

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

CHARLES LORENZINI

**CONTROLADORES RESSONANTES-REPETITIVOS EM SISTEMAS
ININTERRUPTOS DE ENERGIA**

Porto Alegre

2013

CHARLES LORENZINI

**CONTROLADORES RESSONANTES-REPETITIVOS EM SISTEMAS
ININTERRUPTOS DE ENERGIA**

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre

2013

CHARLES LORENZINI

**CONTROLADORES RESSONANTES-REPETITIVOS EM SISTEMAS
ININTERRUPTOS DE ENERGIA**

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Aprovado em: 04/12/2013

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, UFRGS

Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica – São José dos Campos, Brasil

Prof. Dr. Marcelo Götz, UFRGS

Doutor pela Universität Paderborn – Paderborn, Alemanha

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner, UFRGS

Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

Dedico este trabalho aos meus pais, meus exemplos de vida, e também à minha irmã.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente meus pais, Antonino Lorenzini e Rosa Bernardete Lorenzini, por todo amor e apoio dedicados a mim durante toda a minha vida. E também à minha irmã Rafaela Lorenzini pela ajuda e pelo companheirismo.

Ao professor Luís Fernando Alves Pereira pela orientação, disponibilidade, conselhos e conhecimento transmitido.

Ao professor Jeferson Vieira Flores e também aos engenheiros Guilherme Bonan, Fábio Medeiros de Carvalho e Alessandro Schildt pelo esclarecimento de dúvidas e pelo apoio no projeto.

Finalmente, um grande agradecimento aos meus colegas de curso, amigos e às pessoas especiais que fizeram parte desse desafio que foi obter o diploma de engenheiro eletricista, pela amizade, solidariedade e principalmente pela paciência.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo da integração dos controladores ressonante e repetitivo aplicados aos sistemas ininterruptos de energia. Através da associação de dois compensadores baseados no princípio do modelo interno, busca-se verificar que o modo ressonante sintonizado na frequência fundamental atua no seguimento assintótico da referência e também na rápida resposta transitória. Também, procura-se mostrar que os modos do repetitivo são utilizados para rejeição de distúrbios periódicos inseridos por cargas não lineares. Um filtro complementar para evitar interposições nas frequências de resposta é colocado em série com o controlador repetitivo, assim, é possível mostrar que a nova estrutura assemelha-se à estratégia de múltiplos controladores ressonantes, porém com um menor conjunto de parâmetros a serem determinados. Após a obtenção do projeto de três controladores distintos: ressonante, repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo no domínio contínuo, são realizadas simulações computacionais do sistema de interesse mediante a co-simulação entre o *software Matlab/Simulink* com a aplicação *PSIM*. Em seguida, os controladores são discretizados e implementados utilizando o *Matlab/Simulink* em uma plataforma em tempo real baseada na placa de aquisição de dados *dSPACE DS1104*, para que seja possível a realização de experimentos em um processo real. Por fim, é avaliado o comportamento e desempenho das técnicas de controle através dos resultados práticos obtidos em um inversor comercial, que são comparados com as exigências das normas internacionais IEEE Std 944 e IEC 62040. Constatam-se bom desempenho estático e dinâmico dos três controladores e a rejeição aos distúrbios periódicos gerados pela carga não linear quando empregados os controladores repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo.

Palavras-chave: Sistemas ininterruptos de energia. Seguimento de referência senoidal. Rejeição de distúrbios periódicos. Controlador ressonante. Controlador repetitivo. Controlador paralelo ressonante-repetitivo.

ABSTRACT

This work presents the study of the integration of resonant and repetitive controllers applied to Uninterruptible Power Supplies. By combining two controllers based on the internal model principle, the aim is to verify that the resonant mode tuned to the fundamental frequency operates in the asymptotic reference tracking and also with fast transient response. This work also aims to show that the repetitive modes are used to reject periodic disturbances introduced by nonlinear loads. A complementary filter is placed in series with the repetitive controller to avoid interpositions in the response frequencies, thus allowing to show that the new structure resembles the multiple resonant controllers strategy, however with a smaller number of parameters to be determined. Once obtained the design of three distinct controllers: resonant, repetitive and parallel resonant-repetitive in the continuous domain, computer simulations of the system are performed by co-simulation between the softwares Matlab/Simulink and the PSIM application. Afterwards, the controllers are discretized and implemented using Matlab/Simulink in a real-time platform based on the data acquisition board dSPACE DS1104, in order to allow experiments execution in a real process. Finally, this work evaluates the behavior and the performance of the control techniques by practical results achieved in a commercial inverter, which are compared with the requirements of the international standards IEEE Std 944 and IEC 62040. Lastly, it is observed a good static and dynamic performance of the three controllers and also the rejection of periodic disturbances generated by the nonlinear load when employed the repetitive and parallel resonant-repetitive controllers.

Keywords: Uninterruptible power supplies. Sinusoidal reference tracking. Harmonic rejection. Resonant controller. Repetitive controller. Parallel-resonant-repetitive controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Carga não linear.	16
Figura 2 – Topologia de <i>Nobreak on-line</i> de dupla conversão.....	17
Figura 3 – Perfil de tolerância de tensão segundo IEEE Std 944.....	18
Figura 4 – Perfil 1 de Tolerância de Tensão IEC 62040.	19
Figura 5 – Perfil 2 de Tolerância de Tensão IEC 62040.	19
Figura 6 – Perfil 2 de Tolerância de Tensão IEC 62040.	19
Figura 7 – Modelo de carga não linear utilizada para testes.	21
Figura 8 – Sistema em malha fechada.	22
Figura 9 – Diagrama de Bode para a função $C_{RS}(s)$, onde $\omega_r = 377$ rad/s.....	23
Figura 10 – Configuração básica do controlador repetitivo.	25
Figura 11 – Polos no eixo imaginário do controlador repetitivo.....	26
Figura 12 – Estrutura do controlador repetitivo com filtro $Q(s)$	26
Figura 13 – Diagrama de Bode do controlador repetitivo com filtro passa-baixas.....	27
Figura 14 – Diagrama em blocos do controlador paralelo ressonante-repetitivo.....	28
Figura 15 – Diagrama do controlador paralelo ressonante-repetitivo utilizando filtro complementar.	29
Figura 16 – Circuito elétrico simplificado do <i>UPS</i> com carga.	30
Figura 17 – Diagrama em blocos do sistema em malha fechada para controlador ressonante e inversor.	36
Figura 18 – Diagrama em blocos do sistema em malha fechada para controlador repetitivo e inversor.	37
Figura 19 – Diagrama em blocos do sistema em malha fechada para controlador paralelo ressonante-repetitivo e inversor.....	38
Figura 20 – Diagrama em blocos do sistema de controle desenvolvido no <i>Simulink</i>	42
Figura 21 – Subsistema Controlador Ressonante.	42
Figura 22 – Subsistema Controlador Repetitivo.	43
Figura 23 – Subsistema do Controlador paralelo ressonante-repetitivo.....	43
Figura 24 – Esquemático do circuito do inversor gerado no <i>PSIM</i>	44
Figura 25 – Simulações da operação à vazio (a) e com carga linear (b) para sistema com controlador ressonante em regime permanente.	45
Figura 26 – Simulações da operação à vazio (a) e com carga linear (b) para sistema com controlador repetitivo em regime permanente.....	45
Figura 27 – Simulações da operação à vazio (a) e com carga linear (b) para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo em regime permanente.....	46
Figura 28 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante.	47
Figura 29 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.....	47
Figura 30 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo.....	48
Figura 31 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.	48
Figura 32 – Simulações de operação para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo.....	49
Figura 33 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída. ...	49
Figura 34 – Simulações para sistema com controlador repetitivo, detalhe na deformação da tensão de saída quando aplicado o degrau aditivo de carga linear.	50

Figura 35 – Simulações da operação em regime permanente com carga não linear para sistema com controlador ressonante.	51
Figura 36 – Simulações da operação em regime permanente com carga não linear para sistema com controlador repetitivo.	51
Figura 37 – Simulações da operação em regime permanente com carga não linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo.	52
Figura 38 – Diagrama do sistema de controle utilizado na implementação prática.	56
Figura 39 – Subsistema do bloco Controlador Discreto para controlador ressonante.	56
Figura 40 – Subsistema do bloco Controlador Discreto para controlador repetitivo.	56
Figura 41 – Subsistema do bloco Controlador Discreto: para controlador paralelo Ressonante-repetitivo.	57
Figura 42 – Subsistema do bloco Inversor Meia Ponte da Figura 38.	57
Figura 43 – Imagem do <i>software</i> de interface <i>Control Desk</i>	58
Figura 44 – Inversor comercial de 5kVA utilizado para testes.	58
Figura 45 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente à vazio (a) e com carga linear (b).	60
Figura 46 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente: análise da <i>THD</i> à vazio (a) e com carga linear (b).	60
Figura 47 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente com carga linear: (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída, (b) potência consumida pela carga.	60
Figura 48 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente à vazio (a) e com carga linear (b).	61
Figura 49 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente: análise da <i>THD</i> à vazio (a) e com carga linear (b).	61
Figura 50 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente carga linear: (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída, (b) potência consumida pela carga.	61
Figura 51 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente à vazio (a) e com carga linear (b).	62
Figura 52 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente: análise da <i>THD</i> à vazio (a) e com carga linear (b).	62
Figura 53 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente com carga linear: (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída, (b) potência consumida pela carga.	62
Figura 54 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante.	64
Figura 55 – Resultado da implementação prática de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.	64
Figura 56 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo.	65
Figura 57 – Resultados da implementação prática de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.	65
Figura 58 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo.	66

Figura 59 – Resultados da implementação prática de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.....	66
Figura 60 – Resultados da implementação prática de degraus aditivo e subtrativo de carga linear para sistema com controlador ressonante, comparação com Perfil 1 – IEC 62040.	67
Figura 61 – Simulações da operação para degraus aditivo e subtrativo de carga linear para sistema com controlador repetitivo, comparação com Perfil 1 – IEC 62040.....	68
Figura 62 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo e subtrativo de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo, comparação com Perfil 1 – IEC 62040.....	68
Figura 63 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente com carga não linear, (a) curvas de tensão e corrente de saída e (b) análise da taxa de distorção harmônica da tensão de saída.	69
Figura 64 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente com carga não linear, (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída e (b) potência consumida pela carga.	70
Figura 65 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear(a) curvas de tensão e corrente de saída e (b) análise da taxa de distorção harmônica da tensão de saída.	70
Figura 66 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear, (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída e (b) potência consumida pela carga.	71
Figura 67 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear(a) curvas de tensão e corrente de saída e (b) análise da taxa de distorção harmônica da tensão de saída.....	71
Figura 68 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear, (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída e (b) potência consumida pela carga.	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites dos componentes harmônicos segundo a norma IEC 62040	20
Tabela 2 – Parâmetros da estrutura do inversor.	39
Tabela 3 – Definições para Controlador Ressonante.....	40
Tabela 4 – Definições para Controlador Repetitivo.	40
Tabela 5 – Definições para Controlador paralelo ressonante-repetitivo.	40
Tabela 6 – Dimensionamento dos componentes das cargas.....	41
Tabela 7 – Resumo das simulações à vazio e com carga linear.	46
Tabela 8 – Resumo das simulações de transitório de carga linear.	50
Tabela 9 – Resumo das simulações com carga não linear em regime permanente.	52
Tabela 10 – Coeficientes do Controlador Ressonante Discretizado.	54
Tabela 11 – Resumo da implementação prática em regime permanente das operações à vazio e com carga linear.....	63
Tabela 12 – Resumo dos resultados práticos do desempenho dinâmico dos controladores.....	67
Tabela 13 – Componentes harmônicas da tensão se saída: controlador ressonante.....	70
Tabela 14 – Componentes harmônicas da tensão de saída: controlador repetitivo.....	71
Tabela 15 – Componentes harmônicas da tensão se saída: controlador paralelo ressonante-repetitivo.....	72
Tabela 16 – Resumo da implementação prática em operação com carga não linear em regime permanente.....	72

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
2	CONCEITOS FUNDAMENTAIS	16
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	16
2.2	FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA.....	17
2.2.1	Desempenho estático	18
2.2.2	Resposta Dinâmica	18
2.2.3	Distorção Harmônica	20
2.2.4	Dimensionamento e normatização da carga não linear padrão.....	21
2.3	PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO	22
2.4	CONTROLADOR RESSONANTE.....	23
2.5	CONTROLADOR REPETITIVO.....	25
2.6	CONTROLADOR PARALELO RESSONANTE-REPETITIVO	28
3	PROJETO DOS CONTROLADORES	30
3.1	MODELO MÉDIO DO <i>UPS</i>	30
3.2	MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA.....	31
3.3	MODELO MATEMÁTICO DO CONTROLADOR RESSONANTE.....	34
3.4	MODELO MATEMÁTICO DO CONTROLADOR REPETITIVO.....	36
3.5	INTEGRAÇÃO DOS CONTROLADORES	38
4	SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	39
4.1	DESCRIÇÃO DO <i>UPS</i>	39
4.2	DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES	39
4.3	DESCRIÇÃO DOS ENSAIOS PROPOSTOS E CARGAS	40
4.4	DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO.....	41
4.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	44
4.5.1	Operações à vazio e com carga linear em regime permanente	44
4.5.2	Comportamento dinâmico	47
4.5.3	Operação com carga não linear	51
4.6	DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES	53
4.7	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	55
4.8	RESULTADOS DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	59
4.8.1	Operações à vazio e com carga linear em regime permanente	59
4.8.2	Comportamento dinâmico	63

4.8.3	Operação com carga não linear	69
5	CONCLUSÃO	74
	REFERÊNCIAS	76

1 INTRODUÇÃO

Sistemas ininterruptos de energia, também conhecidos como *UPS* (do termo em inglês *Uninterruptible Power Supply*) ou *Nobreaks* (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2003) são dispositivos projetados para fornecer tensão e corrente controladas com alta qualidade e confiabilidade. Inicialmente compostos por sistemas dinâmicos, onde eram utilizados alternadores, motores de corrente contínua e bancos de baterias (FIGUEIRA, 2005), os *UPS* passaram a ser estáticos com o surgimento dos conversores eletrônicos, a evolução da eletrônica de potência e de dispositivos semicondutores, o que os proporcionou maior desempenho e rendimento (BONAN, 2010).

Devendo atender condições impostas nas normas regulamentadoras internacionais, a tensão de saída do *UPS* deve ter boa regulação estática, bom desempenho dinâmico, por meio de pequenos tempos de recuperação após a inserção ou retirada da carga e ter baixa taxa de distorção harmônica (em inglês, *Total Harmonic Distortion – THD*). Essa última, decorrente da capacidade de atenuar distúrbios periódicos causados pela conexão de cargas não lineares à saída do sistema.

Pela simplicidade da estrutura e facilidade de sintonia os clássicos controladores Proporcional, Integral e Derivativo (PID) ainda são os mais utilizados pela indústria (RECH; PINHEIRO, 2000), (WILLMANN *et al.*, 2007). Para os *UPS* foi desenvolvida uma forma modificada, contendo dois laços de controle distintos (THOMAZ, 2009): um interno, com o controlador PD, responsável pela dinâmica rápida e seguimento da referência senoidal; e um externo, com o controlador PI, garantindo a regulação estática, através do ajuste do valor *RMS* (do inglês, *Root Mean Square*) da tensão de saída. Mesmo assim, este controlador não impõe desempenho transitório satisfatório, causado pelo atraso na resposta do sistema, onde é necessário um ciclo completo para a medição da tensão eficaz de saída antes da realimentação desse valor, para então ser calculado o erro em relação à referência a ser seguida. Sem mencionar a não capacidade de rejeitar distorções harmônicas.

Visando obter melhores resultados e garantir o seguimento robusto de referências senoidal e/ou rejeição de perturbações de natureza periódica, nas últimas décadas vêm sendo estudados e desenvolvidos novos métodos de controle. Podendo ser citados controladores baseados no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976) associados ou não a outras técnicas de controle, como controladores ressonantes (BONAN *et al.*, 2010), controladores repetitivos (BONAN *et al.*, 2011), controladores por modos deslizantes (LU;

HWANG, 2009), inversão estável do modelo da planta (WANG; CHU; TSAO, 2009) controladores *deadbeat* (MANTTAVELLI, 2005), controle adaptativo (JIANG; LIU, 2009) e sistemas sujeitos a restrições de controle (FLORES; GOMES DA SILVA JR, 2010).

Exibido inicialmente em sua forma original com apenas um modo de ressonância, sintonizado na frequência fundamental, o controlador ressonante (FUKUDA; IMAMURA, 2005) apresenta um bom desempenho no seguimento assintótico da referência e uma resposta dinâmica rápida em transientes de carga quando aplicado aos sistemas ininterruptos de energia. Mas não tem capacidade de rejeitar as componentes harmônicas resultantes da conexão de cargas não lineares ao sistema, como pode ser visto na análise da *THD* da tensão de saída resultante (MANO, 2010). Por esse motivo, são utilizados os múltiplos controladores ressonantes (BONAN *et al.*, 2010), onde, além de ser inserido um modo na frequência fundamental são considerados outros em suas múltiplas inteiras. Como também exposto em (BONAN *et al.*, 2010), com essa topologia são necessários cinco modos, com doze parâmetros à serem calculados, para que as exigências estabelecidas pela norma IEC 62040 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2004) referentes a taxa de distorção harmônica sejam atendidas. Fato que implica a elevada ordem e grande complexidade do controlador, tornando seu projeto e uso não triviais.

Já o controlador repetitivo (INOUE; NAKANO; IWA, 1981), devido a uma realimentação positiva combinada com um elemento de atraso, possui infinitos polos sobre o eixo imaginário (infinitos modos de ressonância), localizados na frequência fundamental e suas múltiplas inteiras. Exibindo assim, uma topologia equivalente à de múltiplos ressonantes, só que de ordem infinita. Contudo, é necessária a inclusão de um filtro passa-baixas em série ao elemento de atraso (HARA, S. *et al.*, 1988), com o intuito de deslocar os infinitos polos para semiplano esquerdo do Plano s e estabilizar a estrutura do controlador. Dessa forma, quando aplicado aos sistemas ininterruptos de energia, esse controlador proporciona a capacidade de rejeitar componentes harmônicas (BONAN, 2011), mas apresenta um erro de seguimento. Além disso, como mostrado em (FLORES, 2011), a frequência de corte desse filtro gera um compromisso entre o pequeno erro de seguimento e a rápida resposta transitória.

Com base no que foi exposto, em (SALTON, A. T. *et al.*, 2013) é proposto o controlador paralelo ressonante-repetitivo. Nessa topologia, o seguimento da referência com erro nulo e a rápida recuperação em transitórios de carga são possibilitados pelo controlador ressonante, composto por um único modo sintonizado na frequência fundamental. Em paralelo com esse, o controlador repetitivo fica com a responsabilidade de rejeitar distúrbios periódicos gerados por

cargas não lineares. Para evitar interposições nas frequências de resposta de cada um, é utilizado um filtro complementar em série com o controlador repetitivo. Assim, a nova estratégia de controle assemelha-se a de múltiplos controladores ressonantes atuando em paralelo, mas com menos parâmetros a serem determinados.

Neste trabalho, são estudados os controladores ressonante (com um único modo sintonizado na frequência fundamental), repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo. Com os parâmetros de projeto retirados de trabalhos contidos na bibliografia pesquisada são efetuadas simulações computacionais do *UPS* e também é realizada a implementação prática desses três controladores em um sistema ininterrupto de energia comercial, principal contribuição desse trabalho. Com isso, pretende-se mostrar que por meio da integração dos controladores ressonante e repetitivo, obtém-se um controlador robusto e simples, com poucos parâmetros a serem ajustados. Sendo exposto também, que na topologia do paralelo ressonante-repetitivo, o controlador ressonante se encarrega de tudo que for relacionado à frequência fundamental, ou seja, na rápida recuperação à transientes de carga e no seguimento assintótico da referência com erro nulo, e o controlador repetitivo rejeita os distúrbios provocados pela carga não linear.

No próximo capítulo serão apresentados os conceitos fundamentais necessários para o desenvolvimento do trabalho, onde inicialmente são realizadas considerações sobre os sistemas ininterruptos de energia, com a análise de alguns tópicos presentes nas normas regulamentadoras de sua operação, sendo seguidas pelo estudo do princípio do modelo interno e dos controladores utilizados. O terceiro capítulo é dedicado a abordar o projeto dos compensadores, com o modelo médio do *UPS* desenvolve-se o modelo em espaço de estados do sistema e dos controladores ressonante e repetitivo, chegando na topologia do paralelo ressonante-repetitivo. No quarto capítulo, após a descrição dos valores dos componentes do *UPS*, dos parâmetros de projeto dos controladores, dos ensaios propostos e cargas utilizadas, são apresentados os resultados de simulação, bem como a versão discretizada dos controladores e os resultados da implementação. Enfim, este trabalho será finalizado com a conclusão e propostas de trabalhos futuros.

2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Neste capítulo são abordados alguns conceitos básicos para o desenvolvimento do trabalho. Inicialmente são estudados alguns pontos sobre os sistemas ininterruptos de energia, as normas que regulamentam a operação desse tipo de equipamento e é descrita a carga não linear utilizada em testes. Em seguida apresenta-se o princípio do modelo interno, finalizando com a exposição dos controladores ressonante, repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo.

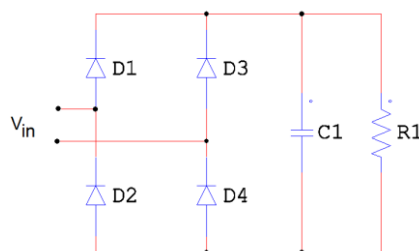
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os sistemas ininterruptos de energia surgiram da necessidade de fornecer energia elétrica confiável e de qualidade para equipamentos tais como: aparelhos hospitalares, servidores, centrais telefônicas, computadores, sistemas de segurança, que não podem ter seus serviços suspensos caso ocorra uma interrupção parcial ou total no abastecimento de energia, o nível, a frequência ou a forma de onda da tensão não estejam adequados.

Assim, os *UPS* devem fornecer tensão de saída, desde que respeitadas as limitações de potência especificada, com as mesmas características da tensão fornecida pelas concessionárias de energia elétrica. Por suas exigências e funcionalidades os equipamentos que necessitam ser ligados aos *UPS* são conhecidos por cargas críticas (WILLMANN, 2004).

Com o avanço dos semicondutores e da eletrônica de potência a maior parte dos aparelhos eletrônicos possuem em sua entrada um circuito que pode ser simplificado por um retificador monofásico de onda completa em conjunto com um filtro capacitivo, como apresentado na Figura 1. Desse modo, consomem uma grande quantidade de corrente em um curto período de tempo, drenando energia com elevado conteúdo harmônico e um baixo fator de potência. Por essa característica são conhecidos como cargas não lineares.

Figura 1 – Carga não linear.



Fonte: Esquemático gerado pelo autor no *software PSIM*.

De forma individual essas cargas não lineares não causam problemas no fornecimento de energia, mas como essa topologia é utilizada em muitos aparelhos, os picos de corrente drenados acabam somando-se, provocando variações e distorções na forma de tensão da rede.

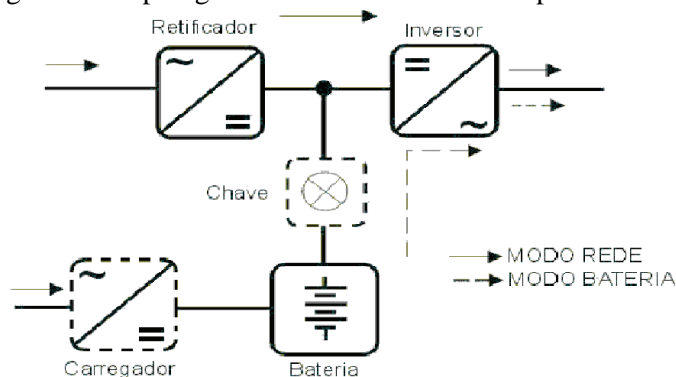
2.2 FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

Existem diversas topologias para os sistemas ininterruptos de energia, mas todos são essencialmente compostos por um retificador, responsável por converter a corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC), um meio de armazenamento de energia (onde normalmente é utilizado um conjunto de baterias) capaz de manter a operação do equipamento por alguns minutos ou até mesmo horas quando ocorre a falta de energia e um inversor que converte a corrente contínua em corrente alternada.

Com intenção de avaliar e regulamentar a operação desses equipamentos foram elaboradas as normas internacionais IEEE Std 944 (AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE- AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE, 1986) e IEC 62040-3 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2004), onde são definidos os requisitos de desempenho e funcionamento.

No Brasil, a norma NBR 15014 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2003), possui as definições dos termos aplicados aos *UPS*, chamados por ela de *Nobreaks*, além de citar e descrever as topologias existentes. A *on-line* de dupla conversão, mencionada nesta norma e apresentada na Figura 2, foi escolhida para estudo neste trabalho por fornecer energia controlada em 100% do tempo de operação, isolando e protegendo a carga dos distúrbios da rede. A seguir, são abordados os principais tópicos relativos ao estudo das técnicas de controle encontrados nas normas citadas anteriormente.

Figura 2 – Topologia de *Nobreak on-line* de dupla conversão.



Fonte: ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2003

2.2.1 Desempenho estático

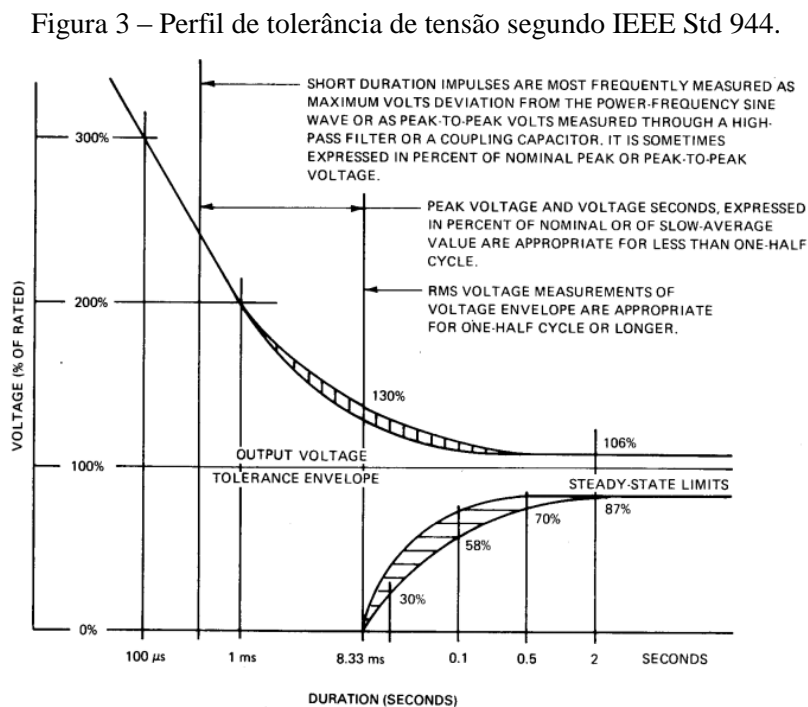
Segundo a norma IEEE Std 944 a tensão eficaz de saída em regime permanente deve ficar dentro da faixa de $\pm 2\%$ da tensão nominal e a frequência não pode ultrapassar a margem de $\pm 0,5\%$ da especificada.

Já a IEC 62040 cita que a tensão eficaz de saída deve estar dentro dos limites definidos pelo fabricante para as condições: sem carga, carga linear nominal e não linear padrão. Além de apresentar nível médio ou CC de no máximo 0,1% da tensão eficaz nominal.

2.2.2 Resposta Dinâmica

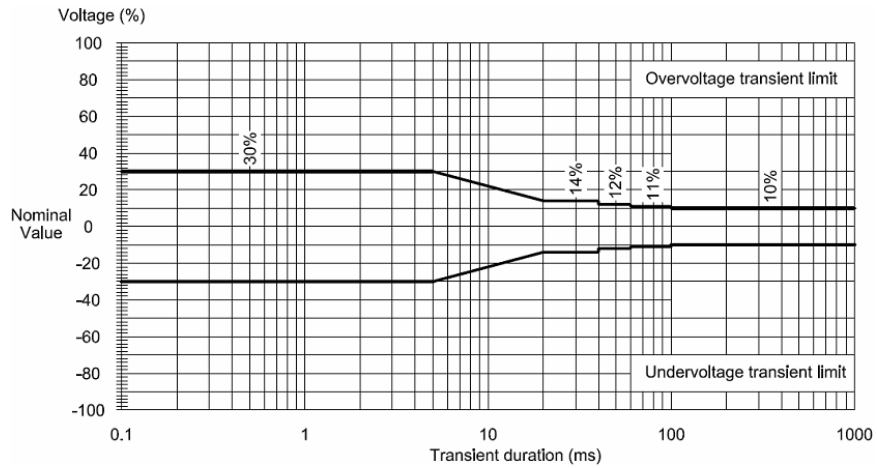
A IEEE Std 944 define, para a inserção ou remoção da carga nominal um perfil de tensão em função dos desvios, Figura 3, considerando uma carga com fator de potência em atraso de 0,8 até 1.

Nas Figuras 4 à 6, são apresentados os três perfis de tolerância para a variação da tensão de saída quando aplicados os transitórios de carga definidos pela norma IEC 62040. Nelas são exibidos os limites para subtensões e sobretensões transitórias máximas, onde as variações percentuais são dadas com base no valor eficaz nominal.



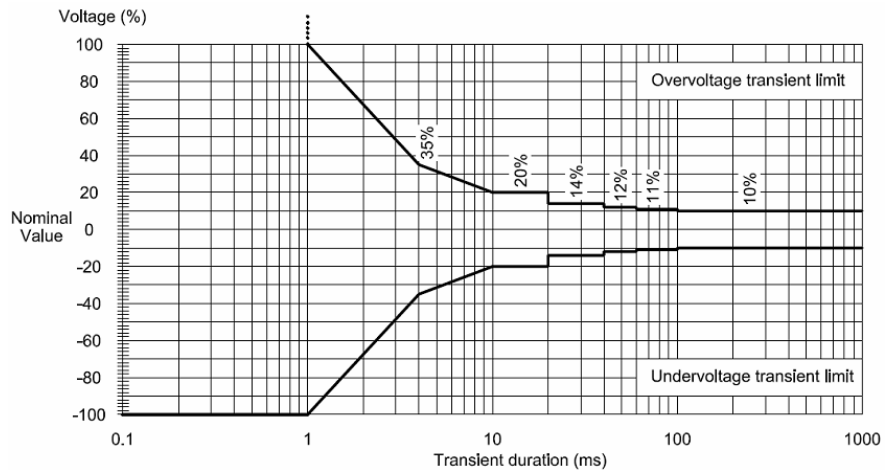
Fonte: AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE - AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE, 1986

Figura 4 – Perfil 1 de Tolerância de Tensão IEC 62040.



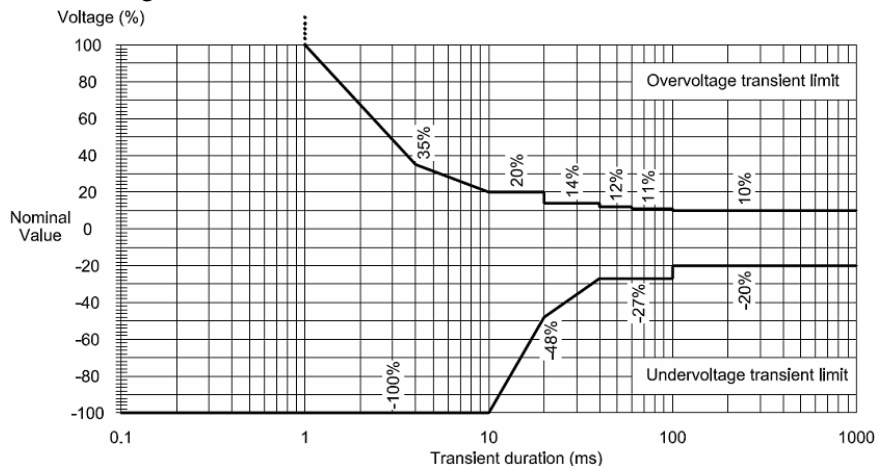
Fonte: INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2004

Figura 5 – Perfil 2 de Tolerância de Tensão IEC 62040.



Fonte: INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2004

Figura 6 – Perfil 2 de Tolerância de Tensão IEC 62040.



Fonte: INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2004

2.2.3 Distorção Harmônica

A norma IEEE Std 944 diz que a taxa de distorção harmônica da tensão deve ter valor eficaz inferior à 5% da componente da frequência fundamental e componentes harmônicos com valor inferior a 3%.

A IEC 62040 define que os *UPS* tenham a taxa de distorção harmônica da tensão menor que 8% e que os componentes harmônicos devem atender individualmente as especificações contidas na Tabela 1.

Tabela 1 – Limites dos componentes harmônicos segundo a norma IEC 62040

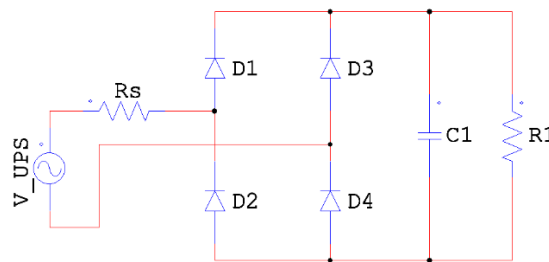
Harmônicos ímpares não múltiplo de 3		Harmônicos ímpares múltiplos de 3		Harmônicos Pares	
Ordem [n]	Tensão [%]	Ordem [n]	Tensão [%]	Ordem [n]	Tensão [%]
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	19	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,2+0,5 x 25/n				

Além da taxa de distorção harmônica, outra forma de avaliar e quantificar distorções na curva de tensão ou corrente é o fator de crista, que é definido pela relação entre o valor de pico e o valor eficaz de um sinal. Utilizando esse indicador para a análise de distorções na corrente, para uma carga linear é obtido um fator igual à $\sqrt{2}$. No entanto, em equipamentos eletrônicos, devido ao disparo de diodos existentes em circuitos retificadores capacitivos, o fator de crista é muito superior a este valor. Na análise prática, um grande fator de crista corresponde à sobrecargas pontuais importantes, gerando aquecimentos excessivos em condutores ou disparos indesejados em dispositivos de proteção, por exemplo.

2.2.4 Dimensionamento e normatização da carga não linear padrão

Na norma IEC 62040 é sugerida uma topologia padrão para a carga não linear monofásica utilizada para testes de operação. Este circuito, que melhor representa os componentes eletrônicos conectados aos sistemas ininterruptos de energia, consiste basicamente em um retificador de onda completa conectado a um filtro capacitivo, como pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 – Modelo de carga não linear utilizada para testes.



Fonte: Esquemático gerado pelo autor no *software PSIM*.

Os diodos retificadores são considerados ideais, ou seja, sem perdas; R_s representa a resistência em série dos contatos, cabos e demais perdas e é dimensionada para dissipar 4% da potência aparente total (S); R_1 , a resistência da carga não linear, é calculada para dissipar os outros 66% a fim de se gerar uma carga com fator de potência 0,7; e C_1 , capacitor da carga não linear, é responsável por gerar um *ripple* de 5% na tensão de pico sobre a carga. Com isso, as Equações (1) à (3) são utilizadas para o dimensionamento desses componentes,

$$R_1 = \frac{(1,22 \cdot V_{UPS})^2}{0,66 \cdot S} \quad (1)$$

$$R_s = \frac{0,04(V_{UPS})^2}{S} \quad (2)$$

$$C_1 = \frac{7,5}{f \cdot R_1} \quad (3)$$

onde f é a frequência da rede elétrica, dada em hertz (Hz), as resistências em ohms (Ω) e a capacitância em farads (F).

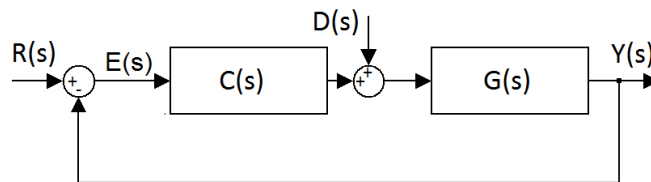
2.3 PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO

Com o princípio do modelo interno, inicialmente proposto por (FRANCIS; WONHAM, 1976) é possível seguir um determinado sinal com erro nulo em regime permanente quando no interior da malha de controle é inserido um bloco capaz de gerar um sinal com as mesmas características dos sinais a serem seguidos. Essa característica também permite que o sistema de controle tenha capacidade de rejeitar perturbações no mesmo modo dos sinais de referência.

Segundo (FUKUDA; YODA, 2001) um sistema realimentado segue assintoticamente um sinal de referência com erro nulo em regime permanente se o sistema em malha fechada for assintoticamente estável; e a função de transferência de malha aberta do sistema incluir termos que reproduzam matematicamente a representação em frequência dos sinais a serem seguidos e/ou rejeitados. Para um sinal periódico de entrada, composto por uma série infinita de *Fourier*, um número infinito de modos internos, um para cada harmônica, deve ser considerado.

Para exemplificar e ajudar na utilização desse princípio ao decorrer do trabalho, é apresentado o sistema da Figura 8. Neste diagrama, $C(s)$ é o controlador, $G(s)$ é a planta, $R(s)$, $D(s)$ e $Y(s)$ são respectivamente o sinal de entrada (referência a ser seguida), a perturbação e a saída. Também, são escritas a função de transferência que descreve o comportamento da saída em relação a entrada (4), a saída em relação a perturbação (5) e o sinal de erro (6).

Figura 8 – Sistema em malha fechada.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor.

$$T_R(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{1}{\frac{1}{C(s)G(s)} + 1} \quad (4)$$

$$T_D(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (5)$$

$$E(s) = \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)} R(s) \quad (6)$$

Supondo que este sistema seja estável em malha fechada, ou seja, todas as suas raízes estejam contidas no semiplano esquerdo aberto do plano complexo, pode-se aplicar o Teorema do Valor Final (HAYKIN e VAN VEEN, 2002):

$$E(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\frac{1}{C(s)}}{\frac{1}{C(s)G(s)} + 1} R(s) \quad (7)$$

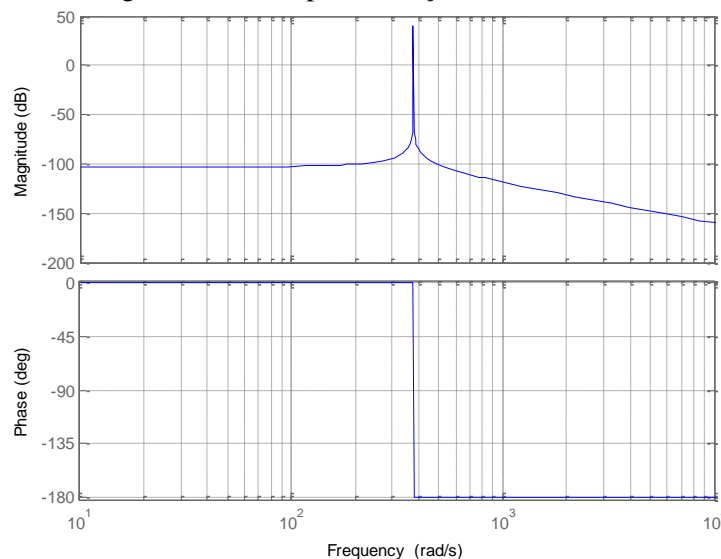
2.4 CONTROLADOR RESSONANTE

Pelo princípio do modelo interno, para o seguimento de um sinal de referência senoidal com frequência ω_r com erro nulo em regime permanente o sistema deve ter em sua malha aberta a função matemática mostrada em (8).

$$C_{RS}(s) = \frac{1}{s^2 + \omega_r^2} \quad (8)$$

Como pode ser visto no diagrama de Bode da Equação (8), Figura 9, onde ω_r é igual a 377 rad/s, o ganho é infinito na frequência de ressonância $\pm j\omega_r$. Assim, se a função de transferência de malha aberta do sistema incluir esse termo, existirá um ganho infinito quando em sua entrada existir um sinal com essa frequência específica.

Figura 9 – Diagrama de Bode para a função $C_{RS}(s)$, onde $\omega_r = 377$ rad/s.



Fonte: Figura gerada pelo autor no *software Matlab*.

Através de (4), (5) e (6) pode-se provar que para uma malha fechada estável, o sistema segue e/ou rejeita um sinal senoidal com frequência $\pm j\omega_0$. Nas quais, substituindo a função matemática descrita na Equação (8) e fazendo $s = j\omega_0$ obtêm-se as equações abaixo, onde $|C_{RS}(j\omega_0)G(j\omega_0)| \rightarrow \infty$.

$$|T_R(j\omega_0)| = \left| \frac{C_{RS}(j\omega_0)G(j\omega_0)}{1 + C_{RS}(j\omega_0)G(j\omega_0)} \right| \rightarrow 1 \quad (9)$$

$$|T_D(j\omega_0)| = \left| \frac{G(j\omega_0)}{1 + C_{RS}(j\omega_0)G(j\omega_0)} \right| \rightarrow 0 \quad (10)$$

$$E(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\frac{1}{C_{RS}}}{\frac{1}{C_{RS}(s)G(s)} + 1} R(s) = 0 \quad (11)$$

Com base no módulo de $T_R(j\omega_0)$ tendendo a um, conclui-se que o sinal de referência nessa frequência será replicado na saída do sistema, garantindo o seguimento com erro nulo conforme a Equação (11). Como o módulo de $T_D(j\omega_0)$ é tendendo a zero, a contribuição da perturbação na saída do sistema é nula, assegurando a rejeição completa desse sinal.

Por apresentar dois polos imaginários, devem ser inseridos dois zeros no semiplano esquerdo do Plano s , como apresentado em (BONAN *et al*, 2010), para ser garantida a estabilidade em malha fechada do sistema da Equação (8). Assim a função de transferência do controlador ressonante pode ser representada por:

$$C_{RS}(s) = \frac{\delta_2 s^2 + \delta_1 s + \delta_0}{s^2 + \omega_r^2} \quad (12)$$

Se for necessário o seguimento e/ou a rejeição de sinais com conteúdo harmônico infinito, deve-se incluir infinitos modos, ou seja, infinitos termos como o apresentado em (12), cada um introduzindo um pico de ressonância em uma dada frequência.

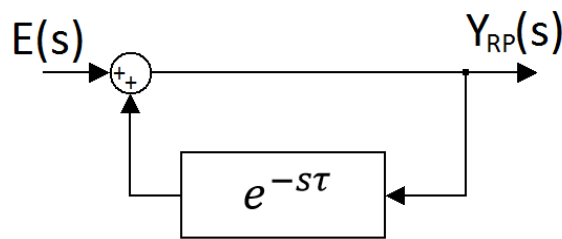
Considerando a utilização de um controlador de ordem infinita tem-se um problema prático de implementação. Pode-se contorná-lo ao inserir modos apenas em harmônicas de maior contribuição no sinal, mas ocorrerá um erro de seguimento relativo àquelas não compensadas, onde para inúmeras aplicações obtêm-se um valor de erro tolerável. Em sinais

periódicos genéricos, que podem ser decompostos por uma série de *Fourier* infinita, os controladores repetitivos representam uma alternativa aos controladores ressonantes, como será apresentado a seguir.

2.5 CONTROLADOR REPETITIVO

O controlador repetitivo foi inicialmente proposto em (INOUE; NAKANO; IWA, 1981) com o objetivo de garantir o seguimento de referências periódicas e/ou a rejeição de perturbações periódicas. Assim como o controlador ressonante, é baseado no princípio do modelo interno, mas tem modos sintetizados através de um sistema com realimentação positiva combinado a um elemento de atraso com o mesmo valor do período fundamental τ , conforme diagrama da Figura 10.

Figura 10 – Configuração básica do controlador repetitivo.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor.

Incluindo um controlador repetitivo no laço interno da malha de controle, obtém-se seguimento de qualquer sinal periódico e/ou rejeição completa de perturbações para qualquer sinal com período fundamental τ , independente do conteúdo harmônico. A função de transferência do erro para a saída desse controlador é dada pela equação abaixo:

$$C_{RP}(s) = \frac{Y_{RP}(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 - e^{-\tau s}} \quad (13)$$

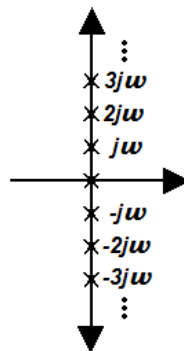
Utilizando a relação $s = j\omega$ e a identidade de Euler, $e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x)$, pode-se escrever (14).

$$C_{RP}(j\omega) = \frac{1}{1 - \cos(\omega\tau) + j \sin(\omega\tau)} \quad (14)$$

Para $\omega = 2\pi k / \tau$ rad/s, onde $k = 1, 2, \dots$, o termo do cosseno é igual a um, $\cos(2\pi k) = 1$, e do seno vale zero, $\sin(2\pi k) = 0$, dessa forma, o denominador da Equação (14) é zero, fazendo com que o controlador apresente ganho infinito para estas frequências. Assim, pelo princípio do modelo interno, supondo que o sistema seja estável em malha fechada, obtém-se erro de seguimento nulo em regime permanente e/ou rejeição de distúrbios periódicos nestas frequências.

Observando a Figura 11, é possível perceber que o controlador repetitivo insere infinitos polos complexos sobre o eixo imaginário. Para estabilizá-lo seria necessária a adição de infinitos zeros no semiplano esquerdo do Plano s .

Figura 11 – Polos no eixo imaginário do controlador repetitivo.

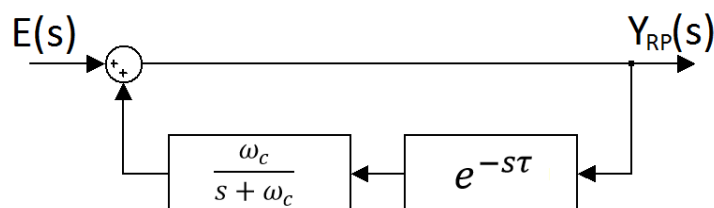


Fonte: Gráfico desenhado pelo autor.

A fim de solucionar esse problema de estabilização, causados devido à inclusão do bloco de atraso na malha de controle e também ao ganho infinito em altas frequências, foi proposto por (HARA; YAMAMOTO; NAKANO, 1988) a inclusão de um filtro passa-baixas de primeira ordem, $Q(s)$ com frequência de corte $\omega_c(s)$, em série com o atraso na malha de realimentação, conforme Equação (15) e Figura 12.

$$Q(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (15)$$

Figura 12 – Estrutura do controlador repetitivo com filtro $Q(s)$.



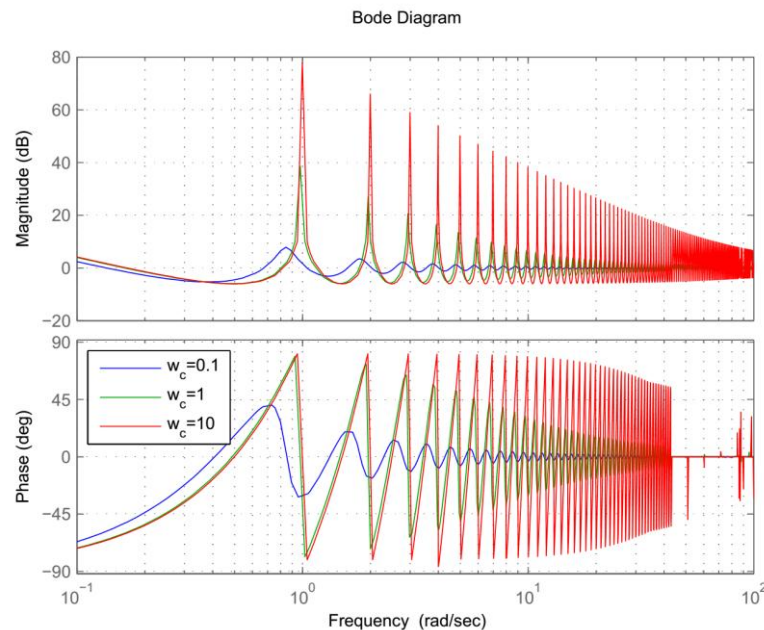
Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor.

Após a inserção de $Q(s)$, a função de transferência do erro (13) resulta em:

$$C_{RP}(s) = \frac{Y_{RP}(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 - \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e^{-\tau s}} \quad (16)$$

Com a inserção do filtro no controlador, essa nova configuração ganha estabilidade e robustez, mas perde desempenho e capacidade de seguimento e/ou rejeição de perturbações. Como pode ser visto na Figura 13, na qual é apresentado o diagrama de Bode de $C_{RP}(s)$ para valores diferentes da frequência do filtro ω_c , os ganhos nas altas frequências são elevados mas são limitados, ou seja, não são mais infinitos. Essa característica limita a capacidade de seguimento e/ou rejeição de perturbações de sinais que contêm harmônicas de ordem elevada.

Figura 13 – Diagrama de Bode do controlador repetitivo com filtro passa-baixas.



Fonte: BONAN, 2010

Conforme apresentado em (FLORES *et al.*, 2011) a frequência de corte do filtro passa-baixas influi de forma significativa o desempenho do controlador repetitivo. Quando o parâmetro ω_c é diminuído, os polos se afastam do eixo imaginário, tornando o sistema mais rápido e com maior erro de regime. Porém, quando o ω_c é aumentado, mais perto do eixo imaginário estão os polos, deixando o sistema mais lento, e menor é o erro de seguimento do sinal de saída. Deste modo, consegue-se ver que a escolha da frequência de corte do filtro passa-

baixas desempenha um papel importante na velocidade de resposta e no erro de regime do sistema.

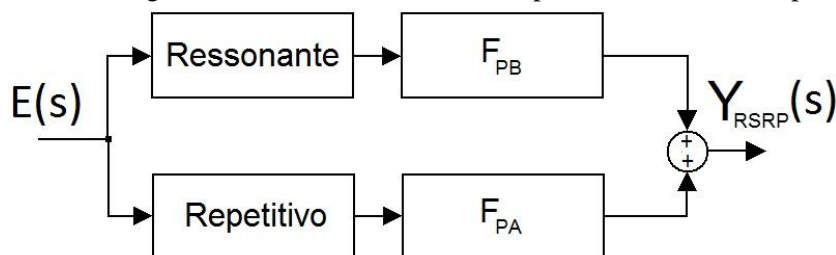
2.6 CONTROLADOR PARALELO RESSONANTE-REPETITIVO

Conforme exposto anteriormente, por suas características, o controlador ressonante apresenta um bom desempenho em transitórios e no seguimento assintótico da referência com a utilização de apenas um modo na frequência fundamental, mas são necessários vários modos em paralelo no controlador para que ocorra o seguimento/rejeição de harmônicas da frequência fundamental. Ao contrário desse, o controlador repetitivo tem uma resposta transitória mais lenta e capacidade de seguimento assintótico da referência limitado, devido a utilização do filtro passa-baixas em série com o elemento de atraso. No entanto, este controlador tem bom desempenho na rejeição de sinais de perturbação com múltiplas harmônicas.

Como as características dos dois são complementares, com sua integração em um único controlador suas deficiências podem ser compensadas pelos seus méritos, como proposto em (SALTON *et al.*, 2013). Nessa topologia a resposta transitória e o seguimento assintótico da referência ficam sob responsabilidade do controlador ressonante e a rejeição dos distúrbios gerados pelas carga não linear a cargo do controlador repetitivo.

O diagrama em blocos do controlador paralelo ressonante-repetitivo é exibido na Figura 14. Nele são utilizados dois filtros: um passa-baixas (F_{PB}), em série com o ressonante, restringindo a atuação deste na faixa de frequências próximas a fundamental e um passa-altas (F_{PA}), possibilitando que o repetitivo atue apenas nas frequências mais altas. Assim, cada controlador pode ser projetado de forma independente, pois a operação de um não interferirá na do outro, evitando interposições.

Figura 14 – Diagrama em blocos do controlador paralelo ressonante-repetitivo.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

Pela facilidade de concepção, é escolhido um par de filtros complementares:

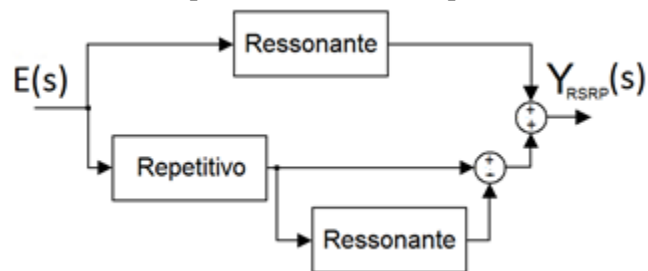
$$F_{PB}(s) + F_{PA}(s) = 1 \quad (17)$$

Como o controlador ressonante tem resposta em frequência do tipo de um filtro passa-baixas, como exibido no diagrama de Bode da Figura 9, não é necessário o projeto de F_{PB} , logo basta apenas calcular o F_{PA} conforme Equação (18), onde $C_{RS}(s)$ é a função de transferência do controlador ressonante.

$$F_{RP}(s) = 1 - C_{RS}(s) \quad (18)$$

Dessa forma o diagrama do controlador paralelo ressonante-repetitivo com a utilização do filtro complementar tem a topologia apresentada na Figura 15.

Figura 15 – Diagrama do controlador paralelo ressonante-repetitivo utilizando filtro complementar.



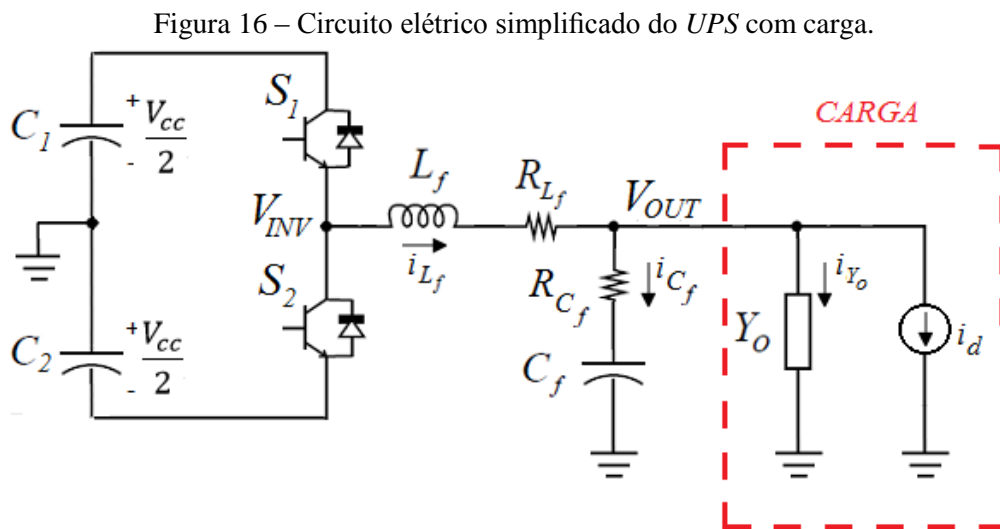
Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor.

3 PROJETO DOS CONTROLADORES

No início desse capítulo é apresentado o modelo médio do sistema ininterrupto de energia. Em seguida são desenvolvidos os modelos matemáticos do *UPS*, controladores ressonante e repetitivo, onde é utilizada a realimentação de estados no projeto da lei de controle. Ao fim, é apresentada a topologia do controlador paralelo ressonante-repetitivo.

3.1 MODELO MÉDIO DO *UPS*

No sistema ininterrupto de energia escolhido para estudo, a tensão contínua é convertida em alternada através de um inversor (de topologia meia-ponte ou *half bridge*, do inglês) em conjunto com um filtro passa-baixas LC de segunda ordem, como apresentado no circuito elétrico simplificado da Figura 16. Nele o barramento CC, composto pela ponte retificadora trifásica e pelo conjunto de baterias é representado apenas pelos capacitores eletrolíticos C_1 e C_2 responsáveis por filtrar o *ripple* proveniente dos retificadores.



O acionamento dos *IGBTs* (do termo em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) S_1 e S_2 é realizado pela modulação *PWM* (do inglês *Pulse-Width Modulation*) do sinal de controle, $u(t)$. Assim, na entrada do filtro passa-baixas, composto pelo indutor L_f em série com sua resistência R_{L_f} e pelo capacitor C_f e sua resistência R_{C_f} , é aplicada a tensão $V_{INV}(t)$ com forma de onda descontínua, de limite máximo ou mínimo definido pelo barramento CC, $\pm V_{CC}/2$. Por ter uma frequência de chaveamento muito superior às frequências do sinal modulado e do sistema, pode-se considerar o valor médio do inversor e dessa tensão. Ou seja, pode-se

representar o circuito de chaveamento e o sinal modulado *PWM* por um ganho constante K_{PWM} que multiplica o sinal de controle, $V_{INV}(t) = K_{PWM}u(t)$.

As cargas conectadas a saída do *UPS*, são representadas por duas componentes, a admitância Y_O e a fonte de corrente i_d . Y_O descreve o comportamento da corrente que está em fase com a tensão, a carga linear, e por apresentar um comportamento variável não conhecido é definida dentro do intervalo de operação mínimo (operação à vazio ou sem carga) e máximo (nominal do equipamento), conforme a Equação (19).

$$Y_O(t) \in \Delta, \quad \Delta := \{Y_O(t) : Y_{Min} \leq Y_O(t) \leq Y_{Max}\} \quad (19)$$

Ainda com relação à carga, a fonte de corrente i_d representa os distúrbios de corrente em relação à carga linear provocado pelas harmônicas de corrente geradas pelo comportamento das cargas não lineares.

3.2 MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

O modelo matemático do sistema desenvolvido a seguir será dado no espaço de estados. Nele descreve-se o comportamento dinâmico dos elementos armazenadores de energia, o indutor L_f e o capacitor C_f presentes no filtro do inversor, através dos estados corrente no indutor, $i_{Lf}(t)$, e tensão no capacitor, $V_{Cf}(t)$. Para não utilizar uma notação carregada e facilitar o desenvolvimento serão chamados de i_{Lf} e V_{Lf} .

Aplicando as Leis de *Kirchhoff* no circuito elétrico simplificado da *UPS* com carga, Figura 16, é obtida através da lei dos nós, a primeira equação do sistema, a Equação (20).

$$i_{Lf} = i_{Cf} + i_{Y_O} + i_d \quad (20)$$

Utilizando a lei das malhas, pode-se escrever a segunda equação que define o sistema:

$$V_{INV} = V_{Lf} + V_{R_{Lf}} + V_{OUT} \quad (21)$$

Substituindo $V_{OUT} = V_{Cf} + V_{R_{Cf}}$ na Equação (21), obtêm-se a Equação (22).

$$V_{INV} = V_{Lf} + V_{R_{Lf}} + V_{Cf} + V_{R_{Cf}} \quad (22)$$

A queda de tensão na resistência interna do indutor e do capacitor são definidas pelas Equações (23) e (24).

$$V_{R_{L_f}} = R_{L_f} \cdot i_{L_f} \quad (23)$$

$$V_{R_{C_f}} = R_{C_f} \cdot i_{C_f} \quad (24)$$

As Equações (25), (26) e (27) representam a tensão sobre o indutor, a corrente no capacitor e a corrente de saída.

$$V_{L_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (25)$$

$$i_{C_f} = C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} \quad (26)$$

$$i_{Y_o} = \frac{V_{OUT}}{Z_o} = (V_{C_f} + R_{C_f} \cdot i_{C_f}) \cdot Y_o \quad (27)$$

Assim, a Equação (20) pode ser reescrita como:

$$i_{L_f} = C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} + \left(V_{C_f} + R_{C_f} \cdot C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} \right) \cdot Y_o + i_d \quad (28)$$

Considerando a variável de estado tensão e isolando sua derivada, na Equação (28), obtêm-se a primeira equação de estado para o sistema, a Equação (29).

$$\frac{dV_{C_f}}{dt} = \frac{i_{L_f}}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} - \frac{Y_o \cdot V_{C_f}}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} - \frac{i_d}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \quad (29)$$

Procedendo-se da mesma forma, substituindo na Equação (21) as relações descritas anteriormente, pode-se escrever (30).

$$V_{INV} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} + R_{L_f} \cdot i_{L_f} + V_{C_f} + R_{C_f} \cdot C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} \quad (30)$$

Tomando a corrente no indutor como segunda variável de estado e isolando-se a sua derivada na Equação (30), obtêm-se a segunda equação de estado para o sistema, a Equação (31).

$$\begin{aligned} \frac{di_{L_f}}{dt} = & -\frac{i_{L_f}}{L_f} \left(R_{L_f} + \frac{R_{C_f} \cdot C_f}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \right) - \frac{V_{C_f}}{L_f} \left(1 - \frac{R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \right) \\ & + \frac{i_d}{L_f} \left(\frac{R_{C_f} \cdot C_f}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \right) + \frac{V_{INV}}{L_f} \end{aligned} \quad (31)$$

Com isso pode-se escrever o modelo no espaço de estados para o *UPS*:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{\Delta}x(t) + Bu(t) + Ew(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (32)$$

onde o vetor de estados $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]^T$ é composto pela corrente no indutor, $x_1(t) = i_{L_f}(t)$, e pela tensão no capacitor, $x_2(t) = V_{C_f}(t)$; $V_{INV}(t) = K_{PWM}u(t)$ é o sinal de controle multiplicado pelo ganho K_{PWM} ; $w(t) = i_d(t)$ é o sinal de perturbação e as matrizes e vetores que compõem o sistema são apresentadas abaixo.

$$A_{\Delta} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} \left(R_{L_f} + \frac{R_{C_f} \cdot C_f}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \right) & -\frac{1}{L_f} \left(1 - \frac{R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \right) \\ \frac{1}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} & -\frac{Y_o}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \left(\frac{R_{C_f} \cdot C_f}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \right) \\ -\frac{1}{(C_f + R_{C_f} \cdot C_f \cdot Y_o)} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad C = [0 \ 1]$$

Pela utilização de capacitores com baixo ESR (do termo em inglês, *Equivalent Series Resistance*), pode-se simplificar o sistema obtido, considerando R_{C_f} igual a zero. Assim, a partir da Equação (33), obtém-se as matrizes de estado para o sistema descrito em (34):

$$A_{\Delta} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_o}{C_f} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad C = [0 \ 1] \quad (34)$$

3.3 MODELO MATEMÁTICO DO CONTROLADOR RESSONANTE

Como apresentado em (BONAN *et al.*, 2010), considerando a função de transferência apresentada em (8), a representação por variáveis de estado para o controlador ressonante é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{RS}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 \end{bmatrix} x_{RS}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_{RS}(t) \\ y_{RS}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x_{RS}(t) \end{aligned} \quad (35)$$

onde $x_{RS}(t) = [x_{RS,1}(t) \ x_{RS,2}(t)]^T$ é o vetor de estados, $u_{RS}(t)$ é o sinal de entrada e $y_{RS}(t)$ é o sinal de saída do controlador ressonante.

Definindo o erro de seguimento $e(t)$ como a diferença entre o sinal de referência e a tensão de saída do *UPS* e o tomando como entrada do controlador obtém-se $u_{aRS}(t) = V_{Ref}(t) - V_{Cf}(t)$. Assim, na Equação (36) as variáveis de estado são unidas em um único sistema aumentado que descreve o comportamento dinâmico do controlador ressonante em conjunto com módulo inversor:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{aRS}(t) &= A_{aRS}x_{aRS}(t) + B_{aRS}u_{aRS}(t) + E_{aRS}w_{aRS}(t) \\ z_{aRS}(t) &= C_{aRS}x_{aRS}(t) \end{aligned} \quad (36)$$

onde o vetor de estados aumentado é $x_{aRS}(t) = [i_{Lf}(t) \ V_{Cf}(t) \ x_{RS,1}(t) \ x_{RS,2}(t)]^T$, a saída é $z_{aRS}(t)$, $w_{aRS}(t) = [V_{Ref} \ i_d(t)]^T$ é o vetor de perturbações e as matrizes que compõem o sistema são listadas a seguir:

$$\begin{aligned} A_{aRS} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_o}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, & B_{aRS} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ E_{aRS} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, & C_{aRS} &= [0 \ 1 \ 0 \ 0] \end{aligned} \quad (37)$$

A fim de garantir a estabilidade do sistema e atingir os requisitos de desempenho desejados na saída do *UPS* é realizada a realimentação dos estados do sistema aumentado conforme Equação (38),

$$\begin{aligned} u(t) &= K_1 i_{L_f}(t) + K_2 e(t) + K_3 x_{RS,1}(t) + K_4 x_{RS,2}(t) \\ &= [K_1 - K_2 + k_3 + K_4] x_{aRS}(t) + K_2 V_{Ref}(t) \end{aligned} \quad (38)$$

onde vetor $K = [K_1 - K_2 \ K_3 \ K_4]$ é o conjunto de ganhos a ser determinado. Substituindo (38) em (36) obtém-se o sistema em malha fechada, apresentado sob forma matemática na Equação (39) e no diagrama de blocos da Figura 17.

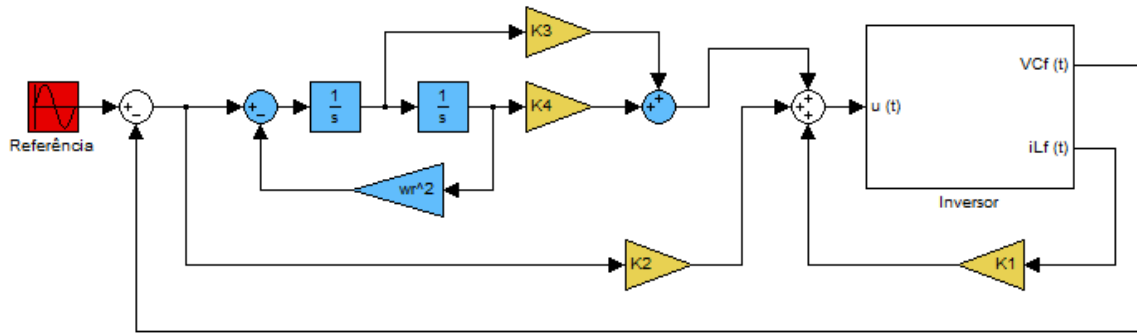
$$\begin{aligned} \dot{x}_{mfRS}(t) &= A_{mfRS} x_{mfRS}(t) + B_{mfRS} u_{mfRS}(t) \\ z_{mfRS}(t) &= C_{mfRS} x_{mfRS}(t) \end{aligned} \quad (39)$$

Com isso, o vetor de estados em malha fechada, $x_{mfRS}(t)$, é igual ao vetor de estados do sistema aumentado, $x_{aRS}(t)$; o vetor $u_{mfRS}(t)$ é igual $[V_{Ref} \ i_d(t)]^T$ e as matrizes e vetores que descrevem o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada são mostradas na Equação (40).

$$\begin{aligned} A_{mfRS} &= \begin{bmatrix} \frac{(k_1 - R_{L_f})}{L_f} & -\frac{(k_2 + 1)}{L_f} & \frac{k_3}{L_f} & \frac{k_4}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_o}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, & B_{mfRS} &= \begin{bmatrix} \frac{K_2}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ C_{mfRS} &= [0 \ 1 \ 0 \ 0] \end{aligned} \quad (40)$$

O desenvolvimento da equação que descreve o comportamento do sistema foi realizado para um modo ressonante apenas, o referente à fundamental, para o seguimento assintótico da referência com uma dada frequência. Caso seja desejado, ainda, o seguimento assintótico ou rejeição a perturbações para múltiplas frequências, será necessário considerar outros modos ressonantes, implicando alterações no modelo aumentado do sistema em malha fechada e uma complexidade maior ao controlador.

Figura 17 – Diagrama em blocos do sistema em malha fechada para controlador ressonante e inversor.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

Como pode ser visto no diagrama em blocos da Figura 17, para um modo é necessário o cálculo de quatro parâmetros. Estendendo para o caso de múltiplos controladores ressonantes em paralelo: para dois modos (frequência fundamental e terceira harmônica, por exemplo) deve-se calcular seis, e indo mais além, considerando 5 (fundamental e ímpares até a nona harmônica) seria necessário o projeto de doze ganhos. Conforme mencionado, o aumento do número de modos utilizados, aumenta a complexidade do controlador ressonante.

3.4 MODELO MATEMÁTICO DO CONTROLADOR REPETITIVO

Seguindo o desenvolvimento apresentado em (BONAN, 2010), considera-se a função de transferência do controlador repetitivo apresentada em (16) para chegar à sua representação no espaço de estados dada pela Equação (41).

$$\begin{aligned} \dot{x}_{RP}(t) &= -\omega_C x_{RP}(t) + \omega_C x_{RP}(t - T) + \omega_C e(t - T) \\ y_{RP}(t) &= x_{RP}(t) + e(t) \end{aligned} \quad (41)$$

Tomando a dinâmica do controlador repetitivo, $x_{RP}(t)$, como o terceiro estado e inserindo-o na representação de estados do sistema *UPS*, descrito em (32), obtém-se o sistema aumentado (42).

$$\begin{aligned} \dot{x}_{aRP}(t) &= A_{aRP} x_{aRP}(t) + A_{adRP} x_{aRP}(t - T) + B_{aRP} u(t) + E_{aRP} d(t) \\ d(t) &= [r(t - T)^T \quad r(t)^T \quad w(t)^T]^T \end{aligned} \quad (42)$$

Sendo que as matrizes e vetores que o compõem são apresentadas a seguir:

$$\begin{aligned}
 A_{aRP} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_f}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y_o}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{bmatrix} & A_{adRP} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_c & \omega_c \end{bmatrix} \\
 B_{aRP} &= \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM}}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & E_{aRP} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \omega_c & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{43}$$

Utilizando a realimentação de estados apresentada em (44) obtém-se a representação do sistema em malha fechada, Equação (45) exibida sob forma de diagrama de blocos na Figura 18,

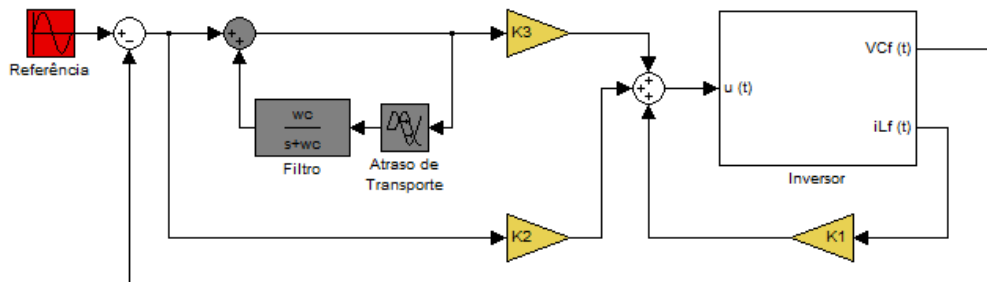
$$\begin{aligned}
 u(t) &= K_{RP}x_{aRP}(T) \\
 K_{RP} &= [K_1 \quad (K_2 - K_3) \quad K_3]
 \end{aligned} \tag{44}$$

$$\dot{x}_{aRP}(t) = (A_{aRP} + B_{aRP}K_{RP})x_{aRP}(t) + A_{dRP}x_{aRP}(t - T) + E_{dRP}d(t) \tag{45}$$

sendo que a matriz E_{dRP} é dada por:

$$E_{dRP} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_{PWM}K_3}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \omega_c & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{46}$$

Figura 18 – Diagrama em blocos do sistema em malha fechada para controlador repetitivo e inversor.



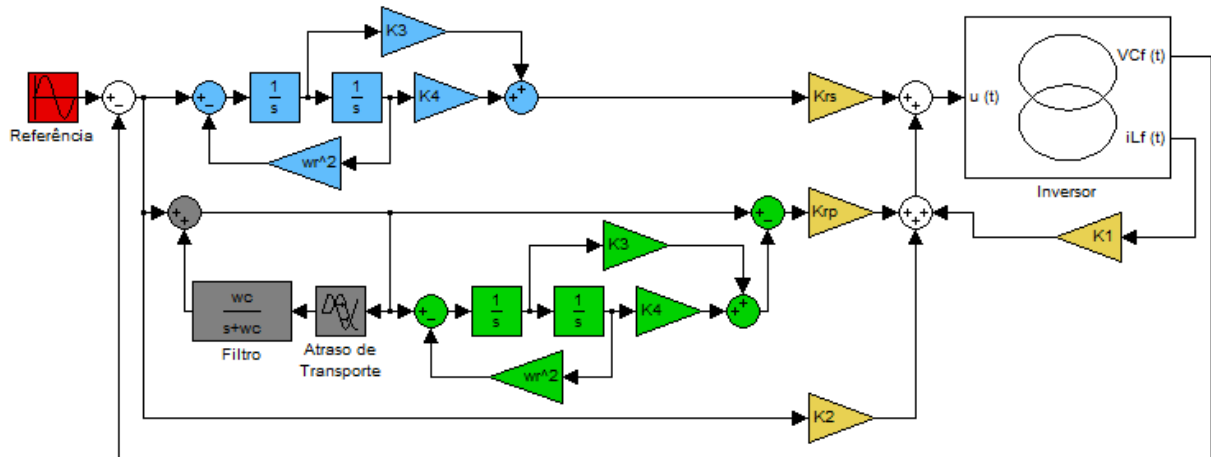
Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

Conforme Figura 18, para o controlador repetitivo é necessário o cálculo de três parâmetros, um a menos que o controlador ressonante com apenas um modo.

3.5 INTEGRAÇÃO DOS CONTROLADORES

A integração dos controladores ressonante e repetitivo no sistema em malha fechada com o inversor é apresentada na Figura 19. Como a operação de um controlador não intervém na do outro devido a inclusão do filtro complementar, na topologia do paralelo ressonante-repetitivo foram acrescentados os ganhos K_{rs} e K_{rp} à saída do controlador ressonante e em série com o filtro complementar, respectivamente. Esse grau de liberdade extra permite que os valores de K_{rs} e K_{rp} sejam alterados quando é desejado dar uma maior importância a resposta de um controlador ou de outro, modificando a resposta do conjunto.

Figura 19 – Diagrama em blocos do sistema em malha fechada para controlador paralelo ressonante-repetitivo e inversor.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no software *Matlab/Simulink*.

4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As três topologias dos controladores estudados neste trabalho serão avaliadas através de simulações computacionais, realizadas nos *softwares Matlab/Simulink* em conjunto com a aplicação *PSIM*, e de dados experimentais obtidos na implementação prática das técnicas de controle em um inversor comercial alimentando cargas linear e não linear, com a utilização de sistema de tempo real, placa de aquisição de dados *dSPACE*, em conjunto com o *Matlab/Simulink*.

4.1 DESCRIÇÃO DO UPS

Como mencionado anteriormente, o UPS utilizado é baseado na topologia *on-line* de dupla conversão. Nele o barramento CC é alimentado por uma fonte CA trifásica através do circuito conversor CA-CC composto por um retificador trifásico e filtro capacitivo. Por fim, a estrutura do inversor monofásico em meia-ponte com filtro passa-baixas LC de segunda ordem realiza a segunda etapa da conversão de energia, gerando tensão senoidal controlada fornecida às cargas. Os valores dos parâmetros da estrutura de potência utilizados para simulações e implementação prática exibidos na Figura 16 são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros da estrutura do inversor.

Descrição	Valor
Tensão eficaz de saída (V_{OUT})	110 V
Frequência da senoide de tensão de saída (ω_r)	$2.\pi.60$ rad/s
Tensão do barramento CC (V_{CC})	530 V
Capacitores do barramento CC ($C_1=C_2$)	6600 μ F
Frequência de chaveamento dos IGBTs (f_s)	21600 Hz
Indutância do Filtro (L_f)	1 mH
Resistência do indutor do Filtro (R_{L_f})	15 m Ω
Capacitância do Filtro (C_f)	300 μ F

4.2 DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES

No capítulo anterior foram apresentadas as topologias para as realizações dos controladores. Para ser realizada a análise do comportamento e comparações de desempenho

foram selecionados parâmetros de projeto baseados em três trabalhos estudados: (CARVALHO, 2013), (BONAN, 2010) e (SALTON *et al.*, 2013), para controlador ressonante, repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo, respectivamente. Os ganhos de realimentação de estados e frequência de corte do filtro passa-baixas do controlador repetitivo utilizados foram resumidos nas Tabelas 3 à 5.

Tabela 3 – Definições para Controlador Ressonante.

Parâmetro	Valor
K1	-15.0758
K2	-22,9721
K3	1327377.9842
K4	14861.2776

Tabela 4 – Definições para Controlador Repetitivo.

Parâmetro	Valor
K1	-76.9834
K2	-20.7493
K3	289.3755
ω_c	1000

Tabela 5 – Definições para Controlador paralelo ressonante-repetitivo.

Parâmetro	Valor
K1	-10,42
K2	14,60
K3	7990
K4	193,23
Krs	250
Krp	25
ω_c	1

4.3 DESCRIÇÃO DOS ENSAIOS PROPOSTOS E CARGAS

O comportamento da lei de controle é verificada através da análise dos desempenhos estático e dinâmico do inversor. O desempenho estático é determinado pela relação entre o valor

eficaz da tensão de saída em regime para operação à vazio e com carga nominal linear. Nesse mesmo estado de regime, quando utilizada a carga não linear, é medida a distorção harmônica total da tensão de saída e o valor do fator de crista da corrente.

Nos testes dinâmicos, baseados nas recomendações das normas internacionais, são realizadas variações na carga conectada ao sistema. Os transitórios são produzidos quando são aplicados degraus aditivos, variação instantânea da operação à vazio para carga nominal, e subtrativos, transição instantânea da operação com carga nominal para à vazio, de carga linear. Nesses instantes são medidos o valor *RMS* da tensão de saída e o tempo de recuperação para a faixa de $\pm 1\%$ da tensão nominal, tolerância estabelecida para condição de regime.

Considerando os valores anteriormente descritos para o *UPS* e as Equações (1), (2) e (3) são dimensionados os componentes da carga linear, composta por um resistor, e da carga não linear, apresentada na Figura 7, utilizadas para testes conforme a Tabela 6.

Tabela 6 – Dimensionamento dos componentes das cargas.

Componente	Valor
Resistência da carga linear	5 Ω
Resistência série da carga não linear (R_s)	0,5 Ω
Resistência da carga não linear (R_1)	5,45 Ω
Capacitância da carga não linear (C_1)	23100 μF

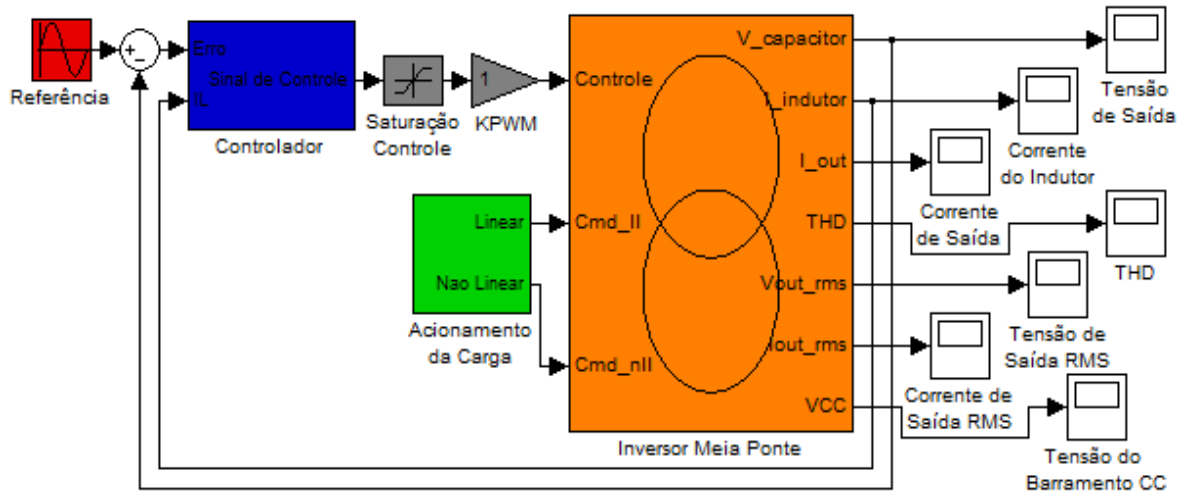
4.4 DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO

Para verificar o funcionamento do sistema de controle antes da execução dos ensaios práticos foram realizadas simulações por meio do *Matlab* e *PSIM* operando conjuntamente. A fim de possibilitar o processo de integração entre os dois *softwares* utilizou-se o módulo *SimCoupler* fornecido pelo fabricante do *PSIM*. Assim, foi possível usufruir dos recursos matemáticos do *Matlab* e dos modelos dos componentes elétricos e eletrônicos contidos no *PSIM*.

No *Simulink*, ferramenta presente no *Matlab*, foi implementado o sistema de controle, acionamento da carga e blocos para obtenção e visualização dos resultados, conforme Figura 20. Nela, o bloco vermelho gera a senoide, referência de tensão a ser imposta sobre o capacitor, na saída do inversor; o azul representa o subsistema de controle; os blocos cinza (saturador e ganho) condicionam o sinal de controle que é utilizado para gerar o sinal *PWM*; o verde executa o acionamento ou remoção das cargas linear e não linear no instante programado; o alaranjado

é o módulo *SimCoupler*, responsável pela integração entre o *Simulink* e o *PSIM*; e para finalizar os demais são blocos para visualização dos sinais de interesse.

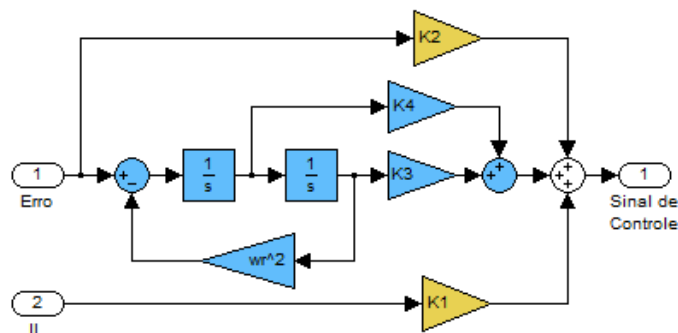
Figura 20 – Diagrama em blocos do sistema de controle desenvolvido no *Simulink*.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no software *Matlab/Simulink*.

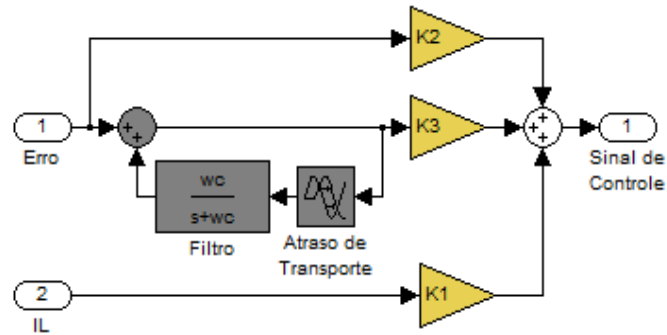
Nas Figuras 21 à 23 são detalhados o conteúdo do subsistema do controlador, bloco azul-escuro da Figura 20, dedicado à representar a lei de controle para cada um dos três controladores. Nele as entradas são o sinal de erro, proveniente da diferença entre a referência e a tensão de saída, e a corrente no indutor, que após serem multiplicados pelos devidos ganhos, blocos amarelos, ou passarem pelos blocos de cor azul, cinza e verde (controladores ressonante, repetitivo e o filtro complementar, respectivamente) são somados para formar o sinal de controle.

Figura 21 – Subsistema Controlador Ressonante.



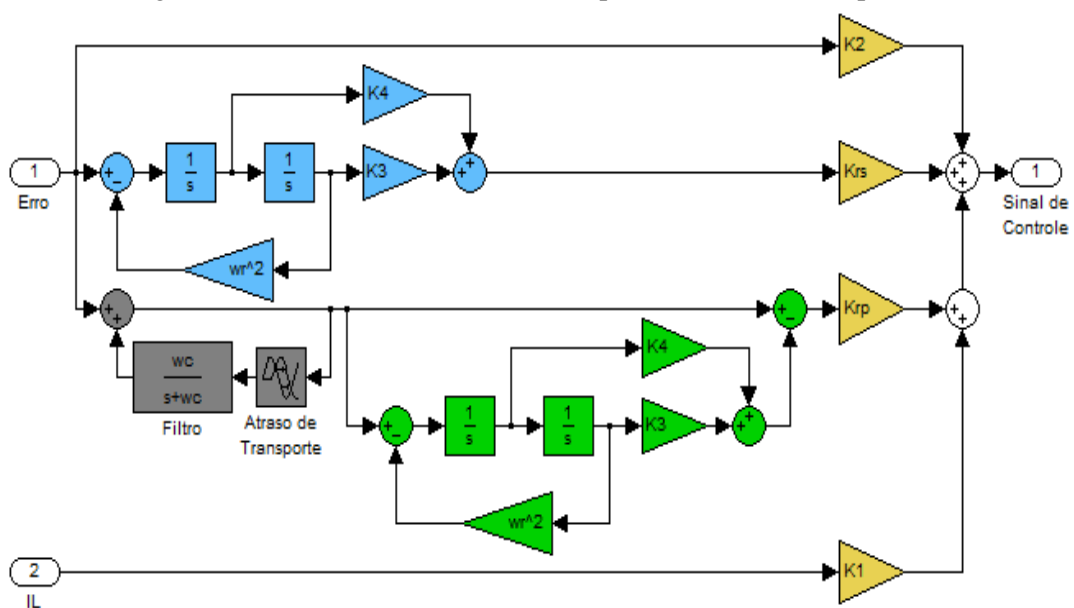
Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no software *Matlab/Simulink*.

Figura 22 – Subsistema Controlador Repetitivo.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

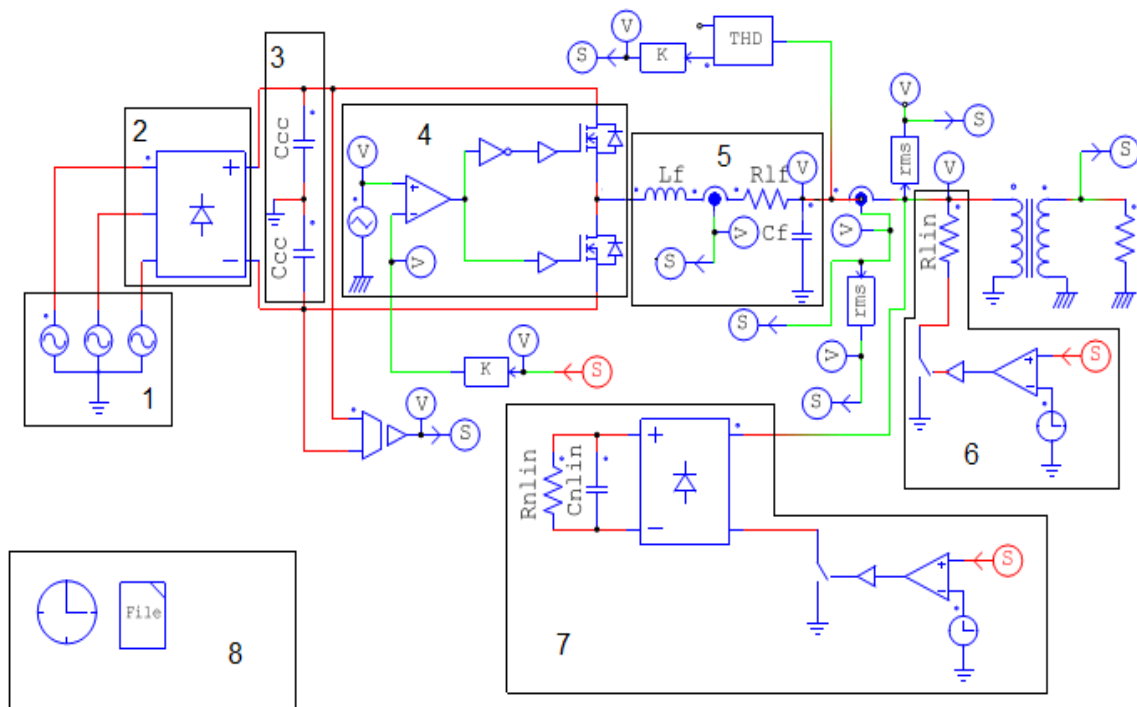
Figura 23 – Subsistema do Controlador paralelo ressonante-repetitivo.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

No *PSIM* foi gerado o circuito apresentado na Figura 24. Nele são simulados os componentes eletrônicos e de potência. Para melhor compreensão do esquemático foram destacados seus principais blocos: os de número um e dois representam a fonte CA trifásica e a ponte retificadora trifásica, respectivamente; o terceiro contém os capacitores que filtram o *ripple* de tensão; no quarto bloco está o gerador de sinal *PWM*, juntamente com os *IGBTs* e seu circuito de acionamento; no quinto está presente o filtro passa-baixas de segunda ordem LC; no sexto e sétimo estão presentes carga linear e não linear; no oitavo são carregados os principais parâmetros de simulação. Neste esquemático, também existem circunferências vermelhas que são saídas do *Simulink* e entradas no *PSIM* e as circunferências azuis são sinais de entrada no *Simulink* e saída do *PSIM*.

Figura 24 – Esquemático do circuito do inversor gerado no *PSIM*.



Fonte: Esquemático gerado pelo autor no *software PSIM*.

4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foram realizadas simulações no domínio contínuo com os controladores cujos valores de projeto estão nas Tabelas 3 à 5. Os valores dos componentes do inversor, bem como das cargas linear e não linear utilizadas foram apresentados nas Tabelas 2 e 6.

4.5.1 Operações à vazio e com carga linear em regime permanente

Como resultado das simulações realizadas podem ser visualizados o sinal de referência, a tensão e a corrente de saída, bem como seus valores *RMS*, onde são mostradas as curvas para o sistema operando à vazio Figuras 25 (a) à 27 (a) e com carga linear Figuras 25 (b) à 27 (b) na utilização dos controladores ressonante, repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo, exibidos nessa ordem nos dois conjuntos de figuras citados e nos próximos a serem analisados.

Figura 25 – Simulações da operação à vazio (a) e com carga linear (b) para sistema com controlador ressonante em regime permanente.

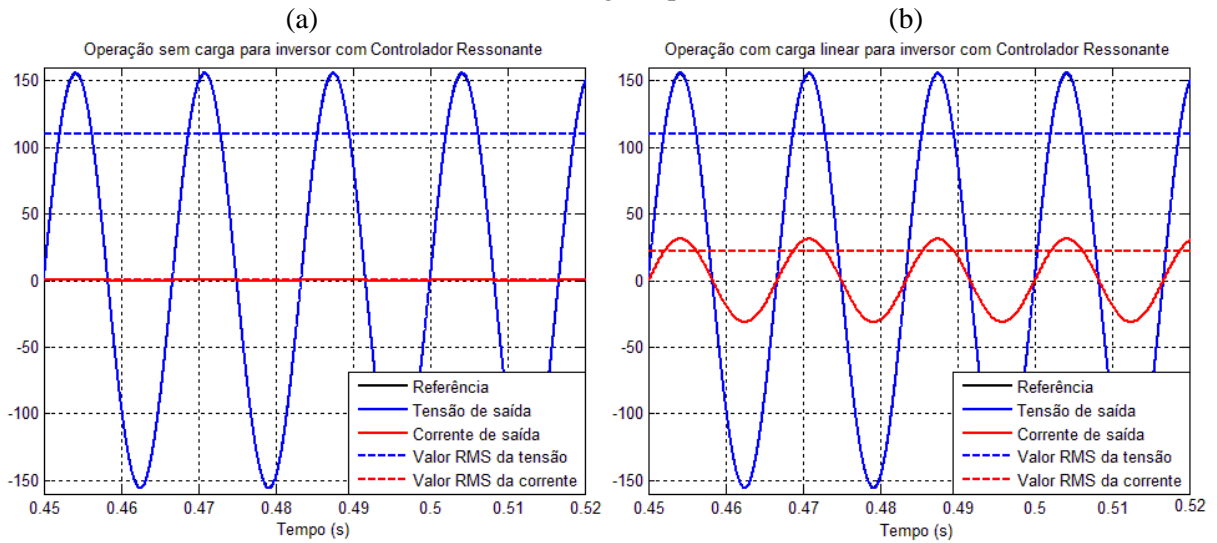


Figura 26 – Simulações da operação à vazio (a) e com carga linear (b) para sistema com controlador repetitivo em regime permanente.

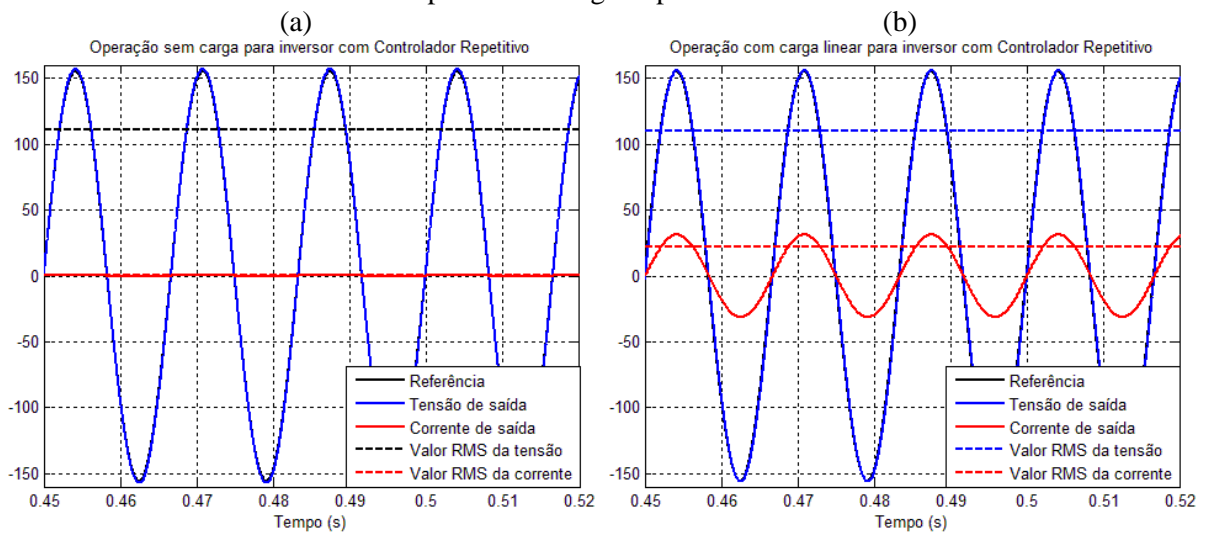
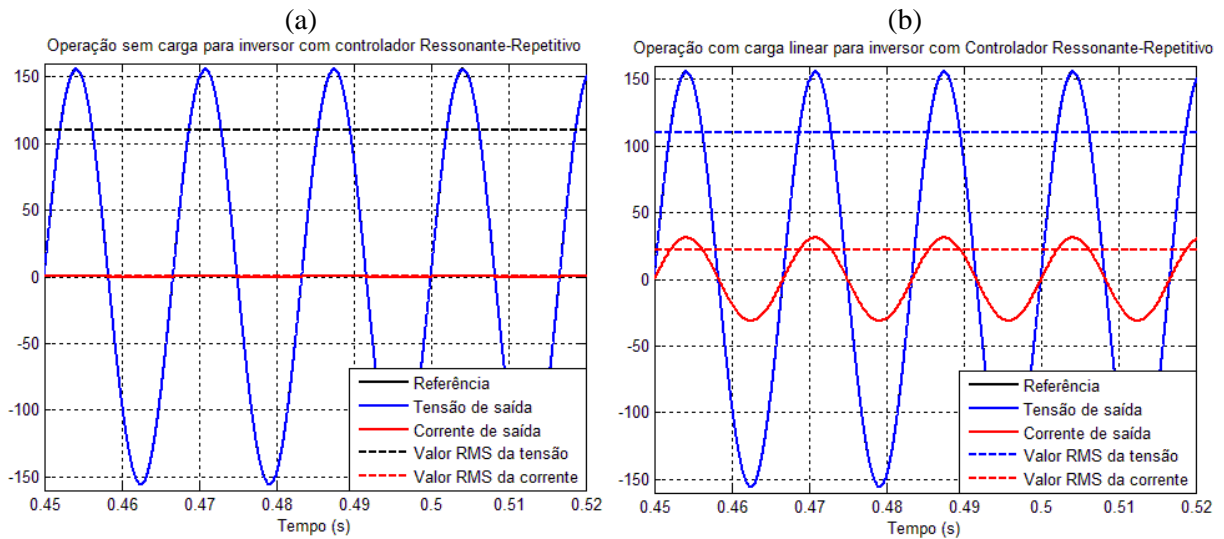


Figura 27 – Simulações da operação à vazio (a) e com carga linear (b) para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo em regime permanente.



Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Para efeitos de comparação, na Tabela 7 foram reunidos os principais resultados de simulação que descrevem o comportamento do sistema em regime permanente à vazio e com carga linear.

Tabela 7 – Resumo das simulações à vazio e com carga linear.

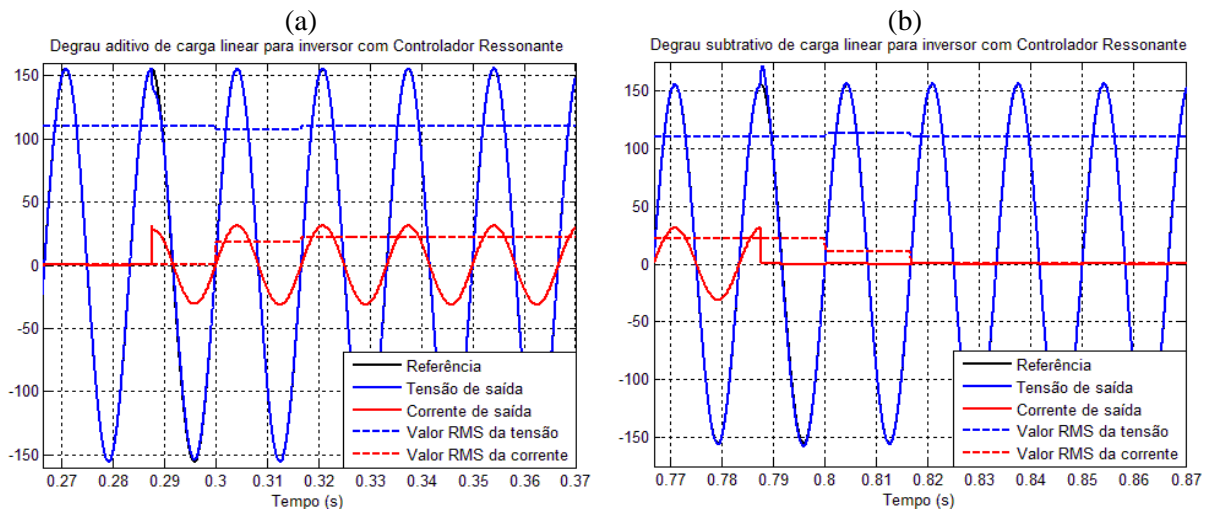
Controlador	Tensão <i>RMS</i> à vazio [V]	Tensão <i>RMS</i> com carga linear [V]	Corrente <i>RMS</i> com carga linear [V]	Erro de Regime [%]
Ressonante	110	110	22	0
Repetitivo	110,8	110,4	22,08	- 0,36
Ressonante-Repetitivo	110	110	22	0

Através da sobreposição das curvas referência e tensão de saída bem como o valor do erro de regime comprova-se o seguimento assintótico da referência com erro nulo, imposto pelo bloco ressonante. Aqui vale frisar o comportamento predominante do controlador ressonante no controlador paralelo ressonante-repetitivo, uma vez que a carga linear atua na faixa de frequências próximas à fundamental. Ao contrário desses, no controlador repetitivo verifica-se a capacidade limitada para essa característica de resposta, comportamento devido à utilização do filtro passa-baixas que reduz os ganhos impostos pelo elemento de atraso a um valor finito, inclusive na fundamental.

4.5.2 Comportamento dinâmico

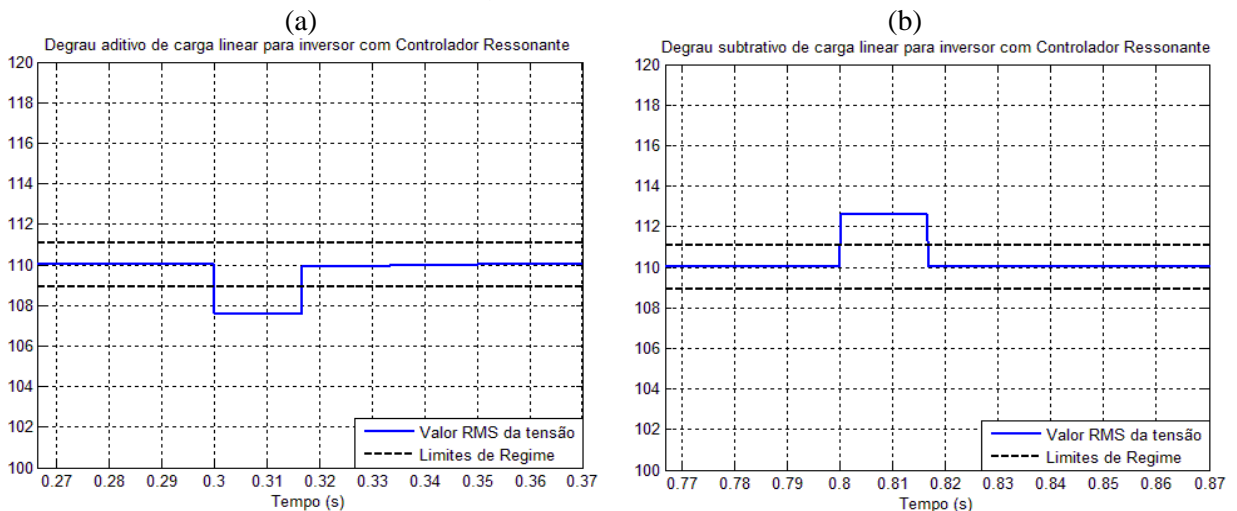
O comportamento dinâmico é avaliado quando no sistema são conectadas, Figuras 28 (a), 30 (a) e 32 (a) e retiradas, Figuras 28 (b), 30 (b) e 32 (b), a carga linear. Nessas figuras percebe-se o atraso de um período nas curvas eficazes, tempo necessário para o sensor efetuar o cálculo do valor *RMS*. Nos pontos em que a carga é conectada, máximo de tensão aos 0,2875 segundos, ou retirada, outro máximo aos 0,7875 segundos, pode-se verificar que a tensão de saída fica deformada em relação ao sinal de referência, como apresentado na Figura 34, efeito que gera uma variação em seu valor eficaz, como pode ser verificado nas Figuras 29 (a), 31 (a) e 33 (a) para degraus aditivos e Figuras 29 (b), 31 (b) e 33 (b) para subtrativos.

Figura 28 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante.



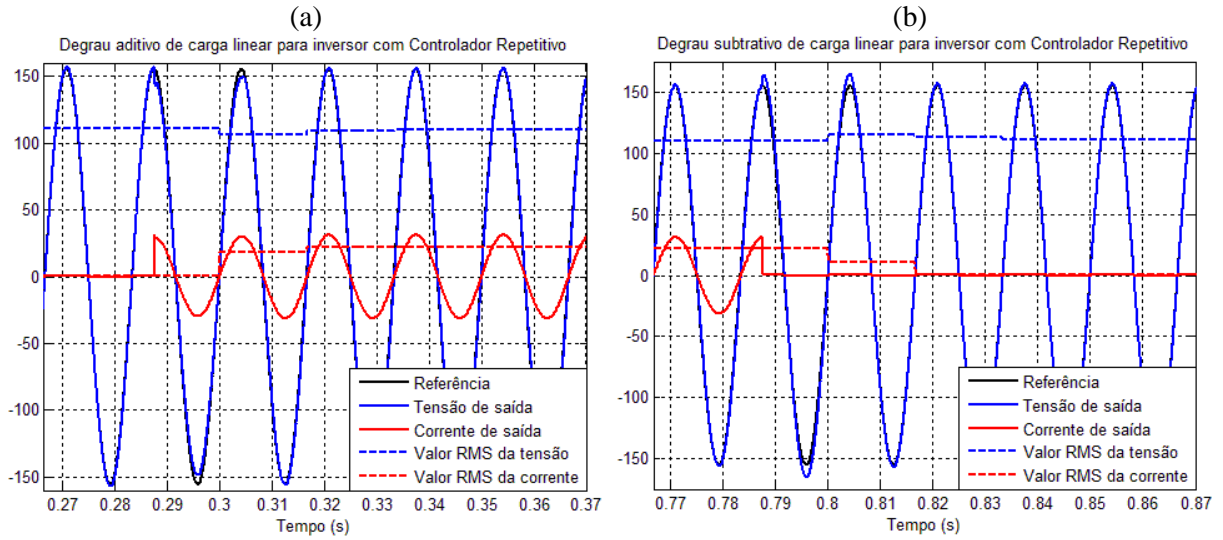
Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Figura 29 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.



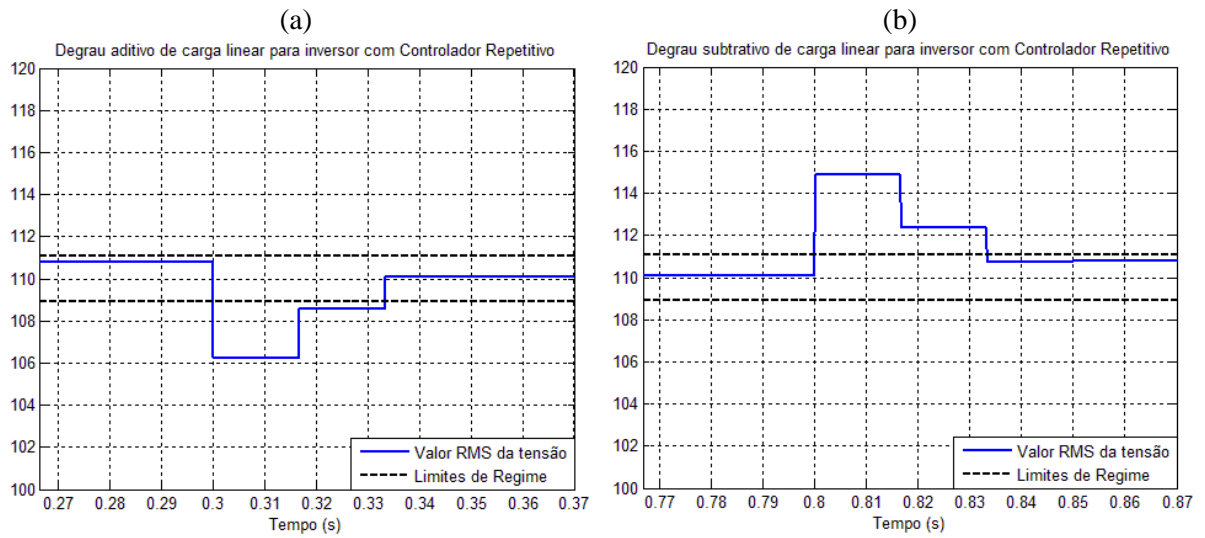
Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Figura 30 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo.



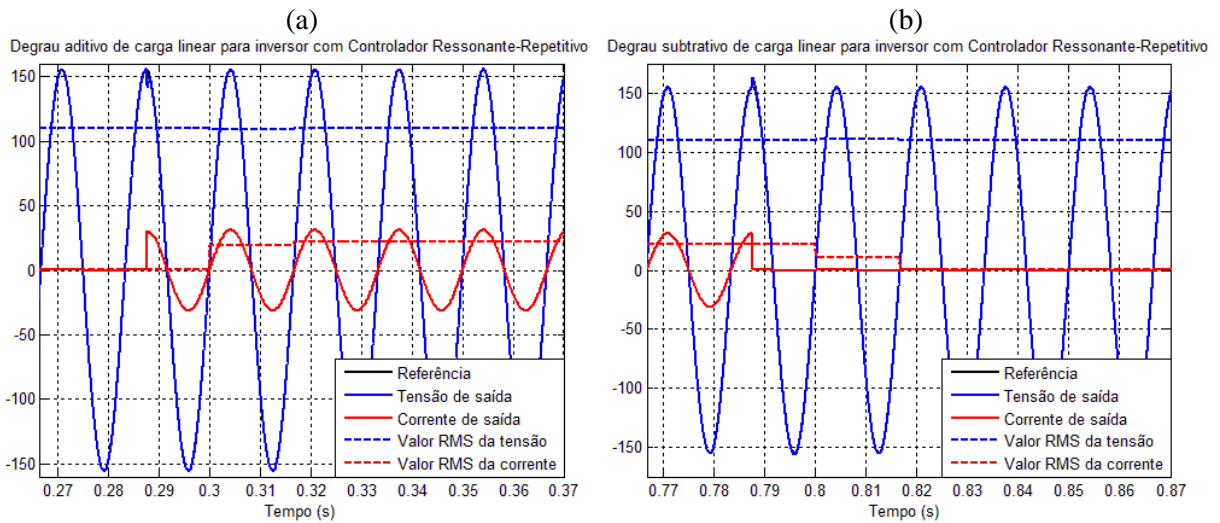
Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Figura 31 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.



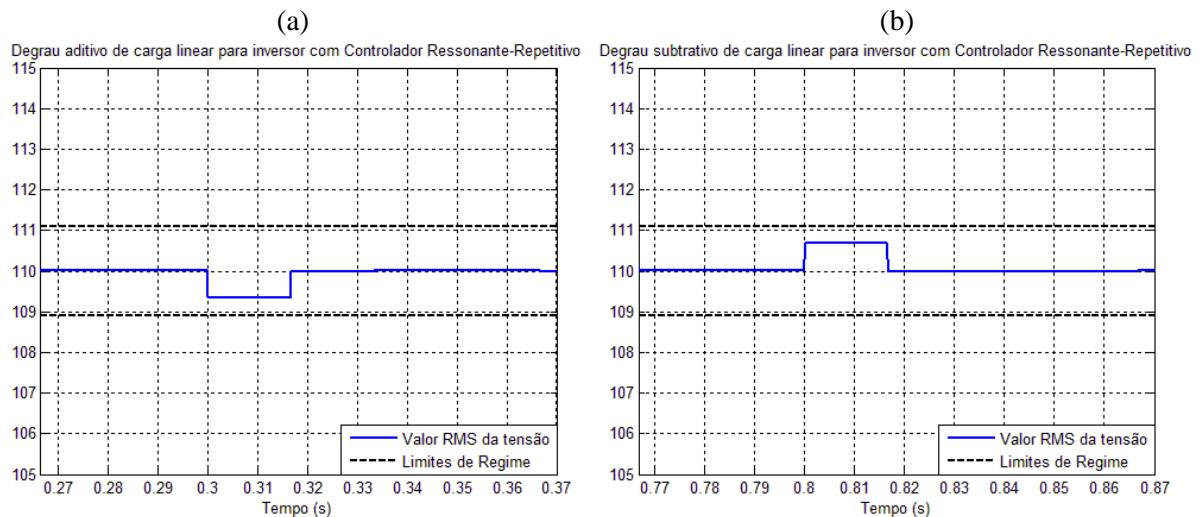
Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Figura 32 – Simulações de operação para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo.



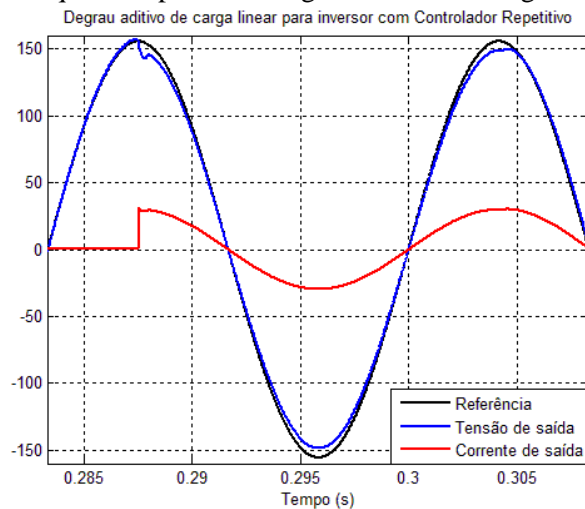
Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Figura 33 – Simulações de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.



Fonte: Gráficos gerados pelo autor no *software Matlab*.

Figura 34 – Simulações para sistema com controlador repetitivo, detalhe na deformação da tensão de saída quando aplicado o degrau aditivo de carga linear.



Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

Na Tabela 8 estão os resultados para o comportamento da saída do sistema em transitórios de carga linear. O desvio mínimo e máximo da tensão *RMS* de saída acontecem quando são aplicados os degraus de carga linear aditivo e subtrativo, respectivamente, o tempo de recuperação se refere ao período que a tensão demora para voltar à faixa nominal, neste caso, definida pelo intervalo 108,9 – 111,1 V.

Tabela 8 – Resumo das simulações de transitório de carga linear.

Controlador	Desvio Mín. [V]	Desvio Max. [V]	Desvio	Tempo de
			Vmin/Vmax [%]	Recuperação [ciclos]
Ressonante	107,5V	112,6V	-2,27/2,36	1
Repetitivo	106,2V	114,9V	-4,15/3,70	2
Ressonante-Repetitivo	109,4V	110,7V	-0,54/0,64	0

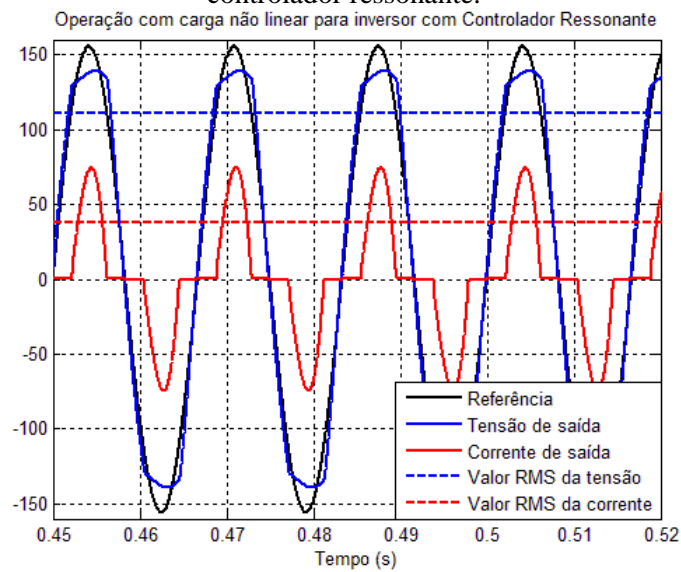
Na análise do comportamento transitório os resultados obtidos mostram um desvio percentual da tensão de saída e tempo de recuperação maiores quando no sistema em malha fechada é utilizado o controlador repetitivo. Esse desempenho é devido a escolha da frequência de corte do filtro passa-baixas em série com elemento de atraso que mantém os polos próximos ao eixo imaginário, o que torna mais lento o tempo de recuperação. Ainda é possível verificar que nesses testes, para o controlador paralelo ressonante-repetitivo prevaleceu a resposta do bloco ressonante, dado que foi utilizada a carga linear. Assim como era de se esperar o

comportamento desse último controlador foi superior a ambos controladores ressonante e repetitivo operando em separado, com menores desvios e menor tempo de recuperação.

4.5.3 Operação com carga não linear

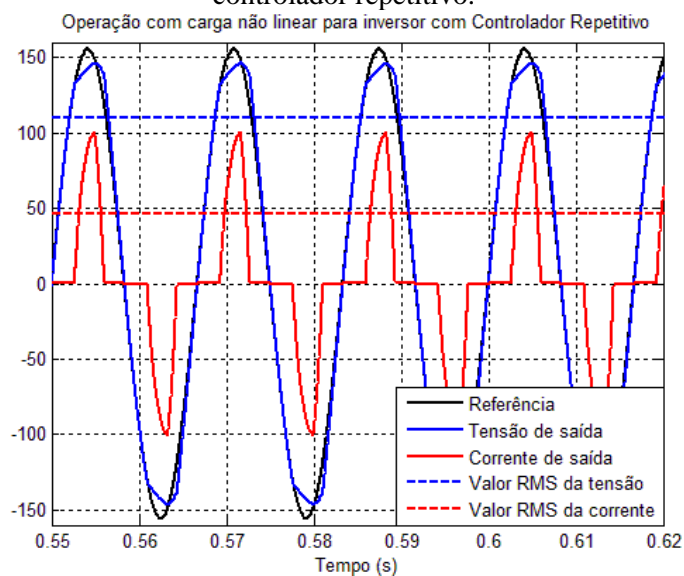
Por fim, é apresentado o comportamento quando o sistema alimenta a carga não linear na Figuras 35 à 37, onde avaliou-se a taxa de distorção harmônica da tensão de saída.

Figura 35 – Simulações da operação em regime permanente com carga não linear para sistema com controlador ressonante.



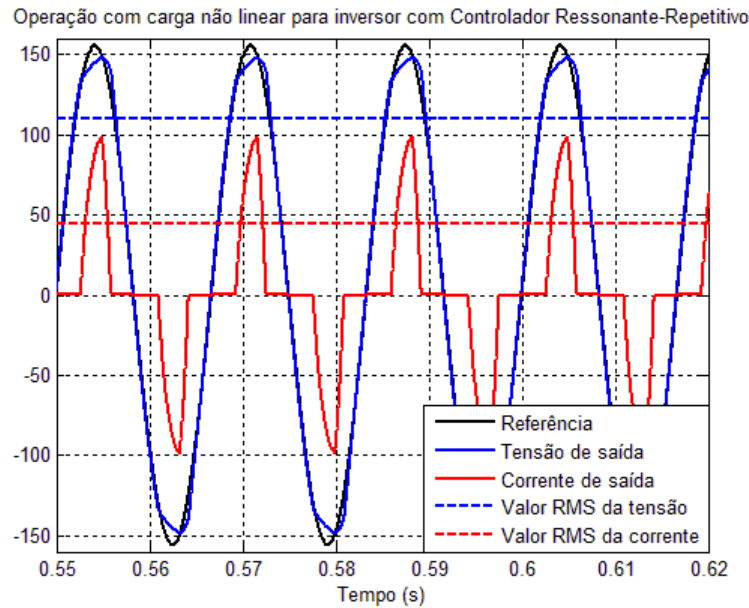
Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

Figura 36 – Simulações da operação em regime permanente com carga não linear para sistema com controlador repetitivo.



Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

Figura 37 – Simulações da operação em regime permanente com carga não linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo.



Após realizadas as simulações para os três controladores com a utilização da carga não linear em regime permanente, pode-se observar na Tabela 9 o resumo dos resultados obtidos.

Tabela 9 – Resumo das simulações com carga não linear em regime permanente.

Controlador	Tensão <i>RMS</i> de saída [V]	Pico da Corrente de saída [A]	Corrente <i>RMS</i> de saída [A]	Fator de crista da corrente	<i>THD</i> da tensão
Ressonante	110,7	74,85	37,68	1,99	11,38
Repetitivo	109,9	97,87	43,45	2,27	6,1
Ressonante-Repetitivo	110,2	98,5	44	2,24	5,83

Ao contrário das simulações com carga linear, quando conectada a carga não linear à saída do filtro passa-baixas LC, constata-se um pior desempenho, relativo a taxa de distorção harmônica da tensão e a diferença para o valor nominal eficaz da tensão de saída, do controlador ressonante. Fato devido a utilização de um modo apenas na frequência fundamental e a consequente não compensação dos distúrbios causados pelos picos de corrente drenada na saída do sistema.

Aqui verifica-se o comportamento dominante dos modos do repetitivo na resposta do controlador paralelo ressonante-repetitivo, combinado com o melhor desempenho entre os três, comprovado pela menor distorção harmônica.

É observado o formato da corrente de saída, característica da alimentação de circuitos que utilizam circuitos retificadores com filtro capacitivo. Como pode ser visto nas figuras acima, seu valor de pico foi maior para o controlador paralelo ressonante-repetitivo devido ao fato que seu pico de tensão de saída foi superior ao dos outros controladores. Apesar disso, seu fator de crista da corrente foi ligeiramente menor que o obtido para o controlador repetitivo, por apresentar um valor de corrente eficaz mais elevado.

4.6 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

O projeto e estudo dos controladores foi realizado no domínio contínuo, mas sua implementação é realizada no domínio discreto com a utilização do *software Matlab/Simulink*, juntamente com o sistema *dSPACE*. Neste trabalho é utilizada a Transformação de Tustin, que estabelece a seguinte relação entre os domínios contínuo e discreto:

$$s \approx \frac{2z - 1}{Tz + 1} \quad (47)$$

sendo que T é a taxa de amostragem, adotada como metade do período de chaveamento do *PWM*, e z é a variável de atraso unitário no domínio discreto.

A função de transferência discreta do controlador ressonante é obtida através da sua função de transferência no domínio contínuo, na Equação (12) com a inclusão dos ganhos de realimentação estabelecidos, escrita na equação abaixo:

$$C_{RS}(s) = \frac{k_4s + k_3}{s^2 + \omega_r^2} \quad (48)$$

e substitui-se a Transformação de Tustin, Equação (47), e chega-se na expressão discretizada do controlador ressonante:

$$C_{RS_z}(z) = \frac{z^{-2} \cdot b_0 + z^{-1} \cdot b_1 + b_2}{z^{-2} \cdot a_0 + z^{-1} \cdot a_1 + a_2} \quad (49)$$

Onde os valores dos coeficientes a_0 , a_1 , ..., b_1 , b_2 são descritos pelas expressões presentes na Tabela 10.

Tabela 10 – Coeficientes do Controlador Ressonante Discretizado.

Coeficientes	Expressão
b_0	$T^2 - 2k_4T$
b_1	$2T^2$
b_2	$T^2 + 2k_4T$
a_0	$T^2\omega_r^2 - 4$
a_1	$2T^2\omega_r^2 - 8$
a_2	$T^2\omega_r^2 + 4$

A função de transferência discreta do controlador repetitivo é obtida através da sua função de transferência no domínio contínuo e da propriedade da Transformada Z dadas pelas Equações (50) e (51), respectivamente.

$$G_{RP}(s) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e^{-\tau s}} \quad (50)$$

$$z = e^{Ts} \quad (51)$$

Após manipulações algébricas em (51), pode-se escrever:

$$e^{-\tau s} = e^{-Ts\frac{\tau}{T}} = z^{-\frac{\tau}{T}} \quad (52)$$

Substituindo-se a Transformação de Tustin, Equação (47) e a relação dada por (52) na função de transferência no domínio contínuo do controlador repetitivo, obtêm-se a Equação (53).

$$C_{RP}(z) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_c}{\frac{2z-1}{Tz+1} + \omega_c} \right) z^{-\frac{\tau}{T}}} \quad (53)$$

Efetuada algumas manipulações é obtida a função de transferência discreta do controlador repetitivo, Equação (54).

$$C_{RP}(z) = \frac{1}{1 - \left(\frac{z^{-1} \cdot \omega_T + \omega_T}{z^{-1} \cdot (\omega_T - 2) + 2 + \omega_T} \right) z^{-\gamma}} \quad (54)$$

O termo entre parênteses é a versão discreta do filtro passa-baixas e ω_T é igual a $\omega_C \cdot T$, γ é um número inteiro dado pela relação entre o atraso de transporte τ e o período de amostragem T .

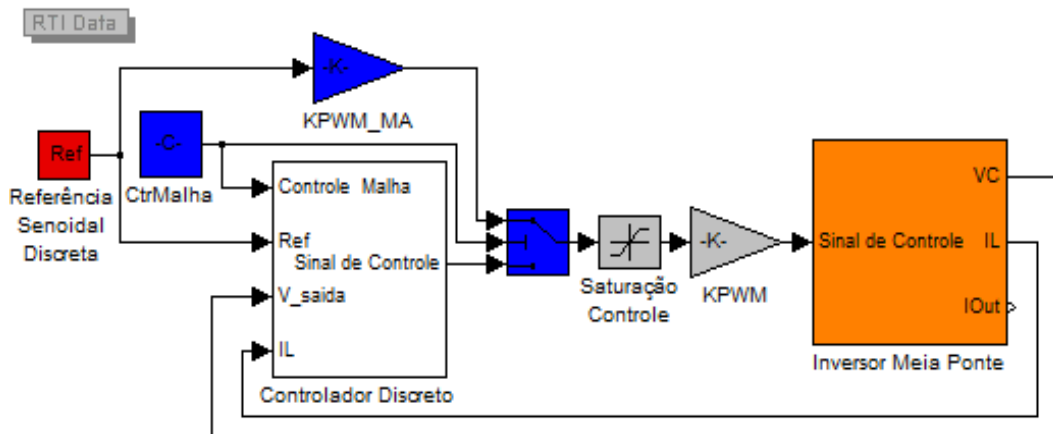
4.7 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Em posse dos resultados de simulação no domínio contínuo e da versão discretizada dos controladores, foi implementada toda a estrutura que possibilitou os testes experimentais e a aquisição dos resultados práticos para comprovar o seu funcionamento. Na realização prática foram utilizados: um inversor comercial de 5 kVA, um sistema de tempo real em conjunto com o *Matlab/Simulink*, além de um conjunto de resistências, retificador monofásico e capacitores para a implementação das cargas linear e não linear.

A obtenção dos dados experimentais do sistema de controle foi possibilitada pela placa de aquisição e transmissão de dados *dSPACE DS1104 R&D Controller Board*. Este sistema é composto diversos recursos de *hardware*, entre os quais estão entradas para sinais analógicos (conversores analógicos/digitais de 14 bits), saídas para sinais digitais e para canais geradores de sinal *PWM* (de 16 bits). Além disso ela possibilita que seja utilizada uma taxa de amostragem inferior a 45 μ s, necessária para a análise do comportamento dinâmico e da rejeição das harmônicas geradas.

O diagrama em blocos do sistema de controle realizado na plataforma *Matlab/Simulink* em conjunto com a placa DS1104 é apresentado na Figura 38. Nele os blocos em vermelho geram a senoide de referência discretizada, os azul-escuros compõem o arranjo necessário para abrirem ou fecharem a malha de realimentação, o branco contém a estrutura dos sistema de controle, os cinzas estabelecem a relação entre o valor máximo do sinal de controle e o máximo admitido na entrada do gerador de *PWM* e por fim o alaranjado inclui os blocos de configuração da *dSPACE*.

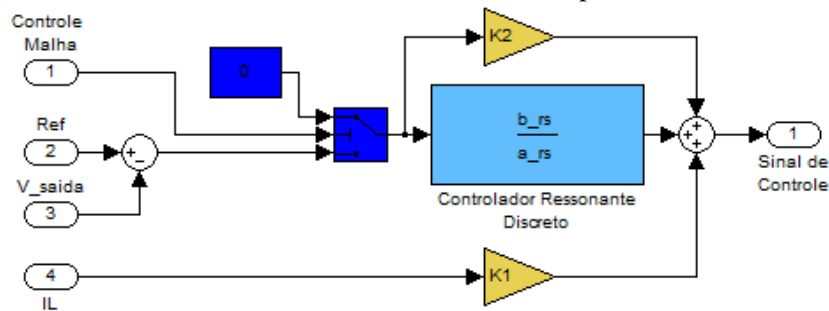
Figura 38 – Diagrama do sistema de controle utilizado na implementação prática.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

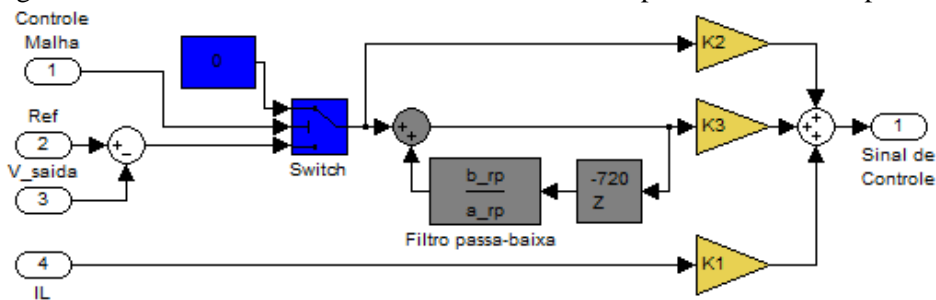
Nas Figuras 39 à 41 são detalhados, para cada um dos três controladores, o conteúdo do bloco Controlador Discreto da Figura 38. Nele entram os sinais de referência, tensão de saída, corrente do indutor e o controle da malha que comanda os blocos em azul-escuro para abrirem ou fecharem a malha de realimentação e sai o sinal de controle. Os blocos amarelos são os devidos ganhos e o azul-claro, cinzas e verdes representam respectivamente as estruturas discretizadas do controlador ressonante, repetitivo e filtro complementar.

Figura 39 – Subsistema do bloco Controlador Discreto para controlador ressonante.



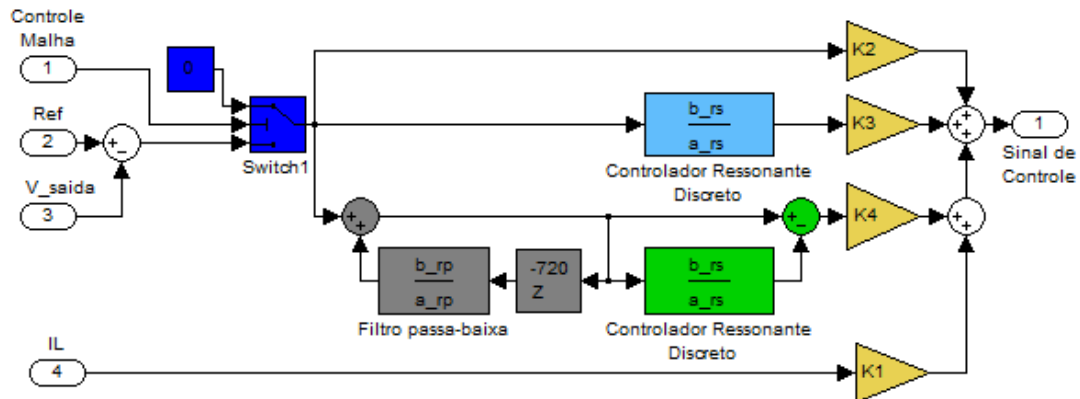
Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

Figura 40 – Subsistema do bloco Controlador Discreto para controlador repetitivo.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

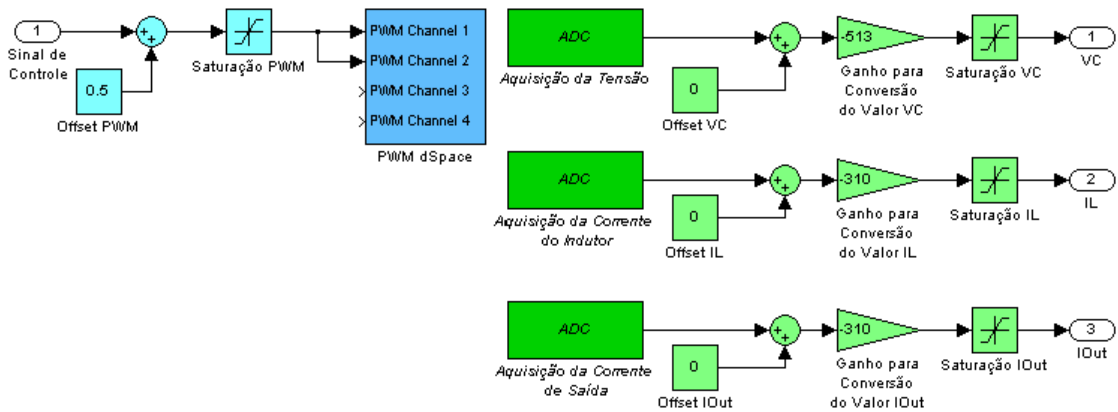
Figura 41 – Subsistema do bloco Controlador Discreto: para controlador paralelo Ressonante-repetitivo.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

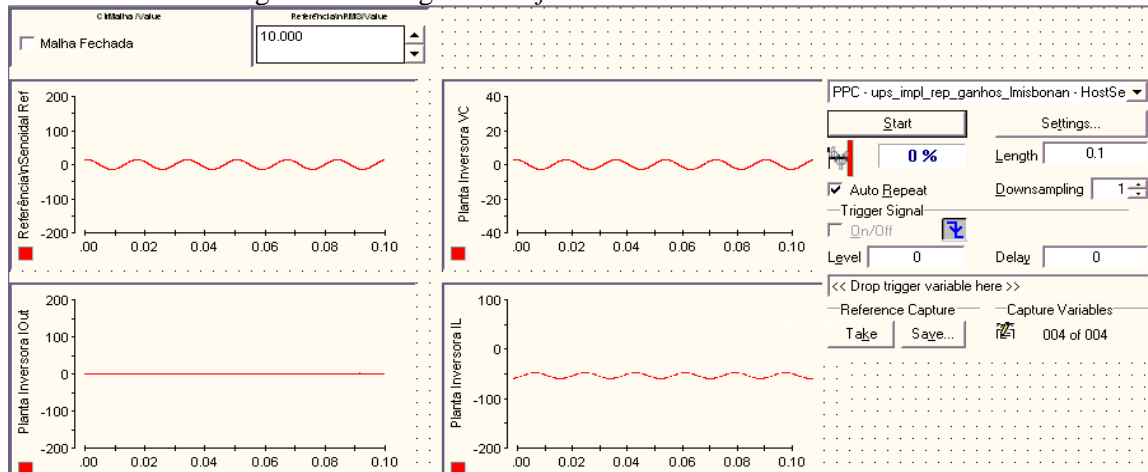
O subsistema Inversor Meia Ponte, da Figura 38, contém em tons de verde, mostrados na Figura 42: os blocos *ADC*, juntamente com o condicionamento (blocos de *offset*, ganhos de conversão e saturadores) necessários para a aquisição dos sinais referentes aos estados do sistema, tensão de saída e corrente no indutor do filtro LC. Além disso, este subsistema é responsável pelo tratamento do sinal de controle antes de ser enviado para o bloco gerador do sinal *PWM* que controla os *IGBTs*, em tons de azul nessa mesma figura.

Figura 42 – Subsistema do bloco Inversor Meia Ponte da Figura 38.



Fonte: Diagrama em blocos gerado pelo autor no *software Matlab/Simulink*.

O diagrama de controle desenvolvido foi então sintetizado e transferido para a placa de aquisição e transmissão de dados através do *software Control Desk* da própria *dSPACE*. Ele, bem como o *Matlab/Simulink*, possui interface gráfica e possibilita ao usuário a configuração e visualização em tempo real das variáveis do sistema de interesse, como é apresentado na Figura 43.

Figura 43 – Imagem do *software* de interface *Control Desk*.

Fonte: *Print screen* gerado pelo autor do *software Control Desk*.

A estrutura utilizada para testes é apresentada na Figura 44. No *UPS*, cujo esquemático simplificado está na Figura 16 e valores dos componentes estão descritos na Tabela 2, é regulada a tensão de entrada através de um variador de tensão trifásico de modo que o barramento CC atinja 530 V_{dc} . Este barramento é composto por uma ponte retificadora trifásica fabricada pela empresa *Crydom*, modelo M5060TB1200 e pelo banco de capacitores. O módulo *IGBT* modelo SKM400GB128D e respectiva placa *driver*, modelo SKHI22, fabricados pela *Semikron* são acionados pelo sinal *PWM* proveniente da placa *dSPACE*. Após serem medidos com a ajuda de um transformador abaixador de tensão e um sensor de efeito *Hall*, os estados do inversor, tensão sobre o capacitor e a corrente no indutor, provenientes do filtro LC, são condicionados antes de serem ligados aos *ADCs* da placa de aquisição de dados e controle.

Figura 44 – Inversor comercial de 5kVA utilizado para testes.



Fonte: Fotografia tirada pelo autor.

Nas aquisições dos dados experimentais de tensão e corrente de saída foram utilizados um osciloscópio *Tektronics* modelo TDS 2014 e uma ponteira de corrente *FLUKE* modelo 80i-

110s. A *TDH* da tensão e a potência de saída do inversor foram medidas através de um analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

4.8 RESULTADOS DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Da mesma forma como realizados nas simulações, os testes realizados com os três controladores consistiram em avaliar o valor eficaz da tensão de saída em regime para operações à vazio, com carga linear e não linear, em transitórios de carga linear e a taxa de distorção harmônica quando o inversor alimentava carga não linear.

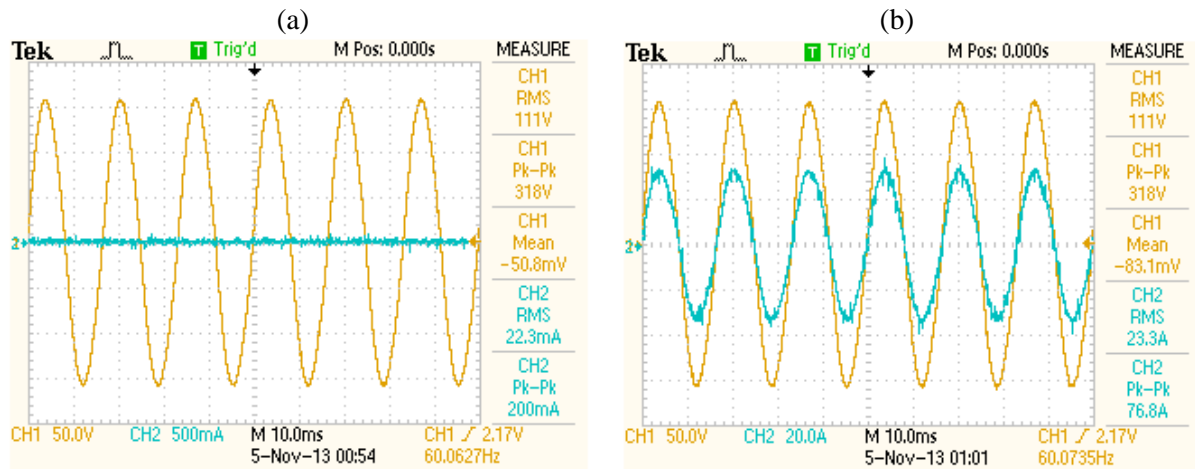
Para todos os experimentos realizados na implementação prática o maior desvio de frequência foi de 0,1 Hz, valor que representa menos de 0,17% de variação da nominal que é 60 Hz. Lembrando que a exigência da norma IEEE Std 944 é de que a variação não ultrapasse a margem de $\pm 0,5\%$ da especificada, verifica-se que os três controladores utilizados atendem esse requisito. Também, em todo ensaios, o nível CC ficou dentro da faixa de no máximo 0,1% da tensão eficaz nominal, o que obedece a norma IEC 62040.

4.8.1 Operações à vazio e com carga linear em regime permanente

Através das operações em regime permanente à vazio e com carga linear é avaliado o desempenho estático do sistema. Nas Figuras 45 (a), 48 (a) e 51 (a), obtidas do osciloscópio, podem ser visualizadas as formas de onda da tensão (em azul) e da corrente de saída (em amarelo) quando são utilizados os controladores ressonante, repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo, na devida ordem, para sistema sem carga. A forma de onda senoidal na saída do filtro pode ser comprovada pela baixa taxa de distorção harmônica para cada um dos três testes à vazio que podem ser visualizadas na Figuras 46 (a), 49 (a) e 52 (a) com as imagens obtidas do analisador de energia.

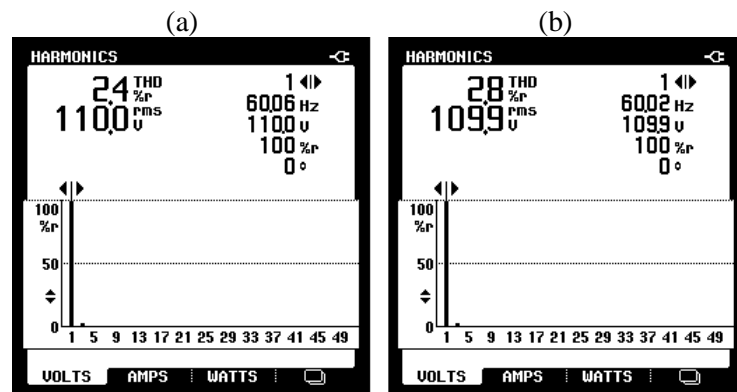
Para a operação com carga linear foram obtidas as mesmas curvas adquiridas com o osciloscópio, Figuras 45 (b), 48 (b) e 51 (b), e para a *THD*, Figuras 46 (b), 49 (b) e 52 (b). Percebe-se que mesmo com a conexão da carga a distorção manteve-se abaixo de 3% em relação a fundamental. Também, através das imagens retiradas do analisador de energia foram obtidos o valor eficaz da corrente e potência de saída, Figuras 47 (a) (b), 50 (a) (b) e 53 (a) (b), seguindo a mesma ordem de apresentação dos controladores: ressonante, repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo.

Figura 45 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente à vazio (a) e com carga linear (b).



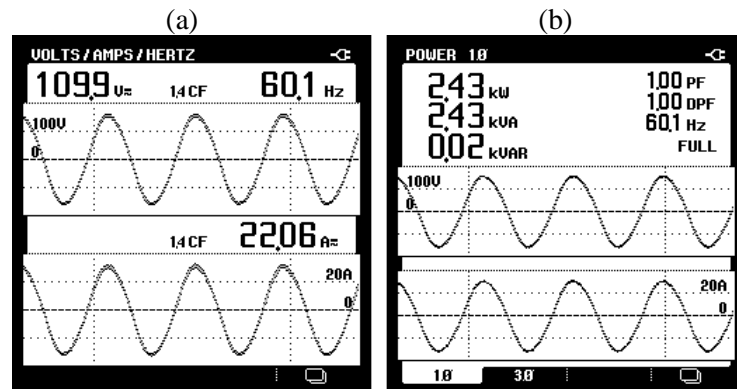
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do osciloscópio Tektronics modelo TDS 2014.

Figura 46 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente: análise da THD à vazio (a) e com carga linear (b).



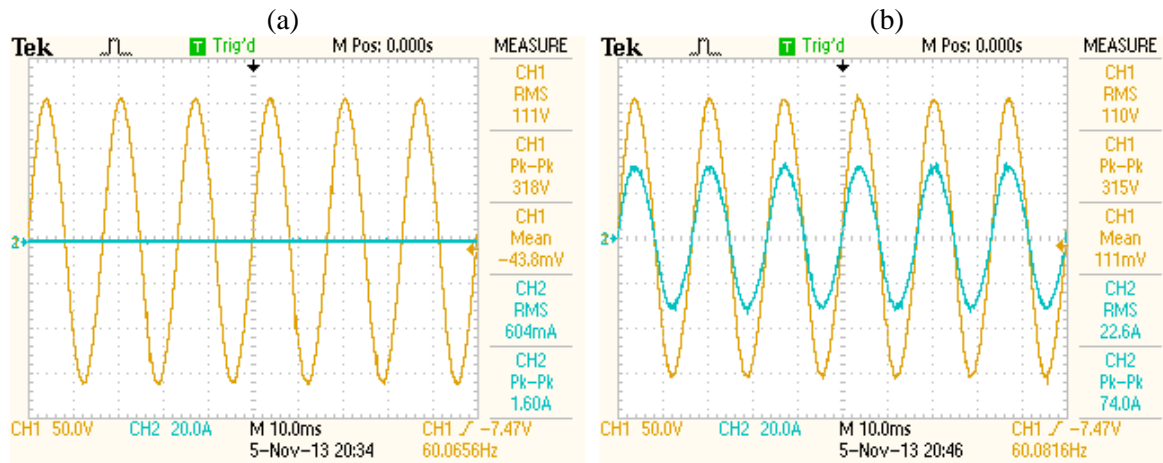
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 47 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente com carga linear: (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída, (b) potência consumida pela carga.



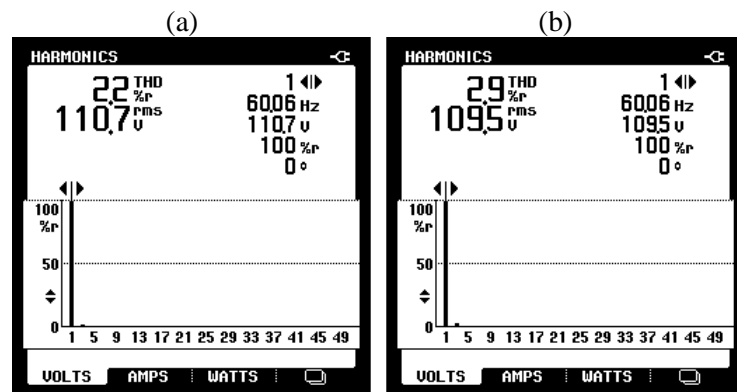
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 48 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente à vazio (a) e com carga linear (b).



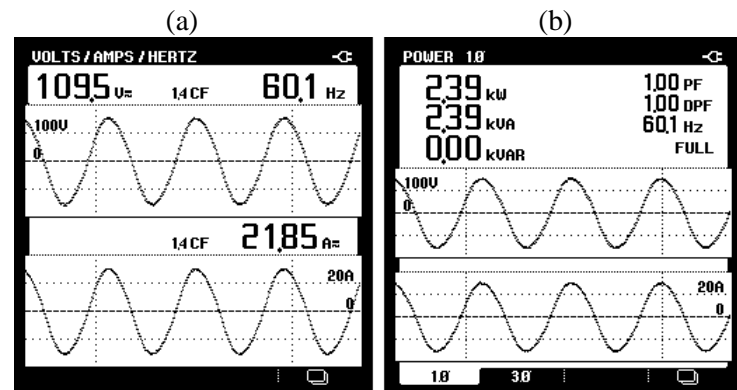
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do osciloscópio Tektronics modelo TDS 2014.

Figura 49 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente: análise da THD à vazio (a) e com carga linear (b).



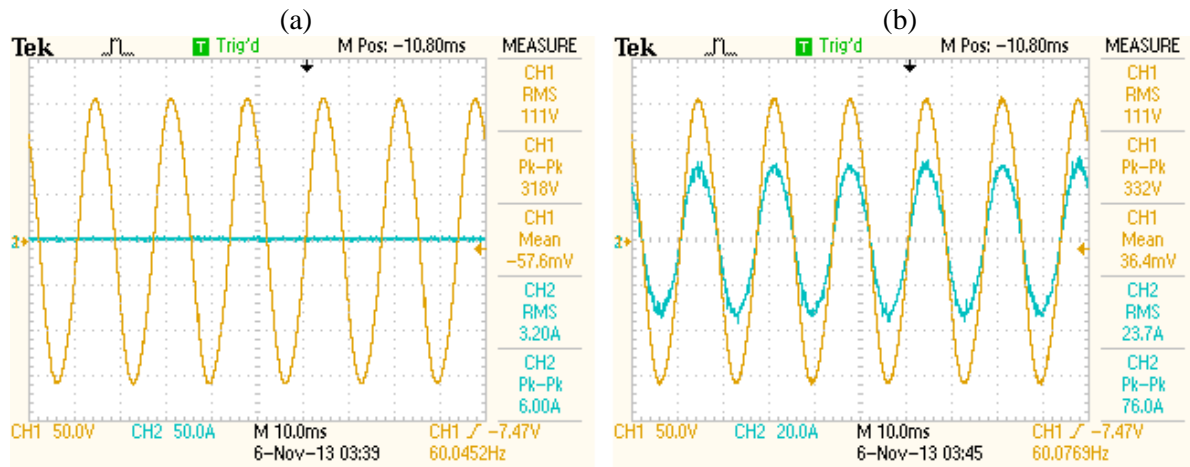
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 50 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente carga linear: (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída, (b) potência consumida pela carga.



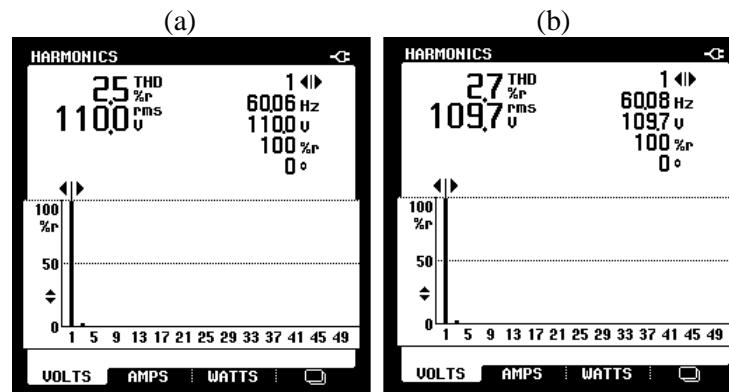
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 51 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente à vazio (a) e com carga linear (b).



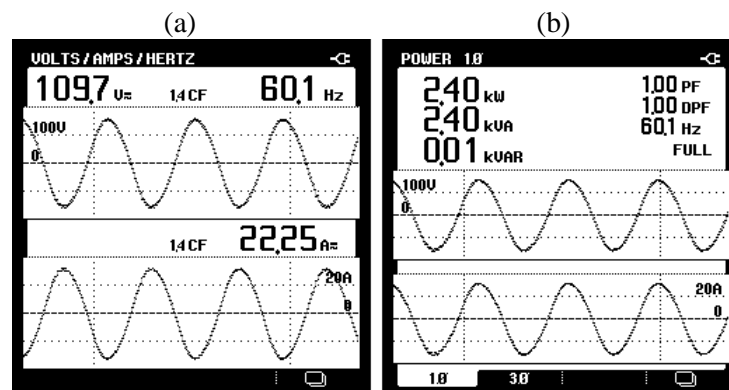
Fonte: Imagens obtidas pelo autor do osciloscópio Tektronics modelo TDS 2014.

Figura 52 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente: análise da THD à vazio (a) e com carga linear (b).



Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 53 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente com carga linear: (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída, (b) potência consumida pela carga.



Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Os dados adquiridos nos experimentos práticos quando utilizado o sistema operando à vazio e com carga linear estão resumidos na Tabela 11.

Tabela 11 – Resumo da implementação prática em regime permanente das operações à vazio e com carga linear.

Controlador	Tensão <i>RMS</i> à vazio [V]	Tensão <i>RMS</i> com carga linear [V]	Corrente <i>RMS</i> com carga linear [V]	Erro de Regime [%]
Ressonante	110	109,9	22,06	0,09
Repetitivo	110,7	109,5	21,85	1,08
Ressonante-Repetitivo	110	109,7	22,25	0,27

Os resultados práticos, apesar de apresentarem diferenças, exibem valores bem próximos aos obtidos nas simulações para a avaliações desempenho estático do sistema. Da mesma forma o controlador repetitivo mostrou o maior erro de regime e o paralelo ressonante-repetitivo evidenciou a característica predominante do controlador ressonante em sua malha de realimentação.

Quanto às normas, o maior desvio foi o controlador repetitivo com variação de 0,64% em relação à tensão eficaz nominal. Assim, os três controladores ficaram dentro da determinação da norma IEEE Std 944 que diz que a tensão eficaz deve ficar dentro da faixa de $\pm 2\%$ da nominal.

4.8.2 Comportamento dinâmico

Para a análise do comportamento dinâmico dos controladores foram medidas as curvas de tensão e corrente de saída em transitórios de carga aditiva e subtrativa linear com a ajuda do osciloscópio. Após o tratamento dos sinais com auxílio de um filtro média móvel para filtrar os ruídos de aquisição, foi calculado o valor eficaz da tensão. Deve-se mencionar que nos resultados da implementação o valor *RMS* é recalculado a cada amostra buscando encontrar os mínimos e máximos atingidos durante os transitórios, diferindo-se do método de cálculo utilizado nos resultados de simulação, onde o cálculo era realizado ciclo a ciclo.

Os gráficos que exibem os resultados obtidos para os transitórios na implementação prática dos três controladores estão nas Figuras 54 à 59 na mesma forma e ordem que os exibidos nas simulações.

Figura 54 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante.

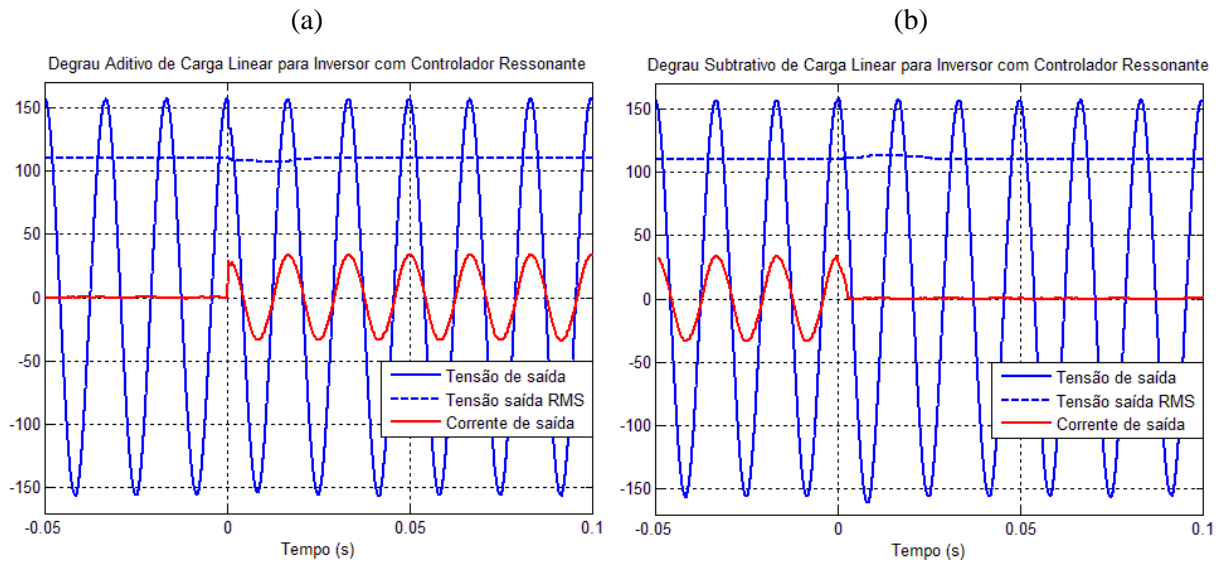


Figura 55 – Resultado da implementação prática de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador ressonante, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.

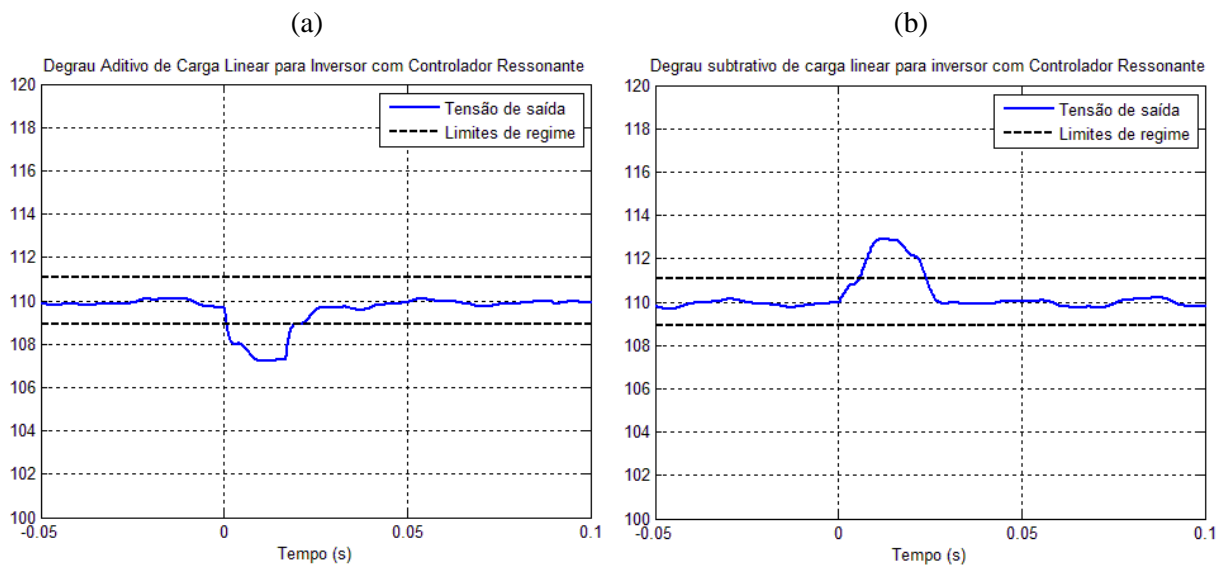


Figura 56 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo.

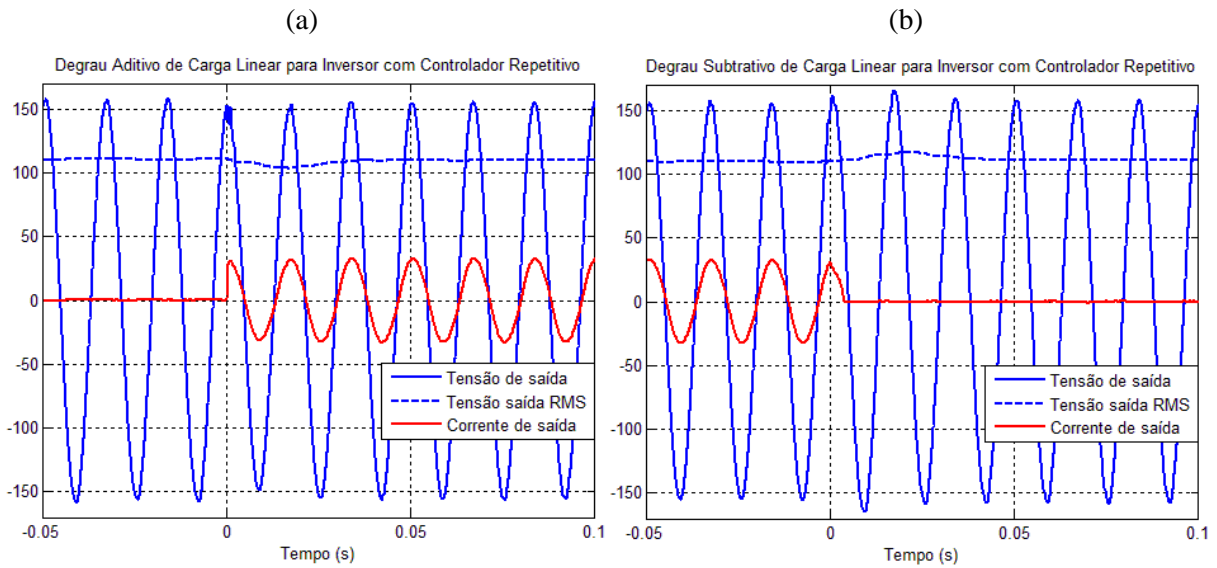


Figura 57 – Resultados da implementação prática de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.

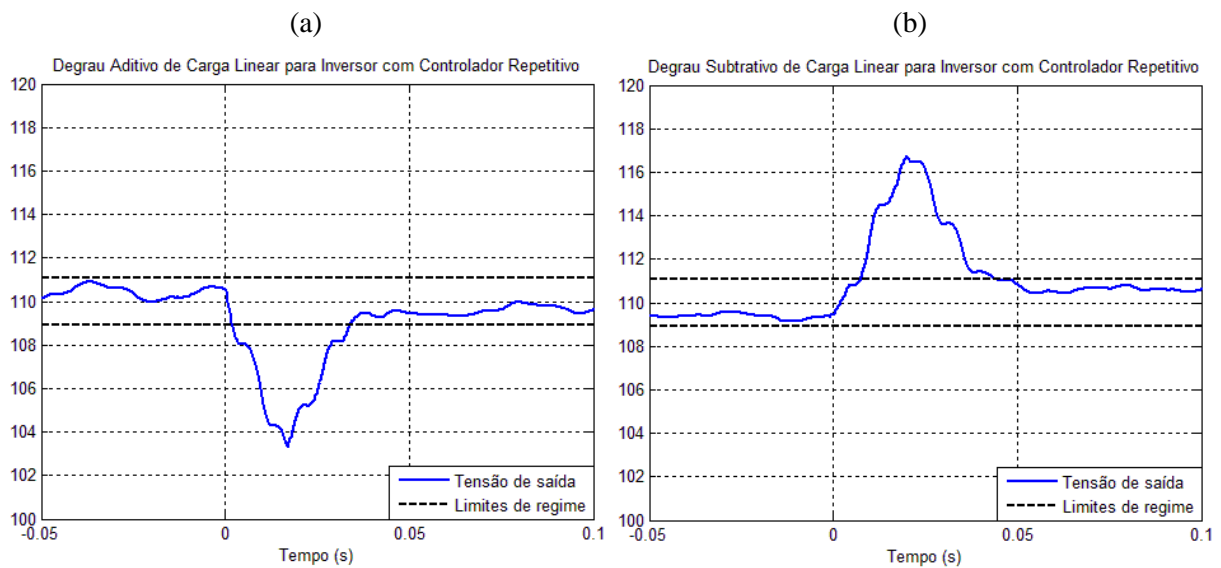
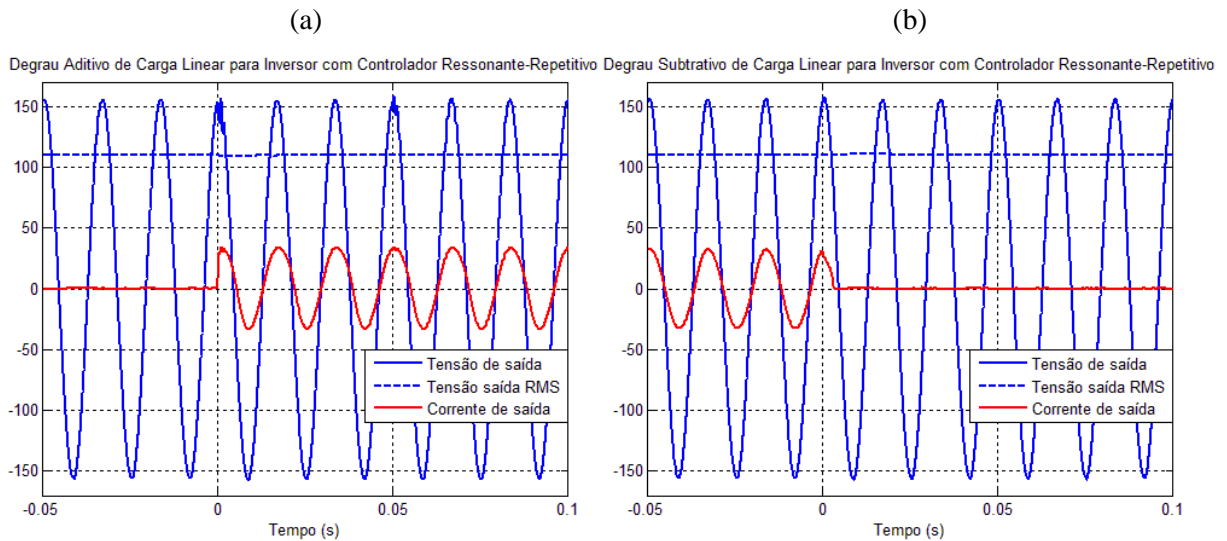
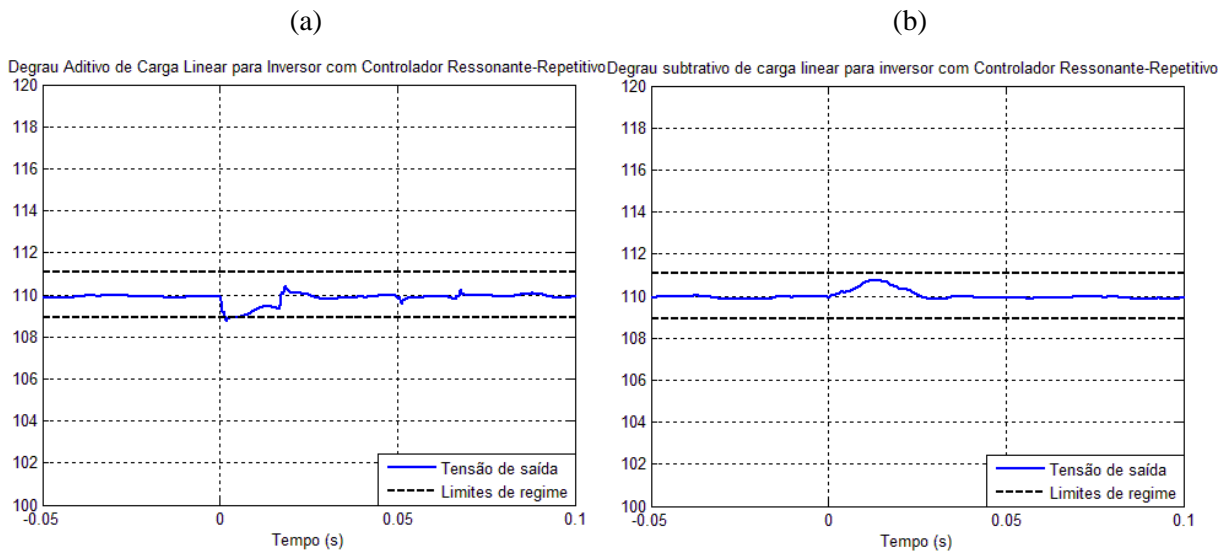


Figura 58 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo.



Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

Figura 59 – Resultados da implementação prática de degraus aditivo (a) e subtrativo (b) de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo, detalhe no valor eficaz da tensão de saída.



Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

O resumo dos principais dados referentes ao desempenho dinâmico dos controladores estão apresentados na Tabela 12.

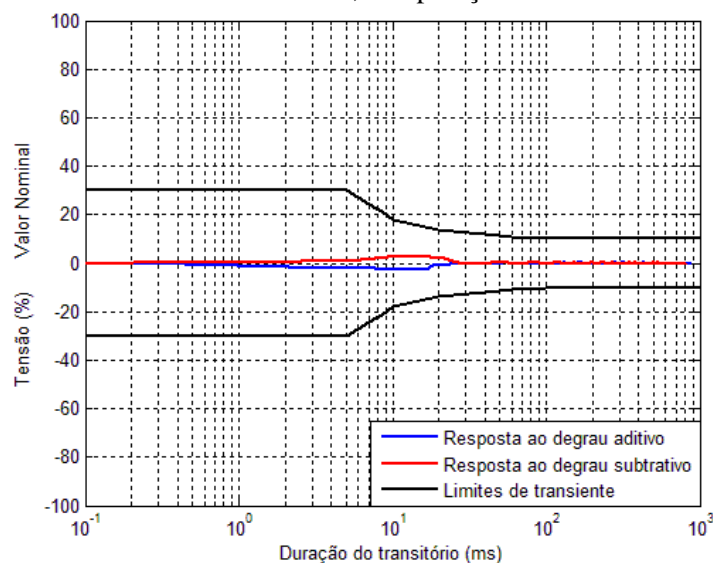
Tabela 12 – Resumo dos resultados práticos do desempenho dinâmico dos controladores.

Controlador	Desvio Min. [V]	Desvio Max. [V]	Desvio Vmin/Vmax [%]	Tempo de Recuperação [ciclos]
Ressonante	107,2V	112,9V	-2,54/2,64	1,5
Repetitivo	103,3V	116,7V	-6,68/5,42	3
Ressonante-Repetitivo	108,7V	110,7V	-1,18/0,64	$\cong 0$

Por intermédio da Tabela 12, pode-se ver que os dados práticos de análise dinâmica assemelham-se às simulações realizadas, onde as maiores diferenças encontram-se nos resultados do controlador repetitivo e no comportamento da corrente de saída, que devido ao circuito de acionamento/desacionamento da carga, não é extinta de forma instantânea quando esta é desligada. Aqui, mais uma vez fica em evidência o comportamento do controlador repetitivo, mostrando os maiores desvios e a resposta transitória mais lenta e o do paralelo ressonante-repetitivo, com seu pequeno desvio percentual da tensão eficaz de saída e sua rápida recuperação ao estado de regime permanente, superando o desempenho dos controladores operando separadamente.

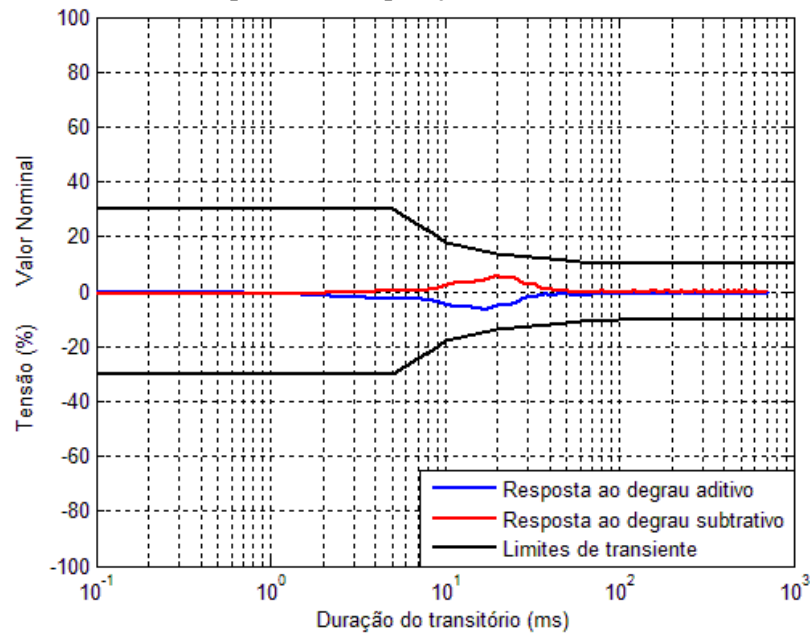
Para finalizar a análise dos transitórios de tensão quando aplicados degraus de carga linear, nas Figuras 60 à 62 são apresentados os desvios percentuais transitórios de tensão comparados ao Perfil 1 da norma IEC – 62040, o que impõe mais restrições a resposta dinâmica do sistema.

Figura 60 – Resultados da implementação prática de degraus aditivo e subtrativo de carga linear para sistema com controlador ressonante, comparação com Perfil 1 – IEC 62040.



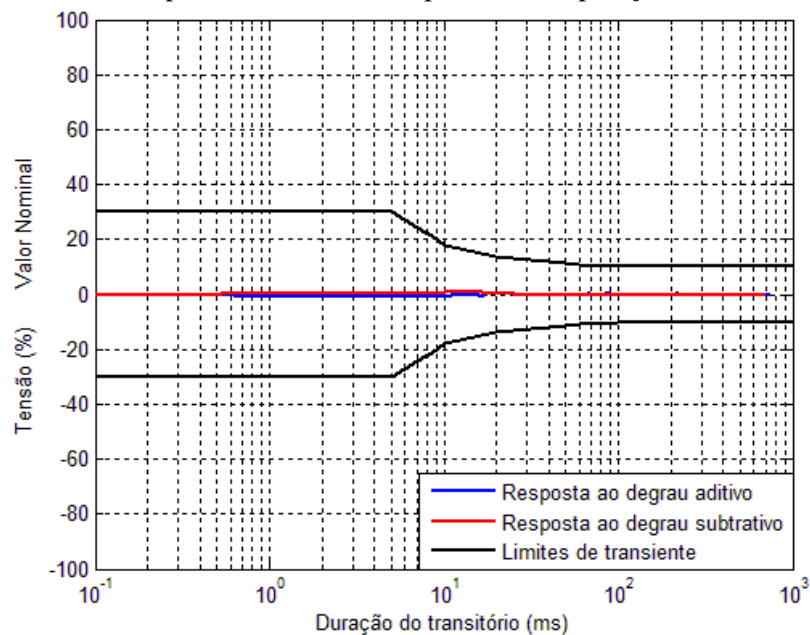
Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

Figura 61 – Simulações da operação para degraus aditivo e subtrativo de carga linear para sistema com controlador repetitivo, comparação com Perfil 1 – IEC 62040.



Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

Figura 62 – Resultados da implementação prática para degraus aditivo e subtrativo de carga linear para sistema com controlador paralelo ressonante-repetitivo, comparação com Perfil 1 – IEC 62040.



Fonte: Gráfico gerado pelo autor no *software Matlab*.

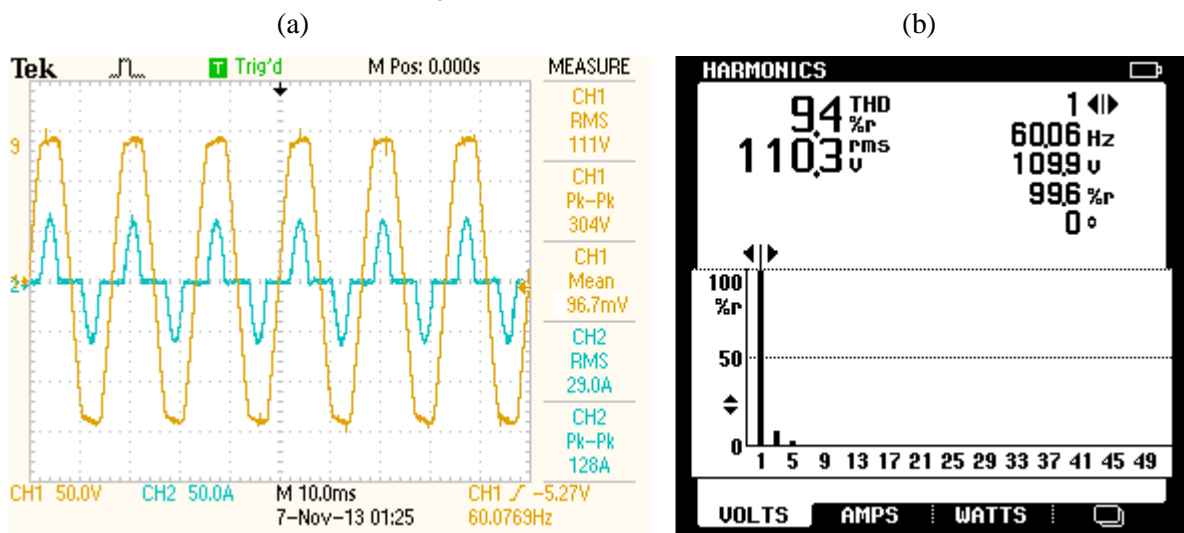
Como pode ser visto nas três figuras anteriores os controladores atendem aos limites de subtensões e sobretensões transitórias máximas exigidos pelas normas quando foram aplicados transitórios de carga.

4.8.3 Operação com carga não linear

Nos testes com carga não linear foram avaliadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída do sistema em regime permanente, apresentadas na Figura 63 (a) nas cores amarelo e azul, respectivamente, e na Figura 64 (a) (b), onde também podem ser visualizados os valores da potência bem como o valor *RMS* da tensão e corrente fornecidas à carga quando utilizado o controlador ressonante. Os mesmos ensaios foram realizados para o controladores repetitivo, Figuras 65 (a) e 66 (a) (b), e para o paralelo ressonante-repetitivo, Figuras 67 (a) e 68 (a) (b)

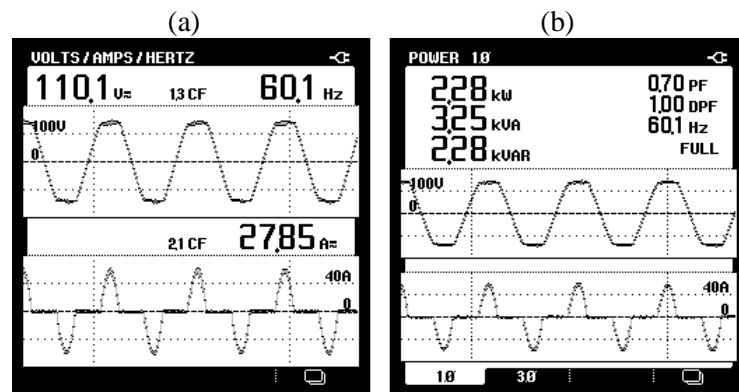
Além disso, nas Figuras 63 (b), 65 (b) e 67 (b) são apresentados a *THD* da tensão de saída e nas Tabelas 13 à 15 estão listados os níveis das componentes harmônicas obtidas para cada um dos três controladores, onde, para efeitos de comparação, também são exibidos os limites estabelecidos pela norma IEC – 62040 apresentados na Tabela 1. Nas tabelas comparativas citadas não foram adicionados os níveis CC, as harmônicas pares e ímpares de ordem mais elevada que 17 pois apresentaram valores inferiores à 0,1% da tensão eficaz de saída.

Figura 63 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente com carga não linear, (a) curvas de tensão e corrente de saída e (b) análise da taxa de distorção harmônica da tensão de saída.



Fonte: Imagens obtidas pelo autor do (a) osciloscópio *Tektronics* modelo TDS 2014 e (b) analisador de qualidade de energia *FLUKE* 43B.

Figura 64 – Resultados da implementação prática do controlador ressonante na operação em regime permanente com carga não linear, (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída e (b) potência consumida pela carga.

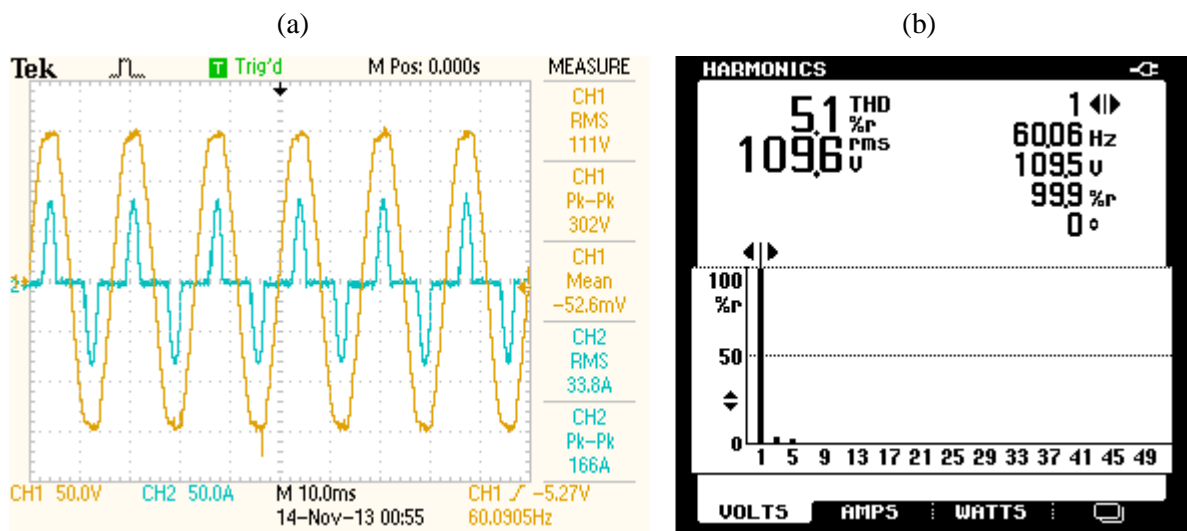


Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Tabela 13 – Componentes harmônicas da tensão se saída: controlador ressonante

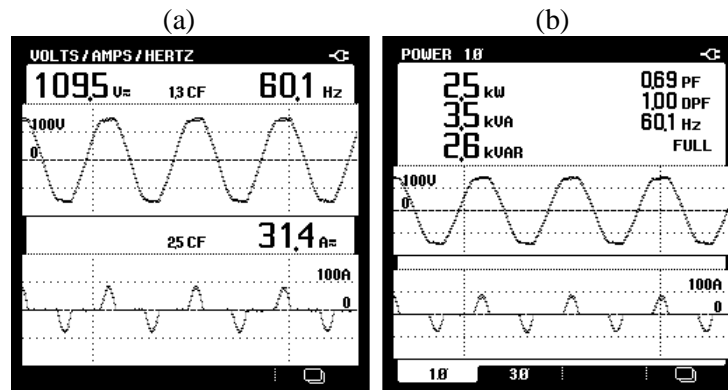
Ordem da harmônica	3	5	7	9	11	13	15	17
% tensão <i>RMS</i> da harmônica – IEC 62040-3	5,0	6,0	5,0	1,5	3,5	3,0	0,3	2,0
% tensão <i>RMS</i> da harmônica	8,5	3,3	1	0,1	0,4	0,1	0,1	0,1

Figura 65 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear (a) curvas de tensão e corrente de saída e (b) análise da taxa de distorção harmônica da tensão de saída.



Fonte: Imagens obtidas pelo autor do (a) osciloscópio Tektronics modelo TDS 2014 e (b) analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 66 – Resultados da implementação prática do controlador repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear, (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída e (b) potência consumida pela carga.

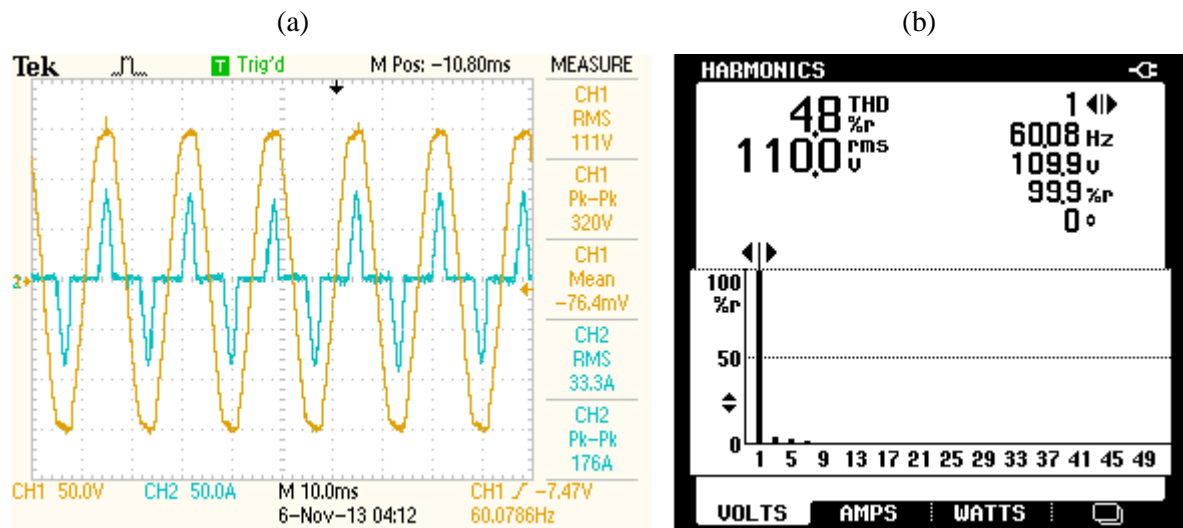


Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Tabela 14 – Componentes harmônicas da tensão de saída: controlador repetitivo.

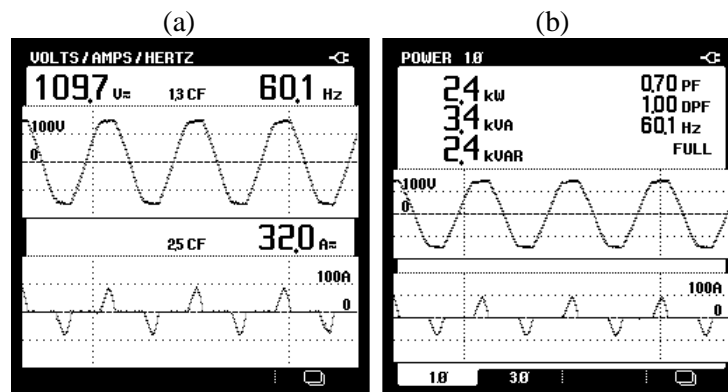
Ordem da harmônica	3	5	7	9	11	13	15	17
% tensão <i>RMS</i> da harmônica – IEC 62040-3	5,0	6,0	5,0	1,5	3,5	3,0	0,3	2,0
% tensão <i>RMS</i> da harmônica	3,7	2,7	1,1	0,1	0,5	0,3	0,1	0,1

Figura 67 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear (a) curvas de tensão e corrente de saída e (b) análise da taxa de distorção harmônica da tensão de saída.



Fonte: Imagens obtidas pelo autor do (a) osciloscópio Tektronics modelo TDS 2014 e (b) analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Figura 68 – Resultados da implementação prática do controlador paralelo ressonante-repetitivo na operação em regime permanente com carga não linear, (a) valores eficazes de tensão e corrente de saída e (b) potência consumida pela carga.



Fonte: Imagens obtidas pelo autor do analisador de qualidade de energia FLUKE 43B.

Tabela 15 – Componentes harmônicas da tensão se saída: controlador paralelo ressonante-repetitivo.

Ordem da harmônica	3	5	7	9	11	13	15	17
% tensão <i>RMS</i> da harmônica – IEC 62040-3	5,0	6,0	5,0	1,5	3,5	3,0	0,3	2,0
% tensão <i>RMS</i> da harmônica	3,5	3,0	1,1	0,2	0,6	0,4	0,1	0,1

O resumo dos testes realizados com carga não linear para os três controladores é exibido na Tabela 16. É observado nas figuras acima mostradas, que os valores eficazes da tensão variaram num mesmo teste para um mesmo controlador (como pode ser visto para o paralelo ressonante-repetitivo onde para uma medida obteve-se 110V e em outra 109,7V). Para a análise do comportamento do sistema nos três ensaios foram tomados os valores eficazes da tensão mais distantes da nominal do equipamento, que é 110V.

Tabela 16 – Resumo da implementação prática em operação com carga não linear em regime permanente.

Controlador	Tensão <i>RMS</i> de saída [V]	Pico da corrente de saída [A]	Corrente <i>RMS</i> de saída [A]	Fator de crista da corrente	<i>THD</i> da tensão
Ressonante	110,3	62	27,85	2,23	9,4
Repetitivo	109,5	80	31,4	2,54	5,1
Ressonante-Repetitivo	109,7	81	32	2,53	4,8

Ao contrário dos testes práticos anteriores, que apresentaram pequenas diferenças em relação aos resultados de simulação, os testes com carga não linear exibiram reduções significativas nos valores relacionados a corrente fornecida à carga e nos valores da taxa de distorção harmônica da tensão de saída, o que pode ser explicado por um aumento da resistência série da carga não linear (R_s) provocado pelo circuito de acionamento/desacionamento da carga. Novamente o controlador paralelo ressonante-repetitivo apresentou o melhor desempenho e a qualidade de rejeitar os distúrbios causados pelos picos de corrente drenada na saída do sistema, característica também apresentada pelo controlador repetitivo.

Através dos resultados obtidos pode-se, visualizar o fator de potência próximo ou igual ao projetado, que é 0,7, e o formato da corrente de saída, característica da alimentação da carga não linear utilizada. Novamente no controlador paralelo ressonante-repetitivo foi encontrado o maior valor de pico, mas com um fator de crista abaixo do repetitivo, por apresentar um valor de corrente eficaz mais elevado.

No comparativo com as imposições das normas pode ser visto que nenhum dos três controladores analisados atendem a IEEE Std 944 no que diz respeito ao valor eficaz dos componentes harmônicos, exigência definida como 3% da fundamental. Apesar do controlador paralelo ressonante-repetitivo cumprir o requisito de ter *THD* eficaz inferior à 5% da componente da frequência fundamental como citado na referida norma.

Já a norma IEC 62040 é cumprida adequadamente pelos controladores repetitivo e paralelo ressonante-repetitivo. Com ambos atendendo o fator de distorção harmônica menor que 8% e seus harmônicos satisfazendo os critérios individuais.

5 CONCLUSÃO

Apesar de conter um menor número de ganhos a serem determinados, a estrutura de controle do controlador repetitivo foi a que apresentou maior dificuldade em sua implementação prática. Fato devido à determinação da frequência de corte do filtro passa-baixas em série com o elemento de atraso, que por ser muito grande, gerou ganhos muito altos, saturando o sinal de controle na entrada do bloco gerador de *PWM* quando o sistema alimentava a carga não linear. A mesma situação foi verificada para o controlador paralelo ressonante-repetitivo, só que com menor intensidade, já que em seu bloco repetitivo foi utilizada uma frequência de corte mil vezes menor.

Para o teste das técnicas de controle foram seguidas recomendações contidas nas normas internacionais IEEE Std 944 e IEC 62040. Através da utilização de cargas padrão avaliou-se o desempenho estático e dinâmico do sistema, bem como capacidade de rejeição de distúrbios periódicos por meio da taxa de distorção harmônica da tensão e o fator de crista da corrente de saída.

Como cumprimento do objetivo deste trabalho foi demonstrado, através dos testes à vazio, com carga linear e de desempenho dinâmico, que na associação dos dois compensadores em uma única estrutura, o modo ressonante, sintonizado na frequência fundamental atua no seguimento da referência com erro nulo e na rápida recuperação em transitórios de carga. E também, mostrou-se por meio dos experimentos com carga não linear que os modos do repetitivo operam na rejeição de distúrbios periódicos gerados pela carga não linear. Dessa forma, o controlador paralelo ressonante-repetitivo apresenta a característica de ressonante nos desempenhos estático e dinâmico e de repetitivo na capacidade de atenuação de distúrbios periódicos, da mesma forma que estratégia de múltiplos controladores ressonantes em paralelo, só que com um menor número de parâmetros a serem projetados: 12 para os múltiplos controladores ressonantes em paralelo e apenas 6 para o controlador paralelo ressonante-repetitivo.

Além de apresentar uma estrutura simples, o controlador paralelo ressonante-repetitivo teve desempenho aproximadamente igual ou superior aos controladores ressonante e repetitivo atuando separadamente. Sendo o que melhor atendeu ou chegou mais perto de atender as exigências das normas.

Ainda em relação ao controlador paralelo ressonante-repetitivo, é possível dizer que a presença do filtro complementar traz características interessantes à lei de controle. Como o

modo do ressonante responde nos desempenhos estático e dinâmico, a frequência de corte do filtro passa-baixas do repetitivo não é mais um problema para o erro de seguimento e tempo de resposta do sistema. Ela bem como todo o laço de realimentação do último controlador citado, podem ser projetados apenas com o intuito de rejeitar perturbações periódicas.

Como propostas futuras de trabalho pode-se explorar a estrutura do controlador paralelo ressonante-repetitivo com a obtenção robusta dos parâmetros do controlador através de técnicas de controle moderno com o uso de *LMI's* (do inglês, *Linear Matrix Inequality*) visando aumentar a contribuição da característica do controlador repetitivo na rejeição de distúrbios, atendendo plenamente as normas internacionais. Outra questão a ser abordada é a de avaliar o comportamento e o desempenho dos controladores quando aplicados de graus de carga não linear e estudar o efeito da saturação no sinal de controle, buscando uma solução para este problema. Por fim, pode ser estudada as consequências causadas sobre as variáveis de saída quando se altera a taxa de amostragem do sistema de controle discreto e/ou a frequência de chaveamento do *PWM*.

REFERÊNCIAS

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE - AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE. **IEEE Std 944-1986**: IEEE recommended practice for the application and testing of uninterruptible power supplies for power generating stations. New York, 1986.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 15014**: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia. Rio de Janeiro, 2003.

BONAN, G. **Projeto de Controladores Repetitivos Aplicados a Sistemas Ininterruptos de Energia para Seguimento Assintótico de Sinais de Referência Senoidais e Rejeição de Harmônicos**. 2010. 107 f. Dissertação (Mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande Do Sul. Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2010.

BONAN, G.; MANO, O.; PEREIRA, L. F. A.; COUTINHO, D. F. Robust control design of multiple resonant controllers for sinusoidal tracking and harmonic rejection in uninterruptible power supplies. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), 2010., 2010, Bari. **Anais...**, New York: IEEE, 2010. p. 303 –308.

BONAN, G.; FLORES, J.; PEREIRA, L. F. A.; GOMES DA SILVA JR., J. M. Repetitive Controller Design for Uninterruptible Power Supplies: an lmi approach. In: ANNUAL CONF. OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON 2011), 37., 2011, Melbourne. **Proceedings...**, New York: IEEE, 2011.

CARVALHO, F. M. **Método alternativo para sintonia de múltiplos controladores ressonantes aplicados em sistemas ininterruptos de energia (Nobreak)**. 2013. 116 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande Do Sul. Escola de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2013.

FIGUEIRA, A. **Sistemas No-Breaks Estáticos**. Rio de Janeiro: Antenna Edições Técnicas Ltda, 2005.

FLORES, J. V.; PEREIRA, L. F. A.; GOMES DA SILVA JR., J. M.; BONAN, G.; COUTINHO, D. F. Síntese de Controladores Repetitivos Chaveados: uma aplicação à fontes ininterruptas de energia (UPS). **Sba Controle & Automação**, Campinas, v. 22, n. 2, p. 184-200, abr. 2011.

FLORES, J. V.; GOMES DA SILVA JR., J. M. Estratégia de controle para o seguimento de referências em sistemas de tempo discreto com atuadores saturantes. **Sba Controle & Automação**, Campinas, v. 21, n. 1, p. 14–28, fev. 2010.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle in control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457–465, Sept. 1976.

FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v 52, n. 2, p. 420-426, april. 2005.

FUKUDA, S.; YODA, T. A. A novel current tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 3, p. 888-895, may/jun. 2001.

HARA, S.; YAMAMOTO, Y.; OMATA, T.; NAKAMO, M. Repetitive Control system: A new type servo system for periodic exogenous signals. **IEEE Transactions on Automatic Control**, Brookline, v. 33, n. 7, p. 659-668, jul. 1988.

HAYKIN, S.; VAN VEEN, B. **Signals and Systems**. 2. ed. West Sussex: John Wiley & Sons, 2002.

INOUE, T.; NAKANO, M.; IWA, S. High accuracy control of servomechanism for repeated contouring. In: ANNUAL SYMP. INCREMENTAL MOTION CONTR. SYST. NA DEVICES, 10., 1981. **Proceedings...**, New York; USA: IEEE, 1981. 258-292.

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

JIANG, Y.; LIU, S. Global disturbance rejection of a class of nonlinear systems with unknown exosystems. **Journal of Control Theory and Applications**, Berli, Germany, v. 7, n. 4, p. 379–383, 2009.

LU, Y. S.; HWANG, C. S. Tracking control of a harmonic drive actuator with sliding-mode disturbance observers. In: IEEE/ASME INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCED INTELLIGENT MECHATRONICS 2009, AIM 2009, Singapore. **Anais...**, 2009. 1798–1803.

MANO, O. **Projeto de controladores ressonantes para sistemas ininterruptos de energia para seguimento assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos**. 2010. 95 f. Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Faculdade de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2010.

MANTTAVELLI, P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Brookline, v. 52, n. 1, p. 206 -212, Feb. 2005.

RECH, C.; PINHEIRO, J. Analysis and design of a predictive pid controller for pwm inverters with nonlinear cyclic loads. **Proceesings of the International Conference on Industry Applications**, 2000. p. 1-6.

SALTON, A. T.; FLORES, J. V.; PEREIRA, L. F. A.; COUTINHO, D. F. A Resonant-Repetitive Control Scheme Applied to Uninterruptible Power Supplies (UPS). **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 24, n. 3, p. 253-262, June 2013.

THOMAZ, G. **Projeto de leis de controle robusto do tipo PSC via realimentação de estados aplicada a um sistema UPS**. 2009. 86 f. Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande Do Sul. Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2009.

WANG, Y.; CHU, K. C.; TSAO, T. C. An analysis and synthesis of internal model principle type controllers. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 2009, ACC 2009., 2009, St. Louis. **Proceedings...**, New York: IEEE, 2009, p. 488–493, 2009.

WILLMANN, G. **Estudo e implementação de estratégias de controle aplicadas a fontes ininterruptas de energia**. 2004. 197 f. Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande Do Sul. Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, 2004.

WILLMANN, G.; COUTINHO, D. F.; PEREIRA, L. F. A.; LIBANO, F. B. Multiple-loop H-infinity control design for uninterruptable power supplies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Brookline, USA, v.54, n.3, p.1591–1602, 2007.