

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 699

**COMPENSAÇÃO DA FORMA DE ONDA  
DE UM INVERSOR PWM UTILIZANDO UMA  
TÉCNICA DE CONTROLE REPETITIVO**

**Vinícius Cordeiro Durães Araújo**

DATA DA DEFESA: 08/08/2011

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**COMPENSAÇÃO DA FORMA DE ONDA DE UM INVERSOR PWM  
UTILIZANDO UMA TÉCNICA DE CONTROLE REPETITIVO**

Vinícius Cordeiro Durães Araújo

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo

Belo Horizonte - MG

Agosto de 2011

**"Compensação da Forma de Onda de Um Inversor Pwm  
Utilizando Uma Técnica de Controle Repetitivo"**

**Vinícius Cordeiro Durães Araújo**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 08 de agosto de 2011.

Por:



---

**Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo**  
DELT (UFMG) - Orientador



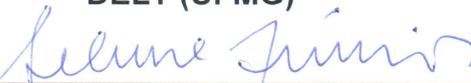
---

**Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Morais**  
DELT (UFMG) - Co-Orientador



---

**Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes**  
DELT (UFMG)



---

**Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior**  
DELT (UFMG)

# AGRADECIMENTOS

Agradeço acima de tudo a Deus, por tudo que realizou em minha vida.

Agradeço à minha mãe e minha tia Márcia que são um exemplo de vida para mim, sempre presentes com seu esforço e amor que nunca me deixou desistir dos meus objetivos. Às minhas tias Norma e Mirma e tio Marcos pela atenção e carinho.

Ao meu orientador Porfírio Cortizo pela amizade, confiança, paciência e conselhos que foram fundamentais na conquista deste objetivo.

Aos professores Marcos Severo, Lenin e ao Seleme pelo interesse, e importantíssimas orientações no decorrer deste período e pelas importantes contribuições e incentivos no decorrer deste trabalho.

A Engetron e a excelente equipe do projeto (Mario Henrique, Paulo de Tarso, Wilton Padrão e todos os outros) pelo pleno apoio durante todo o desenvolvimento deste trabalho e incontáveis contribuições.

## RESUMO

Os inversores para sistemas UPS devem fornecer uma tensão de saída regulada e com baixo valor de distorção harmônica total (THD - *Total harmonic distortion*). Este trabalho apresenta um estudo de diversas técnicas de controle para o estágio de saída de um sistema UPS. Foi realizada uma pesquisa bibliográfica de estratégias de controle que contemplam este objetivo. A utilização de uma técnica de controle digital para regular o valor RMS da forma de onda associada com a ação integral repetitiva é avaliada para inversores PWM de baixo custo. Como resultado da ação integral repetitiva, esta estratégia de controle digital reduz o erro de regime permanente e as distorções causada por perturbações periódicas tais como cargas não lineares. Além disso, a técnica de controle digital analisada mede apenas a tensão de saída, reduzindo o custo com sensores.

## ABSTRACT

Inverters for UPS systems must provide a regulated output voltage and low value of total harmonic distortion - THD. This paper presents a study of several control techniques for the output stage of a UPS system. We performed a literature review of control strategies that address this goal. The use of a digital control technique to regulate the RMS value of the waveform associated with repetitive integral action is evaluated for low cost PWM inverters. As a result of repetitive integral action, this strategy of digital control reduces the steady-state error and distortions caused by periodic disturbances such as nonlinear loads. In addition, the digital control technique measures only the output voltage, reducing the cost with sensors.

# SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS .....	2
RESUMO.....	3
ABSTRACT .....	4
SUMÁRIO.....	5
TABELA DE FIGURAS .....	7
CAPITULO 1 .....	10
INTRODUÇÃO GERAL .....	10
1.1 O controlador de tensão de saída eficaz.....	11
1.2 O controlador de tensão de saída instantâneo .....	13
1.2.1 Modelo do Inversor Senoidal em Espaço de Estados .....	14
1.2.2 Regulação utilizando corrente do indutor .....	16
1.2.3 Regulação utilizando corrente de capacitor .....	18
1.3 Controlador <i>Deadbeat</i> e Realimentação de Estados.....	20
1.4 Controle repetitivo associado a uma realimentação instantânea .....	23
1.5 Controle repetitivo associado a uma realimentação utilizando valor eficaz.....	31
1.5.1 Análise do Sistema.....	33
CAPITULO 2 .....	39
2.1 Introdução .....	39
2.2 Considerações sobre resultados .....	42
2.3 Conclusões .....	53
CAPITULO 3 .....	54
3.1 Introdução .....	54
3.2 Considerações sobre resultados .....	56
3.3 Conclusões .....	67

CONCLUSÃO.....	69
REFERÊNCIAS .....	71

# TABELA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos do controle RMS da tensão de saída.....	12
Figura 2 – Circuito de um inversor de uma UPS monofásica [2] .....	14
Figura 3 – Diagrama de blocos no domínio da frequência com desacoplamento da tensão de barramento [2] .....	16
Figura 4 – Malhas de controle com realimentação da corrente de indutor [2].....	16
Figura 5 – Malhas de controle com realimentação da corrente de capacitor [2] .	19
Figura 6 – Representação em diagrama de blocos [3].....	21
Figura 7 – Diagrama de blocos da estrutura de controle em duas camadas [4] ...	26
Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema inversor PWM [4] .....	27
Figura 9 – Estrutura de geração de um sinal periódico .....	28
Figura 10 – Diagrama de blocos proposto para o controle repetitivo [4] .....	29
Figura 11 – Diagrama de blocos proposto para o controle repetitivo [7] .....	34
Figura 12 – Circuito do inversor simulado.....	41
Figura 13 – Degrau de carga linear .....	42
Figura 14 – Degrau de carga não linear.....	43
Figura 15 – Representação em diagrama de blocos das três variantes do controlador repetitivo .....	45
Figura 16 – Diagrama do controlador do inversor da UPS .....	46
Figura 17 – Degrau de carga não linear com o controle repetitivo .....	47
Figura 18 – Formas de onda das tensões e correntes de saída para quatro estruturas de controle.....	48
Figura 19 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída para quatro estruturas de controle .....	49
Figura 20 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída para quatro estruturas de controle com ajuste da escala.....	50

---

Figura 21 – Comparação dos resultados de THD para as quatro estruturas de controle .....	51
Figura 22 – Referência de controle para comparação com a triangular no bloco de geração de PWM .....	52
Figura 23 – Gráfico comparativo entre a evolução da THD de três variantes da estrutura de controle repetitivo .....	53
Figura 24 – Diagrama geral do circuito de potencia da planta a ser ensaiada .....	55
Figura 25 – Estrutura do controlador repetitivo utilizado .....	56
Figura 26 – Medida feita sem controlador repetitivo .....	58
Figura 27 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída sem controlador repetitivo .....	58
Figura 28 – Forma de onda do protótipo com o controlador repetitivo desativado .....	59
Figura 29 – Medida feita com o controlador repetitivo $cr = 0,4$ e $Q = 0,94$ .....	60
Figura 30 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída .....	60
Figura 31 – Forma de onda da tensão e corrente na carga com o controlador repetitivo .....	61
Figura 32 – Medida feita com o controlador repetitivo $cr = 0,51$ e $Q = 0,97$ .....	62
Figura 33 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída .....	63
Figura 34 – Forma de onda da tensão e corrente na carga com o controlador repetitivo .....	63
Figura 35 – Degrau positivo de 100% da carga para versão 2 do controlador repetitivo .....	64
Figura 36 – Degrau negativo de 100% da carga para versão 2 do controlador repetitivo .....	65
Figura 37 – Medida feita na saída do inversor com carga desconectada .....	65
Figura 38 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída .....	66
Figura 39 – Comparação dos resultados experimentais de THD .....	66

Figura 40 – Foto da Montagem ..... 68

# CAPITULO 1

## INTRODUÇÃO GERAL

Com o crescente aumento do uso de computadores e da automação de sistemas industriais, torna-se necessário o aumento da confiabilidade dos Sistemas de Energia Ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power Supply*), também conhecido como *no-break*.

Os circuitos de controle de uma UPS devem, necessariamente, utilizar sistemas digitais que incluam o uso de microcontroladores ou processadores digitais de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*) porque esses circuitos digitais essencialmente não sofrem o efeito do envelhecimento, são de alta confiabilidade e apresentam maior facilidade de implementação quando comparados a circuitos de controle analógico, diminuindo assim o tempo de desenvolvimento e possibilitando também a atualização de controladores.

A tensão de saída de uma UPS deve apresentar uma baixa taxa de distorção harmônica total (THD – *Total harmonic distortion*) e pequenas variações do valor eficaz para grandes variações da corrente de carga.

Neste capítulo apresentaremos o estado da arte das técnicas de controle dos inversores de Sistemas de Energia Ininterrupta.

## 1.1 O controlador de tensão de saída eficaz

Uma técnica de controle de um inversor monofásico consiste em regular o valor eficaz (RMS – *Root mean square*) da tensão de saída como utilizado em [1].

Nesta técnica de controle, a tensão de saída é amostrada a uma frequência múltipla da frequência do fundamental formando um vetor de N pontos, onde N é o resultado da divisão da frequência de amostragem pela frequência fundamental.

Assumindo que a tensão de saída é senoidal com um valor eficaz de 127V, frequência de 60Hz e que a frequência de amostragem é de 4800 Hz, o vetor de pontos representando um ciclo terá 80 pontos como mostrado em (1).

$$N = \frac{f_a}{f} = \frac{4800\text{Hz}}{60\text{Hz}} = 80 \text{ pontos} \quad (1)$$

A partir dos pontos amostrados é calculado o valor eficaz da forma de onda ciclo a ciclo utilizando os últimos N pontos amostrados. O cálculo do valor eficaz é feito a partir da equação definida em (2). Este cálculo é feito apenas uma vez por ciclo e o valor é disponibilizado para a rotina de controle a cada período do fundamental.

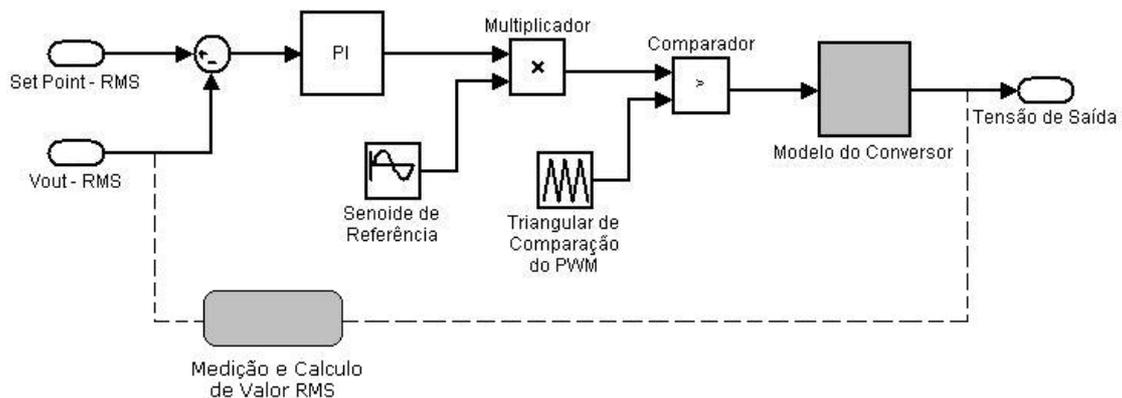
$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N v_j^2} = \sqrt{\frac{v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \dots + v_N^2}{N}} \quad (2)$$

A tensão eficaz de saída é comparada com o valor de referência em um controlador do tipo PI de modo a garantir erro nulo em regime permanente. A saída deste controlador é multiplicada por uma senoide de referência de amplitude unitária. A forma de onda resultante é modulada em largura de pulso gerando os sinais de comando dos transistores do inversor.

A frequência de chaveamento dos transistores utilizada no circuito de potência pode ser superior à frequência de amostragem. Uma discussão sobre a seleção destas frequências será realizada nas próximas seções.

O controle do valor eficaz da tensão de saída é simples, mas não controla a forma de onda da tensão de saída que pode apresentar uma taxa de distorção harmônica total quando a carga é não linear.

Esta técnica regula com precisão o valor eficaz da tensão de saída em regime permanente, mas sua resposta a variações da carga é muito lenta (alguns ciclos) e cargas não lineares distorcem significativamente a forma de onda da tensão de saída.



**Figura 1 – Diagrama de blocos do controle RMS da tensão de saída**

## 1.2 O controlador de tensão de saída instantâneo

Como visto na seção anterior, o controlador do valor eficaz da tensão de saída apresenta um tempo de resposta à variações da carga muito elevado e altas taxas de distorção harmônica total (THD) quando alimentando cargas não lineares. Existem na literatura várias técnicas de controle da forma de onda da tensão de saída. Estes controladores chamados de instantâneos oferecem muitas vantagens relacionadas ao desempenho como: resposta transitória mais rápida (sub-cíclica), menor distorção harmônica total, e grande rejeição às perturbações de carga graças a uma menor impedância de saída em malha fechada.

Muitos controladores instantâneos, que já foram apresentados na literatura, realmente controlam a tensão de saída dos inversores garantindo o valor desejado para toda a extensão da forma de onda. Controladores digitais incorporando várias técnicas de controle por realimentação de estados mostram bom desempenho, ao custo da utilização de um DSP relativamente rápido, capaz de computar os valores de largura de pulso a ser utilizado a cada período de chaveamento. Controladores baseados em controle por histerese também apresentam um ótimo desempenho na resposta dinâmica ao regular a tensão de saída, mas a frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores é variável, podendo chegar a valores muito elevados. A implementação digital de controladores por histerese deteriora a resposta dinâmica do controlador. Controladores baseados na realimentação da corrente do indutor ou do capacitor também são descritos na literatura. Também é conhecida a importância do desacoplamento do barramento c.c. e o desacoplamento da tensão de saída.

Nesta seção serão apresentados alguns controladores utilizando técnicas de espaços de estados associados a controladores PI (proporcional e integral), aplicados ao controle de inversores SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) monofásicos com filtro LC de saída. Serão apresentadas duas técnicas básicas de realimentação:

- Medição da corrente de indutor de filtro e da carga;

- Medição da corrente de capacitor de filtro.

Estas duas técnicas usam uma estrutura completa de comando de estados. Para o caso da realimentação da corrente no indutor, dois métodos de desacoplamento de corrente de carga serão apresentados. No caso da realimentação da corrente no capacitor, esta é obtida a partir de um observador em vez de uma medição direta desta grandeza elétrica. Todos os controladores que serão apresentados empregam o desacoplamento do barramento c.c. e da tensão de saída.

### 1.2.1 Modelo do Inversor Senoidal em Espaço de Estados

A Figura 1 apresenta o diagrama típico de um inversor utilizado em UPSs. A resistência do indutor do filtro de saída é representada por  $r_L$  e a resistência série equivalente (*ESR – Equivalent Series Resistor*) do capacitor é ignorada no modelo do inversor, pois a constante de tempo do modelo do capacitor com essa resistência, normalmente na faixa de 200kHz, está muito além da região de operação do conversor. A carga na Figura 2 pode ser qualquer tipo de carga alternada: resistiva, indutiva, capacitiva ou não linear.

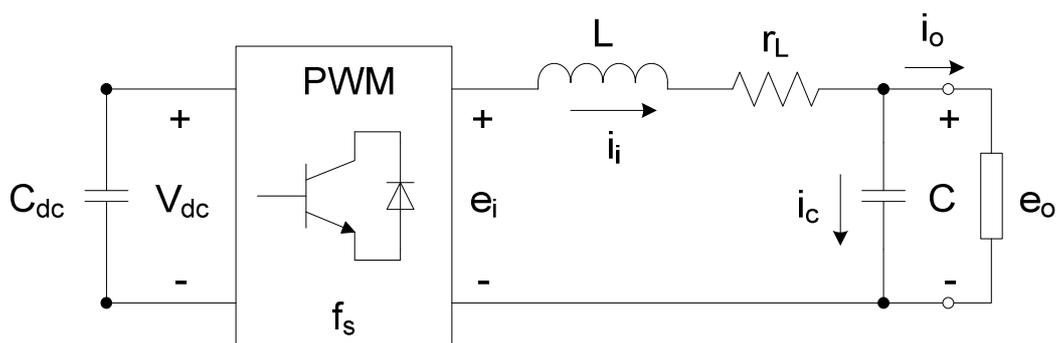


Figura 2 – Circuito de um inversor de uma UPS monofásica [2]

**Tabela 1 – Definição das variáveis do modelo**

$C_{dc}$	Capacitância do barramento DC
$V_{dc}$	Tensão do barramento DC
$f_s$	Frequência de chaveamento
$e_i$	Tensão PWM do conversor
$i_i$	Corrente no indutor
$r_L$	Resistência da bobina do indutor
$L$	Indutância do filtro de saída
$C$	Capacitância do filtro de saída
$e_o$	Tensão na carga
$i_o$	Corrente na carga
$i_c$	Corrente no capacitor de filtro

A fonte de tensão do barramento c.c. é geralmente constituída por um banco de baterias que apresenta uma grande excursão de tensão entre os estados de final de descarga e o regime de equalização.

A Figura 3 mostra o diagrama de blocos descrevendo o sistema no domínio da frequência com desacoplamento de  $V_{dc}$  compensando variações na tensão do barramento de tensão contínua, conforme discutido em [2].

Em razão da frequência de chaveamento do inversor normalmente ser muito maior que frequência do fundamental da tensão de saída, a dinâmica do inversor é ignorada. Além do mais a compensação da tensão do barramento c.c. permite que o inversor possa ser considerado como um amplificador de ganho unitário.

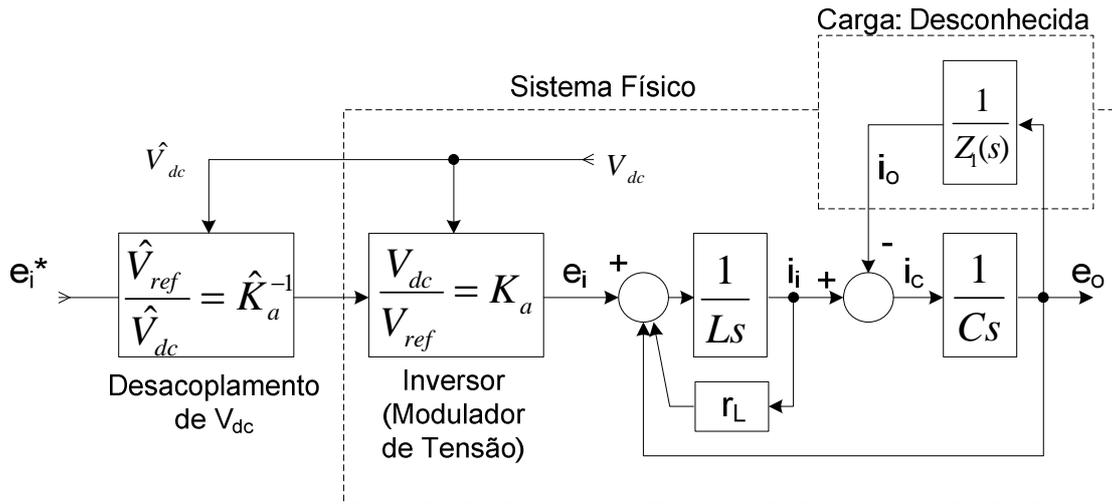


Figura 3 – Diagrama de blocos no domínio da frequência com desacoplamento da tensão de barramento [2]

### 1.2.2 Regulação utilizando corrente do indutor

A corrente no indutor e a corrente de carga são perturbações para a malha de controle da tensão de saída do inversor. As medições da corrente no indutor e/ou da corrente de carga permitem o desacoplamento das mesmas na malha de tensão tornando-a imune a estas perturbações. A Figura 4 mostra um controlador de realimentação de estados com desacoplamento de corrente de carga e um controlador PI na malha de tensão, conforme mostrado em [2].

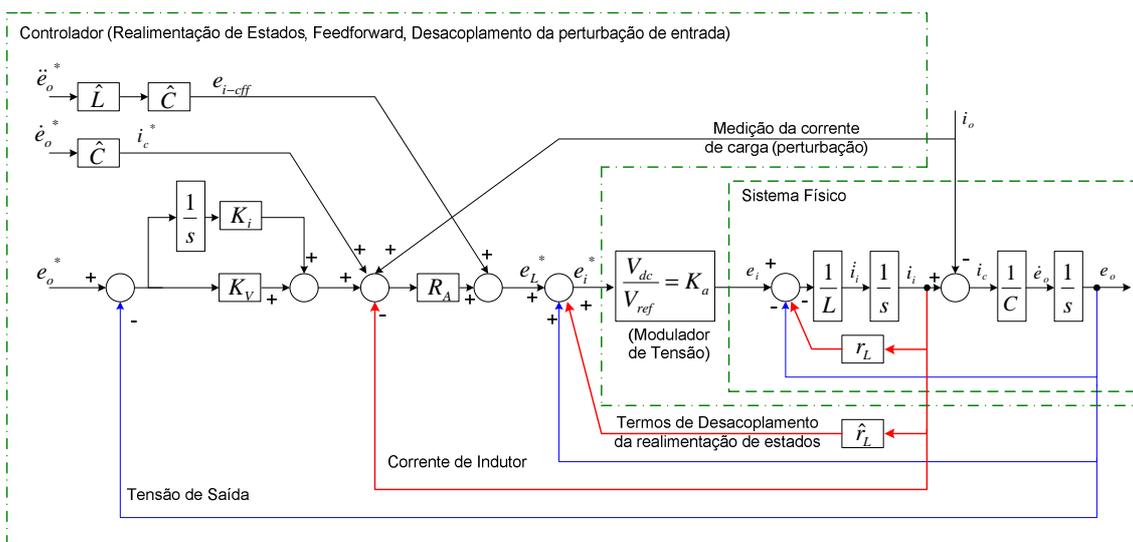


Figura 4 – Malhas de controle com realimentação da corrente de indutor [2]

Segue abaixo função de transferência para o diagrama de blocos mostrado acima que pode ser alcançada utilizando o digrama de fluxo de sinais em conjunto com a fórmula de Mason.

$$\frac{e_o}{e_o^*} = \frac{\hat{C} \hat{L} s^3 + \hat{C} R_a s^2 + R_a K_v s + R_a K_i}{CLs^3 + CR_a s^2 + R_a K_v s + R_a K_i}$$

O controlador tem duas malhas de realimentação em cascata, a mais interna controlando a corrente no indutor e a mais externa controlando a tensão de saída. O controlador usa de forma adicional uma malha de pré-alimentação do vetor de estados completo, além de realizar o desacoplamento dos estados do sistema, ou seja, da tensão de saída e da queda de tensão no resistor do indutor. O desacoplamento das variáveis permite que a lei de controle regule o valor da tensão sobre o indutor diretamente permitindo que o controlador da malha de corrente no indutor seja do tipo Proporcional.

O desacoplamento da corrente de saída é feito através da medição desta, utilizando-a em uma malha adicional que deverá produzir a corrente de saída necessária sem que seja necessário esperar pelo erro da realimentação da malha de tensão. Como a banda passante da malha de corrente é da ordem de 20% a 25% da frequência de chaveamento, os transientes de carga são efetivamente rejeitados. Esta banda passante é definida pelo ganho  $R_a$  do controlador da malha de corrente.

Como mostrado na Figura 4, a grandeza  $[\ddot{e}_o^*]$  é usada para fornecer o vetor de estados completo. Levando em conta os valores do capacitor e indutor do filtro, a contribuição desta ação de controle  $[e_{i-cff}]$  ao sinal de comando  $[e_i^*]$  é insignificante. A maior parcela do sinal de comando  $[e_i^*]$  deve-se a contribuição de  $[e_o]$  que é a realimentação de desacoplamento da tensão de saída. Isso se torna claro quando se leva em conta o fato de que a queda de tensão no indutor devido a componente fundamental da tensão é muito pequena quando comparada com o valor da tensão de saída.

### 1.2.3 Regulação utilizando corrente de capacitor

Uma alternativa à medição da corrente do indutor e da corrente de carga é a medição da corrente no capacitor, que pode ser utilizada no controlador realimentado como mostrado na Figura 5. Pelo fato da corrente no capacitor ter um valor eficaz naturalmente menor que a corrente do indutor, ela pode ser medida utilizando um transformador de corrente de baixo custo.

A corrente no capacitor é especialmente relevante por que ela é proporcional à derivada da tensão de saída que é uma das variáveis de estado da planta. Além disso, através da corrente de capacitor é possível perceber diretamente perturbações na corrente de carga motivo pelo qual esta técnica exibe uma menor impedância de saída dinâmica quando comparada com a técnica anterior.

Pelo fato da corrente de indutor não ser medida, a queda de tensão sobre a resistência do enrolamento do indutor não é desacoplada pela malha de realimentação de estados, mas pela malha de pré-alimentação de controle que gera o sinal  $[e_{i\text{-cff}}]$ .

O controlador pode seguir a referência sem erro, se os parâmetros estimados estiverem corretos. Entretanto, variações da temperatura e da corrente de carga afetam significativamente o valor do indutor e sua resistência série equivalente. O valor do capacitor é pouco afetado pelas variações de temperatura e da corrente de carga o que permite o uso de um observador para estimação da corrente no capacitor evitando o uso de um sensor de corrente.

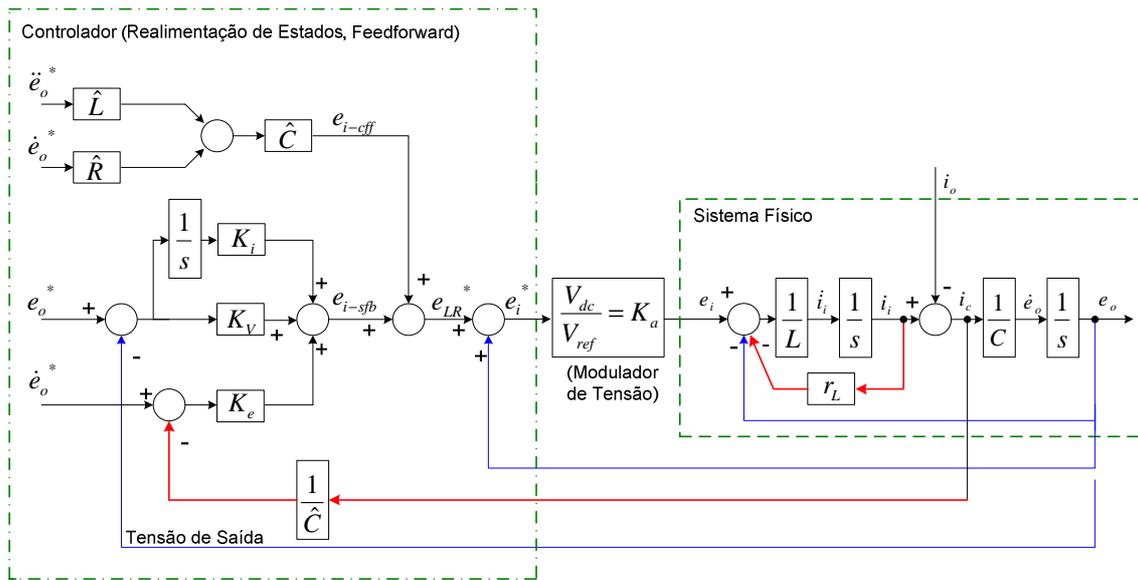


Figura 5 – Malhas de controle com realimentação da corrente de capacitor [2]

Conforme no item anterior segue abaixo função de transferência para o diagrama de blocos mostrado acima que pode ser alcançada utilizando o digrama de fluxo de sinais em conjunto com a fórmula de Mason.

$$\frac{e_o}{e_o^*} = \frac{\hat{C} \hat{L} s^3 + (\hat{C} r + \hat{K}_e) s^2 + K_v s + K_i}{C L s^3 + (C r + K_e) s^2 + K_v s + K_i}$$

### 1.3 Controlador *Deadbeat* e Realimentação de Estados

Uma das estratégias de controle digital é baseada na teoria de controle *deadbeat*. Um controlador *deadbeat*, a partir da amostragem das variáveis de estado, gera um sinal que aplicado à entrada do sistema garante que o regime permanente com erro nulo é atingido no menor intervalo de tempo possível (um período de amostragem), conforme discutido em [3].

A tensão e a corrente no capacitor  $[v_c]$  e  $[i_c]$  respectivamente são as variáveis de estado  $x[t]$ . As equações de estado no domínio do tempo contínuo são formuladas em (3) e em seguida discretizadas com período de amostragem  $T$ , ou seja, são transportadas do domínio do tempo contínuo para o domínio do tempo discreto.

$$\begin{aligned}x[n+1] &= Ax[n] + Bu[n] \\ y[n] &= Cx[n]\end{aligned}\tag{3}$$

Onde  $u[n]$  e  $y[n]$  são a entrada e a saída respectivamente e  $A, B, C$  são as matrizes da equação de estado e são apresentadas nas equações (4) e (5).

$$A = e^{A_c T}, \quad B = \int_0^T e^{A_c t} dt B_c, \quad C = C_c\tag{4}$$

$$\begin{aligned}A_c &= \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & -1/RC \end{bmatrix} \\ B_c &= \begin{bmatrix} 0 \\ E/L \end{bmatrix} \\ C_c &= [1 \quad 0]\end{aligned}\tag{5}$$

$$x = \begin{bmatrix} v_c \\ i_c \end{bmatrix}$$

O compensador usa o princípio do modelo interno e atua de modo que o erro em regime permanente entre a referência e a variável controlada seja zero, para uma referência de entrada  $Y_{ref}[z]=N_y[z]/D_y[z]$  como mostrado na Figura 6.

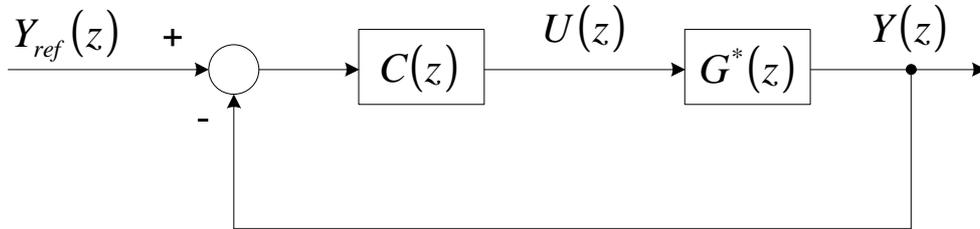


Figura 6 – Representação em diagrama de blocos [3]

Na Figura 6 aparecem duas funções de transferência, a da planta e a do compensador que são denotadas como  $G^*[z]$  e  $C[z]=N_c[z]/D_c[z]$ . O erro é expresso na equação (6).

$$E[z] = \frac{D_c[z]}{D_c[z] + G^*[z]N_c[z]} \times \frac{N_y[z]}{D_y[z]} \quad (6)$$

O erro de regime permanente da referência é descrito na equação (7).

$$E[\infty] = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} E[z]$$

$$E[\infty] = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \times \frac{D_c[z]}{D_c[z] + G^*[z]N_c[z]} \times \frac{N_y[z]}{D_y[z]} \quad (7)$$

Os pólos do termo  $D_c[z] + G^*[z]N_c[z]$  são ajustados para valores que são pouco inferiores a 1 através de uma escolha adequada de  $N_c[z]$ . Entretanto, quando  $D_y[z]$  tem pólos em  $z=1$ ,  $E[\infty]$  não se anula. Mesmo quando os pólos são próximos de 1, o erro permanece por um longo período de tempo. Somente quando  $D_c[z]$  é igual a  $D_y[z]$ , é que não haverá erro de regime permanente, pois haverá cancelamento de pólos com zeros como mostrado na equação 8.

$$E[\infty] = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{N_y[z]}{D_c[z] + G^*[z]N_c[z]} = 0 \quad (8)$$

Considerando que a entrada de referência é uma senoide,  $y_{ref}[n] = \text{sen}(\omega nT)$ , a sua discretização é apresentada na equação (9),

$$Y_{ref}[z] = \frac{N_y[z]}{D_y[z]} = \frac{z \text{sen} \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1} \quad (9)$$

O compensador  $C[z]$  é definido na equação (10), considerando  $D_c[z]$  igual a  $D_y[z]$ .

$$C[z] = \frac{N_c[z]}{D_c[z]} = \frac{k_2 z + k_1}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1} \quad (10)$$

Os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$  no numerador são constantes e determinam a resposta ao erro em função da alocação de pólos.

Esse método é simples e preciso porque leva em consideração o fato de que a forma de onda da referência é senoidal.

Esta estratégia de controle precisa que a fonte de alimentação seja capaz de fornecer a energia necessária para a anulação do erro em um período de amostragem, o que pode limitar sua utilização em algumas aplicações.

## 1.4 Controle repetitivo associado a uma realimentação instantânea

As normas que regem a qualidade de sistemas UPS atualmente exigem que a tensão de saída seja fornecida com uma amplitude regulada e com baixa taxa de distorção harmônica total (THD).

Atualmente com a grande oferta de microcontroladores de alto desempenho, engenheiros e pesquisadores utilizam técnicas de controle digitais cada vez mais sofisticadas. Além do mais, com o uso de microcontroladores novas facilidades são acrescentadas tais como a melhoria da interface homem-máquina, elaboração de relatórios de desempenho da UPS e do sistema elétrico, comunicação e controle da UPS remotamente através da internet ou GPRS, supervisão do estado de carga do banco de bateria e etc.

O controle digital apresenta problemas, como o atraso inserido pelo tempo de cálculo, que reduz a margem de fase do sistema, aumentando o risco de instabilidade do sistema em malha fechada. Estas limitações, juntamente com outras, podem resultar em um aumento da distorção da forma de onda da tensão na carga, fazendo com que o controlador não atenda às normas internacionais, particularmente a IEC 62040-3 que limita a taxa de distorção harmônica total da tensão de saída em 8% para cargas cíclicas.

Por exemplo, para o bom ajuste do controlador *deadbeat* o projeto do compensador depende de um modelo exato do conjunto inversor e carga. O desempenho do sistema é sensível às variações paramétricas da planta e das diferentes condições de carga. Outro aspecto a respeito deste controlador é que ele requer uma fonte de alimentação com capacidade suficiente para garantir que a resposta seja atingida no menor intervalo de tempo possível (um período de amostragem).

Na maioria dos sistemas de potência, cargas não lineares compostas por um retificador na entrada seguida por um filtro capacitivo são as principais fontes de distorção da tensão de saída. Devido à característica de periodicidade na forma

de onda da corrente absorvida por este tipo de carga e seu conseqüente efeito na forma de onda da tensão de saída, a teoria do controle repetitivo fornece uma boa solução para melhora os índices de distorção harmônica total da tensão de saída do inversor. Muitas formas modificadas do controle repetitivo já foram desenvolvidas para vários tipos de aplicação industrial.

O termo controle repetitivo é normalmente utilizado para descrever algoritmos de controle especialmente projetados para cancelar erros que são periódicos com o tempo. Este tipo de erro ocorre principalmente quando a trajetória do sistema é repetida várias vezes ou quando o sistema é submetido a uma perturbação periódica.

Controladores repetitivos podem ser classificados como baseados no princípio do modelo interno ou do modelo externo. Controladores usando o princípio do modelo interno são lineares e tem geradores de sinais periódicos enquanto que os controladores baseados no princípio do modelo externo observam os sinais de cancelamento sendo injetados externamente na planta e na malha de realimentação [6].

Um dos controladores repetitivos utilizados no controle de conversores e baseado no princípio do modelo interno são os algoritmos *Q-filter*. As vantagens destes controladores é que eles são lineares tornando a análise muito simples, a convergência é muito rápida, o tempo de execução é pequeno e as perturbações periódicas são rapidamente atenuadas. As desvantagens são que o cancelamento seletivo dos harmônicos não é possível, a resposta em frequência da malha do sistema é alterada e a robustez para ruído e dinâmicas da planta não modeladas é reduzida, conforme discutido em [4].

O controlador de duas camadas consiste de um controlador clássico mais um controlador repetitivo. O controlador clássico é utilizado para aprimorar a resposta transitória, enquanto que a resposta em regime permanente é melhorada pelo controlador repetitivo de modo que em um inversor senoidal regulado em malha fechada a tensão de saída apresenta uma baixa distorção harmônica total.

O controlador clássico pode ser projetado, por exemplo, através da técnica de alocação de pólos com realimentação de estados de modo garantir a estabilidade da planta e rejeitar as perturbações dentro de uma determinada banda passante garantindo assim que a resposta transitória atenda as especificações de projeto solicitadas.

Para a outra camada dessa malha de controle é utilizado uma estrutura de controlador repetitivo que tem por objetivo compensar as perturbações que aparecem em uma determinada frequência conhecida e suas componentes harmônicas de ordem superior, melhorando assim a resposta em regime permanente.

Em um inversor senoidal em ponte completa a frequência de chaveamento é usualmente elevada para minimizar o volume e o peso do filtro de saída, resultando em uma resposta dinâmica mais rápida da malha de controle da tensão de saída. Entretanto, as perdas de chaveamento nos dispositivos de potência limitam a escolha desta frequência de chaveamento. Dessa forma, selecionar uma frequência de chaveamento apropriada se torna uma relação de compromisso entre essas considerações.

Neste inversor a corrente no indutor e a tensão de saída no capacitor são medidas como variáveis de realimentação, a referência é lida da memória do microcontrolador, e este calcula as larguras de pulso necessárias para que a tensão de saída acompanhe a forma de onda da tensão de referência. A Figura 7 mostra a estrutura de controle em duas camadas para a regulação em malha fechada da tensão de saída do inversor senoidal. Na malha de controle estão inseridos dois controladores: o controlador clássico G1 e o controlador repetitivo G2.

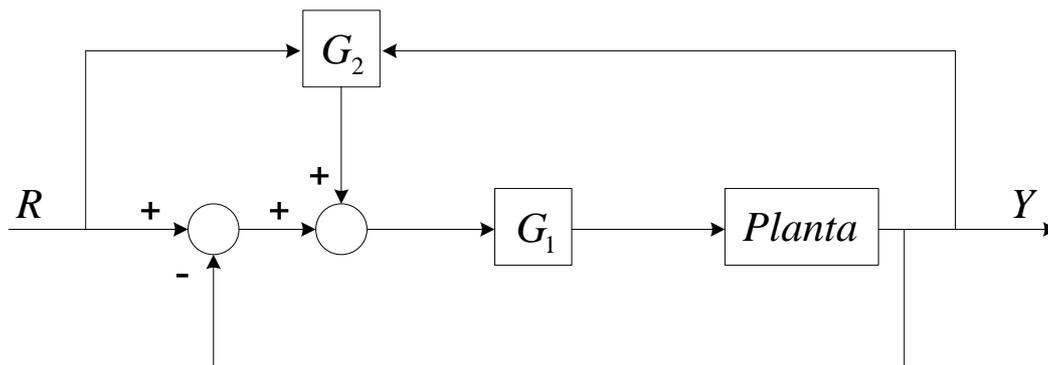


Figura 7 – Diagrama de blocos da estrutura de controle em duas camadas [4]

Essencialmente, esses dois controladores estão acoplados e influenciam um no outro. Entretanto, o ajuste apropriado da taxa de convergência do controle repetitivo minimiza este efeito de acoplamento.

Na Figura 8 é apresentado um diagrama de blocos que do modelo do inversor senoidal. A tensão de saída e a corrente no indutor são selecionadas como variáveis de estado enquanto que a corrente de carga é modelada como uma perturbação externa.

No projeto de um controlador digital a seleção de duas frequências exige cuidado especial: a frequência de chaveamento do conversor e a frequência de amostragem do controlador digital. Quando a frequência de amostragem aumenta, a ondulação na corrente e na tensão resultantes do chaveamento do conversor de potência se tornam mais perceptíveis nas medidas e isso irá prejudicar o desempenho do controle. Dessa forma, filtros passa-baixas são adicionados para filtrar os sinais medidos e a frequência de corte desses filtros não deve ser muito maior que a frequência de amostragem. Dessa forma, a dinâmica desses filtros deve ser incluída na dinâmica da planta. Entretanto, se a medição for feita adequadamente, estes filtros não são necessários. Isto simplifica o controlador e faz com que seu projeto se torne mais fácil.

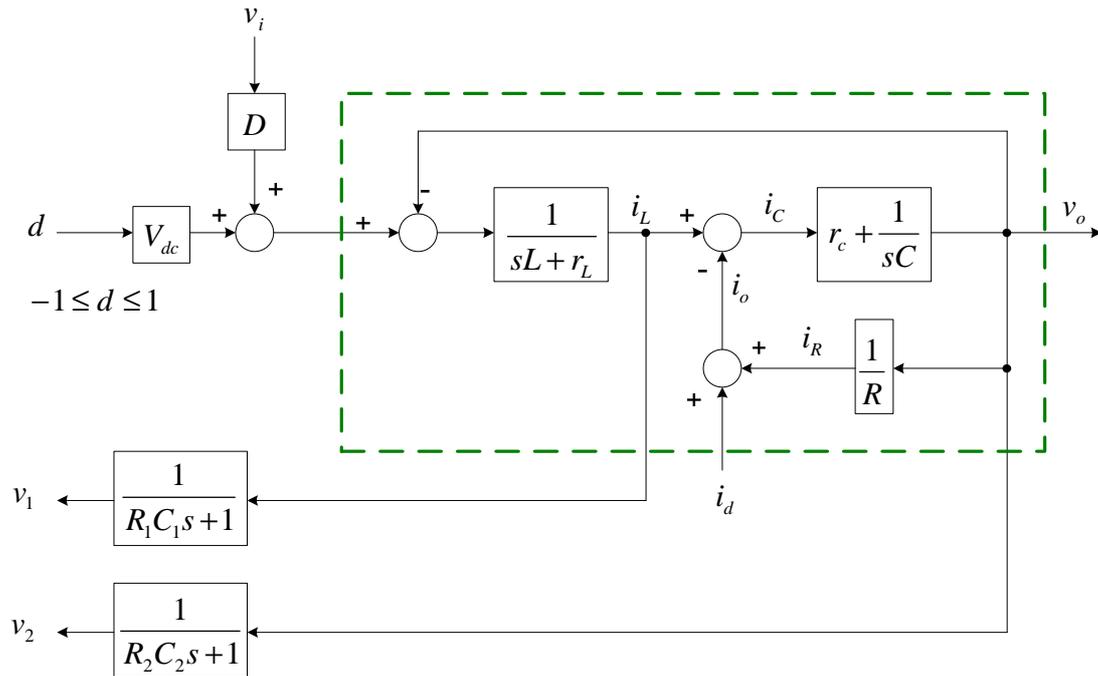
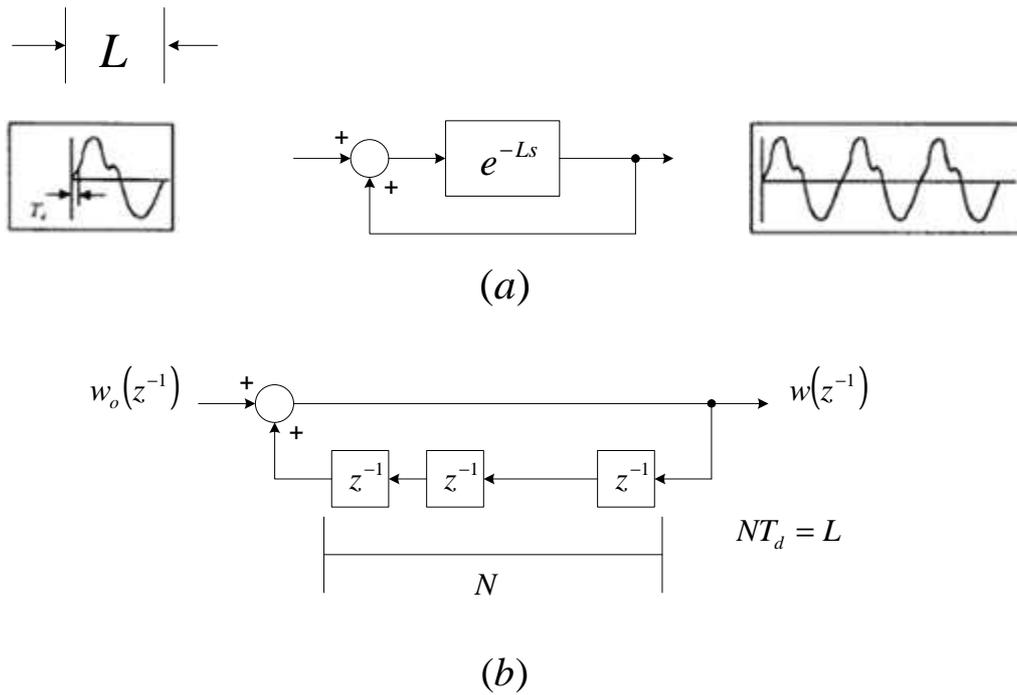


Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema inversor PWM [4]

O controlador repetitivo estabelece que para a saída siga a referência de entrada, sem erro em regime permanente, o modelo que gerou essa referência deve estar incluído em uma malha fechada estável do sistema. Se for desejado nulo em erro de regime permanente para uma entrada senoidal, então o modelo da função senoidal ( $\omega_n^2 / (s^2 + \omega_n^2)$ ), onde  $\omega_n$  é a frequência de oscilação, deve estar incluído na função de transferência dessa malha.

Em aplicações práticas, uma entrada periódica ou uma perturbação pode ser decomposta em componentes harmônicas e múltiplas de ordem superior à da frequência fundamental. Com um sistema de largura de banda limitada, a eliminação completa desse erro periódico através de um sistema de controle clássico é praticamente impossível. Essa restrição se torna um fator importante a ser considerado na síntese do controlador repetitivo permitindo minimizar apenas a distorção causada por componentes harmônicas de baixa ordem.

A Figura 9 mostra os métodos para gerar o sinal periódico necessário para anular o erro em regime permanente de um controlador repetitivo. São mostradas a implementação no domínio do tempo contínuo e no domínio do tempo discreto.



**Figura 9 – Estrutura de geração de um sinal periódico**  
 (a) No domínio do tempo contínuo; (b) No domínio do tempo discreto [4]

O controlador repetitivo proposto em [4] é apresentado na Figura 10, onde  $S(z^{-1})$  é o compensador para a malha de controle repetitivo e  $Q(z^{-1})$  é um filtro para limitar a banda passante do controlador. São adicionados também dois filtros de atraso: o primeiro filtro,  $z^{-M}$ , é aplicado sobre o sinal de referência, onde  $M$  representa o número de atrasos necessários enquanto que o segundo filtro,  $\alpha z^{-(N-K)}$ , é adicionado na saída do controlador repetitivo, onde  $(N-K)$  representa o número de atrasos requerido e  $\alpha$  é um ganho de sintonia.

O primeiro filtro compensa o atraso de fase correspondente da planta realimentada na frequência da tensão de saída de modo a garantir que ao calcular o erro entre a tensão de saída medida e a referência da tensão de saída essas duas grandezas estejam em fase, evitando assim que este erro de fase produza um sinal de erro que o controlador não necessita compensar.

O segundo filtro compensa o atraso de fase correspondente entre a planta realimentada e o compensador  $S(z^{-1})$  na frequência da tensão de saída. Este filtro

é necessário para ajustar a fase do sinal de controle do controlador repetitivo e o sinal de referência, antes de realizar a operação de soma dessas duas grandezas.

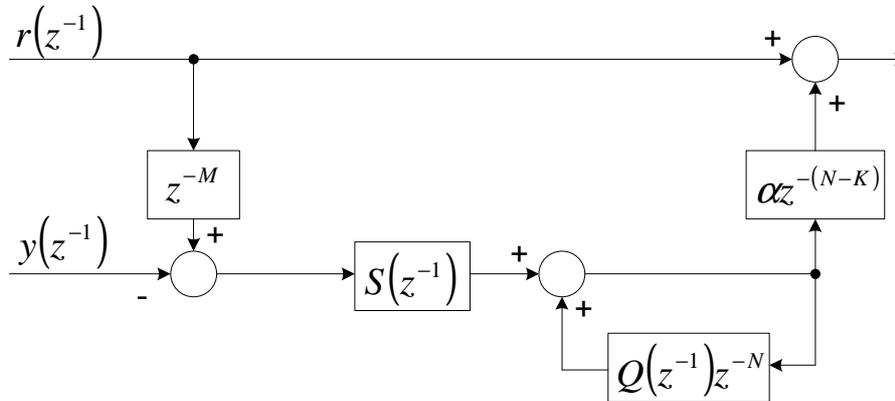


Figura 10 – Diagrama de blocos proposto para o controle repetitivo [4]

O compensador  $S(z^{-1})$  pode ser usado para estabilizar a malha do controlador repetitivo. Sua função principal é atenuar um possível pico de ressonância em alguma frequência da planta em malha fechada.

O filtro limitador da banda de passagem  $Q(z^{-1})$  elimina o requisito rigoroso de que o controlador deve eliminar o erro periódico por completo. As características de filtro passa-baixas de  $Q(z^{-1})$  permitem que o controlador repetitivo coloque mais peso em minimizar as harmônicas de baixa ordem do erro periódico. No controlador repetitivo,  $N$  representa o número de amostras que se acomodam dentro de um período do controlador,  $T$  é o período de amostragem do controlador repetitivo, e  $NT$  é igual ao período do sinal de referência ou da perturbação.

Nesta estrutura de controle, o controlador repetitivo funciona como um controlador auxiliar que modifica a referência adicionando a ela, um sinal de compensação periódico. Para um sinal de referência periódico ou perturbação, o controlador atenua seus efeitos na malha de controle principal. O propósito de incluir um filtro de atraso na saída do controlador repetitivo é que o controlador clássico não deve responder ao efeito de uma perturbação antes que seus efeitos

sejam sentidos na saída da planta. Quando um atraso grande ocorre dentro da malha do controle repetitivo, isso pode reduzir de forma significativa a dinâmica da malha.

Na concepção do sistema do controlador repetitivo, deve ser estabelecido um compromisso entre a ação periódica do controlador e o sinal de referência periódica. A seleção cuidadosa dos parâmetros do controlador deve atender à relação de compromisso que existe entre a taxa de convergência e a estabilidade relativa do sistema de controle repetitivo.

O projeto do filtro limitador da banda passante e do filtro de atraso na saída é dependente dos critérios de condições suficientes de estabilidade e da taxa de convergência do erro. A análise do regime permanente mostra que se o filtro limitador da banda de passagem  $Q(z^{-1})$  for unitário, não haverá erro de estado estacionário. Entretanto, a análise de estabilidade revela que isso não pode ser feito, pois quando o sistema tem  $Q(z^{-1})$  igual à unidade ele se torna instável. Com esta restrição,  $Q(z^{-1})$  deve ter um valor um pouco abaixo da unidade como, por exemplo, 0,95. A introdução de um filtro passa-baixas para atenuar as frequências mais elevadas permite a utilização de um valor de  $Q(z^{-1})$  muito próximo da unidade para valores de frequências mais baixas.

## 1.5 Controle repetitivo associado a uma realimentação utilizando valor eficaz

Sistemas de Energia Ininterrupta (UPS) com potência superior a alguns kVA possuem tensão de saída senoidal, com baixa distorção harmônica e excelente regulação estática. Geralmente estas UPS são de “dupla conversão” e de custo mais elevado. Os algoritmos de controle são mais elaborados exigindo o uso de microcontroladores de alto desempenho e de custo mais elevado.

As UPS de baixa potência, particularmente aquelas com potência inferior a 1kVA, são utilizadas por usuários domésticos e devido ao baixo custo são geralmente do tipo *off-line* ou *stand-by*. No modo de operação normal (rede c.a. presente) a tensão de saída é a própria tensão da rede. No modo de operação *back-up* (rede c.a. ausente) as bateria alimentam o inversor e a tensão de saída é quase-quadrada. Estas UPS geralmente usam microcontroladores de baixo custo e conseqüentemente de desempenho limitado.

A principal carga alimentada por UPS são computadores e nestes a fonte de alimentação é geralmente composta por um retificador não controlado (a diodos) seguido de um filtro capacitivo. Estas cargas são normalmente denominadas de não lineares e apresentam uma forma de onda de corrente de entrada com uma taxa de distorção harmônica muito elevada. Os harmônicos da corrente de carga circulando pela impedância harmônica interna da UPS provocam um aumento significativo da distorção harmônica da tensão de saída da UPS que freqüentemente ultrapassa o limite máximo estabelecidos em normas.

Na literatura podemos encontrar várias técnicas de controle realimentado instantâneo para garantir uma baixa distorção harmônica da tensão de saída e algumas delas foram descritas em seções anteriores. Como exemplo pode-se citar as técnicas empregando um controlador PI com desacoplamento de estados, um controlador *Deadbeat* com Realimentação de Estados dentre outras. Estes métodos permitem obter uma tensão de saída com uma baixa taxa de distorção

harmônica (THD) e uma resposta dinâmica muito rápida. As principais desvantagens são:

- Grande número de grandezas elétricas a serem medidas;
- Taxa de amostragem das grandezas elétricas e de execução do programa de controle elevada de modo a aumentar a rejeição às perturbações externas.

As desvantagens citadas acima, inevitavelmente aumentam o custo tornando a aplicação destas técnicas menos atraente às UPS de baixo custo.

O controle repetitivo é uma boa alternativa para as UPS de baixo custo. Ele utiliza a natureza repetitiva das perturbações enquanto os outros métodos não o fazem. O mecanismo de controle é na verdade um controle integral baseado no período fundamental. A tensão de saída é a única variável que deve ser medida, e a ação do controlador principal não precisa ser muito rápida para se alcançar uma forma de onda da tensão de saída com baixa taxa de distorção harmônica total. Apesar de uma resposta sub-cíclica não ser possível, um tempo de assentamento de alguns ciclos do período fundamental é aceitável para muitas aplicações.

O controle repetitivo associado com outras técnicas de controle instantâneo também já foi proposto na literatura e estudado neste trabalho na seção anterior. Neste estudo a técnica apresentada era composta por uma estrutura de duas camadas onde em uma malha mais interna e mais rápida o controle realimentado instantâneo controla a tensão de saída enquanto que em uma malha mais externa e lenta o controlador repetitivo reduz a distorção harmônica da forma de onda.

A utilização de um controlador repetitivo associado a uma malha de controle do valor eficaz da tensão de saída não tem sido abordada em artigos científicos, dessa forma pode ser considerada uma contribuição inédita. Com a utilização do controlador repetitivo associado ao controlador do valor eficaz da tensão de saída pode-se alcançar uma baixa taxa de distorção harmônica na tensão de saída a custo reduzido. Esta técnica parece mais apropriada para UPS de baixo custo na qual uma resposta rápida (sub-cíclica) não é uma consideração primordial de projeto. O principal resultado deste método é possibilidade de oferecer uma

estratégia de controle que seja capaz de garantir baixa distorção harmônica total para aplicações de baixo custo que não podiam fechar a malha para a forma de onda de saída em função custo computacional associado a esta tarefa. Ou seja a técnica proposta é uma solução de baixo custo computacional que garante na saída a forma de onda desejada com valor eficaz regulado. Esse conjunto de características atende as necessidades de certa faixa de aplicações de mercado. É importante ressaltar que a limitação de recursos computacionais está associada a uma redução de custos reais necessário no projeto de determinados produtos.

### **1.5.1 Análise do Sistema**

O projeto de um controlador repetitivo para um inversor em malha aberta, no tocante a forma de onda da tensão de saída, não é uma tarefa fácil devido à dinâmica do conversor. Se os parâmetros da planta são conhecidos com precisão, o inverso da função de transferência do inversor pode ser utilizado no controlador repetitivo, para a obtenção de uma resposta rápida frente às perturbações com baixa distorção harmônica da tensão de saída. Entretanto, para isso é necessária a perfeita modelagem dos componentes do inversor, o que na prática é de difícil obtenção.

Como foi dito anteriormente, a dinâmica do conversor é determinada principalmente pelos componentes do filtro LC. Se não levarmos em consideração as perdas de condução e chaveamento dos dispositivos semicondutores, as perdas por efeito Joule na resistência do enrolamento do indutor e transformador (se houver) e as perdas por Histerese e Foucault no núcleo do indutor e do transformador o fator de amortecimento da planta em malha aberta é aproximadamente nulo e picos de ressonância da tensão de saída e da corrente no indutor dificultam o projeto do controlador repetitivo. Estas perdas podem ser levadas em conta modelando seu efeito na forma de uma resistência em série com o indutor do filtro LC.

Uma das técnicas de controle repetitivo que será estudada pode contar com um filtro *notch* de fase zero, empregado para cancelar o pico de ressonância do inversor. O filtro *notch* fornece grande tolerância contra a variação paramétrica quando comparado ao inverso da função de transferência do filtro LC, e rejeita melhor as harmônicas quando comparado com um filtro de segunda ordem.

Os conceitos básicos do controle repetitivo são apresentados na literatura [4]-[10]. A Figura 11 mostra um tipo de controlador repetitivo que se acopla a estrutura existente como um *plug-in*.

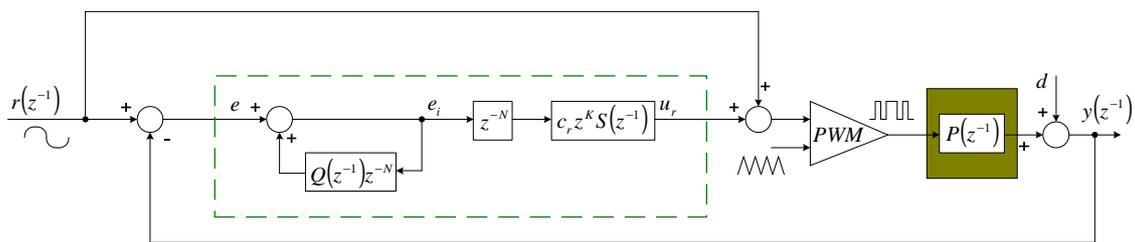


Figura 11 – Diagrama de blocos proposto para o controle repetitivo [7]

Toda perturbação cíclica que possa causar distorção na tensão de saída, como carga não linear e efeito do tempo morto no comando das chaves semicondutoras do inversor são resumidas como um sinal de perturbação  $d$ . O erro de trajetória “ $e$ ” é a entrada do controlador repetitivo e “ $u_r$ ” é a tensão resultante do controlador repetitivo, que é adicionada ao sinal de referência original para compensar a distorção. Pode ser visto que se o controlador repetitivo (*plug-in*) for retirado, o sistema se reduz ao inversor senoidal com controle do valor eficaz da forma de onda de saída.

O núcleo principal do controlador repetitivo é a função de transferência  $1/(1 - Q(z^{-1})z^{-N})$ , que representa a malha interna de realimentação positiva, onde  $N$  é o número de amostras de um período da frequência fundamental. Desprezando  $Q(z^{-1})$  para conveniência da análise, a função de transferência passa a ser  $1/(1 - z^{-N})$ , que integra o erro “ $e$ ” sobre o período do fundamental. O resultado da integração “ $e_i$ ” é então processado até originar o sinal de saída “ $u_r$ ”.

A unidade de atraso de tempo  $z^{-N}$  tem função de retardar a ação de controle por um período do fundamental. Com isso a unidade de avanço no tempo  $z^K$  e o filtro *notch* de fase zero não causal  $S(z^{-1})$  podem ser realizáveis. O ganho “ $c_r$ ” tem função apenas de ajustar a magnitude de “ $u_r$ ”. Já o compensador  $S(z^{-1})$  tem a função de modificar a característica da magnitude do sistema em malha aberta para possibilitar uma melhor rejeição harmônica. Por último a unidade de avanço de tempo  $z^K$  tem função de adiantar a ação de controle por  $K$  períodos de amostragens, compensando dessa forma o atraso introduzido tanto pelo compensador  $S(z^{-1})$  quanto pelo inversor  $P(z^{-1})$ .

Se o sistema é estável, ele vai eventualmente alcançar o estado de equilíbrio onde todas as variáveis vão acomodar em seus valores de regime permanente, incluindo a forma de onda de “ $e_i$ ”, o que significa que o erro “ $e$ ” deve ser zero em regime permanente. Esse mecanismo de eliminação do erro é similar ao controle integral clássico, que elimina o erro de regime permanente para perturbações em degrau. Na prática, um filtro  $Q(z^{-1})$  é usualmente incorporado e o resultado final da malha interna não é um integrador puro. Essa incorporação aumenta a margem de estabilidade do sistema de forma efetiva, mas ao custo de se perder a característica de erro zero em regime permanente. O filtro  $Q(z^{-1})$  pode ser do tipo passa-baixas, com o qual apenas as harmônicas de alta frequência são rejeitadas. O filtro  $Q(z^{-1})$  pode ser também uma constante próxima da unidade, que é mais fácil de implementar, mas que vai permitir a ocorrência de erro sobre todo o espectro.

Da Figura 11 pode-se obter a relação entre o erro “ $e$ ”, o sinal de referência “ $r$ ” e a perturbação “ $d$ ”, mostrada na equação (11).

$$e(z^{-1}) = \frac{(1 - P(z^{-1}))(z^N - Q(z^{-1}))}{z^N - (Q(z^{-1}) - z^K c_r S(z^{-1}) P(z^{-1}))} * r(z^{-1}) + \frac{Q(z^{-1}) - z^N}{z^N - (Q(z^{-1}) - z^K c_r S(z^{-1}) P(z^{-1}))} * d(z^{-1}) \quad (11)$$

Uma condição suficiente de estabilidade para o sistema pode ser derivada do *small-gain theorem* [7].

$$|H(e^{j\omega T})| < 1 \quad (12)$$

$$H(e^{j\omega T}) = Q(e^{j\omega T}) - e^{j\omega T} c_r S(e^{j\omega T}) P(e^{j\omega T})$$

$$\omega \in [0, \pi/T]$$

Supondo  $Q(z^{-1})$  igual à unidade, e a perturbação e a referência sendo repetitivas, ou seja,  $z^N d(z^{-1})$  igual a  $d(z^{-1})$  e  $z^N r(z^{-1})$  igual a  $r(z^{-1})$ , então o erro de convergência é apresentado na equação (13).

$$z^N e(z^{-1}) = H(z^{-1})e(z^{-1}) \quad (13)$$

A equação (13) implica que a componente harmônica de frequência  $\omega$ , tem sua amplitude em cada ponto de amostragem dentro do período fundamental reduzida de  $|H(e^{j\omega T})|$  vezes o valor do ciclo fundamental anterior. Dessa forma,  $|H(e^{j\omega T})|$  é chamado de índice de convergência de erro. Este índice é função da frequência.

Considerando que o erro em regime permanente só pode ser formado pelas harmônicas com frequências múltiplas da frequência fundamental  $2\pi/NT$ , então o erro em regime permanente pode ser obtido conforme a equação (14).

$$e(e^{j\omega T}) = \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T})}{1 - H(e^{j\omega T})} \right| * \left| (1 - P(e^{j\omega T}))r(e^{j\omega T}) \right| + \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T})}{1 - H(e^{j\omega T})} \right| * |d(e^{j\omega T})| \quad (14)$$

A equação (14) mostra que o erro de regime permanente está dividido em duas parcelas, o erro de trajetória  $\left| (1 - P(e^{j\omega T}))r(e^{j\omega T}) \right|$  e o erro causado pela perturbação  $|d(e^{j\omega T})|$ . Todos estes erros são reduzidos de uma taxa de  $\left| (1 - Q(e^{j\omega T})) / (1 - H(e^{j\omega T})) \right|$  vezes seus respectivos valores originais. A magnitude de  $\left| (1 - Q(e^{j\omega T})) / (1 - H(e^{j\omega T})) \right|$  representa a capacidade de rejeição harmônica, e dessa forma define o índice de rejeição harmônica, que é também função da frequência.

Um bom controlador repetitivo deve antes de tudo garantir estabilidade, e depois fornecer rejeição harmônica suficiente a aplicação. Além disso, a

convergência para o erro em regime deve ser o mais rápido possível. Para atender a estas características simultaneamente,  $|H(e^{j\omega T})|$  deveria ser o menor possível resultando em um cancelamento perfeito, ou seja,  $e^{j\omega T} c_r S(e^{j\omega T}) P(e^{j\omega T}) = 1$ . Entretanto isso é possível somente se a função inversa do filtro LC de saída for empregada para substituir  $e^{j\omega T} S(e^{j\omega T})$ , o que não é apropriado para casos práticos.

Neste trabalho só há compromisso do controle repetitivo em cancelar as harmônicas abaixo da ressonância do filtro, as harmônicas presentes além da ressonância serão canceladas naturalmente pela ação do filtro. Dessa forma os ganhos do controlador, para frequências acima da frequência de ressonância, reduzem rapidamente para evitar qualquer instabilidade.

A função do compensador  $S(z^{-1})$  é cancelar o pico de ressonância do inversor e atenuar o ganho nas altas frequências. Para garantir estabilidade em diferentes condições de carga, o projeto de  $S(z^{-1})$  deve ser feito para condição de carga a vazio, que é a condição onde o pico de ressonância atinge seu máximo [7].

Se um filtro de segunda ordem for utilizado para o papel de  $S(z^{-1})$  a rejeição das harmônicas abaixo do pico de ressonância será prejudicada, pois devido a sua pequena atenuação, o ponto de corte do filtro deverá ser ajustado para uma frequência muito abaixo do pico de ressonância para fornecer atenuação suficiente neste ponto. Como consequência o valor de  $|H(e^{j\omega T})|$  para as harmônicas mais baixas será afetado se tornando mais alto. Quando o valor de  $|H(e^{j\omega T})|$  é baixo para uma determinada frequência, nessa harmônica a convergência se torna menor.

Por outro lado o filtro *notch* seguido por um filtro passa-baixas seria uma estrutura de filtragem bem mais adequada. O filtro *notch* teria função de cancelar o pico de ressonância e o filtro passa-baixas com ponto de corte mais a frente teria a função de atenuar as altas frequências. Com essa estrutura seria possível ter uma resposta plana na região de interesse, até o pico de ressonância e uma atenuação maior tanto do pico quanto da região depois dele.

A escolha mais simples para o compensador  $Q(z^{-1})$  como já foi discutido é uma constante com valor próximo à unidade. Entretanto varias estruturas de filtros podem ser utilizadas. Como por exemplo, filtros de primeira ou segunda ordem ou até mesmo o filtro *notch* mencionado para a função de  $S(z^{-1})$ .

Um valor maior de “ $c_r$ ” implica em redução de estabilidade, um valor menor de “ $c_r$ ” implica em aumento da estabilidade. Por outro lado, a mudança no valor de “ $c_r$ ” influencia de forma significativa a taxa de convergência do sistema. De forma geral em valor maior de “ $c_r$ ” faz a convergência mais rápida e um valor menor torna a convergência mais lenta. Também se pode dizer, quanto maior “ $c_r$ ” menor o erro em regime permanente. Este é um fenômeno parecido ao do ganho proporcional do controlador PID. Entretanto é importante ressaltar que a natureza integral do controle repetitivo é mais dependente do filtro  $Q(z^{-1})$  do que de “ $c_r$ ”.

Neste capítulo foi apresentada a estrutura do controle repetitivo e proposto seu uso combinado com uma malha de controle de valor eficaz da tensão de saída de um inversor monofásico. Este sistema proposto tem uma estrutura mais simples, pois não conta com uma malha interna de controle instantâneo. Técnicas para cancelamento do pico de ressonância da função de transferência em malha aberta da planta foram apresentadas, assim como o conhecimento necessário para definir e projetar todos os blocos do controlador. Esta proposta serve como uma solução com custo eficiente para controlar a tensão de saída garantindo qualidade da forma de onda para produtos de UPS.

## CAPITULO 2

# RESULTADOS SIMULADOS

### 2.1 Introdução

Para ilustrar o estudo feito sobre a aplicação de um controlador repetitivo associado a uma malha de controle RMS da tensão de saída de um inversor monofásico, serão apresentados neste capítulo resultados de simulação para diferentes condições de utilização da UPS.

A simulação procurou reproduzir o mais fielmente possível o protótipo a ser ensaiado. Dessa forma foram incorporados à simulação determinadas características associadas à implementação real do circuito, tais como ganhos e estrutura do bloco de medição, atenuação do sinal de tensão medido, amostragem do conversor AD, quantização do conversor AD, efeito da operação com ponto fixo nos cálculos necessários, valor de pico da triangular (afetado pela frequência do clock do processador, frequência de chaveamento dos transistores e número de bits do registro do contador), módulo de geração do modulador PWM e tempo morto, dentre outras características. Todas essas considerações foram feitas em função de tornar o modelo da simulação o mais próximo possível da planta real de forma que os resultados obtidos na simulação representem bem o funcionamento real do conversor.

O inversor monofásico que será simulado é construído com transistores MosFets em uma topologia Ponte Completa. O barramento c.c. é constituído de duas baterias de chumbo-ácido (12Vcc) em série. O inversor alimenta um transformador (com núcleo de aço silício – transformador para 60Hz) para adequar a tensão de saída do inversor à tensão da carga. Um filtro LC atenua as componentes harmônicas de maior ordem na tensão de saída sendo que o indutor do filtro é composto pela indutância de dispersão do transformador somada a um

pequeno indutor externo acrescentado em série com o primário do transformador na baixa tensão e o capacitor é colocado no secundário do transformador no lado de alta tensão do transformador. Este circuito é apresentado na Figura 12. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela .

A carga não linear utilizada para esta simulação é um retificador não controlado com filtro capacitivo, tal como especificado na norma IEC 62040-3 (1999).

O objetivo dessa simulação é demonstrar o funcionamento de um controlador repetitivo associado a uma malha de controle de valor eficaz tensão de saída. O desempenho de diferentes topologias de controlador repetitivo serão avaliadas de modo a selecionar a mais adequada para um posterior ensaio e implementação em um circuito real.

**Tabela 2 – Dados do inversor simulado**

Tensão de Barramento c.c.	$E = 24V_{cc}$
Tensão de saída c.a.	$V_{ref} = 114V$
Potência Nominal	$S = 500VA$
Indutor do Filtro	$L = 8\mu H$
Resistência do Indutor	$r_L = 0,1\Omega$
Capacitor do filtro	$C = 4\mu F$
Frequência de chaveamento	$f_{ch} = 19200Hz$
Frequência de amostragem	$f_s = 4800Hz$
Carga não Linear	$560\mu F / 50\Omega$
Relação do transformador	$141V/14,4V$

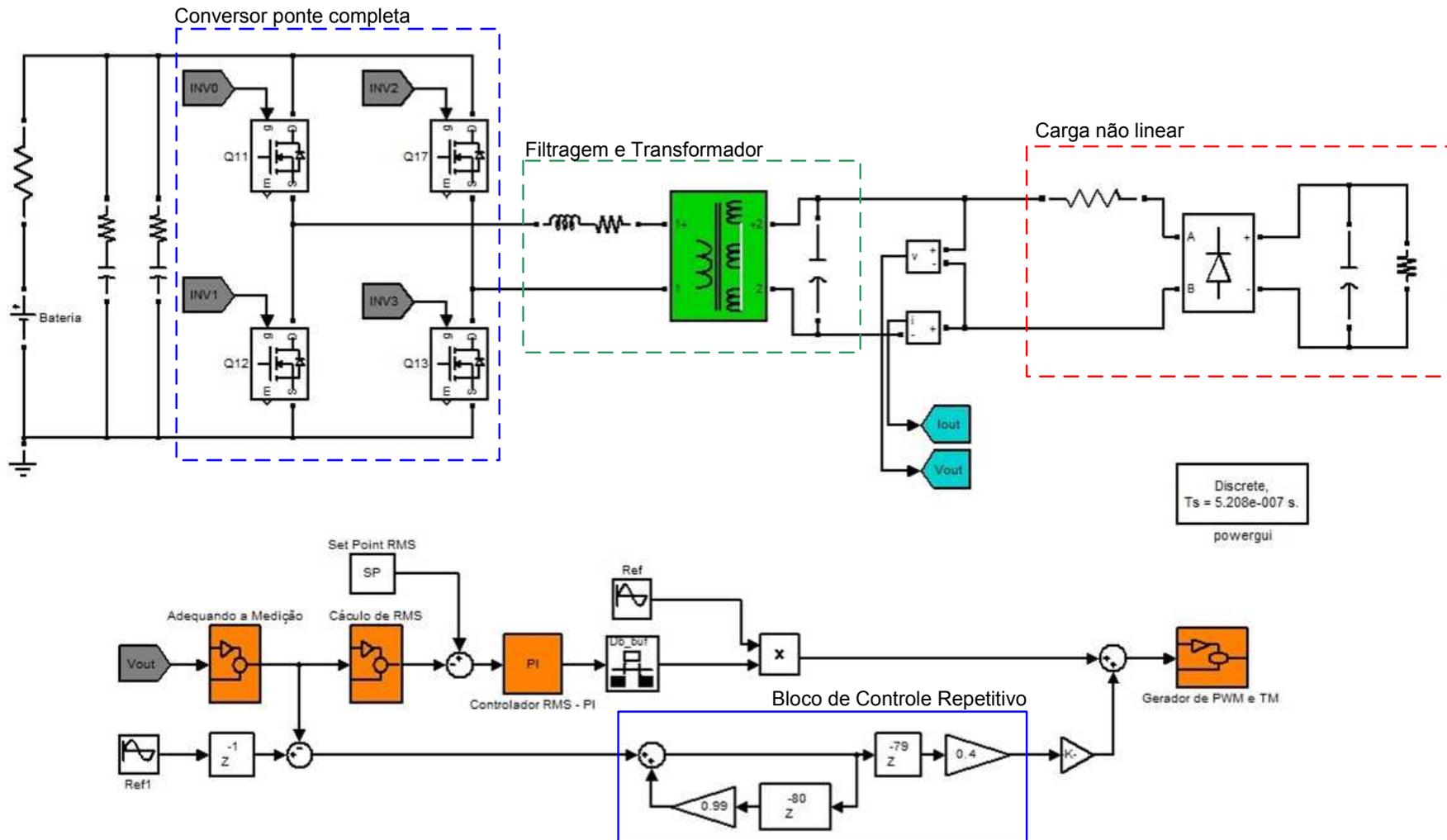
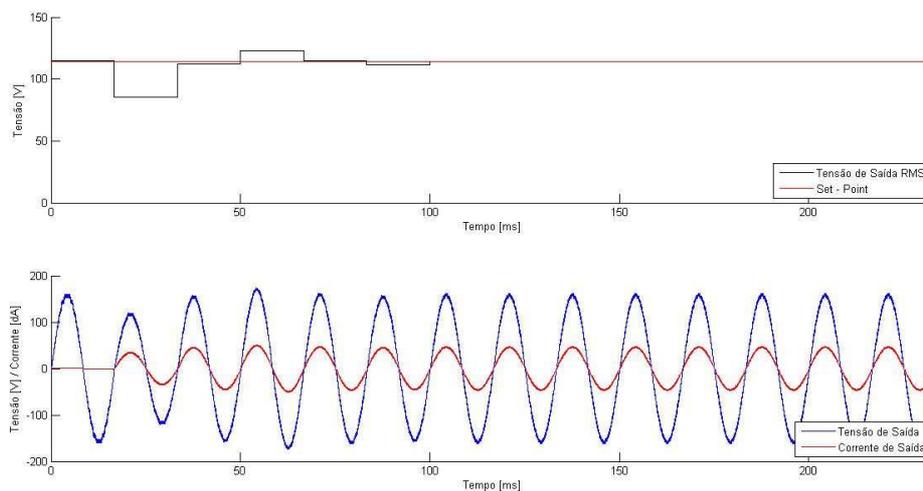


Figura 12 – Circuito do inversor simulado

## 2.2 Considerações sobre resultados

A Figura 12 mostra o diagrama do controlador utilizado para a simulação do circuito de controle da UPS. A tensão de saída é amostrada a uma frequência de 4,8kHz, ou seja, são adquiridos 80 pontos por cada ciclo do fundamental da tensão. O valor da tensão eficaz é então calculado e comparado com o valor da tensão eficaz desejada na saída do inversor. O controlador é do tipo proporcional-integral (PI).

A Figura 13 mostra o resultado de uma simulação aonde foi aplicado um degrau de 100% de carga linear na saída do inversor. O objetivo deste ensaio é de analisar o comportamento da dinâmica do controlador RMS implementado na simulação. Nesta figura é apresentada uma seqüência de 14 ciclos do período fundamental, sendo que no primeiro ciclo não há carga aplicada na saída do conversor, e o degrau ocorre logo no início do segundo ciclo. Para visualização e compreensão dessa situação é apresentada na figura tanto a tensão quanto a corrente de saída.

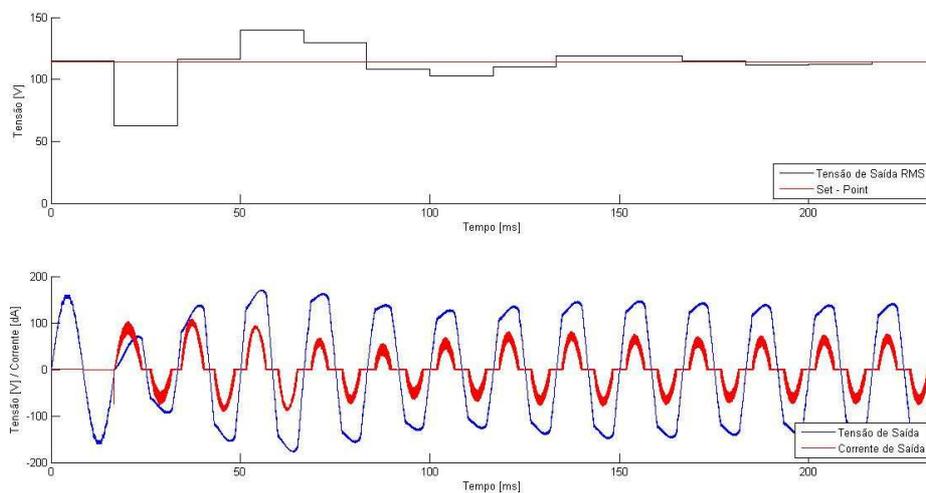


**Figura 13 – Degrau de carga linear**

Além disso, é apresentada também a medida do valor RMS ciclo a ciclo da forma de onda, sobreposto a referência do valor eficaz da tensão de saída. Com essa informação é possível visualizar a dinâmica e a acomodação da medida sobre a referência. É possível assim ver que no primeiro ciclo após o degrau de carga há um afundamento maior, em torno de 20%, e que a partir do segundo ciclo após o degrau a tensão de saída já está acomodada em uma faixa em torno de 5%. O controlador tem erro em regime permanente próximo de zero.

A Figura 14 mostra o resultado de uma simulação aonde foi aplicado um degrau de 100% de carga não linear na saída do inversor. Assim como no resultado anterior, o objetivo deste também é de analisar o comportamento da dinâmica do controlador de valor eficaz implementado na simulação.

Para carga não linear tem-se um afundamento maior da tensão de saída e uma oscilação antes da convergência. O efeito maior dessa perturbação na tensão de saída deve-se ao fato de as quedas de tensão ao longo do circuito são maiores em função das correntes mais elevadas.

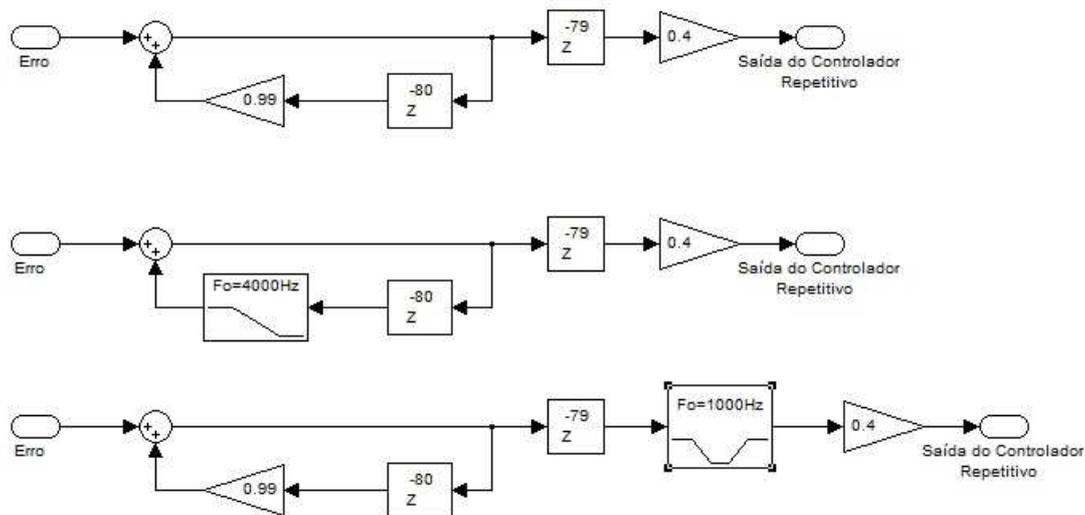


**Figura 14 – Degrau de carga não linear**

Após análise da dinâmica do controlador da tensão RMS de saída, será acrescentado o controlador repetitivo como um *plug-in* e será analisada a resposta do conjunto.

O desempenho do inversor foi simulado levando em conta quatro situações distintas. Na primeira delas, foi avaliado o desempenho apenas do controlador de valor eficaz da tensão de saída. Nas demais simulações foram avaliadas o desempenho de três variantes de controladores repetitivos atuando juntamente com o controlador de valor eficaz. A proposição dessas três variantes foi baseada nas estruturas de controladores utilizadas em [4]-[10]. As variantes dos controladores repetitivos são:

- Variante 1 – O filtro  $Q(z)$ , o filtro  $S(z)$  e  $Cr$  são constantes e iguais a  $[0,99]$ ,  $[1,0]$  e  $[0,4]$  respectivamente;
- Variante 2 - O filtro  $Q(z)$  é um passa-baixas de segunda ordem com uma frequência de corte de 4kHz e coeficiente de amortecimento igual a 0,707, o filtro  $S(z)$  é igual a unidade e  $Cr$  é igual a 0,4 e
- Variante 3 - O filtro  $Q(z)$  é constante e igual a 0,99, o filtro  $S(z)$  é do tipo *notch* de segunda ordem com frequência central de 1kHz e  $Cr$  é igual a 0,4.



**Figura 15 – Representação em diagrama de blocos das três variantes do controlador repetitivo**

Foi realizado um estudo comparativo do desempenho das três variantes de controladores repetitivos. Os critérios observados foram a estabilidade do sistema frente a diversas condições de carga, o erro em regime permanente, ou seja, o valor da distorção harmônica da tensão de saída em regime e a taxa de convergência, ou seja, a rapidez do sistema em convergir para o valor de THD final. Para o comportamento em regime permanente, no que se refere ao valor da distorção harmônica é também realizada uma comparação dessa grandeza com aquela obtida para um funcionamento do inversor sem a ação do controle repetitivo, de forma que seja possível avaliar a melhoria agregada ao anexar o bloco do controlador repetitivo.

Na Figura 16 é apresentado um diagrama simplificado da estrutura de controle onde os filtro  $Q(z)$  e  $S(z)$  e a constante  $C_r$  estão representados de forma genérica permitindo a visualização da possibilidade de substituir essas função por uma das variantes apresentadas.

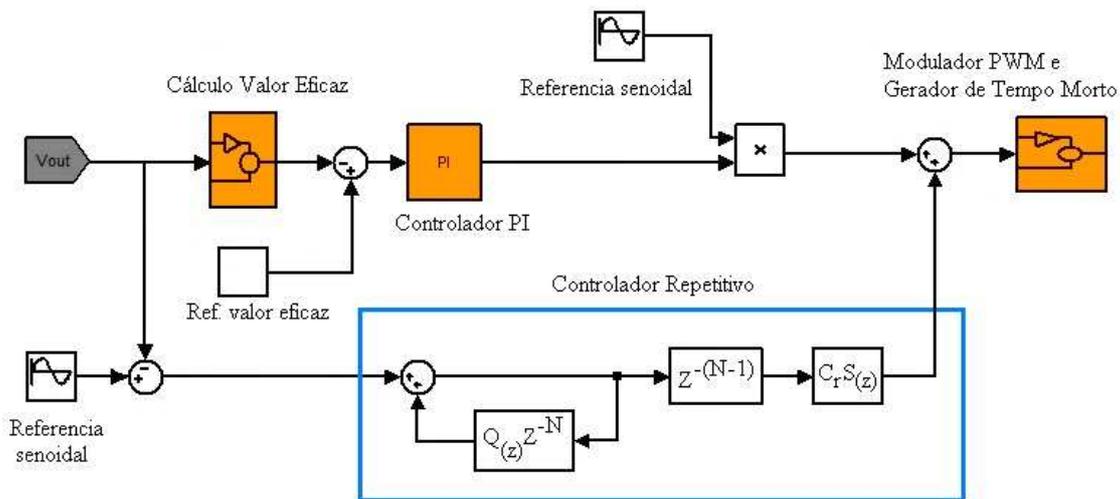


Figura 16 – Diagrama do controlador do inversor da UPS

Na Figura 18(a) são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída do inversor da UPS para o funcionamento em regime permanente considerando apenas o controlador do valor eficaz da tensão de saída. Nas demais figuras são apresentadas as mesmas formas de onda considerando também a presença do controlador repetitivo. Nas Figura 18(b), Figura 18(c) e Figura 18(d) o controlador repetitivo considerado foi o da variante 1, variante 2 e variante 3 respectivamente.

Vale à pena ressaltar que para todos os resultados apresentados neste capítulo foi utilizada a mesma configuração e parâmetros para a carga, veja Tabela , e a malha do regulador da tensão eficaz da tensão de saída.

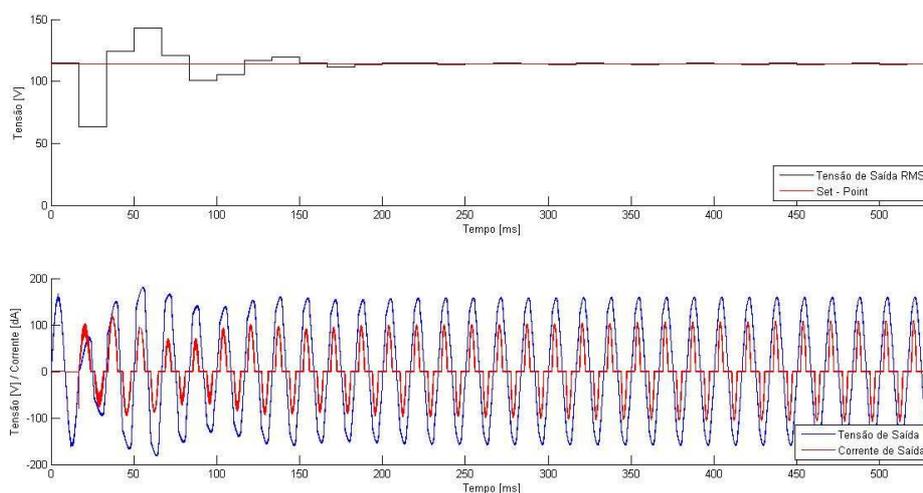
Na Figura 19 e na Figura 20 são apresentados gráficos com os valores percentuais das vinte primeiras componentes harmônicas (exceto a primeira) da forma de onda da tensão de saída da UPS em regime permanente. A Figura 20 é na verdade um zoom da visualização da Figura 19, permitindo uma análise melhor do resultado.

Na Figura 20(a) o controle foi feito apenas com o controlador do valor eficaz, em Figura 20(b) foi acrescentado o controlador repetitivo implementado

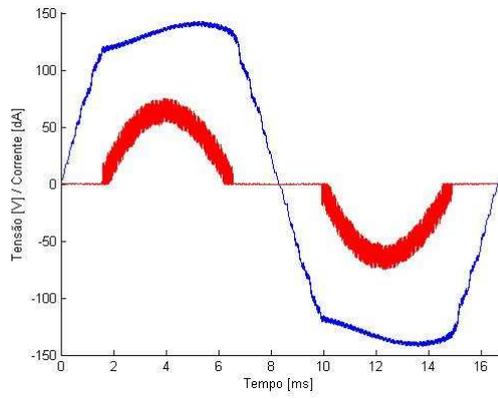
com a variante 1, em Figura 20(c) foi usado o controlador repetitivo utilizando a variante 2 e finalmente em Figura 20(d) o controlador repetitivo empregou a variante 3. O nível redução no valor das harmônicas de acordo coma variante implementada com relação ao resultado sem controle repetitivo indica o grau de eficiência da variante.

A Figura 21 mostra os valores da taxa de distorção harmônica total (THD) para as quatro situações simuladas. Nessa figura podemos verificar a melhoria significativa provocada pelo uso do controlador repetitivo. A taxa de distorção harmônica da tensão de saída usando apenas o controlador do valor eficaz é de 15,85%. O acréscimo do controlador repetitivo permite melhorar a THD da tensão de saída para 1,76% usando a variante 1 do controlador repetitivo. A THD da tensão de saída é de 2,35% usando a variante 3 e 7,33% usando a variante 2.

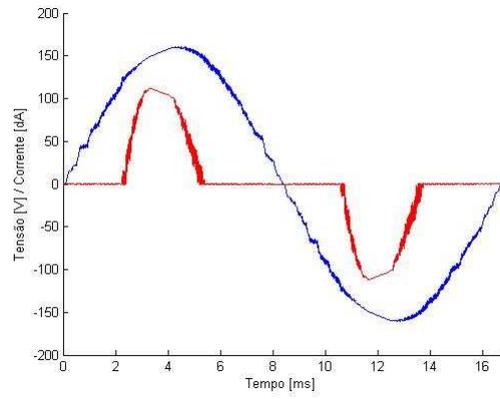
Esse resultado mostra que com a variante 1 do controlador repetitivo, é obtida a tensão de saída com a menor THD, sendo que este valor atende as normas atualmente em vigor.



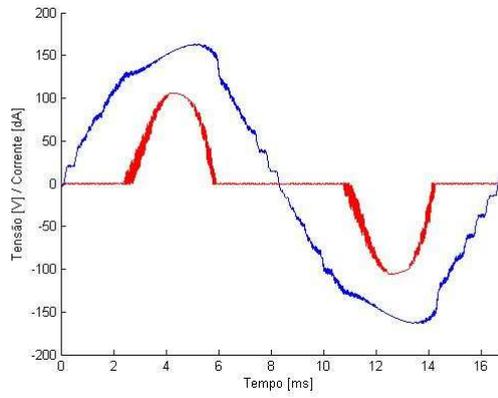
**Figura 17 – Degrau de carga não linear com o controle repetitivo**



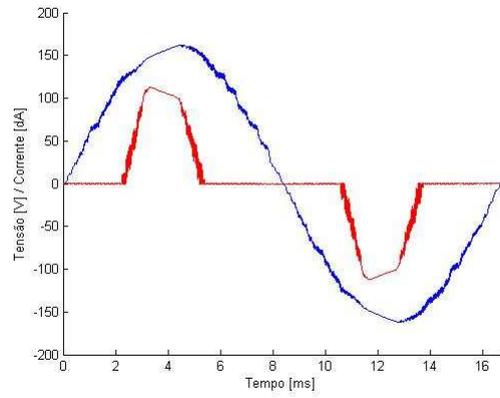
(a) Sem ação do controle repetitivo



(b) Estrutura de controlador repetitivo 1

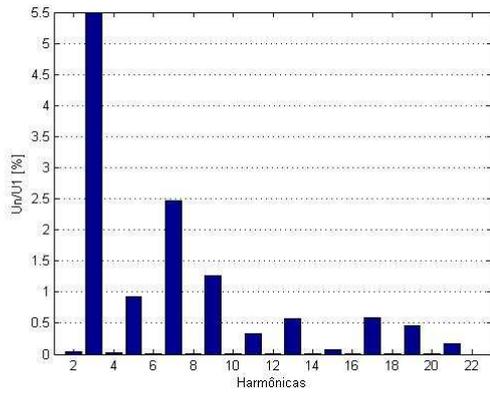


(c) Estrutura de controlador repetitivo 2

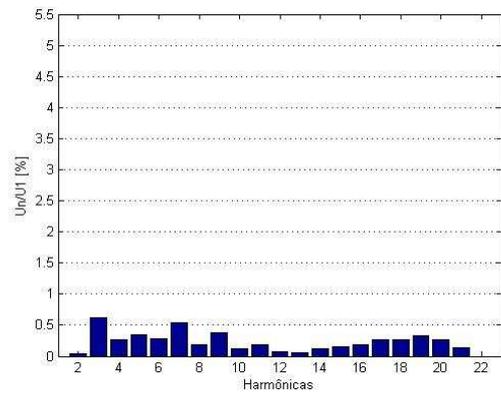


(d) Estrutura de controlador repetitivo 3

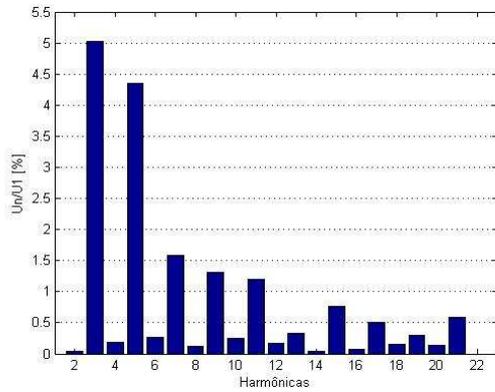
Figura 18 – Formas de onda das tensões e correntes de saída para quatro estruturas de controle



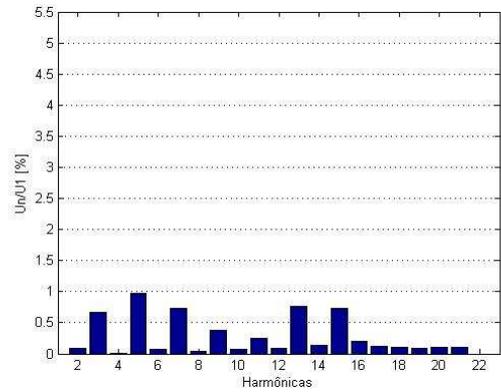
(a) Sem ação do controle repetitivo



(b) Com controlador repetitivo: variante 1

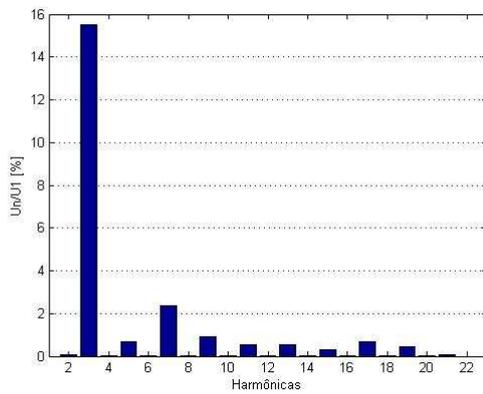


(c) Com controlador repetitivo: variante 2

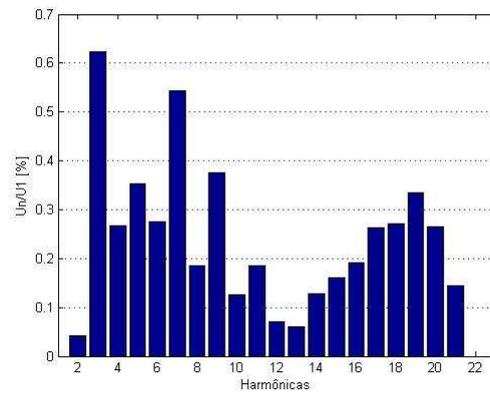


(d) Com controlador repetitivo: variante 3

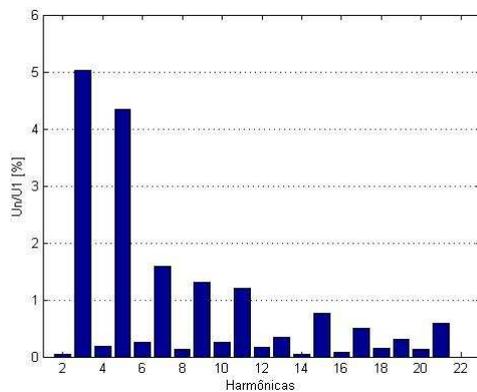
Figura 19 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída para quatro estruturas de controle



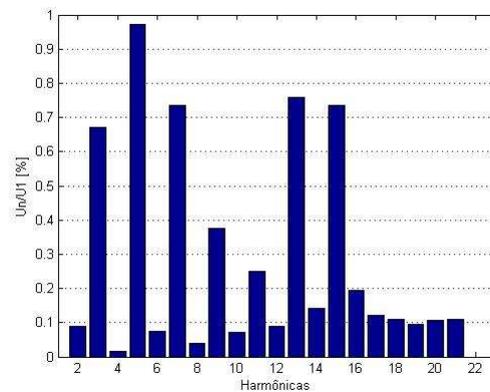
(a) Sem ação do controle repetitivo



(b) Com controlador repetitivo: variante 1



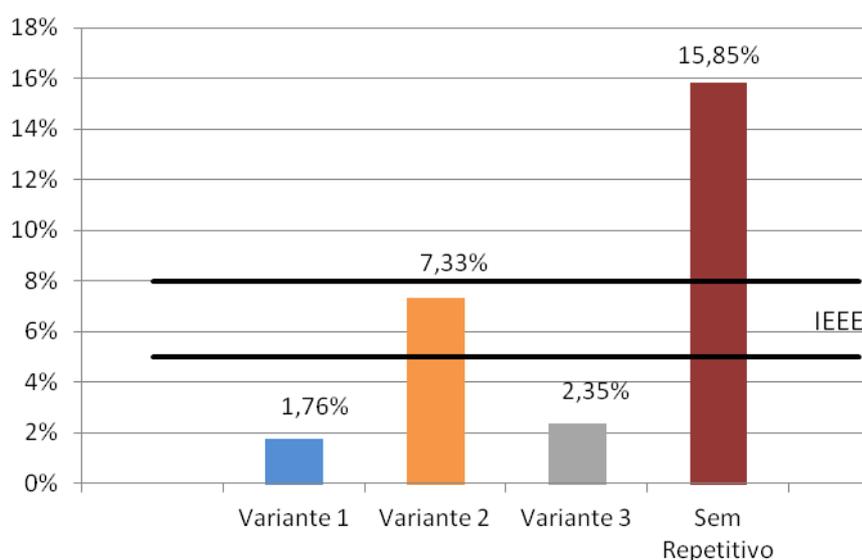
(c) Com controlador repetitivo: variante 2



(d) Com controlador repetitivo: variante 3

**Figura 20 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída para quatro estruturas de controle com ajuste da escala**

A Figura 23 mostra a taxa de evolução da taxa de distorção harmônica total para as três variantes de controlador repetitivo apresentadas. A dinâmica do controlador repetitivo faz com que ele “aprenda” a corrigir a forma de onda na saída com o passar de alguns ciclos. Assim ao receber um degrau de carga não linear a distorção harmônica total da forma de onda da saída começa com um valor próximo daquele indicado para a estrutura de controle que não conta com o auxílio do controle repetitivo, e aos poucos vai convergindo para seu valor final.

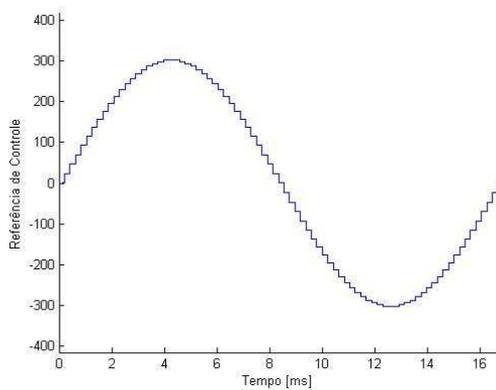


**Figura 21 – Comparação dos resultados de THD para as quatro estruturas de controle**

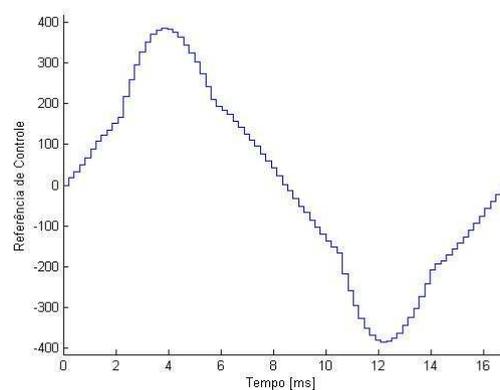
Essa taxa de convergência pode ser alterada com a variação do ganho  $c_r$ . Quanto maior o valor de  $c_r$  mais rápido será a convergência do algoritmo do controle repetitivo e menor o erro de regime permanente, e quanto menor o valor de  $c_r$  mais lento será a convergência do algoritmo do controle repetitivo e maior o erro de regime permanente. Por outro lado, quanto maior o valor de  $c_r$ , menor a faixa de estabilidade da malha de controle e quanto menor o valor de  $c_r$ , maior a faixa de estabilidade da malha de controle. Dessa forma o ganho  $c_r$  pode ser comparado com o ganho proporcional de um controlador PID.

A Figura 22 mostra o sinal de comparação com a triangular utilizada no gerador de PWM. Este sinal foi apresentado para as quatro configurações do controlador proposto, sendo a primeira sem o controle repetitivo e as demais com as três variantes do controlador repetitivo. A condição da aquisição desses dados foi para carga não linear nominal aplicada na saída do conversor. Pode-se observar que quando não é utilizado o controle repetitivo a referência de comparação não é modificada a fim de se tentar corrigir a forma de onda da variável controlada. Dessa forma, para o controle RMS da tensão a referência de comparação permanece senoidal apesar da carga não linear deformar a forma de

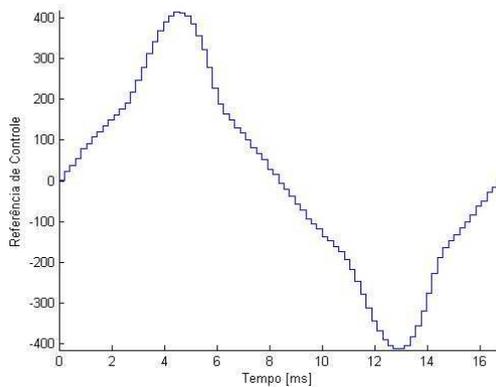
onda de saída. Quando se usa o controle repetitivo é somado à forma de onda senoidal da referência do controle RMS o valor necessário para se tentar corrigir o afundamento provocado pela carga não linear. Como a carga não linear sempre drena corrente no pico da forma de onda da tensão, é nesse ponto onde ocorre o afundamento, dessa forma é nesse ponto onde o controle repetitivo acrescenta de forma mais significativa o valor da referência de comparação.



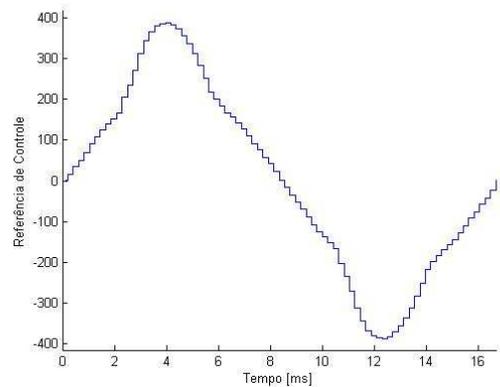
(a) Sem ação do controle repetitivo



(b) Com controlador repetitivo: variante 1



(c) Com controlador repetitivo: variante 2



(d) Com controlador repetitivo: variante 3

**Figura 22 – Referência de controle para comparação com a triangular no bloco de geração de PWM**

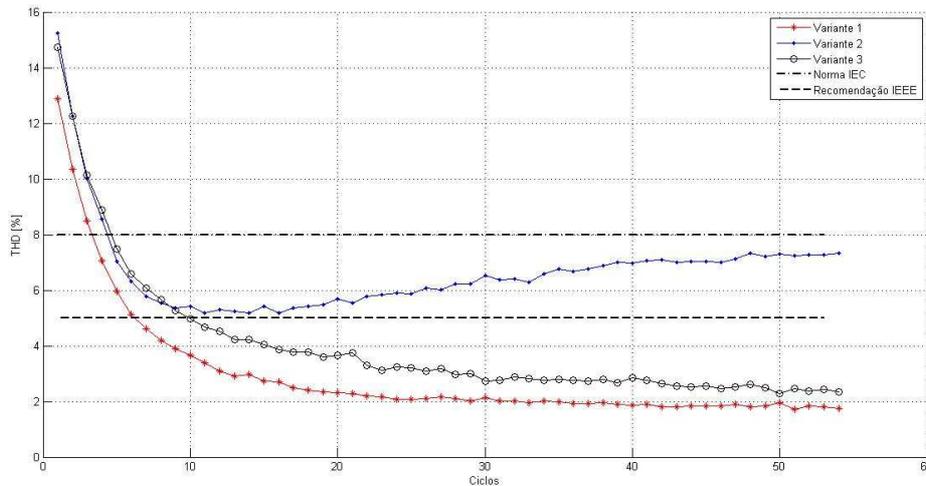


Figura 23 – Gráfico comparativo entre a evolução da THD de três variantes da estrutura de controle repetitivo

## 2.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados resultados obtidos em simulação para um inversor monofásico com malha de controle do valor eficaz da tensão de saída associado a um controlador repetitivo que tem objetivo de rejeitar perturbações periódicas. Para comprovação da eficácia dessa técnica foram mostradas as formas de onda resultantes na saída do conversor e comparadas com relação à presença ou não do controlador repetitivo.

Foram analisadas também as diferenças de resultados alcançados utilizando-se mais de uma variante para a implementação do controlador repetitivo.

A taxa de distorção harmônica total e a taxa de convergência foram utilizadas como índice de qualidade para análise de desempenho dos controladores. Os resultados apresentados foram relacionados e discutidos de acordo com o modelo estudado para essa categoria de controlador.

## CAPITULO 3

# RESULTADOS EXPERIMENTAIS

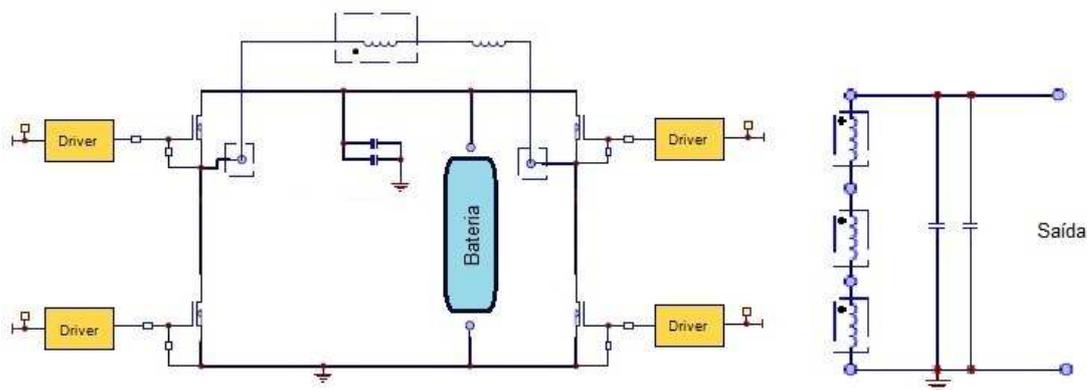
### 3.1 Introdução

Para ilustrar o estudo feito sobre controle repetitivo associado a uma malha de controle do valor eficaz da tensão de saída de um inversor monofásico, serão apresentados neste capítulo resultados experimentais realizados em um protótipo. Este protótipo é derivado de um produto de linha de produção que teve seu *firmware* modificado a fim de incorporar a funcionalidade do controle repetitivo. Vale ressaltar que para realização dos ensaios que geraram os resultados a serem mostrados não foram necessárias modificações no hardware do produto utilizado, evidenciando-se assim a possibilidade de se incorporar a funcionalidade do controle repetitivo à característica do produto.

O modelo de simulação apresentado no Capítulo 2 foi construído baseado no protótipo a ser ensaiado. Nessa simulação foram incorporadas determinadas características associadas à implementação real do circuito, tais como ganhos e estrutura do bloco de medição, atenuação do sinal de tensão medido, amostragem do conversor AD, quantização do conversor AD, efeito da operação com ponto fixo nos cálculos necessários, valor de pico da triangular (afetado pela frequência do clock do processador, frequência do PWM desejado e número de bits do registro do contador), módulo de geração do PWM e tempo morto, dentre outras características. Todas essas considerações foram feitas em função de aproximar ao máximo possível o resultado obtido na simulação com o resultado prático obtido nos ensaios experimentais a serem mostrados neste capítulo.

O modelo de estágio de saída de UPS utilizado está presente em várias linhas de produtos comercializados no mercado. Ele tem a topologia do circuito

baseado em um conversor em ponte completa. No caso específico da planta utilizada, os semicondutores de potência são MosFets e o seu barramento c.c. é constituído de duas baterias (12V/9Ah) em série. Um transformador (com núcleo de aço silício – transformador para 60Hz) adéqua o valor da tensão de saída do inversor à tensão de saída da UPS e um filtro LC atenua as componentes harmônicas de ordem elevada presentes na tensão de saída do inversor. O indutor L é composto pela associação série da indutância de dispersão do transformador e de um pequeno indutor ligado entre o inversor e o primário do transformador. O capacitor é posicionado no secundário do transformador. O diagrama do circuito pode ser visto na Figura 24.



**Figura 24 – Diagrama geral do circuito de potência da planta a ser ensaiada**

### 3.2 Considerações sobre resultados

Para implementação do *firmware* para calcular a ação do controle repetitivo foi utilizado como referencia a Figura 12, onde é mostrado o diagrama do controlador utilizado para a simulação da UPS. Esta função deve primeiramente calcular o erro instantâneo compensando a diferença de fase existente entre a grandeza medida e a referência interna para a tensão de saída. Conforme já discutido anteriormente esse diferença existe devido à curva de fase do sistema em malha aberta  $P(z^{-1})$ . Em seguida esse sinal de erro instantâneo deve entrar no bloco do controlador repetitivo onde são realizadas as operações de filtragem, atenuação e atraso do sinal. A saída do controlador repetitivo deve ser somada de forma apropriada ao sinal de saída da malha de controle do valor eficaz para que então a saída desse bloco somador seja comparada com a triangular do bloco de geração de pulsos de PWM.

Na Figura 25 é apresentada a estrutura controlador repetitivo escolhido dentre as simuladas para implementação no protótipo. O motivo da escolha desta estrutura leva em consideração o fato de que ela apresentou os melhores resultados dentre as três variante utilizadas para a obtenção dos resultados de simulação (menor THD da forma de onda de saída e maior rapidez de convergência). Além do mais, é a que apresenta maior facilidade de implementação, pois os blocos  $C_r$  e  $Q$  são constituídos apenas de constantes de atenuação, ao passo que as outras estruturas exigem o projeto e a implementação de filtros digitais.

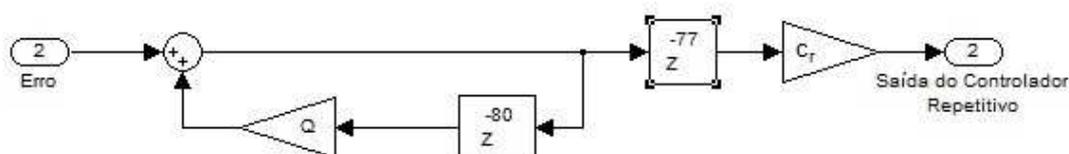


Figura 25 – Estrutura do controlador repetitivo utilizado

É importante ressaltar que a unidade de avanço de tempo  $z^K$  e a unidade de atraso de tempo  $z^{-M}$  tiveram valores diferentes na simulação e na implementação. Conforme descrito na seção 1.4,  $z^{-M}$  tem a função de compensar o atraso de fase correspondente da planta realimentada na frequência da tensão de saída. Conforme descrito na seção 1.5,  $z^K$  tem a função de adiantar a ação de controle por  $K$  períodos de amostragens, compensando dessa forma o atraso introduzido tanto pelo compensador  $S(z^{-1})$  quanto pelo inversor  $P(z^{-1})$ .

Na simulação tanto  $K$  quanto  $M$  tiveram seu valor igual a unidade, já na implementação essas duas constantes tiveram seu valor igual a 3. Essa diferença pode ser justificada pela falta de precisão da simulação em modelar a curva de fase do sistema em malha aberta. Parte desse problema pode ser atribuído a omissão da filtragem da medida do sinal de tensão por um capacitor de 100nF que existe na planta real e não foi levado em conta na simulação. Pode se observar que ao acrescentar este capacitor na simulação os valores de  $K$  e  $M$  passaram de um para duas unidades de tempo, melhorando dessa forma o modelo da simulação. Com isso a expressão  $(N-K)$  foi igual a 77 por consequência da variável  $M$  ter sido ajustada no valor igual a três. O ajuste de  $M$  deve ter o objetivo de compensar a diferença de fase entre a variável medida (tensão de saída) e referência interna. Já a diferença entre a implementação e o modelo é função do modelo não representar perfeitamente a realidade.

Para melhor entendimento dos resultados alcançados, eles serão apresentados de forma ordenada. Primeiro serão apresentadas medições referente a tensão de saída do conversor sem utilização do bloco de controle repetitivo. Em seguida serão apresentadas as mesmas medições com a utilização do bloco de controle repetitivo.

A Figura 26 mostra duas medidas realizadas na saída do inversor de tensão, sendo que a primeira delas apresenta a distorção harmônica de tensão e o espectro de frequências para esta forma de onda. E a segunda delas apresenta as formas de onda de tensão e corrente, apresentando também os valores eficazes e

o fator de crista para as respectivas formas de onda. Essas medidas foram realizadas utilizando um analisador de redes FLUKE 43 para uma carga de 500VA e fator de potencia 0,6. Nesta situação o controlador repetitivo estava desativado e o responsável pela ação de controle era o controlador de valor eficaz.

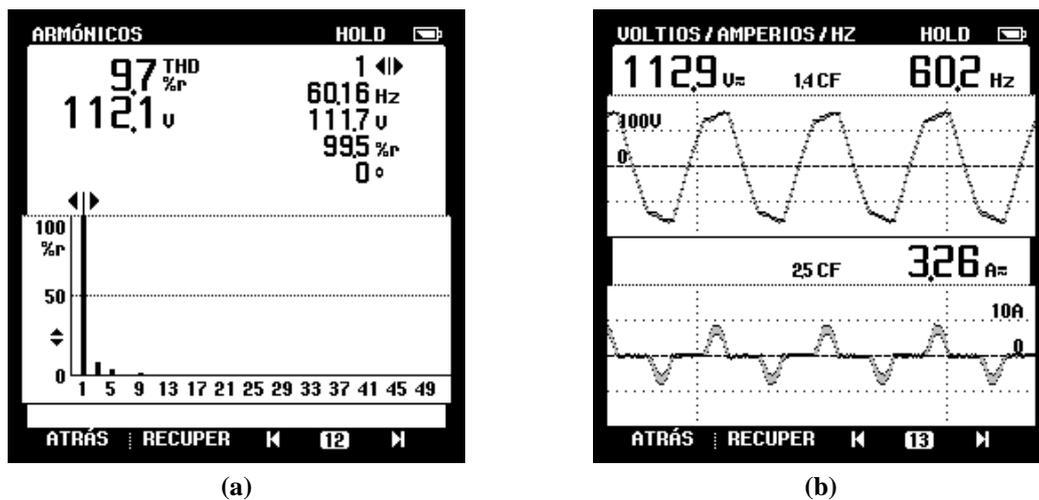


Figura 26 – Medida feita sem controlador repetitivo

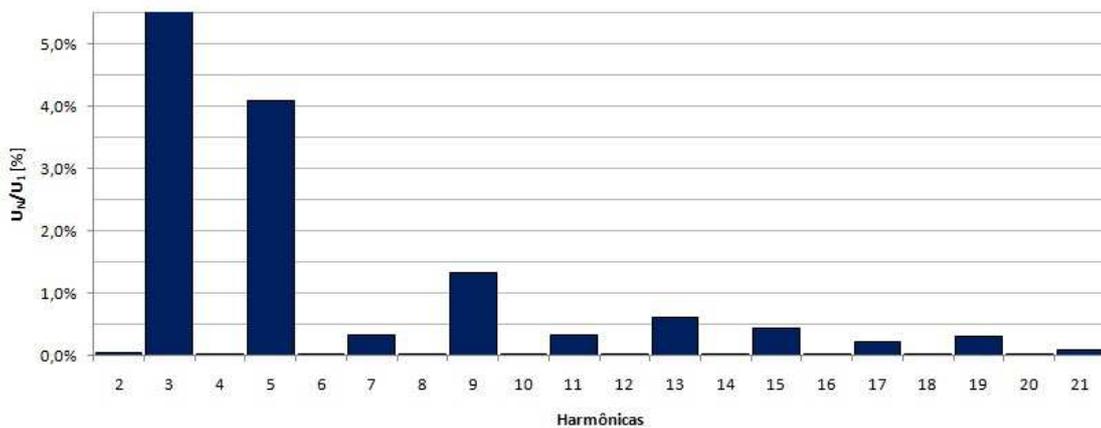


Figura 27 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída sem controlador repetitivo

Na Figura 27 é apresentado um gráfico com os valores percentuais das vinte e uma primeiras componentes harmônicas (a partir da segunda) da forma de onda

da tensão de saída da UPS em regime permanente. A Figura 27 é na verdade uma ampliação da Figura 26, permitindo uma análise melhor do resultado. É importante observar que a terceira harmônica tem valor percentual de 8,7% ultrapassando dessa forma a escala do gráfico.

A Figura 28 mostra em detalhe a forma de onda da tensão e corrente de saída da UPS com o controlador repetitivo desativado.

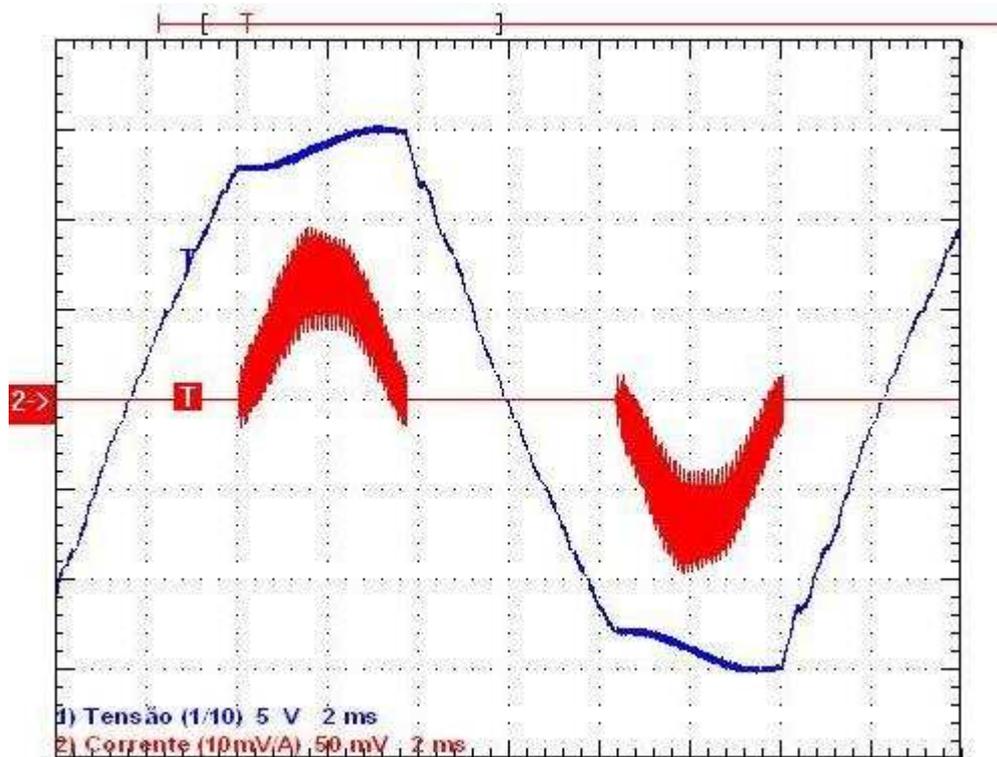


Figura 28 – Forma de onda do protótipo com o controlador repetitivo desativado

A Figura 29 mostra as medidas realizadas no inversor com o controle repetitivo ativado utilizando a variante 1 do bloco de controle simulado. Nela são apresentadas a distorção harmônica, o espectro harmônico e a forma de onda da tensão na saída do inversor e a forma de onda da corrente de carga. A carga utilizada foi a mesma do ensaio anterior.

O valor utilizado para as constantes  $c_r$  e  $Q$  do controlador repetitivo foram de 0,4 e 0,94 respectivamente. Quando esses valores foram aplicados no modelo de simulação os resultados obtidos foram próximos dos obtidos nos ensaios.

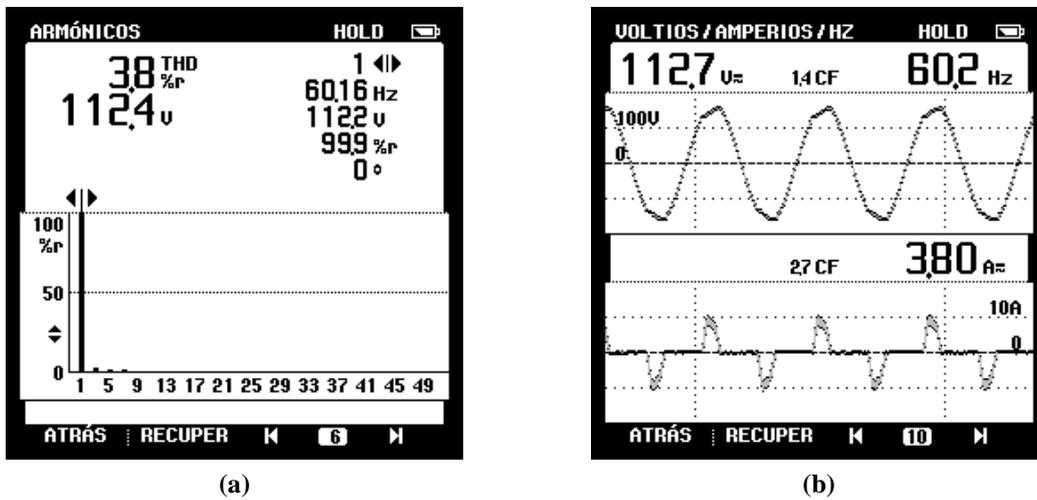


Figura 29 – Medida feita com o controlador repetitivo  $c_r = 0,4$  e  $Q = 0,94$

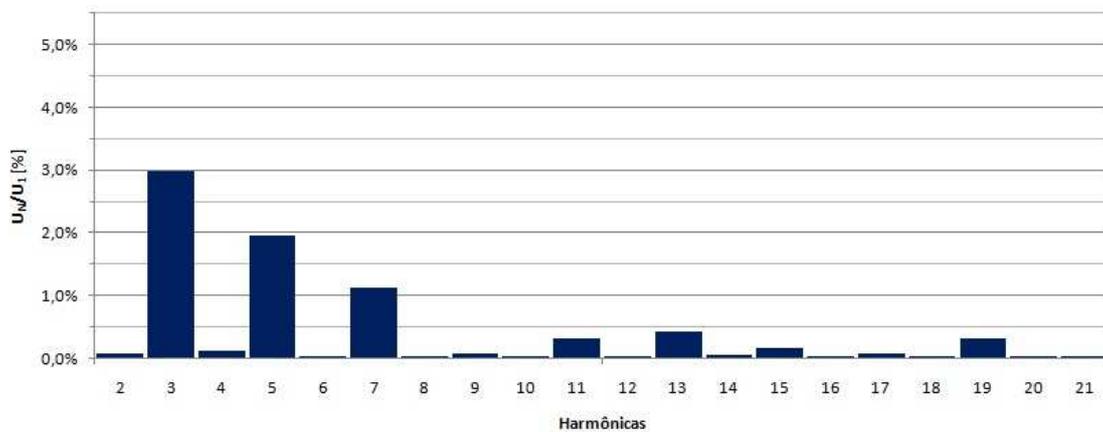
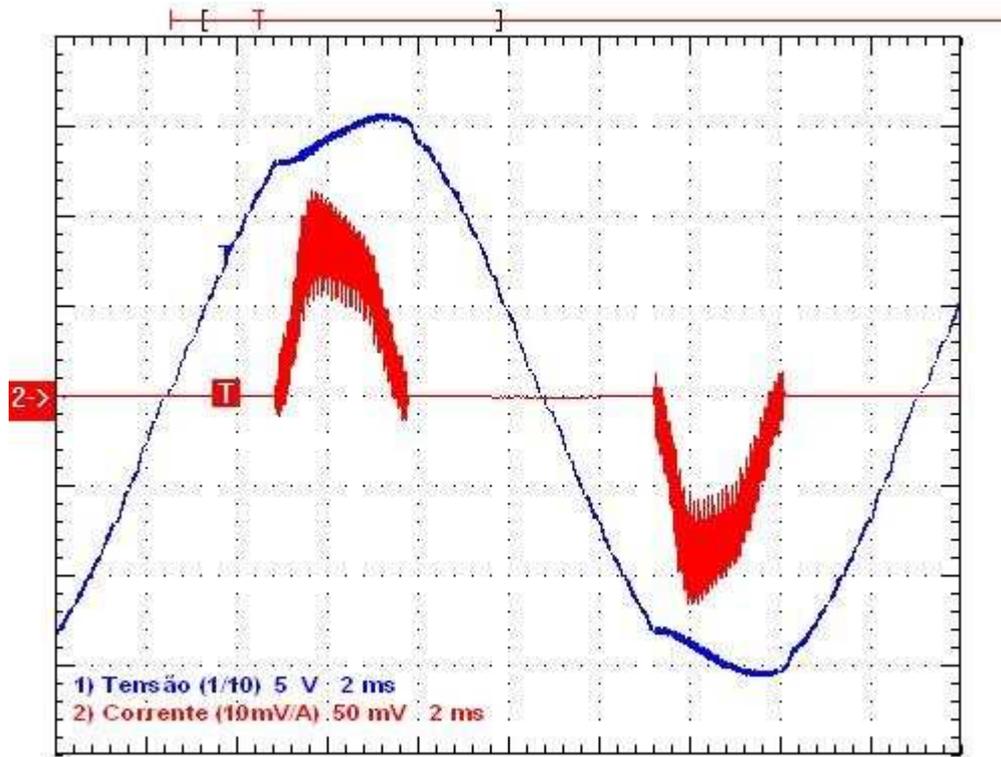


Figura 30 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída

A Figura 30 mostra um detalhe do espectro harmônico da tensão de saída da UPS. Nela são mostrados os valores percentuais das vinte e uma primeiras componentes harmônicas (a partir da segunda) da forma de onda da tensão de saída da UPS em regime permanente.

A Figura 31 mostra em detalhe a forma de onda da tensão de saída da UPS e da corrente de carga em regime permanente.



**Figura 31 – Forma de onda da tensão e corrente na carga com o controlador repetitivo  
 $c_r = 0,4$  e  $Q = 0,94$**

A taxa de distorção harmônica da tensão de saída sem o controlador repetitivo foi 9,7%. Com o controlador repetitivo a taxa de distorção harmônica foi reduzida para 3,8% comprovando a eficácia do controlador. Com o intuito de reduzir ainda mais esta taxa de distorção harmônica os valores das constantes  $c_r$  e  $Q$  foram alterados para 0,51 e 0,97 respectivamente.

A Figura 32 mostra a taxa de distorção harmônica total da tensão de saída e as formas de onda da tensão e da corrente de carga. A taxa de distorção harmônica total – THD foi reduzida para 1,8%.

Na Figura 33 é apresentado um gráfico com os valores percentuais das vinte e uma primeiras componentes harmônicas (a partir da segunda) da forma de onda da tensão de saída da UPS em regime permanente.

A Figura 34 mostra em detalhe a forma de onda de tensão e da corrente na carga para regime permanente.

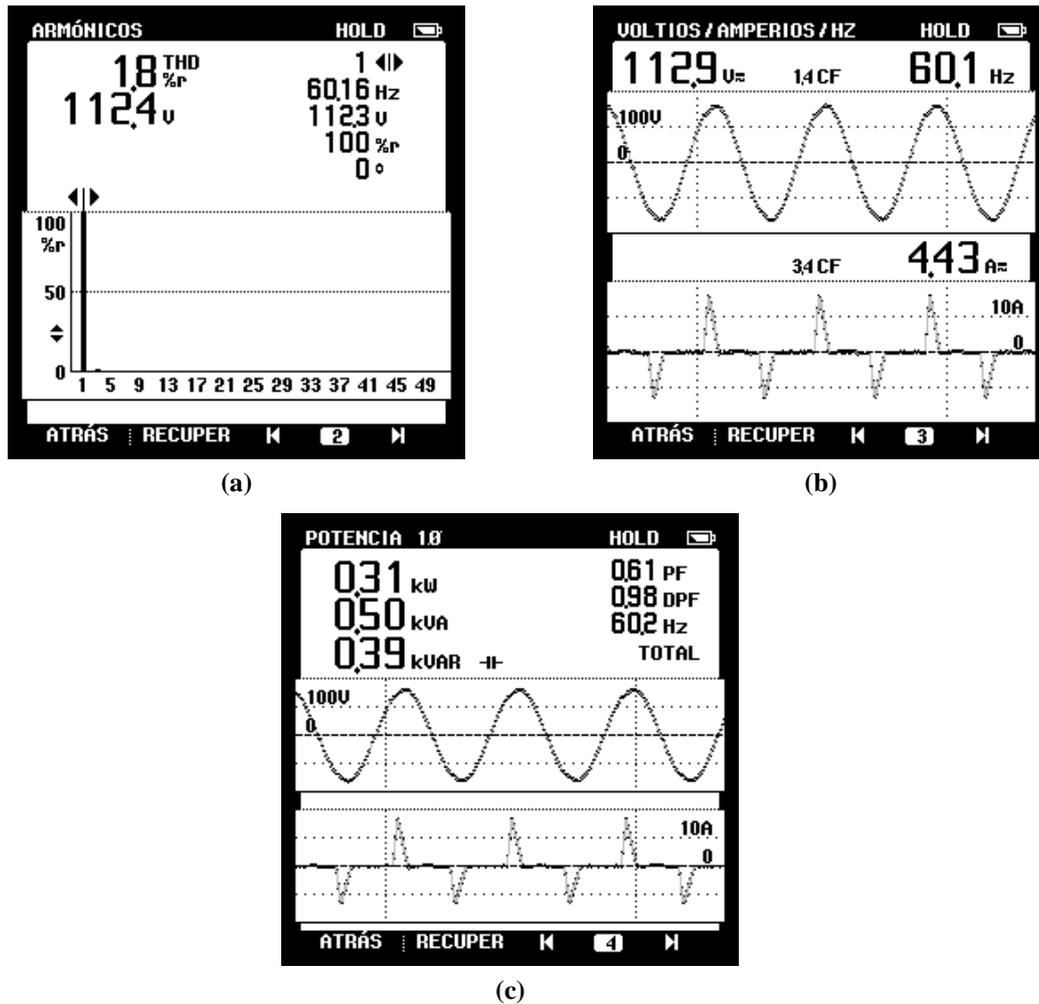


Figura 32 – Medida feita com o controlador repetitivo  $cr = 0,51$  e  $Q = 0,97$

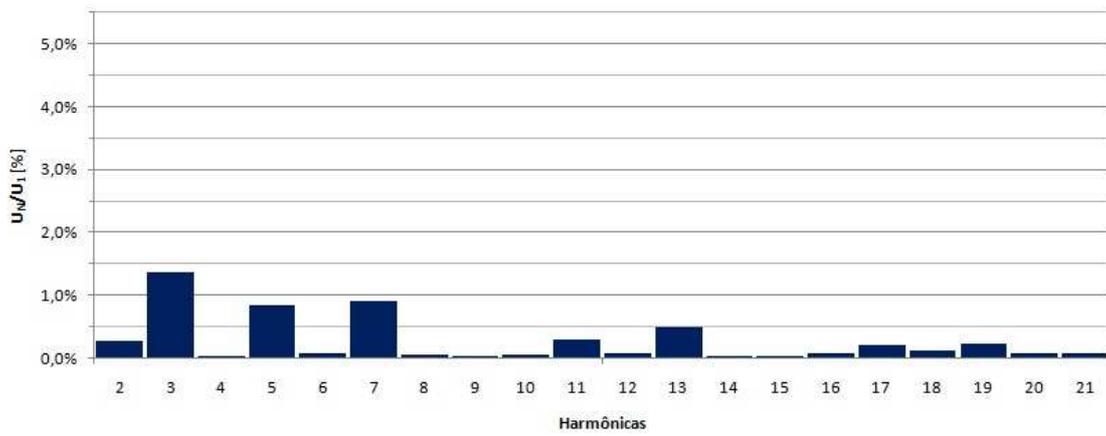


Figura 33 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída

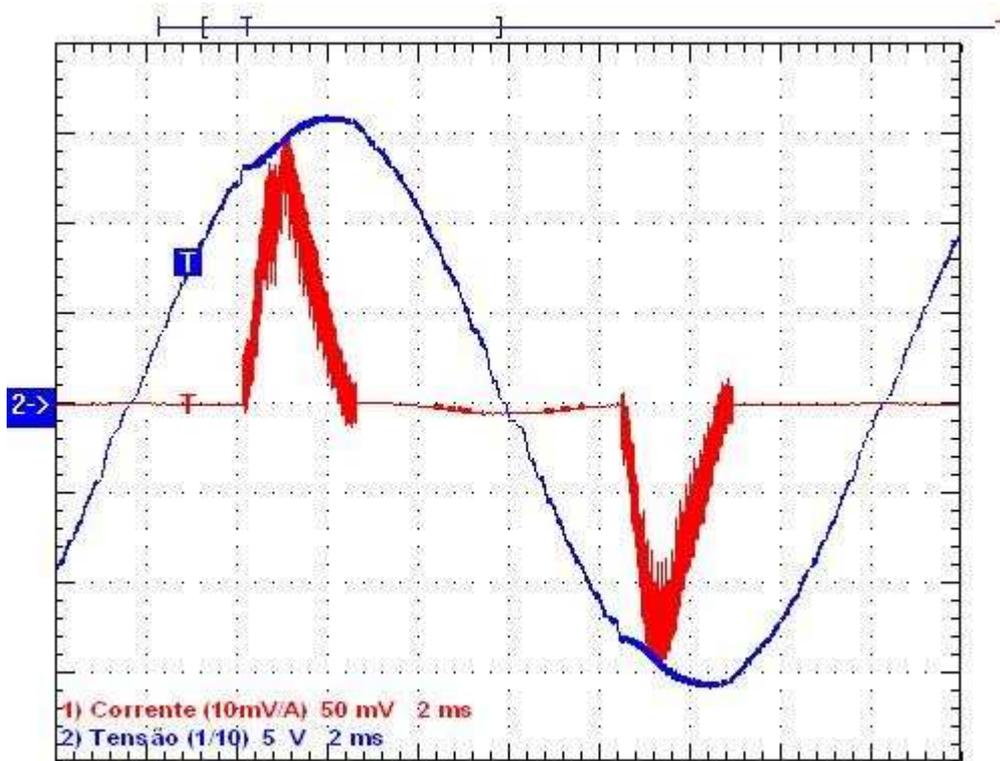
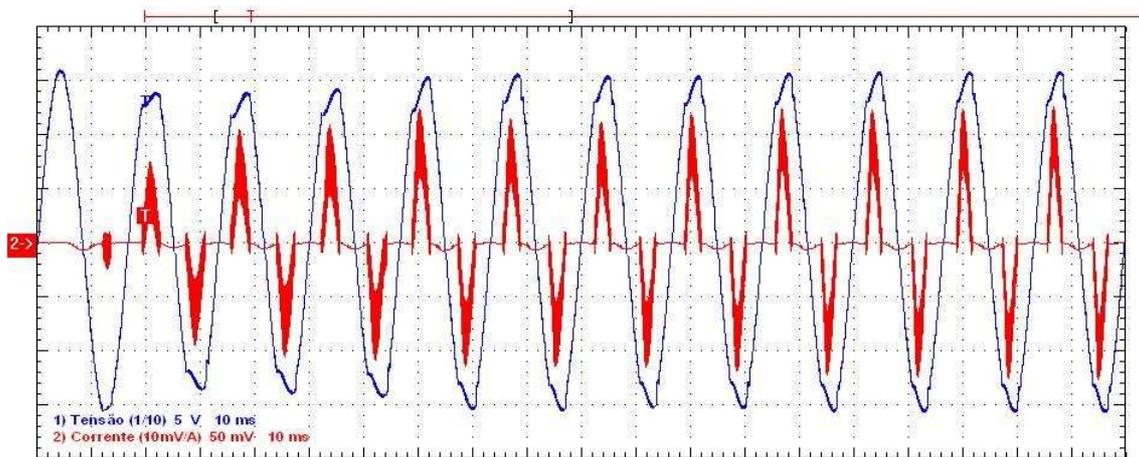


Figura 34 – Forma de onda da tensão e corrente na carga com o controlador repetitivo  $cr = 0,51$  e  $Q = 0,97$

A Figura 35 apresenta o resultado de um degrau positivo de 100% de carga não linear (310W/500VA) aplicado no protótipo funcionando com o controlador repetitivo ajustado com os ganhos  $cr = 0,51$  e  $Q = 0,97$ . Esta figura permite analisar a dinâmica de aprendizagem do controle repetitivo. Por um critério de análise visual da forma de onda, pode-se observar que após uns 35 ciclos de rede a taxa de distorção harmônica converge para um valor próximo do valor final.



**Figura 35 – Degrau positivo de 100% da carga para versão 2 do controlador repetitivo**

Em seguida foi aplicado um degrau negativo de 100% de carga não linear (310W/500VA) e o resultado é mostrado na Figura 36. Esta figura permite analisar a dinâmica dessa situação adversa para o controle repetitivo. Também por um critério de análise visual da forma de onda, pode-se observar que após uns 35 ciclos de rede a taxa de distorção harmônica converge para um valor próximo daquele que tem a vazios. Pode-se observar que logo após a retirada carga a forma de onda apresenta a deformação contrária a que teria com carga sem o controle repetitivo.

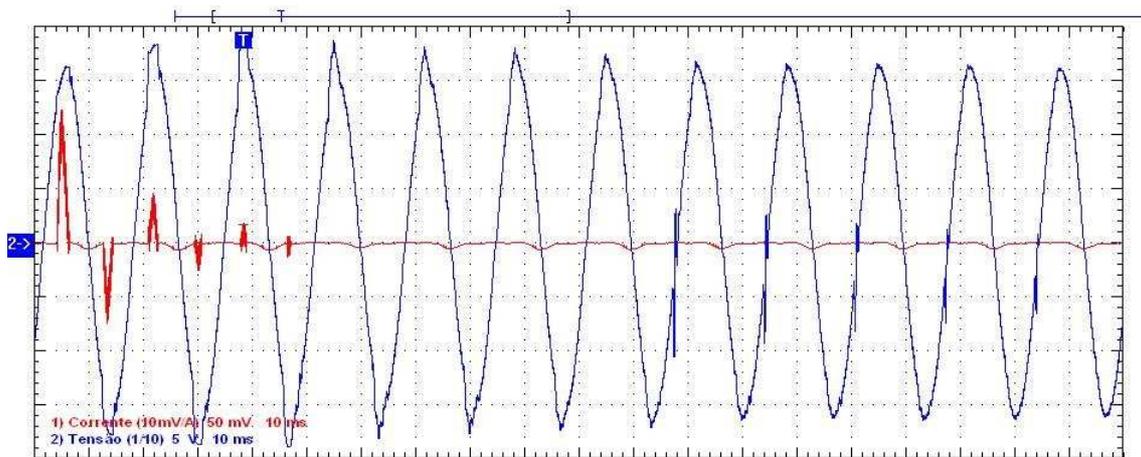
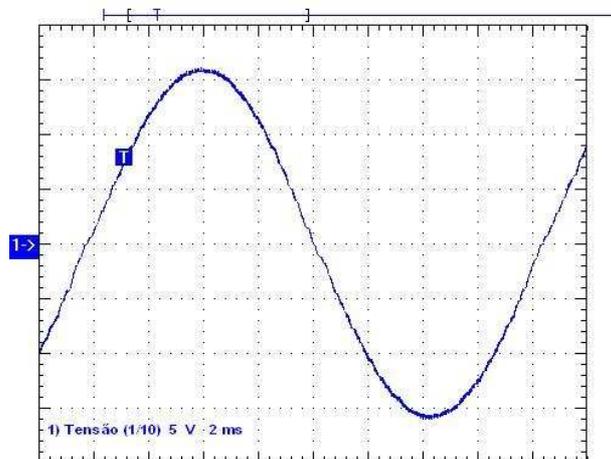


Figura 36 – Degrau negativo de 100% da carga para versão 2 do controlador repetitivo

A Figura 37 apresenta a distorção harmônica e a forma de onda na saída do inversor sem a presença de carga, ou seja, a vazio. Para esta situação existe um ganho com relação a presença do controle repetitivo que oferece uma THD de 0,8% contra uma THD de 2% para a mesma situação sem o controle repetitivo.

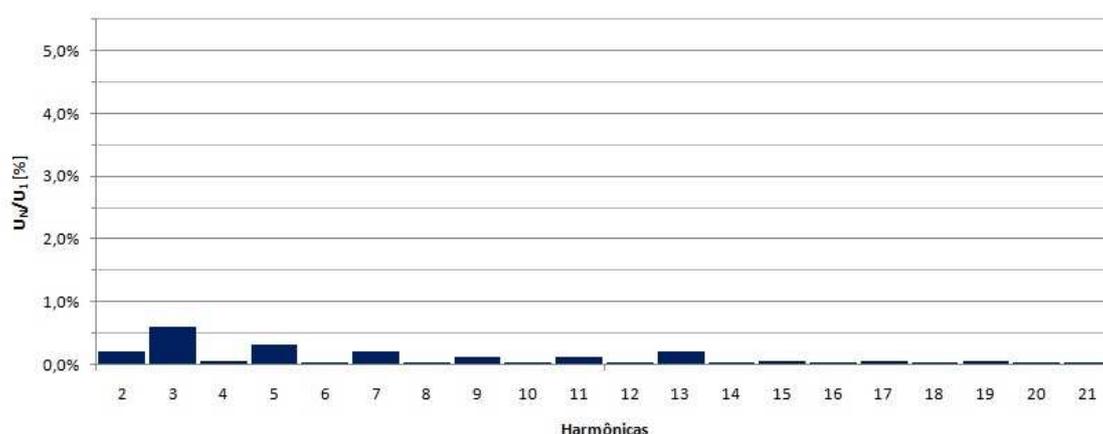


(a)



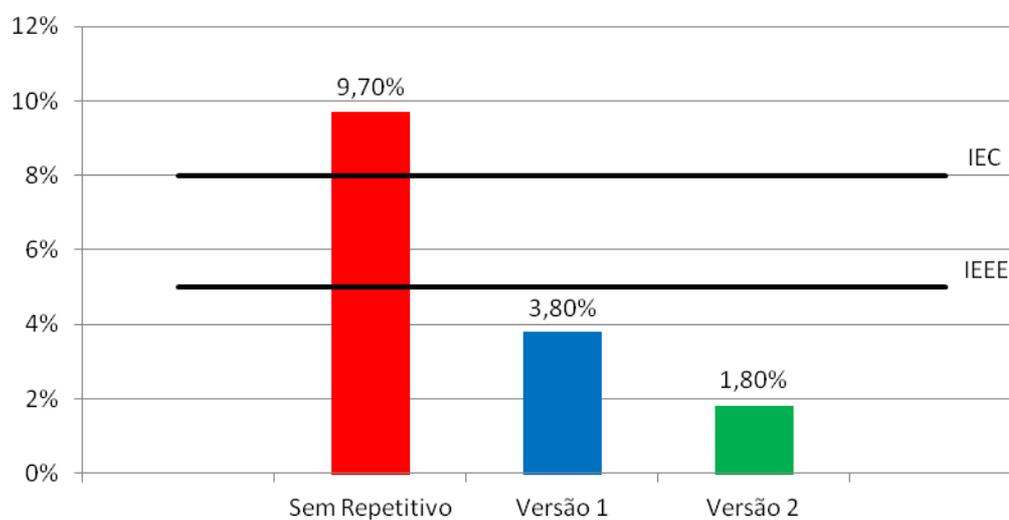
(b)

Figura 37 – Medida feita na saída do inversor com carga desconectada



**Figura 38 – Amplitude das 21 primeiras harmônicas da tensão de saída**

Na Figura 38 é apresentado um gráfico com os valores percentuais das vinte e uma primeiras componentes harmônicas (a partir da segunda) da forma de onda da tensão de saída da UPS em regime permanente sem carga conectada na saída.



**Figura 39 – Comparação dos resultados experimentais de THD**

A Figura 39 mostra uma comparação final dos resultados experimentais alcançados com o protótipo. Sem o controle repetitivo a taxa de distorção harmônica foi de 9,7%, na primeira tentativa de implementação do controle

repetitivo a taxa de distorção harmônica caiu para 3,8% e em seguida com aplicação de um refinamento da malha de controle repetitivo foi alcançado um resultado final de 1,8%.

A Figura 40 mostra uma fotografia do protótipo utilizado.

### **3.3 Conclusões**

Neste capítulo foi apresentado os resultados experimentais no uso de um controlador repetitivo juntamente com um controlador de valor eficaz em um inversor monofásico para UPS. A implementação em um protótipo real comprova a validade da metodologia do controle repetitivo associado a uma malha de controle de valor eficaz da tensão de saída para um inversor monofásico. A concordância entre os resultados simulados e os ensaiados se mostrou satisfatória apresentando uma maior diferença para a planta sem controle repetitivo e pouquíssima diferença para o resultado com o controle repetitivo.

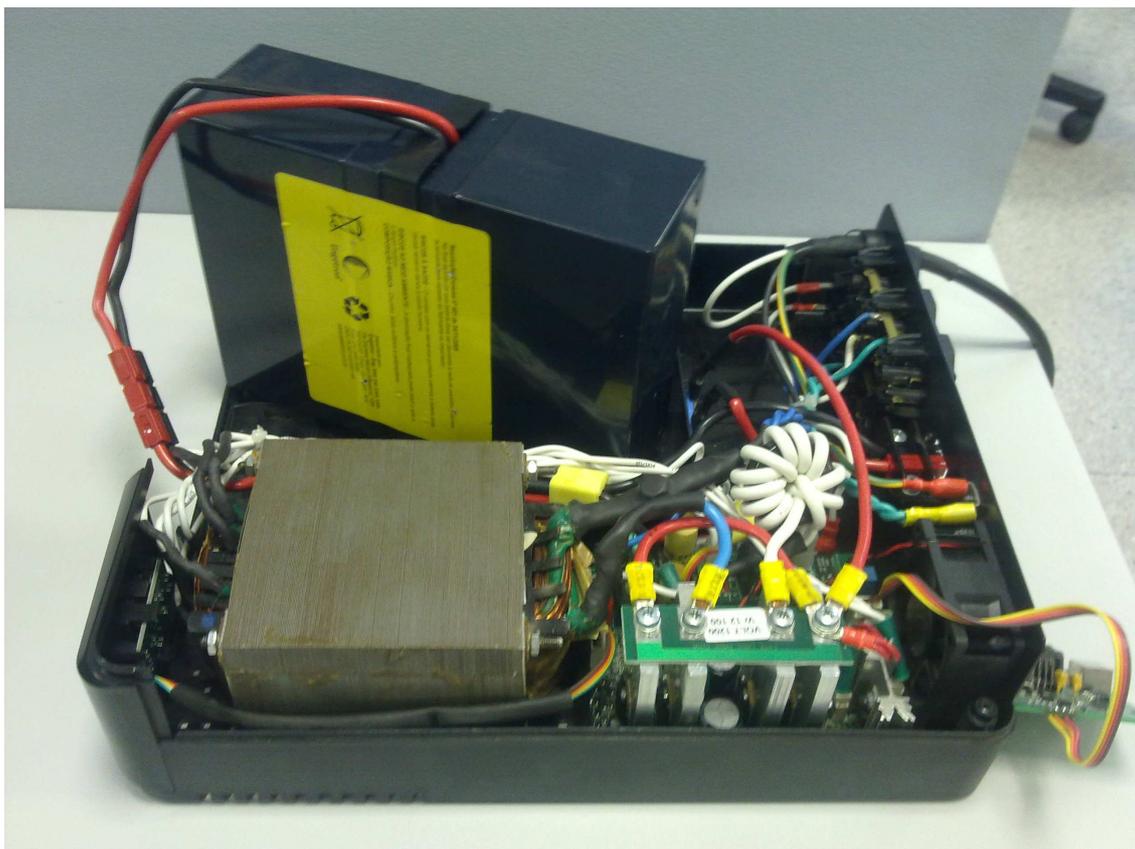


Figura 40 – Foto da Montagem

Tabela 3 – Quadro comparativo

	Cr	Q(z)	S(z)	K	THD [%]
Simulação - Sem repetitivo	-	-	-	-	15,85
Simulação - Variante 1	0,40	0,99	1	1	1,76
Simulação - Variante 2	0,40	filtro LP - 4kHz	1	1	7,33
Simulação - Variante 3	0,40	0,99	filtro notch - 1kHz	1	2,35
Ensaio - Sem repetitivo	-	-	-	-	9,70
Ensaio - Repetitivo Versão 1	0,40	0,94	1	3	3,80
Ensaio - Repetitivo Versão 2	0,51	0,97	1	3	1,80

# CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo de diversas técnicas de controle para o estágio de saída de um sistema UPS. Foi realizada uma pesquisa bibliográfica na literatura das possíveis estruturas de controle que contemplam este objetivo de regular o estágio de saída de sistemas UPS. Como característica principal para grande parte das topologias apresentadas o controle das grandezas de saída é instantâneo. Além disso, para a maioria dessas topologias é comum a medição de várias grandezas elétricas. Essas características, apesar de poderem trazer para o sistema um desempenho mais desejável, também trazem o aumento no custo e principalmente um aumento de complexidade para o projeto do sistema.

A utilização de uma técnica de controle digital para regular o valor eficaz da forma de onda, ou seja o controle do valor eficaz da tensão de saída, associada com a ação integral repetitiva foi avaliada para inversores de baixo custo. Como resultado da ação integral repetitiva, esta topologia de controle digital reduz o erro de regime permanente e as distorções causada por perturbações periódicas. Além disso, a técnica de controle digital analisada necessita apenas da leitura da tensão de saída, diminuindo assim o custo com sensores e do sistema como um todo.

Os resultados alcançados em um protótipo real comprovam a validade da metodologia do controle repetitivo associado a uma malha de controle de valor eficaz da tensão de saída para um inversor monofásico. A concordância entre os resultados simulados e os ensaiados se mostrou satisfatória. O grande desafio vencido foi implementar em uma plataforma de baixo custo a técnica proposta alcançando os resultados desejados.

Como proposta de trabalhos futuros poderiam ser listados o estudo do reset da memória controlador em situações detectadas como degrau de carga não linear

para carga linear, um procedimento sistematizado deste tipo de controlador e uma possível implementação dessa estrutura de controle em outras topologias.

A contribuição deixada por este trabalho é o estudo e apresentação de uma nova abordagem para o problema da regulação da tensão de saída de um inversor PWM baseada no controle repetitivo. Os resultados apresentados comprovam o ganho obtido na utilização da técnica de controle proposta. Estes resultados são satisfatórios para sistemas de baixo custo e realizados com baixa complexidade.

## REFERÊNCIAS

- [1]. Lopes, P. T. P.; “Desenvolvimento de uma UPS Trifásica / Monofásica de 6KVA”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais, Fevereiro de 2000.
- [2]. Ryan, M. & Brumsickle, W. & Lorenz, R., (1997). “Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 2, pp. 493-501.
- [3]. Kato, T. & Inoue, K. & Kita, T. & Kuroda, S. (2004). “Sinusoidal Waveform Following Method for Optimum Digital Control of PWM inverter”, 4<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 3, pp. 1597-1602.
- [4]. Tzou, Y. & Ou, R. & Jung, S. & Chang, M., (1997). “High-Performance Programmable AC Power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP-Based Repetitive Control Technique”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 4, pp. 715-725.
- [5]. Rech, C. & Pinheiro, H. & Gründling, H. A. & Hey, H. L. & Pinheiro, J. R. (2003). “Comparison of Digital Control Techniques with Repetitive Integral Action for low Cost PWM Inverters”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, parte 2, pp. 401-410.
- [6]. Kempf, C. & Messener, W. C. & Tomizuka, M., & Horowitz, R. (1993). “Comparison of Four Discrete-Time Repetitive Control Algorithms”. IEEE Control Systems, vol. 13, no. 6, pp. 48-54.
- [7]. Zhang, K. & Kang, Y. & Xiong, J. & Chen, J., (2003). “Direct Repetitive Control of SPWM Inverter for UPS Purpose”. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 784-792.

- [8]. Morais, L. & Garcia, D. & Seleme, S. & Cortizo, P. & Silva, F.. (2007), “Repetitive Control Applied to the Power Factor Correction Using Boost Converter”. 9º. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, pp. 860-865
- [9]. Michels, L. & Gründling, H. A.. “Procedimento de Projeto de Controladores Repetitivos Aplicados em Inversores para Fonte Ininterrupta de Energia”, Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2004, Gramado - RS.
- [10]. Haneyoshi, T. & Kawamura, A & Hoft, R.G. (1988). “Waveform Compensation of PWM Inverter with Cyclic Fluctuating Loads”. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 24, no. 4, pp. 582-589.
- [11]. Deng, H. & Oruganti, R. & Srinivasan, D., (2005). “Modeling and Control of Single-Phase UPS Inverters: A Survey”. International Conference on Power Electronics and Drive Systems – PEDS 2005, vol. 2, pp. 848-853.
- [12]. Rech, C. & Pinheiro, H. & Gründling, H. A. & Hey, H. L. & Pinheiro, J. R. (2003). “A Modified Discrete Control Law for UPS Applications”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 5, pp. 1138-1145.
- [13]. Ito, Y. & Kawauchi, S., (1995). “Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter”. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 2, pp. 196-204.
- [14]. Abdel-Rahim, N. & Quaicoe, J. E., (1994). “Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverter”. 25<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC 94, vol. 2, pp. 958-964.