento CC disposto no sistema real, ou seja, ± 250 Volts. Como mencionado na subseção anterior, o sinal de controle do controlador ressonante começa a demonstrar saturação a partir da inserção do 5º modo ressonante. A partir deste controlador os ganhos para a realocação dos pólos tornam-se muito grandes como exposto na tabela xx. Por outro lado o sinal de controle do controlador repetitivo também satura, quando cargas não-lineares são utilizadas.

A partir desta idéia foi proposto que o bloco saturador estivesse prejudicando o desempenho dos controladores com modos ressonantes superiores ao 5º modo e o desempenho do controlador repetitivo. Por este motivo foram realizados testes sem este bloco saturador. O desempenho obtido, no entanto, foi muito parecido com o desempenho obtido com o bloco saturador, sendo que alguns valores não sofreram alteração nenhuma (caso dos

tempos de recuperação), ou a alteração foi inferior a 1% (caso do THD). Vale lembrar que a norma IEEE 944 permite um erro de regime de $\pm 2\%$.

Portanto conclui-se que a adição do bloco saturador não apresentou influência sobre as respostas do controlador ressonante e do controlador repetitivo, tanto com cargas lineares, quanto com cargas não-lineares.

5 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Neste Capítulo serão traçadas conclusões e comparações a respeito dos controladores utilizados neste trabalho. Os resultados apresentados no Capítulo 4 servirão como base de argumentação para o estudo comparativo entre as duas topologias de controladores apresentados aplicados em sistemas UPS. Também serão apresentadas propostas para trabalho futuros a serem realizados dentro do tema proposto.

5.1 COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO

Analisando as tabelas 3, 4, 5 e 6 apresentadas no Capítulo 4 é possível perceber que o controlador repetitivo apresentou um melhor desempenho em relação ao controlador ressonante. As próximas subseções trataram especificamente dos resultados obtidos para os dois tipos de carga utilizados.

5.1.1 Comparação entre os Resultados Obtidos com Cargas Lineares

Os resultados obtidos com a aplicação de degraus aditivos de cargas lineares apontam o controlador repetitivo como melhor a escolha, como pode ser observado na tabela 9. O THD da tensão de saída e o erro de regime apresentado pelos dois sistemas foram inferiores a 1%. O único critério que pode estabelecer uma comparação eficaz para distinguir os resultados entre os controladores é o tempo de recuperação demonstrado. Enquanto o controlador ressonante, independente do número de modos inseridos, obteve um tempo de recuperação igual a 2,25 ciclos de rede, o controlador repetitivo sequer saiu da faixa de tolerância, quando a carga foi aplicada. Assim o desempenho obtido com cargas lineares com o controlador repetitivo foi superior ao obtido com o controlador ressonante.

	THD	Desvio(%)	Erro em Regime(%)	Tempo de recuperação
C_{REP}	0,52	0,8	0,18	0 ciclos de rede
$C_{RESSONANTE \ \omega 15}$	0,87	3,3	0,016	2,25 ciclos de rede

Tabela 9 Comparação entre os controladores com cargas lineares

5.1.2 Comparação entre os Resultados Obtidos com Cargas Não-lineares

Analisando o desempenho obtido com os ensaios realizados com cargas não-lineares é possível concluir que o controlador ressonante apresentado neste trabalho necessita de pelo menos 5 modos ressonantes nas frequências múltiplas ímpares da fundamental inseridos em seu modelo ($C_{\omega 0}, C_{\omega 3}, C_{\omega 5} \dots C_{\omega 11}$) para apresentar um THD menor do que o obtido com o controlador repetitivo. Na tabela 10, estes dados podem ser observados.

Quanto ao tempo de recuperação demonstrados pelos dois controladores, o algoritmo repetitivo apresentou tempo igual a 4 ciclos de rede, resultado inferior ao tempo apresentados por qualquer estrutura de controlador ressonante. O mesmo aconteceu com o erro de regime apresentado pelo controlador repetitivo que foi igual a 0,56%, inferior ao erro todas topologias de controlador ressonante utilizadas. O único parâmetro em que o controlador repetitivo apresentou valor acima de algum controlador ressonante foi o desvio, o repetitivo apresentou 2,6%, enquanto o controlador ressonante com 1 modo apenas apresentou 1,63%.

Analisando os resultados a escolha de um controlador ressonante ao invés de um controlador repetitivo, seria indica somente se fosse necessária uma tensão de saída com THD inferior a 4,37 e o erro de regime possa ser maior do que 1,76%. E o tempo de recuperação pudesse ser maior do que os 6 ciclos de rede exigidos pelo sistema.

	THD	Desvio(%)	Erro em Regime(%)	Tempo de Recuperação
$C_{\omega 0}$	13,48	1,63	0,9	5 ciclos de rede
$C_{\omega 3}$	8,67	2,99	0,36	5 ciclos de rede
$C_{\omega 5}$	6,55	3,35	0,2	6 ciclos de rede
$C_{\omega 7}$	5,86	4,11	0,16	9 ciclos de rede
$C_{\omega 9}$	5,95	4,53	0,16	7 ciclos de rede
$C_{\omega 11}$	4,69	4,80	1,23	6 ciclos*
$C_{\omega 13}$	4,03	5,03	1,56	6 ciclos*
$C_{\omega 15}$	2,88	5,28	1,76	6 ciclos*
C_{REP}	4,37	2,6	0,56	4 ciclos de rede

Tabela 10 Comparação entre os controladores com cargas não-lineares

Como o controlador repetitivo utilizado atende as especificações mais rígidas das normas citadas no Capítulo 2, o presente trabalho recomenda a sua utilização em relação ao controlador ressonante.

5.2 FUTUROS TRABALHOS

Como proposta para execução de trabalho futuros, é possível indicar:

- Estudar o desempenho das técnicas do controlador repetitivo e do controlador ressonante na presença de cargas com o comportamento diferente das utilizadas neste trabalho. Conversores do tipo *BUCK* e *BOOST* poderiam ser utilizados.
- Estudar porque o comportamento dos controladores não foi alterado, quando o sinal de controle foi limitado pelo bloco saturador.

- Verificar a possibilidade de reescrever as restrições LMI utilizadas para a obtenção dos ganhos do controlador ressonante para obter uma melhora no desempenho obtido com este algoritmo de controle.

6 REFERÊNCIAS

- OGATA, K. et al. *Engenharia de Controle Moderno*. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2003. 788 p. ISBN 978-85-87918-23-9.
- SLOTINE, J. –J. E; LI, W. *Applied Nonlinear Control*. New Jersey: Prentice Hall, 1991. 461 p. ISBN 0-13-040890.
- BAZANELLA, A. S.; GOMES DA SILVA, J. M. *Sistemas de Controle*, Porto Alegre: Editora UFRGS, 2005. 300p.
- WILLMANN, G. *Estudo e implementação de estratégias de controle aplicadas a fontes ininterruptas de energia*. 2004. 196 p. Tese (Mestrado em engenharia), Programa de Pós Graduação Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, 2004.
- BONAN, G. *Projeto de controladores repetitivos aplicados a sistemas ininterruptos de energia para seguimento assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos*. 2004. 107 p. Tese (Mestrado em engenharia), Programa de Pós Graduação Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, 2010.
- MANO, O. S. *Projeto de controladores ressonantes para sistemas ininterruptos de energia para seguimento assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos* 2010. 95 p. Tese (Mestrado em engenharia), Programa de Pós Graduação Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, 2010.

POWERSIM, *Tutorial on how to use the simcoupler module*. 2006. 14 p. Disponível no PSIM Software.

IEC. *IEC 62040-3: Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. Switzerland: IEC, 2004.

ANSI/IEEE. *IEEE Std 944-1986: IEEE Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations*. New York, IEEE, 1986.

ABNT. *NBR 15204: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Segurança e desempenho*. Rio de Janeiro, Brasil: ABNT, 2005.

APENDICE

FORMULAÇÃO LMI UTILIZADA NO PROGRAMA MATLAB/SIMULINK[®]

Formulação LMI para o controlador ressonante

```

w15=2*pi*f*15;

Rlin=5;

alfa=200;

R=6000;

YY0=1/Rlin;

Y0=[1/Z YY0];

L2=2*alfa;

M2=1;

L3=[-R 0; 0 -R];

M3=[0 1; 0 0];

A=[-Rlf/Lf -1/Lf; 1/Cf -YY0/Cf];

B=[1/Lf 0 ];

C=[0 1];

Ac15=[0 S-w15^2; 1 0];

Ar=[ Ac0  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  Ac3  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  zeros(2,2)  Ac5  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  Ac7  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  Ac9  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  Ac11  zeros(2,2)  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  Ac13  zeros(2,2);
      zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  zeros(2,2)  Ac15];

Br=[Bc; Bc; Bc; Bc; Bc; Bc; Bc; Bc; Bc];

Ad=[ A  zeros(2,16); -Br*C  Ar];

Bd=[1/Lf; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];

Bw=[ 0; -1/Cf; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0];

Cd=[0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];

```



```

F=set(Q>0) + ...
set(gama>0);
for i=1:2
    Ad(2,2)=-Y0(i)/Cf;
F = F + set(((Q*Ad'+Ad*Q+W'*Bd'+Bd*W) Bw (Cd*Q)';Bw' -gama 0; Cd*Q 0 -gama])<0) + ...
set((kron(L2,Q)+kron(M2,(Ad*Q+Bd*W))+kron(M2',(Ad*Q+Bd*W')))<1e-9) + ...
set((kron(L3,Q)+kron(M3,(Ad*Q+Bd*W))+kron(M3',(Ad*Q+Bd*W')))<1e-9);

```

Formulação LMI para o controlador repetitivo

```

WC=1000
alpha=120
At=[-(Rlf/Lf) -1/Lf;1/Cf 0];
Bt=[1/Lf;0];
Bd=[0;-1/Cf];
Ct=[0 1];
Hp1=[0 0;0 -YY0/Cf];
Ca=[1 0; 0 1];
D=[0 ; 0];
Ath=At+Hp1;
[n,m]=size(Bt);
[p,n]=size(Ct);
Ep=eye(n);
A=[At zeros(n,1);zeros(1,n) -wc];
B=[Bt;0];
Ad=[zeros(n,n+1);-wc*Ct wc];
H=[Hp1;zeros(1,n)];
E=[Ep zeros(n,1)];
[na,na]=size(A)

setlmis([])

W=lmivar(1,[na 1]);
S=lmivar(1,[na 1]);

```

```

Y=lmivar(2,[1 na]);
ni=lmivar(1,[1 1]);
eta=lmivar(1,[1 1]);
lmiest=newlmi
lmiterm([lmiest 1 1 W],A,1,'s')
lmiterm([lmiest 1 1 Y],B,1,'s')
lmiterm([lmiest 1 1 S],1,1)
lmiterm([lmiest 1 1 ni],H,H')
lmiterm([lmiest 1 1 W],2*alpha,1)
lmiterm([lmiest 1 2 W],exp(alpha*tau)*Ad,1)
lmiterm([lmiest 1 3 W],1,E')
lmiterm([lmiest 1 4 -Y],1,1)
lmiterm([lmiest 2 2 S],-1,1)
lmiterm([lmiest 3 3 ni],-1,1)
lmiterm([lmiest 4 4 eta],-1,1)
lmipos=newlmi
lmiterm([lmipos 1 1 W],-1,1)

lmisys=getlmis

no = decnbr(lmisys)
co = zeros(no,1)
for j=1:no,
    [etaj] = defcx(lmisys,j,eta)
    co(j) = etaj
end

[copt,xopt] = mincx(lmisys,co)

W_o=dec2mat(lmisys,xopt,W);
S_o=dec2mat(lmisys,xopt,S);
Y_o=dec2mat(lmisys,xopt,Y);
eta_o=dec2mat(lmisys,xopt,eta);

```