

# A review of project of the controllers for an UPS

H. Guillard Jr., *Student Member, IEEE*, P. J. A. Serni

**Abstract**— This paper presents a classical design methodology, review and comparison between different controllers applied to control the output stage of a UPS single-phase 127V/60Hz of 1kVA in islanded operation. The behavior is analyzed in regime through RMS value and voltage harmonic distortion, and transient according to IEC62040-3. Both cases for loads of different nature and power equal to the nominal UPS. For development of the prototype was used the IGBTs SKM75GB128D triggered by driver SKH123-12R and the control has be implemented in a fixed-point DSP TMS320F2812.

**Index Terms**— Classic control, DC-AC power converters, uninterruptible power systems (UPSs)

## I. INTRODUÇÃO

FONTES DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTAS, do inglês *Uninterrupted Power Supplies* – UPSs, tem sido cada vez mais aplicadas, seja no armazenamento de energia [1] ou no simples uso de sua topologia de inversor para conexão de fontes do tipo assíncronas ou de geração intermitente com a rede elétrica [2], [3], como no caso da energia fotovoltaica ou eólica.

Conhecendo isto, este artigo traz uma revisão da classificação das UPSs e resultados do controle do estágio de saída de protótipo monofásico de 1kVA em 127V, 60Hz, com diferentes tipos de controladores e cargas alimentadas. Depois, os resultados são expandidos para uma protótipo trifásico a 4 fios de mesma potência.

## II. REVISÃO CONCEITUAL

Os três pontos importantes para se ressaltar em uma revisão sobre o assunto são: as topologias, as normas específicas relacionadas as UPSs e, os tipos de controladores normalmente empregados no controle de seu estágio de saída.

### A. UPS e suas classificações

Uma UPS pode ser composta de diversos conversores atuando conjuntamente para fornecer a correta tensão de saída, um deles é o conversor CC-CA responsável por sintetizar a forma de onda senoidal em sua saída e alimentar as cargas. Nesse tipo de conversor que este artigo está focado.

Dependendo da forma com que esse conversor atua e da forma com que a carga é alimentada pela UPS, com ou sem a presença da rede principal, esta recebe as seguintes classificações [4], [5]:

1) *Online*: realiza constantemente a conversão CC-CA independente da presença da rede elétrica principal, que é

usada também para carregar seu sistema de armazenamento (Fig. 1 (a) com a chave de conexão da carga constantemente aberta). Como vantagem, distúrbios, na rede principal não são vistos pela carga, mesmo os de curta duração. Porém, devido à dupla conversão, essa topologia possui maiores perdas;

2) *Line interactive*: possui a conexão com a rede principal através de um transformador ou indutor e um estágio CA-CC bidirecional (Fig. 1 (b)). Nessa topologia o inversor não permanece funcionando todo o tempo e a UPS não consegue eliminar, para a carga, transitórios e distúrbios de curta duração. Porém, essa topologia permite a correção de distúrbios de longa duração na tensão ou mesmo trabalhar como um Filtro de Potência Ativo [6], dependendo do tipo de conexão realizada pelo elemento indutivo;

3) *Offline (standby)*: possui uma chave que permite a conexão da carga diretamente a rede principal, podendo assim, desabilitar o inversor (Fig. 1 (a)). Devido ao fato de permanecer inativa na presença da rede principal, esse tipo de UPS não consegue eliminar os distúrbios de tensão, vistos pela carga, o que se deve principalmente ao tempo de comutação entre essa e a fonte de armazenamento.

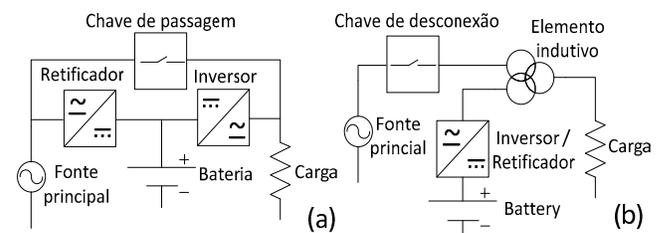


Figura 1. Topologias de UPS: *online* ((a) sem chave de passagem), *line interactive* (b), *off-line* (a).

Em relação à resposta dinâmica e transitórios de carga, a UPS pode ser classificada, segundo a IEC61049-3 [4], dentro de três classes. Estas mantêm correlação com a curva CBEMA [7], inicialmente desenhada como resposta de equipamentos de tecnologia da informação na ocorrência de intempéries na alimentação, e IEEE-446 [8].

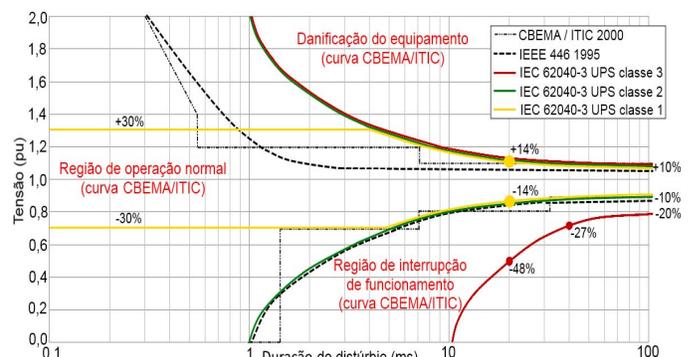


Figura 2. Classes de UPS segundo a IEC 62040-3 [3], curva CBEMA/ITIC [7] e IEEE-446 [8].

H. Guillard Jr., University of Campinas, Campinas-SP, Brazil, hildogjr@dsce.fee.unicamp.br.

P. J. A. Serni, Univ. Estadual Paulista, Sorocaba-SP, Brazil, serni@sorocaba.unesp.br.

Corresponding author: H. Guillard Jr.

Essas normas também definem os limites harmônicos que podem ser gerados (Fig. 13) e de variação da frequência e, no caso trifásico, o máximo valor de componente negativa, zero e desbalanço.

### B. Controladores

Os controladores são os responsáveis por manter a qualidade da forma de onda de saída. Dentre os tipos mais empregados, pode-se destacar (Fig. 3):

#### 1) Controlador Proporcional–Integrativo (PI)

Tido como o principal tipo de controlador usado na indústria [9], [10], tendo a capacidade de minimizar o erro em regime dado uma referência constante, devido sua ação integrativa sobre o erro ( $K_I/s$ ). É composto também de uma parcela proporcional ( $K_P$ ) que responde linearmente a dinâmica de variação do erro (1), sendo correlacionado à velocidade (banda de resposta) do sistema.

$$K_P \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s}\right) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (1)$$

Para cálculos de seus parâmetros são tipicamente usado os valores de frequência de corte ( $\omega_{CL}$ ) e margem de fase ( $PM$ ) desejados para o sistema, relacionando-se com os ganhos do controlador segundo

$$\frac{K_P}{K_I} = \frac{1}{\omega_{CL}} \cdot tg(PM - 90^\circ - arg(GH(\omega_{CL}))), \quad (2)$$

$$K_I = \frac{1}{|GH(\omega_{CL})|} \cdot \left( \left(\frac{K_P}{K_I}\right)^2 + 1/\omega_{CL}^2 \right)^{-1/2}.$$

Em que  $GH(\omega_{CL})$  é a função de transferência em malha aberta do sistema sem o controlador avaliada na frequência  $\omega_{CL}$  [11].

Enquanto a frequência de corte diz o quão rápido o sistema responde a uma variação da referência, ou a quais frequências o sistema responderá, a margem de fase influência no sobressinal e tempo de assentamento da resposta, sendo um parâmetro importante para seu comportamento estável.

#### 2) Controlador Proporcional–Ressonante (PRes)

Pode ser considerado e modelado como uma expansão do PI clássico (3), incluindo um alto ganho em uma frequência predeterminada, chamada frequência de ressonância ( $\omega_{Res}$ ), enquanto o PI tem esse comportamento em 0Hz. Também possui o parâmetro  $\zeta$  que indica sua banda de passagem, podendo ser idealmente igual a 0.

$$K_P + \frac{K_{Res} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_{Res} \cdot s + \omega_{Res}^2} \quad (3)$$

Para projeto,  $K_{Res}$  é calculado como  $2 \cdot K_I$  do PI equivalente [11], [12] calculado em (2) e  $\zeta$  tipicamente calculado para uma banda de 10% de  $\omega_{Res}$  ( $\zeta = 0.707$ ), seguindo a proposta indicada em [11].

#### 3) Controlador Ressonante em múltiplas frequências (Res<sub>k</sub>)

É formado pela contribuição somada de vários controladores ressonantes em diferentes frequências [11], [13]. Tipicamente é usada a frequência que se deseja controlar e suas subsequentes harmônicas ímpares:

$$\frac{K_{Res_1} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta_1 \cdot \omega_{Res_1} \cdot s + \omega_{Res_1}^2} + \dots + \frac{K_{Res_n} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta_n \cdot \omega_{Res_n} \cdot s + \omega_{Res_n}^2}. \quad (4)$$

Devido ao alto ganho em frequências múltiplas, torna possível mitigar o erro em harmônicas pré-selecionadas. Nesse artigo essa propriedade foi utilizada como demonstrado nos resultados experimentais.

Para projeto, Buso *et al.* [11] propõem a relação

$$2 \cdot K_{Res_k} = \frac{2.2 \cdot K_P \cdot f_{Res_k}}{n_{0_k}} \quad (5)$$

Em que  $f_{Res_k}$  é a  $k$ -ésima frequência de ressonância em Hz,  $n_{0_k}$  é o percentual do período que um sinal da frequência anterior leva para variar de 10% para 90% da referência.  $K_P$  é calculado por (2) e  $\zeta_k$  da mesma maneira que em (3).

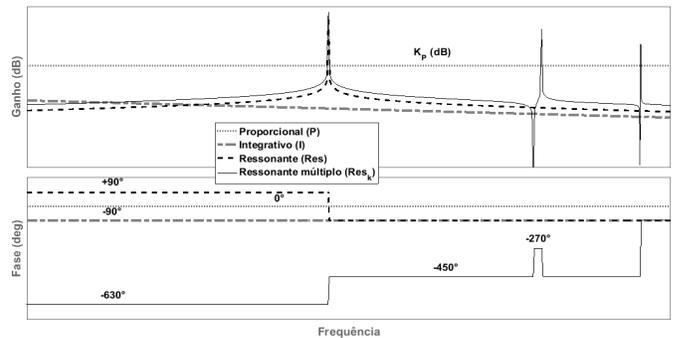


Figura 3. Funções de transferência dos controladores: proporcional (P), integrativo (I), ressonante simples (Res) e ressonante em 3 frequências harmônicas consecutivas (Res<sub>k</sub>).

Como mostrado na Fig. 3, o controlador integrativo possui uma fase constante de  $-90^\circ$ , porém os controladores do tipo ressonante possuem uma mudança abrupta de fase em cada frequência de ressonância. Esse comportamento deve ser observado durante a fase de projeto para que seja sempre assegurado um comportamento estável para o sistema.

### III. MODELAGEM DO SISTEMA

Foi adotada uma frequência de chaveamento de 12kHz, devido ao limite operacional dos IGBTs utilizados, parâmetros físicos do circuito e topologia de controle mostrados na Fig. 4 e listados na Tabela I. Sendo  $C_I$  o controle de corrente e  $C_V$  o controle de tensão adotados.

O indutor de saída foi calculado através da equação (5), melhor discutida e detalhada no trabalho [14]. Em que  $\Delta I_{f_{max}}$  é a ondulação parametrizada da corrente pois, como melhor explicado no trabalho, o *ripple* varia em função do índice de modulação aplicado ao inversor. Assim, foi adotado o pior caso para cálculo,  $\Delta I_{f_{max}}$  igual a 0,25.

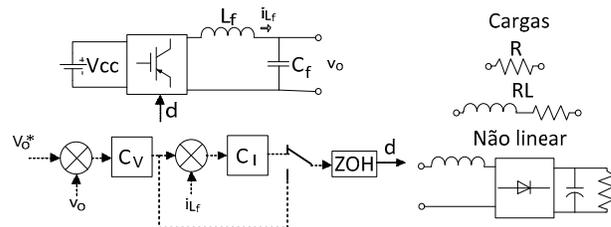


Figura 4. Circuito da UPS, controles usados (malha simples ou dupla através da chave de seleção) e cargas.

TABELA I  
PARÂMETROS DA UPS E SEU CONTROLE

Saída	127V / 60Hz
Potência máxima	1kVA
Filtro de saída ( $L_f$ e $C_f$ )	1,5mH e 3,3 $\mu$ F
Tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ )	400V
Frequência de comutação ( $f_{sw}$ )	12kHz
Tipo de modulação	Unipolar
Ondulação máxima da corrente no indutor do filtro ( $\Delta I_{L_f \max}$ )	3,5A $_{\max}$
Frequência de corte do controle de corrente	1kHz
Margem de controle de corrente	60°
Frequência de corte do controle de tensão	600Hz
Margem de fase do controle de tensão	60°

$$L_f = \frac{\overline{\Delta I_{L_f \max}} \cdot V_{CC}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_f \max}} \quad (5)$$

A Fig. 5 apresenta o modelo da planta do sistema, sendo o parâmetro adicional  $R_{L_f}$ , não previamente apresentado aqui, a resistência do enrolamento da indutância  $L_f$ , que por possuir um valor pequeno, pode normalmente ser desprezada.

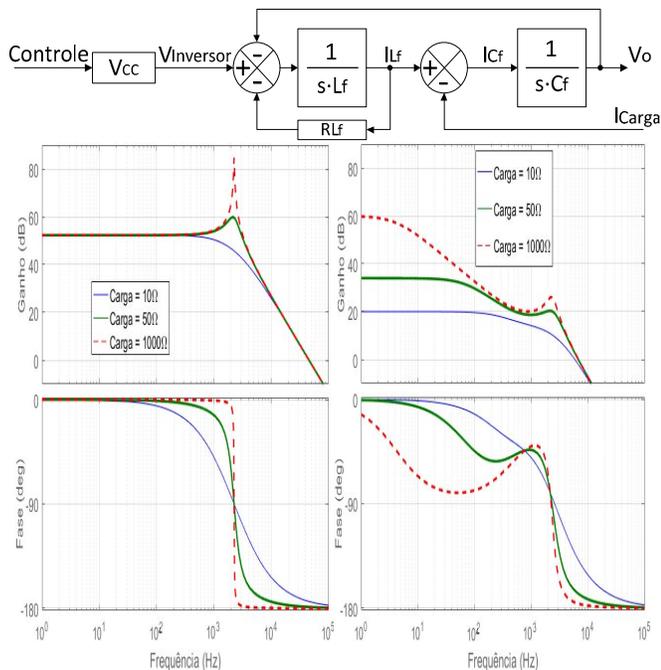


Fig. 5. Modelo em blocos da planta monofásica (acima), resposta em frequência da planta para diferentes valores de carga (gráficos a esquerda) e, resposta da planta após se adicionar o controle de corrente (gráficos a direita).

Devido a frequência de comutação das chaves não ser extremamente alta, foi escolhido uma frequência de corte para o controle de corrente igual a 1kHz, cumprindo assim o requisito mínimo de uma década para desacoplamento das frequências, o que permite o projeto do controlador como se o inversor impusesse um ganho fixo através da tensão de seu barramento CC, e a função PWM fosse vista como linear (diagrama da Fig. 5).

## IV. SIMULAÇÃO

A simulação foi realizada no programa PSIM<sup>®</sup> 9.0.3 e consistiu no teste dos diversos tipos de controladores previamente discutidos (simples ou multi-malhas, controle de tensão externo ao controle de corrente) submetidos a cargas de diferentes naturezas. As cargas, usadas tanto em simulação como experimentalmente, possuem os valores apresentados na Tabela II.

O primeiro controle testado foi o de malha simples, apenas  $C_V$  na Fig. 4, controlando apenas a tensão de saída através de um controle proporcional-integral ( $PI_V$ ) e proporcional-ressonante ( $PRes_V$ ), ambos resultados mostrados na Fig. 6. O controle  $PRes_V$  não apresenta resultados, para THD de tensão, compatíveis com o máximo de 8% requerido pela normal IEC 61000-2-2 [15] já com a carga resistiva, portanto, este foi descartado dos demais testes.

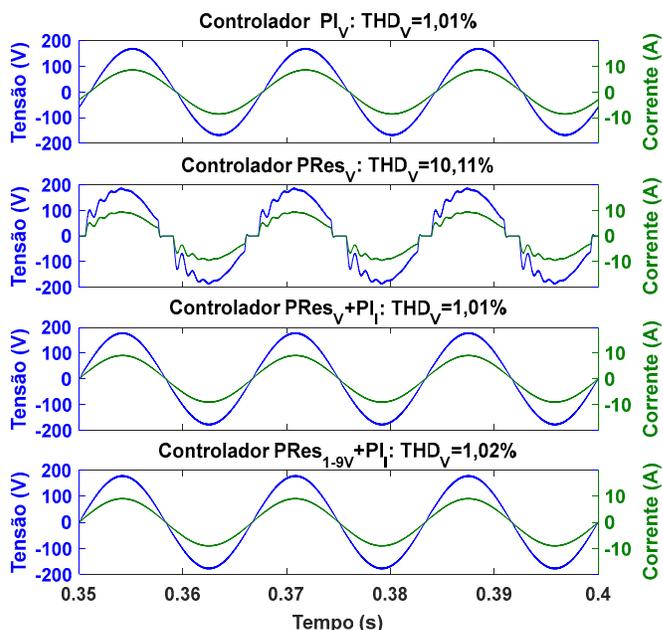


Figura 6. Tensão de saída da UPS e corrente da carga resistiva para os diferentes controladores.

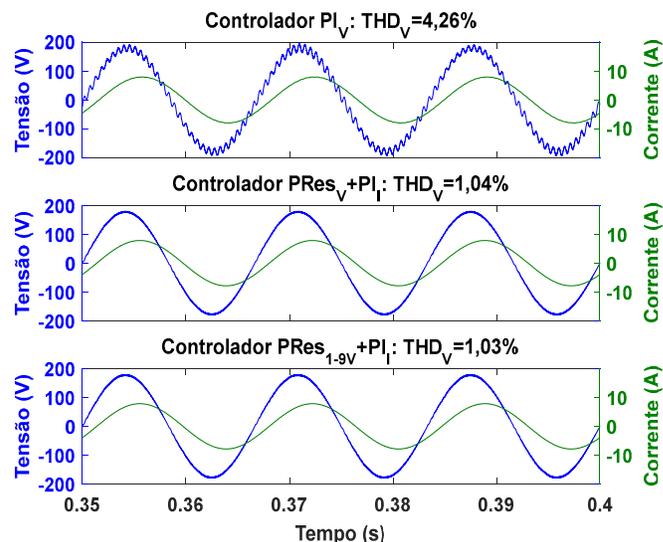


Figura 7. Tensão de saída da UPS e corrente da carga RL para os diferentes controladores.

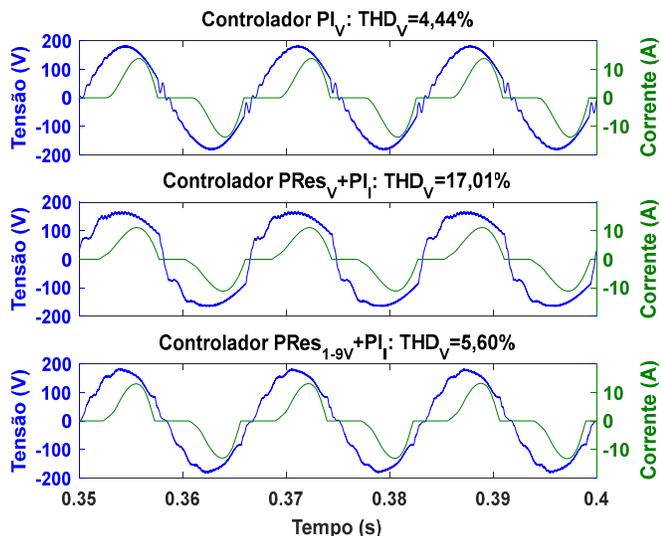


Figura 8. Tensão de saída da UPS e corrente da carga não linear para os diferentes controladores.

Com o uso do controle multi-malhas,  $C_V$  mais  $C_I$  na Fig. 4, constituído do controle de corrente mais tensão ressonante ( $PRes_V+PI_I$ ) a UPS apresentou melhores resultados com a carga RL (Fig. 6 e 7) devido usa capacidade de amortecimento da ressonância da planta (Fig. 5). Porém, foi necessário o uso de um controle multi-malhas ( $PRes_{V1-9}+PI_I$ ), corrente mais tensão em suas múltiplas harmônicas, para atingir o limite de THD e individuais de harmônicas para a carga não linear (Fig. 8). Essas harmônicas (1<sup>a</sup>, 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 9<sup>a</sup>) foram escolhidas através do resultado experimental da Fig. 13.

A oscilação presente com o controle  $PI_V$  (Fig. 7) se deve ao ponto de ressonância do sistema (Fig. 5) e o seu comportamento, que nesse ponto, se assemelha ao comportamento sem carga [16].

V. PROTÓTIPO MONOFÁSICO

O protótipo foi realizado em um painel industrial (Fig. 9) utilizando IGBTs SKM100GB128B comandados pelo *driver* SKPC22/2, ambos de fabricação da Semikron®. O sensoriamento realizado através de transdutores LV20-P e LA55-P da LEM®, e controle do sistema desenvolvido em C e executado no DSP de ponto fixo TMS320F2812 da Texas Instruments®.

Foi avaliado o funcionamento em regime dos três tipos de carga a 1kVA, com os valores enunciados na Tabela II. Os ensaios de transitórios de carga linear e não linear seguiram as normativas da seção 6.3.7 da IEC62040-3 [4].

TABELA II  
EXPERIMENTAL LOADS PARAMETERS

Carga resistiva: $R = 19,58\Omega$
Carga resistivo-indutiva: $R = 19,58\Omega$ ; $L = 30mH$
Carga não linear: $L = 5mH$ ; $C = 2350\mu F$ ; $R = 31,22\Omega$

1) Resultados em regime

Para avaliação do funcionamento da UPS em regime, variou-se os controladores e as cargas a se alimentar (Fig. 10, 11 e 12), sendo medidos os valores de THD e tensão RMS da saída.

Foram testados 3 tipos de controladores: controle PI em simples malha ( $PI_V$ ) e os controladores em dupla malha, corrente no indutor através de um PI e tensão de saída através de um ressonante sintonizado na harmônica de fundamental ( $PRes_V+PI_I$ ) ou em múltiplas harmônicas ( $PRes_{V1-9}+PI_I$ ).

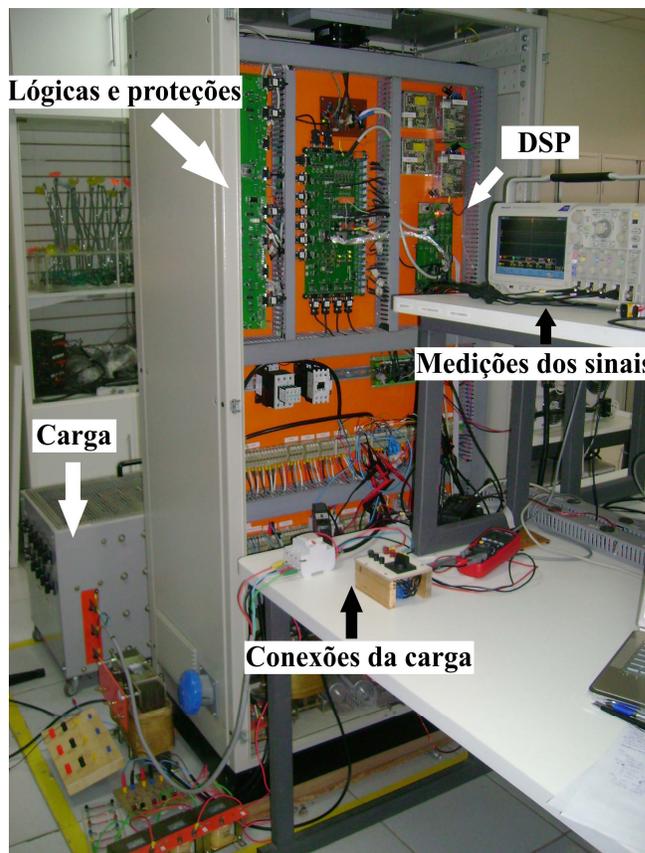


Figura 9. Protótipo.

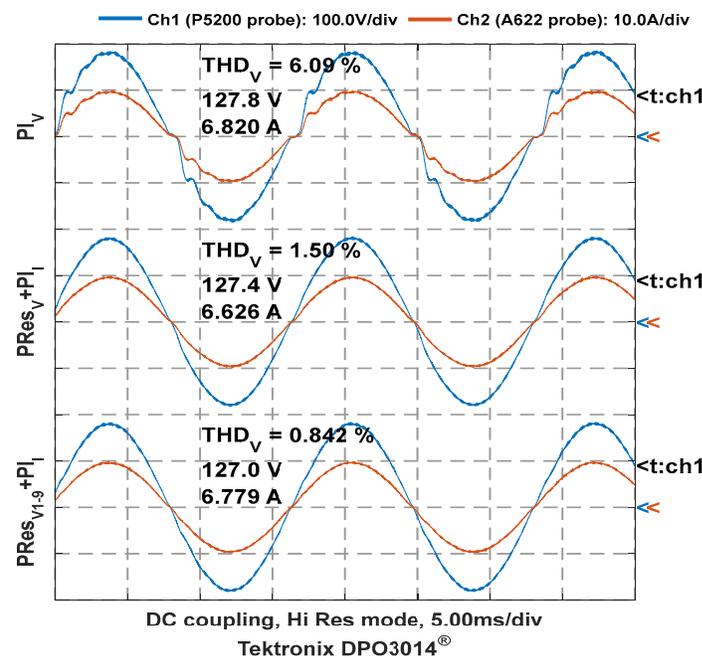


Figura 10. Tensão e corrente na carga resistiva para os controles  $PI_V$ ,  $PRes_V+PI_I$  e  $PRes_{V1-9}+PI_I$ .

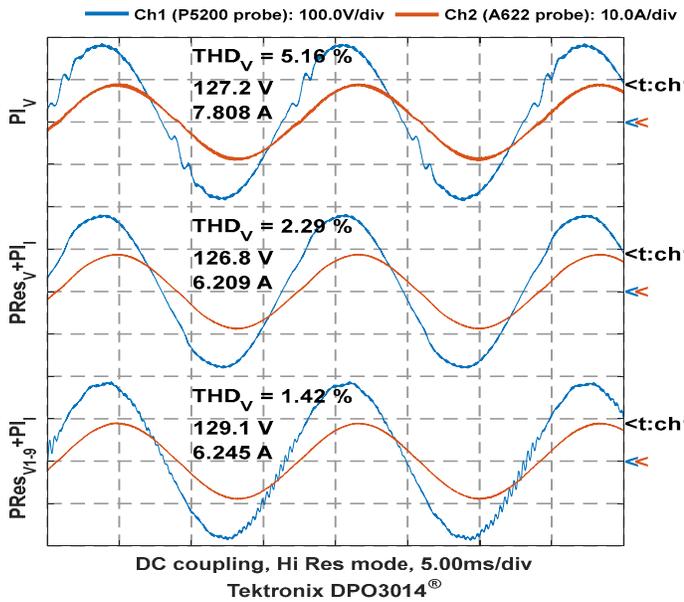


Figura 11. Tensão e corrente na carga RL para os controles  $PI_V$ ,  $PR_{sv}+PI_i$  e  $PR_{sv1-9}+PI_i$ .

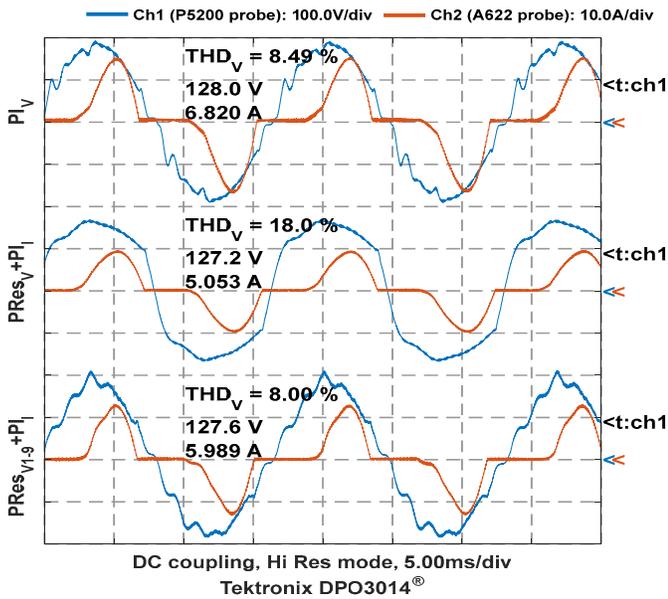


Figura 12. Tensão e corrente na carga não linear para os controles  $PI_V$ ,  $PR_{sv}+PI_i$  e  $PR_{sv1-9}+PI_i$ .

A razão da escolha do controlador ressoante em múltiplas harmônicas é a capacidade de minimizar o erro em frequências previamente especificadas [13], diminuindo o THD de tensão na saída da UPS (Fig. 12). As frequências escolhidas foram as harmônicas que ultrapassaram ou se aproximaram do limite segundo a IEC6100-3-2 [17] (mostrado na Fig. 13).

Como segue na Tabela III, independente do controlador utilizado e carga alimentada, o nível de tensão permanece dentro dos requerimentos. Porém, o THD (Tabela IV) é drasticamente alterado, ao ponto de apenas o controlador  $PR_{sv1-9}+PI_i$  se enquadrar nos limites da IEC61000-2-2 [15].

TABELA III  
TENSÃO RMS PARA OS DIFERENTES TIPOS DE CARGAS E CONTROLES

Controlador	Carga			
	Vazio	Resistiva	RL série	Não linear
$PI_V$	128,2	127,8	127,2	128,0
$PR_{sv} + PI_i$	128,0	127,4	126,8	127,2
$PR_{sv1-9} + PI_i$	128,6	127,0	129,1	127,6

TABELA IV  
THD DE TENSÃO PARA OS DIFERENTES TIPOS DE CARGAS E CONTROLES

Controlador	Carga			
	Vazio	Resistiva	RL série	Não linear
$PI_V$	8,36%	6,09%	5,16%	8,49%
$PR_{sv} + PI_i$	1,24%	1,50%	2,29%	18,0%
$PR_{sv1-9} + PI_i$	0,94%	0,90%	1,42%	8,00%

Apesar dos diferentes resultados para cada controlador, o sistema de processamento, sensoriamento e comando dos transistores escolhido foi capaz de manter a frequência de saída estável e em conformidade com a os limites da ANSI/IEEE Std. 944 ( $60 \pm 0,5\%Hz$ ) [18] e IEC 62040-3 ( $60 \pm 2\%Hz$ ) [4], detalhes são apresentados na Tabela V.

TABELA V  
FREQUÊNCIA DE SAÍDA PARA OS DIFERENTES CONTROLES

Controlador	Tempo de processamento do ciclo de controle ( $\mu s$ )	Frequência da tensão (Hz)
$PI_V$	6,0	59,90 (-0,17%)
$PR_{sv} + PI_i$	6,4	59,87 (-0,22%)
$PR_{sv1-9} + PI_i$	11,6	59,80 (-0,33%)

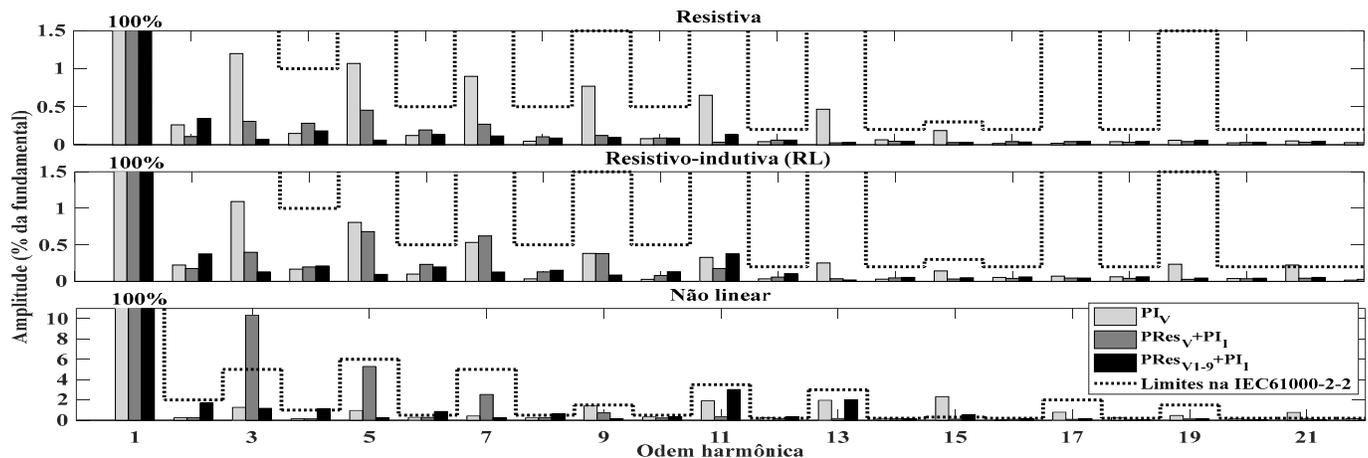


Figura 13. Componentes harmônicas da tensão de saída da UPS monofásica para cada tipo de carga usando os diferentes controladores.

2) Classificação por transitório

O comportamento transitório do sistema foi analisado segundo a IEC62040-3 [4] que propõem ensaios de entrada de carga (20% para 100% da potência nominal) e saída (100% para 20%), linear (Fig. 14) e não linear (Fig. 15). Os parâmetros dessas cargas estão listados na Tabela VI e suas montagens seguiram o padrão da Fig. 4. Os degraus de carga foram repetidos inúmeras vezes e os piores resultados, que dependem do momento em que é aplicado o degrau (normmente no instate do pico da tensão), são os apresentados aqui. Foi usado o algoritmo de média móvel com período de um ciclo da frequência fundamental no cálculo do valor RMS.

TABELA VI  
PARÂMETROS DE CARGA USADOS NO ENSAIO DE TRANSITÓRIO

Linear (resistiva)	20%:	R = 81,75Ω
	80%:	R = 21,30Ω
Não linear (retificador)	25%:	L = 5mH; C = 1175μF; R = 178,6Ω
	75%:	L = 2mH; C = 2350μF; R = 48,56Ω

Calculados de acordo com a IEC62040-3 anexo E [4] para uma UPS de 1kVA.

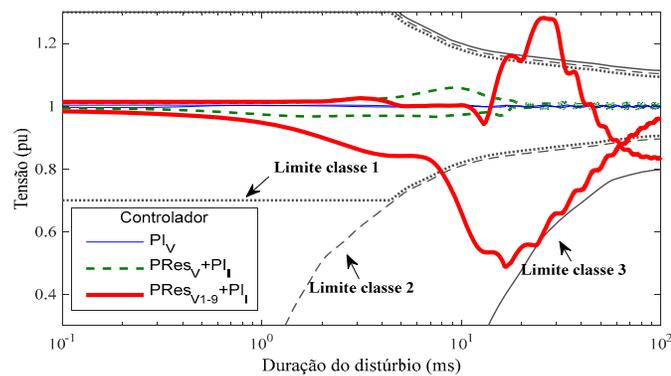


Figura 14. Transitório de carga linear, curvas normalizadas em 1pu.

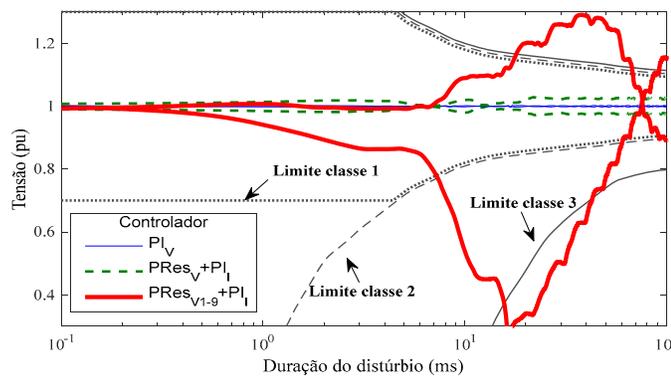


Figura 15. Transitório de carga não linear, curvas normalizadas em 1pu.

Observou-se, em todos os casos, a tendência de aumento do nível da tensão de saída durante a remoção de carga e seu afundamento durante a inserção. E esse atraso do sistema para retornar ao ponto ótimo do valor de tensão foi maior à medida que se aumentou a complexidade do controle, como se pode ver ao comparar os controles  $PI_V+PI_I$  e  $PI_{V1-9}+PI_I$ .

Com exceção do controle em única malha que possui uma resposta transitória mínima, porém não atinge os requisitos de harmônicas e estabilidade em regime, os outros dois controles apresentam o efeito de resposta enunciado anteriormente. E no caso do controle de tensão em múltiplas harmônicas ( $PI_{V1-9}+PI_I$ ), o transitório ultrapassa as primeiras classificações de UPS [4], não se enquadrando em nenhuma das classes quando alimentando uma carga não linear.

Concluindo, apesar do controle  $PRes_{V1-9}+PI_I$  resolver os requisitos do sistema em regime, ainda é necessário um aperfeiçoamento para seu comportamento transitório.

VI. PROTÓTIPO TRIFÁSICO

O protótipo trifásico foi projetado usando o diagrama de blocos do sistema da UPS monofásica (Fig. 5), porém com um ganho de metade da tensão de seu barramento CC (bloco  $V_{CC}$ ) e mantido o 4º braço de chaves com uma modulação de 50% para geração do condutor neutro (Fig. 16).

Foi observado o comportamento para dois tipos de controles: o malha simples de tensão ( $PI_V$ ) e o dupla-malha ( $PRes_V+PI_I$ ). Foram analisados os diferentes tipos de cargas presentes na Tabela VII, sendo a carga do tipo resistiva testada na condição bifásica, trifásica com ( $Y_n$ ) e sem neutro ( $Y$ ).

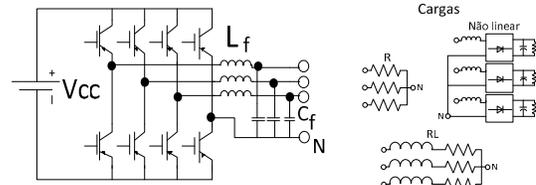


Figura 16. Circuito da UPS trifásica a 4 fios e cargas utilizadas.

TABELA VII  
PARÂMETROS DAS CARGAS TRIFÁSICAS

Resistiva:	R = 48,55Ω
RL série:	R = 48,55Ω; L = 30mH
Não linear:	L = 5mH; C = 2350μF; R = 193,55Ω

O uso do controle  $PRes_{V1-9}+PI_I$  se mostrou ineficiente por apresentar um acoplamento entre as fases e uma consequente instabilidade da tensão de saída, sendo assim esse não foi analisado.

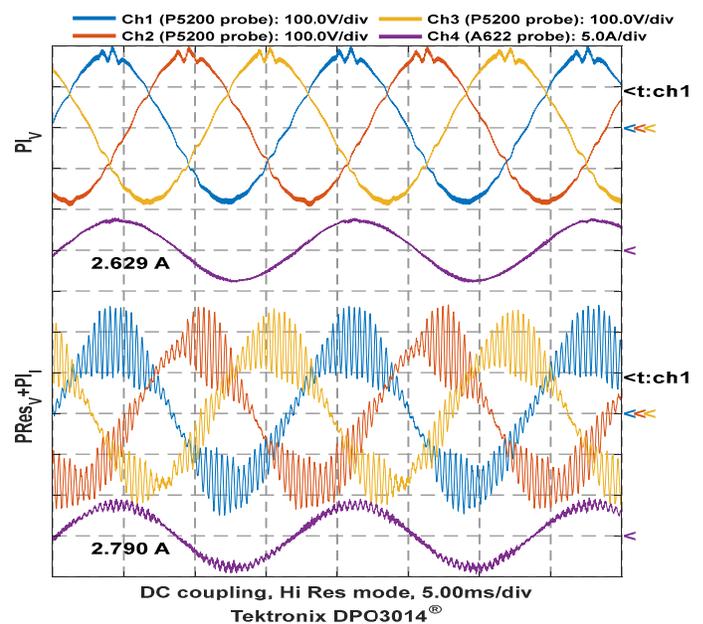


Figura 17. Tensões das três fases ao neutro e corrente da fase A para uma carga RL série usando os controles  $PI_V$  e  $PRes_V+PI_I$ .

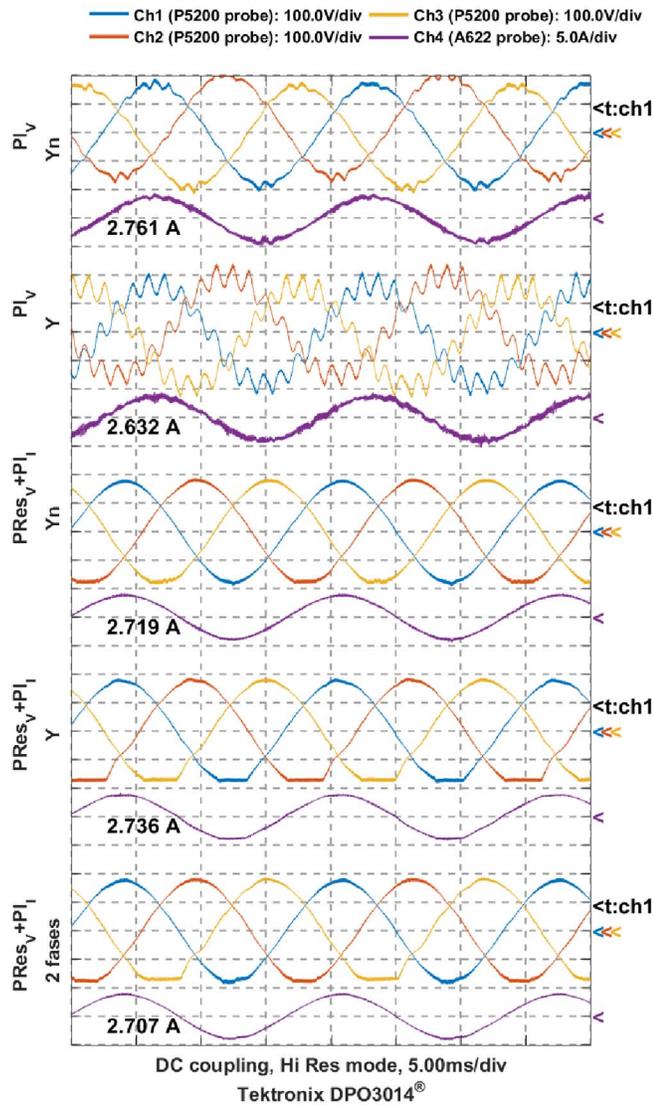


Figura 18. Tensões das três fases ao neutro e corrente da fase A para: controle  $PI_V$  e carga resistiva com (Yn) e sem neutro (Y), controle  $PR_{esv}+PI_I$  com carga resistiva com (Yn) e sem neutro (Y) e, carga resistiva bifásica.

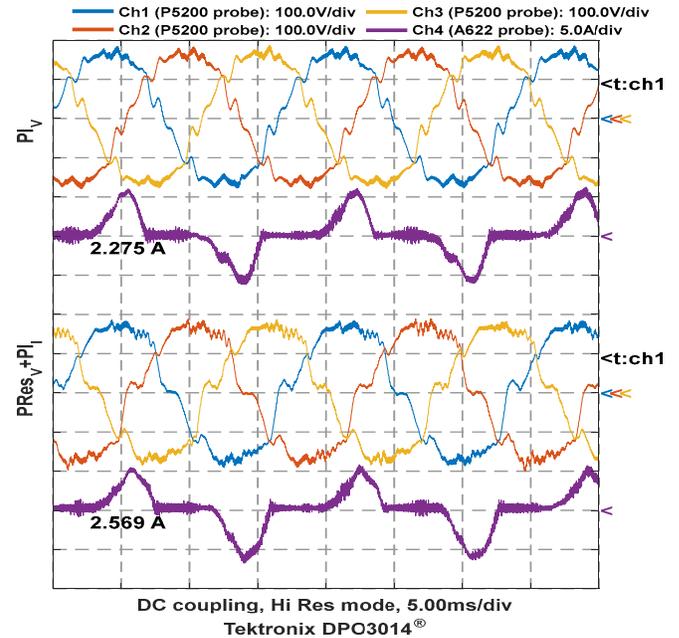


Figura 19. Tensões das três fases ao neutro e corrente da fase A para a carga não linear e os controladores  $PI_V$  e  $PR_{esv}+PI_I$ .

Apesar do uso do controle multi-malhas ter sido necessário para estabilizar a UPS ao se alimentar cargas desequilibradas ou sem o condutor neutro (Fig. 18), o THD de tensão não diminuiu para todos os tipos de cargas (Fig. 19 e Tabela VIII), podendo até a aumentar (Fig. 17), o que evidencia um acoplamento entre as fases e controle da UPS ou uma corrente de modo comum.

TABELA VIII  
THD DE TENSÃO PARA OS DIFERENTES TIPOS DE CARGAS E CONTROLES USADOS

Controlador	Carga balanceada			
	Vazio	Resistiva 4 fios	Resistiva 3 fios	RL série Não linear
$PI_V$	1,56%	3,16%	62,0%	3,54% 10,9%
$PR_{esv} + PI_I$	8,66%	5,26%	6,53%	4,04% 14,0%

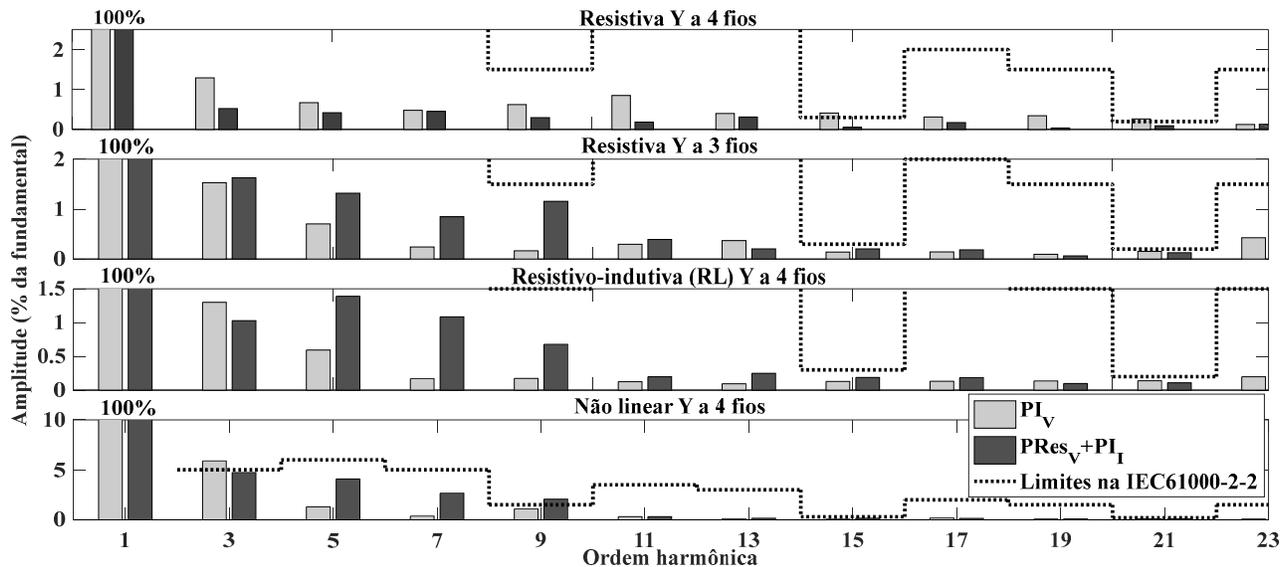


Figura 20. Valor médio das componentes harmônicas da tensão de saída da UPS monofásica para cada tipo de carga, usando os diferentes controladores.

Analisando a simetria das tensões (Tabela IX) pode-se verificar que o comportamento de acoplamento é devido a presença de componentes de sequência negativa e zero que aumentam a participação das harmônicas (Fig. 20).

TABELA IX  
TENSÃO E DESBALANÇO PARA OS DIFERENTES TIPOS DE CARGA E CONTROLES USADOS

Tensão de fase / Componente de sequência	Carga				
	Resistiva 4 fios	Resistiva 3 fios	RL série	Não linear	R fase- fase
Fase A	127,1V	132,3V	128,8V	126,2V	127,9V
Fase B	127,8V	131,7V	128,6V	129,0V	127,2V
Fase C	127,5V	131,3V	126,5V	128,3V	129,3V
$V^-/V^+$	2,50%	6,71%	10,49%	2,54%	4,36%
$V^0/V^+$	2,81%	6,92%	10,55%	4,22%	3,66%

## VII. CONCLUSÃO

Esse artigo mostra uma revisão sobre o projeto de estágio de saída de uma UPS, apresentando e comparando os principais tipos de controles usados e enfatizando a necessidade do uso do controle multi-malhas que controlando a corrente, proporciona uma melhor estabilidade do sistema, amortecimento de sua ressonância e atendimento da normatização específica.

O uso do controle ressoante em múltiplas harmônicas, no caso monofásico, foi suficiente para enquadrar os parâmetros de saída da UPS dentro dos limites normativos para os diferentes tipos de cargas. Mas melhorias devem ser feitas para atender os requisitos de resposta transitória.

Ainda, esse uso é desaconselhado na UPS trifásica em função do surgimento de componentes de sequência e acoplamento entre os controles das fases, não previsto no projeto do controle.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro durante a realização dos estudos.

## REFERÊNCIAS

- [1] H. R. Teymour, D. Sutanto, K. M. Muttaqi, e P. Ciufo, "Solar PV and Battery Storage Integration using a New Configuration of a Three-Level NPC Inverter With Advanced Control Strategy", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, n° 2, p. 354–365, jun. 2014.
- [2] J. T. Bialasiewicz, "Renewable Energy Systems With Photovoltaic Power Generators: Operation and Modeling", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 7, p. 2752–2758, jul. 2008.
- [3] C. J. Mozina, "Impact of Smart Grids and Green Power Generation on Distribution Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, n° 3, p. 1079–1090, maio 2013.
- [4] "Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements", *Int. Electrotech. Comm. IEC*, mar. 1999.
- [5] "Conversor a semiconductor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia", *ABNT - Assoc. Bras. Normas Téc.*, dez. 2003.
- [6] D. I. Brandao, F. P. Marafao, H. K. M. Paredes, e A. Costabeber, "Inverter control strategy for DG systems based on the Conservative power theory", in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013, p. 3283–3290.

- [7] "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", *IEEE Std 1547-2008*, p. 1–217, abr. 2009.
- [8] "IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications", *IEEE Std 446-1995 Orange Book*, p. 1–320, jul. 1996.
- [9] A. Visioli, *Practical PID Control*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [10] K. J. Aström e T. Hägglund, "PID controllers: theory, design and tuning", 1995.
- [11] S. Buso e P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [12] D. N. Zmood e D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n° 3, p. 814–822, maio 2003.
- [13] P. Mattavelli, "Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, n° 3, p. 864–872, maio 2001.
- [14] M. de P. Fenili, "Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA", Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2007.
- [15] "Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2: Environment – Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public lowvoltage power supply systems", *Int. Electrotech. Comm. IEC*, 1999.
- [16] S. Buso, S. Fasolo, e P. Mattavelli, "Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, n° 6, p. 1846–1854, nov. 2001.
- [17] "Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase)", *Int. Electrotech. Comm. IEC*, fev. 2009.
- [18] "IEEE Recommended Practice for the Application and Testing of Uninterruptible Power Supplies for Power Generating Stations", *ANSIIEEE Std 944-1986*, 1986.



**Hildo Guillard, Júnior**, was born in Araraquara-SP, Brazil, in 1989. He received the B.S degree, with honors, (2011) and the M.Sc. degree (2013) in Electrical Engineering from the São Paulo State University (UNESP), Bauru-SP, Brazil. Nowadays he is Doctoral Student in Electrical Engineering at University of Campinas, Campinas-SP, Brazil.

From 2012 to 2014, he was a Temporary Professor at UNESP, Sorocaba-SP, Brazil. From 2015 to 2016, he held a Visitor Research Position at the University of Padova, Padova, Italy, working on multilevel inverters. His current research interests include power electronics, control of power topologies, multilevel inverters and power quality.

Mr. Guillard is a student member of the IEEE Power Electronics Society (PELS).



**Paulo José Amaral Serni**, was born in Botucatu-SP, Brazil, in 1957. He received his B.S. degree (1987) from Engineering and Technology College of Bauru, M.Sc. (1992) and Doctor (1999) in Electrical Engineering from UNICAMP, Campinas-SP, Brazil.

From 1987 to 2012 he was professor at UNESP, Bauru-SP/Brazil. Since 2012 he is an Assistant Professor of Automation and Control Engineering at UNESP, Sorocaba-SP/Brazil. His areas of interest are: power electronics, electrical machines, power quality, instrumentation and systems measurement, dynamic systems and electric traction.

Dr. Serni is member of the Brazilian Society of Power Electronic (SOBRAEP), Brazilian Society of Automatics (SBA) and collaborator of the National Counsel of Technological and Scientific Development (CNPq).