



Multivariable Robust Adaptive Control applied to a Three-Phase Uninterruptible Power Supply

Carlos Mendes Richter, Emerson Giovani Carati and Hilton Abílio Gründling

Universidade Federal de Santa Maria
UFSM – CT – DELC - NUPEDEE

CEP 97105-900 – Santa Maria, RS – BRAZIL

carlosrichter@zaz.com.br, emerson@engineer.com, ghilton@ctlab.ufsm.br

Abstract — Weakly coupled multivariable control systems have been focused through decentralized adaptive control by considering coupling as unmodeled dynamics. Transient response may become unacceptable when the control technique is not robust or when coupling is considerable. This work presents a multivariable robust adaptive controller applied to uninterruptible power supplies (UPS's).

I. INTRODUÇÃO

Uma forma usual de tratar o acoplamento em sistemas inversores trifásicos é o uso da transformação $\alpha\beta 0$ ou da transformação síncrona em coordenadas dq. Qualquer que seja a transformação utilizada na implementação em um esquema real, erros de medida levam a um acoplamento no sistema resultante. Se este acoplamento não é significativo, pode ser considerado como dinâmica não modelada, e uma técnica monovariável de controle adaptativo robusto [1] pode ser utilizada para garantir bom desempenho. No entanto, caso o acoplamento se torne significativo, não se terá garantias de um bom desempenho do sistema. Carati et al [1], [2], apresentam o uso de controladores adaptativos robustos por modelo de referência (RMRAC) para fontes ininterruptas de energia (UPS's) trifásicas, fazendo uso de transformação síncrona, e usando dois controladores independentes.

O problema de desacoplamento tem sido enfocado em estudos de controle adaptativo multivariável [4], [5]. Em [3], Richter et al analisam o controle de UPS's trifásicas através de um controlador adaptativo por modelo de referência multivariável (MIMO MRAC) indireto. Embora se obtenha um bom desacoplamento, o controlador não é robusto, sendo necessárias técnicas de projeção para evitar singularidades na lei de controle [4], e o esquema tem muitas dificuldades na implementação, tais como as exigências de PWM centralizado e de uso de técnicas preditivas.

Neste trabalho propõe-se um controlador adaptativo robusto por modelo de referência multivariável (MIMO RMRAC) para o controle de uma UPS trifásica. Tal controlador deve ter as características de bom desempenho e robustez dos controladores RMRAC já mencionados, com a vantagem de admitir que o sistema possa ter acoplamento. Num primeiro momento, e visando a análise do desempenho do controlador, é considerado que o sistema é fracamente acoplado. Tal suposição também foi feita em [3], no uso de controlador MIMO MRAC indireto. Assim, o problema de desacoplamento recai no caso mais simples, chamado

problema de desacoplamento adaptativo mínimo [6], onde a matriz de interação é diagonal e mínima. Entretanto, com pequenas modificações na matriz de interação, e conseqüentemente na lei de controle, é possível considerar sistemas fortemente acoplados.

O objetivo principal deste trabalho é analisar a técnica de controle em relação às duas concorrentes já citadas, para avaliar o desempenho e as restrições de implementação para futuras aplicações em sistemas fracamente e fortemente acoplados.

Este artigo está organizado como segue. A Seção II contém a descrição da planta, enquanto a Seção III apresenta a estrutura do sistema em malha fechada. Na Seção IV é descrita a lei de controle MIMO RMRAC proposta. O algoritmo de adaptação paramétrica é descrito na Seção V. Resultados de simulação e experimentais obtidos com o controlador proposto são dados na Seção VI. A Seção VII conclui o artigo.

II. FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA (UPS) TRIFÁSICA

A Fig. 1 mostra a planta proposta, composta por um inversor trifásico, um filtro LC conectado em delta (Δ) e uma carga trifásica. O modelo no espaço de estado do sistema é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_R \\ \dot{i}_S \end{bmatrix} = \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{RS} - V_{UV} \\ V_{ST} - V_{VW} \end{bmatrix} - \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$i_T = -(i_R + i_S) \quad \text{and}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{RS} \\ \dot{V}_{ST} \end{bmatrix} = \frac{1}{3C_f} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_R - i_{RL} \\ -i_S - i_{SL} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$V_{TR} = -(V_{RS} + V_{ST}).$$

As tensões de linha do inversor, V_{UV} , V_{VW} e V_{WU} , são pulsos com amplitude E , 0 e $-E$, devido à operação das chaves S_{1-6} , as quais são abertas e fechadas a cada intervalo de amostragem t_s . As tensões do inversor PWM são usadas para controlar as tensões de saída, V_{RS} , V_{ST} e V_{TR} .

Em (2), as correntes de carga i_{RL} e i_{SL} dependem da carga utilizada. No caso de três resistências R conectadas em estrela (Y), as correntes são dadas por:

$$i_{RL} = \frac{2V_{RS}}{3R} + \frac{V_{ST}}{3R}, \quad i_{SL} = -\frac{V_{RS}}{3R} + \frac{V_{ST}}{3R} \quad (3)$$

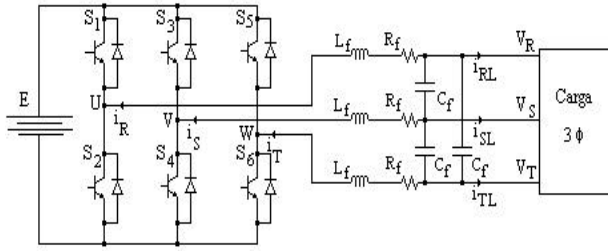


Fig. 1. Sistema inversor trifásico PWM.

No caso de três resistências R conectadas em delta (Δ), então as correntes de carga são dadas por:

$$i_{RL} = \frac{2V_{RS}}{R} + \frac{V_{ST}}{R}, \quad i_{SL} = -\frac{V_{RS}}{R} + \frac{V_{ST}}{R} \quad (4)$$

III. ESTRUTURA EM MALHA FECHADA DO SISTEMA

A Fig. 2 mostra que um modelo de referência trifásico gera saídas de fase y_{mr} , y_{ms} e y_{mt} , as quais são convertidas em duas variáveis de referência ortogonais independentes $V_{m\alpha}$ e $V_{m\beta}$ através do uso da transformação $\alpha\beta 0$ representada pela matriz T, dada em (4). A Fig. 3 mostra que o controlador MIMO RMRAC usa as variáveis de referência e as variáveis V_α e V_β , que são as transformadas das tensões de fase da saída da planta, V_r , V_s e V_t . O controlador gera as variáveis de controle u_α e u_β , que são transformadas nas variáveis trifásicas de controle u_U , u_V e u_W . Estas variáveis são usadas para comandar o inversor PWM, de forma a gerar tensões trifásicas V_U , V_V e V_W , que passando pela planta geram as tensões trifásicas de saída V_r , V_s e V_t .

Usando a transformação T, as variáveis de tensão da carga, V_r , V_s e V_t , são convertidas em duas variáveis de tensão bifásica, V_α e V_β .

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

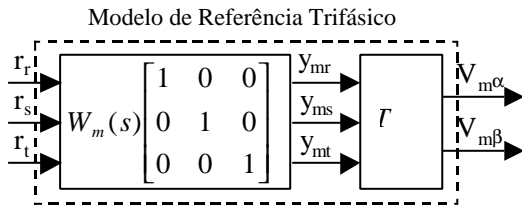


Fig. 2. Modelo de referência para uma UPS trifásica

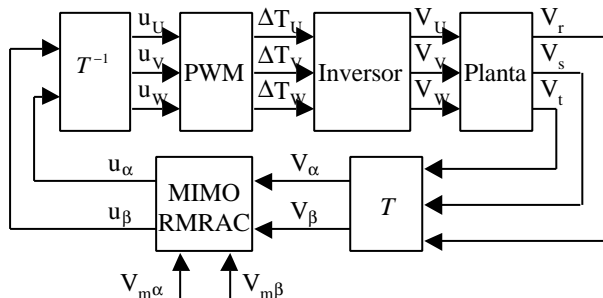


Fig. 3. Diagrama de blocos de uma UPS trifásica com controlador MIMO RMRAC.

IV. ESTRUTURA DO CONTROLADOR MIMO MRAC

A. Descrição da Planta e Suposições

A Fig. 4 descreve o funcionamento do controlador MIMO RMRAC utilizado. Seja $G(z) = \{G_0(z)[I + \mu\Delta_m(z)] + \mu\Delta_a(z)\}$ a matriz de transferência (2×2) da planta multivariável transformada. $G_0(z)$ é a matriz de transferência da parte modelada da planta, descrita em espaço de estado em (1)-(2). As perturbações multiplicativa e aditiva são representadas pelas matrizes $\mu\Delta_m(z)$ e $\mu\Delta_a(z)$ respectivamente, onde μ é um escalar. Pode-se descrever a parte modelada da planta $G_0(z)$ na forma de um modelo ARMA:

$$A^*(q^{-1})y(t) = B^*(q^{-1})u(t) \quad (5)$$

onde $y(t)$, $u(t) \in \mathbf{R}^2$, $y(t) = [y_\alpha(t) \ y_\beta(t)]^T = [V_\alpha(t) \ V_\beta(t)]^T$, $u(t) = [u_\alpha(t) \ u_\beta(t)]^T$, e $A^*(q^{-1})$, $B^*(q^{-1}) \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ são definidos como $A^*(q^{-1}) = I + A_1^*q^{-1} + \dots + A_n^*q^{-n}$ e $B^*(q^{-1}) = B_1^*q^{-1} + \dots + B_n^*q^{-n}$.

As seguintes suposições são feitas sobre $G_0(z)$: **(A1)** O sistema (5) é estritamente próprio e de fase mínima. **(A2)** A matriz de transferência $G_0(z)$ tem posto completo para quase todos os valores de z . **(A3)** Um limite superior n é conhecido para a ordem de $A^*(q^{-1})$ e $B^*(q^{-1})$. **(A4)** A matriz de interação é conhecida. A matriz de interação é uma matriz polinomial $\xi^*(z)$ tal que $\lim_{z \rightarrow \infty} \xi^*(z)G_0(z) = K$, onde K é uma matriz constante não singular.

Uma vez que o sistema descrito tem acoplamento fraco, **(A4)** é neste caso satisfeita, e podemos determinar $\xi^*(z)$ como sendo diagonal e mínima, ou seja, o problema recai em um problema de desacoplamento adaptativo mínimo [6]. A matriz de interação pode então ser facilmente determinada como sendo:

$$\xi^*(z) = \text{diag}(z, z). \quad (6)$$

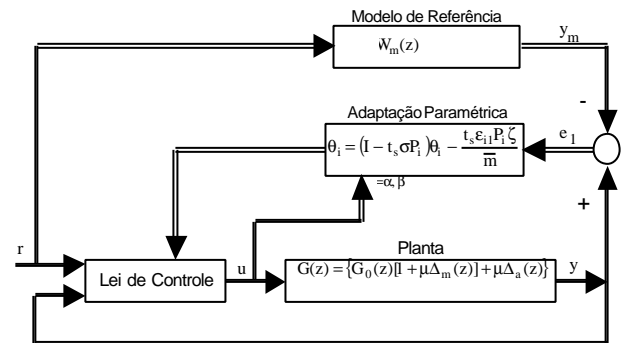


Fig. 4. Controlador MIMO RMRAC para UPS Trifásica.

Em relação à parte não modelada do sistema, três suposições são feitas. **(A5)** A matriz de transferência

$\Delta_a(z)$ é estritamente própria e de fase mínima. (A6) A matriz de transferência $\Delta_m(z)$ é estável. (A7) Um limite inferior $p_0 > 0$ para os qual os pólos de $\Delta_a(z-p)$ e $\Delta_m(z-p)$ são estáveis é conhecido.

O objetivo do controle pode ser estabelecido a partir do modelo de referência $W_m(z) = \text{diag}\{w_{m\alpha}(z), w_{m\beta}(z)\}$, onde os denominadores dos $w_{mi}(z)$, $i = \alpha, \beta$, são polinômios Hurwitz de grau $n^* = n - m$ e os elementos do vetor de entradas de referência $r(t)$ são uniformemente limitados. O objetivo é projetar um controlador adaptativo de forma que para algum valor $\mu^* > 0$ e algum $\mu \in [0, \mu^*)$, a planta em malha fechada resultante seja estável e cada um dos elementos do vetor de saídas $y(t)$ da planta siga cada um dos elementos correspondentes do vetor de saídas $y_m(t)$ tão próximo quanto possível para todas as perturbações $\Delta_a(z)$ e $\Delta_m(z)$ que satisfaçam (A5)-(A7).

B. Parametrização do Sistema

Em se tratando do problema de desacoplamento adaptativo mínimo, obteve-se em [3] a seguinte equação para o controle por variância mínima:

$$u(t) = -\bar{\Gamma}_0^{-1} [\bar{\Gamma}_1 u(t-1) + \dots + \bar{\Gamma}_{n-1} u(t-n+1) + \bar{H}_0 y(t) + \dots + \bar{H}_{n-1} y(t-n+1) + \bar{\xi}(q) y_m(t)] \quad (7)$$

onde as matrizes $\bar{\Gamma}_0, \bar{\Gamma}_1, \dots, \bar{\Gamma}_{n-1}$ têm todos os seus valores possivelmente não nulos, e as matrizes $\bar{H}_0, \bar{H}_1, \dots, \bar{H}_{n-1}, \bar{\xi}$ são todas diagonais. Sendo assim, tem-se que os elementos de $u(t)$ são função apenas dos elementos correspondentes de $y(t)$ e $y_m(t)$.

Os elementos da entrada de controle $u = [u_\alpha \quad u_\beta]^T$ e da saída da planta $y = [y_\alpha \quad y_\beta]^T$ são usados para gerar $2(n-1)$ vetores auxiliares:

$$\begin{aligned} \omega_{i1}(k) &= (zI - F)^{-1} q u_i(k), \\ \omega_{i2}(k) &= (zI - F)^{-1} q y_i(k), \quad i = \alpha, \beta \end{aligned} \quad (8)$$

onde F é uma matriz estável e (F, q) é um par controlável. A entrada de controle da planta é então definida como:

$$\begin{aligned} u(k) &= q^T(k) w(k) + u_2(k) + c_0 r(k), \\ u_2(k) &= c_1 e_1(k+1-n) + c_2 \sum_{j=1}^{\infty} e_1(k+1-jn), \quad e \end{aligned} \quad (9)$$

$$q^T(k) = \begin{bmatrix} q_\alpha^T(k) & 0 \\ 0 & q_\beta^T(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{\alpha 1}(k) & \dots & \theta_{\alpha 4}(k) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \theta_{\beta 1}(k) & \dots & \theta_{\beta 4}(k) \end{bmatrix}, \quad e \quad (10)$$

$$w^T(k) = \begin{bmatrix} w_\alpha^T(k) & 0 \\ 0 & w_\beta^T(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{\alpha 1}(k) & \omega_{\alpha 2}(k) & \omega_{\alpha 3}(k) & y_\alpha(k) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_{\beta 1}(k) & \omega_{\beta 2}(k) & \omega_{\beta 3}(k) & y_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

onde $q(k)$ é o vetor de parâmetros, θ é um ganho escalar, $w(k)$ é o vetor de variáveis auxiliares e $u_2(k)$ é um controlador repetitivo. Ainda, $e_1(k) = y_m(k) - y(k)$ é o vetor de erro de tracking, c_1 e c_2 são constantes do controlador repetitivo e n é o número de amostras por ciclo da tensão de referência.

V. ALGORITMO DE ADAPTAÇÃO PARAMÉTRICA

Há um grande número de técnicas de estimação paramétrica bem conhecidas as quais têm sido aplicadas com sucesso a problemas de identificação. Neste esquema é considerado um algoritmo do tipo mínimos-quadrados recursivo (RLS), modificado para ser robusto.

$$q_i(k+1) = (I - t_s \sigma_i P_i(k)) q_i(k) - \frac{t_s \varepsilon_{i1}(k) P_i(k) z_i(k)}{\bar{m}(k)}, \quad i = \alpha, \beta \quad (12)$$

$$P_i(k+1) = (1 + t_s \lambda \bar{\mu}^2) P_i(k) - t_s \left(\frac{P_i(k) z_i(k) z_i^T(k) P_i(k)}{\bar{m}(k)} + \bar{\mu}^2 \frac{P_i^2(k)}{R^2} \right), \quad i = \alpha, \beta \quad (13)$$

onde $P_i = P_i^T$ é tal que

$$\begin{aligned} 0 < P_i(0) &\leq \lambda R^2 I, \quad \mu^2 \leq k_\mu \bar{\mu}^2, \\ \bar{m}(k) &= 1 + \alpha_1 [m(k)]^2, \quad z_i(k) = w_{im}(z) I w_i(k), \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} m(k+1) &= (1 - t_s \delta_0) m(k) + t_s \delta_1 (|u(k)| + |y(k)| + 1), \\ m(0) &> \delta_1 / \delta_0, \quad \delta_1 \geq 1, \end{aligned} \quad (15)$$

onde $\alpha_1, \delta_0, \delta_1, \lambda, \bar{\mu}$ e R^2 são constantes positivas e δ_0 satisfaz $\delta_0 + \delta_2 \leq \min[p_0, q_0]$, e $q_0 \in \mathfrak{R}^+$ é tal que os pólos de $w_{im}(z - q_0)$ e os autovalores de $F + q_0 I$ sejam estáveis, e δ_2 é uma constante positiva. $p_0 > 0$ é definida em (A7) e σ_i em (12) é dado por

$$\sigma_i = \begin{cases} 0 & \text{se } \|q_i\| < M_{i0} \\ \sigma_0 (\|q_i\| / M_{i0} - 1) & \text{se } M_{i0} \leq \|q_i\| \leq 2M_{i0}, \quad i = \alpha, \beta \\ \sigma_0 & \text{se } \|q_i\| \geq 2M_{i0} \end{cases} \quad (16)$$

onde $M_{i0} > \|q_i^*\|$ e $\sigma_0 > 2\bar{\mu}^2 / R^2 \in \mathfrak{R}^+$ são parâmetros de projeto. O erro modificado em (12) é definido como segue:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i1}(k) &= e_{i1}(k) + ?_i^T(k) z_i(k) - w_{im}(z) ?_i^T(k) w_i(k) \\ &- w_{im}(z) u_{i2}(k) \quad \text{ou} \quad \varepsilon_1(k) = f^T(k) z(k) + \mu \eta(k). \end{aligned} \quad (17)$$

VI. RESULTADOS

Para verificar a análise e mostrar o desempenho do controlador MIMO RMRAC proposto, resultados de simulações e experimentais foram feitos. A Tabela I apresenta os parâmetros dos modelos de referência, do inversor PWM trifásico, do filtro LC e da carga, usados nas simulações.

TABELA I

PARÂMETROS DO MODELO DE REFERÊNCIA, DO INVERSOR PWM 3 ϕ , DO FILTRO LC E DA CARGA

Parâmetros do Modelo de Referência	
Indutância do filtro LC	$L_m = 10$ mH
Capacitância do filtro LC	$C_m = 60$ μ F
Carga	$R_m = 20$ Ω
Parâmetros do Sistema	
Indutância do filtro LC	$L_f = 5.4$ mH
Capacitância do filtro LC	$C_f = 75$ μ F
Resistência dos indutores	$R_f = 0.1$ Ω
Carga	$R = 24$ Ω
Tensão de referência	$V_{fase} = 110$ V, $f = 60$ Hz
Capacitor da saída do retificador	$C_{rec} = 330$ μ F
Tensão da fonte DC do inversor	$E = 300$ V
Tempo de amostragem	$t_s = 1/1800$ s

A. Resultados de Simulações

O controlador proposto foi usado para controlar o inversor da Fig. 1, com carga resistiva ligada em delta (Δ). Para demonstrar tanto desempenho transiente quanto regulação em estado estacionário, alguns ciclos trifásicos completos foram mostrados nas simulações. Nos primeiros dois ciclos, foram aplicadas tensões de fase de referência de 30V de pico. Depois, as tensões de fase de referência foram mudadas para 155V de pico. A Fig. 5 mostra as tensões do modelo de referência e da saída em coordenadas $\alpha\beta$. Uma vez que elas são quase idênticas, é de alguma forma difícil visualizar diferenças entre V_α (linha sólida) e sua referência $V_{m\alpha}$ (linha tracejada), e entre V_β (linha sólida) e sua referência $V_{m\beta}$ (linha tracejada). A Fig. 6 mostra V_r , V_s e V_t , que são as tensões de fase de saída. Pode ser observado que o modelo proposto converge com muita rapidez para os valores corretos.

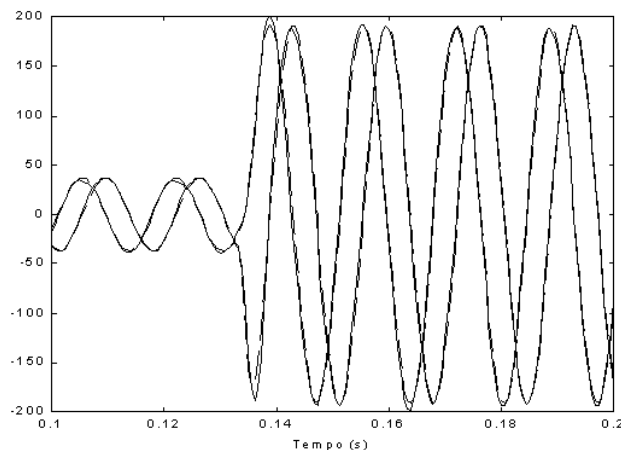


Fig. 5. Tensões de saída e de referência em coordenadas $\alpha\beta$.

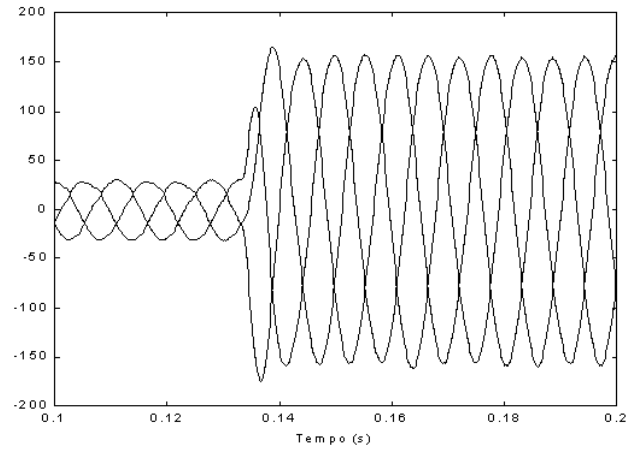


Fig. 6. Tensões de fase de saída com um degrau na referência.

B. Resultados Experimentais

No protótipo implementado foi utilizado um sistema como o da Fig. 1 com os parâmetros mostrados na Tabela I. Primeiramente foi aplicada uma carga trifásica linear conectada em estrela (Y), e depois foi colocada em paralelo com esta a carga de um retificador trifásico de ponte completa com um capacitor de saída, como carga não linear.

A Fig. 7 mostra a resposta do sistema para uma carga linear. São mostradas as tensões de linha e uma corrente de fase. A Fig. 8 mostra a análise espectral das tensões de linha. Neste caso, a máxima distorção harmônica percentual (%THD) obtida em cada tensão de linha é 2,088%. A Fig. 9 mostra a resposta do sistema para uma carga não linear em paralelo com a carga linear. Novamente, são mostradas as tensões de linha e uma corrente de fase. A Fig. 10 mostra a análise espectral das tensões de linha. A máxima distorção harmônica percentual (%THD) obtida em cada tensão de linha é 3,342%.

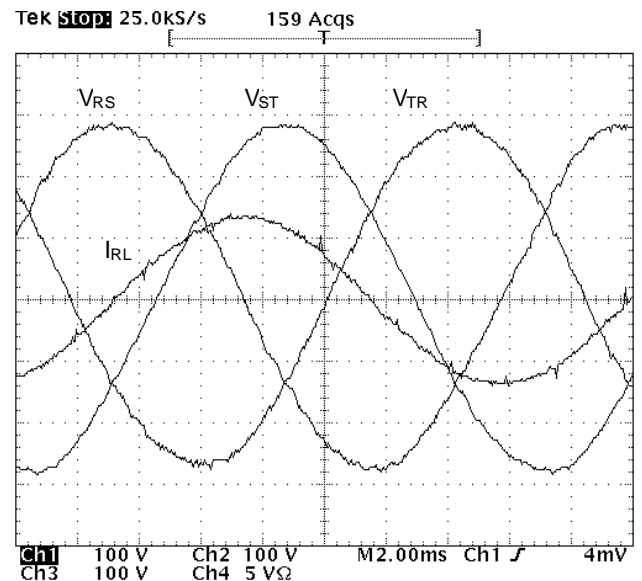


Fig. 7. Tensões de saída de linha (100 V/div) e corrente de linha (5A/div) com carga trifásica linear.

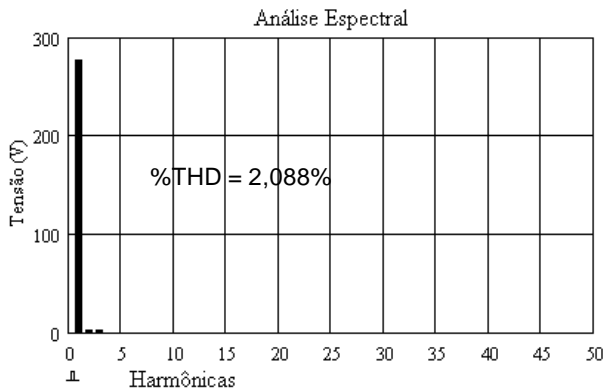


Fig. 8. Análise espectral das tensões de saída de linha com carga trifásica linear.

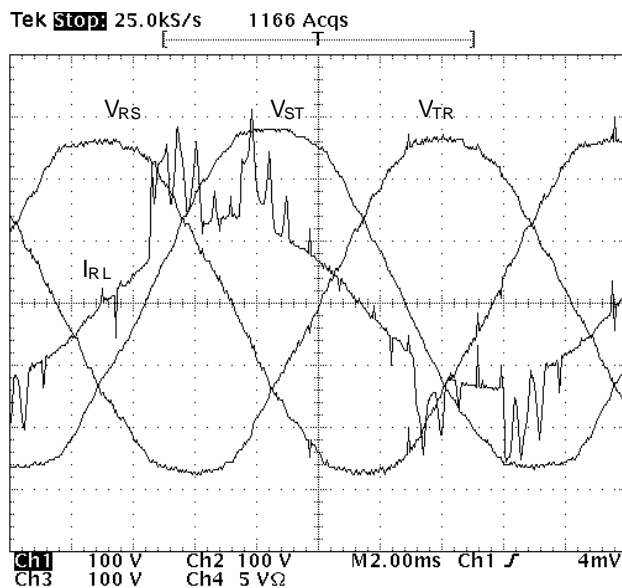


Fig. 9. Tensões de saída de linha (100 V/div) e corrente de linha (5 A/div) com carga trifásica não linear em paralelo com carga trifásica linear.

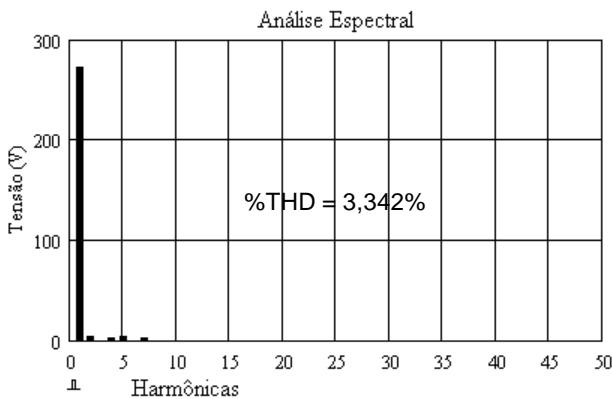


Fig. 10. Análise espectral das tensões de saída de linha com carga trifásica não linear em paralelo com carga trifásica linear.

VII. CONCLUSÕES

Este trabalho descreve um controlador adaptativo robusto por modelo de referência multivariável (MIMO RMRAC) aplicado a uma fonte ininterrupta de energia (UPS) trifásica. Os resultados demonstram a robustez do controlador e bom desempenho. Embora os resultados sejam muito semelhantes àqueles apresentados usando

técnicas de controle monovariável [1], [2], é ainda possível melhorar o desempenho através de modificações, por exemplo na matriz de interação.

A lei de controle aqui implementada traz uma grande vantagem sobre o controle MIMO RMRAC por variância mínima utilizado em [3]. A lei de controle do controlador MIMO RMRAC não necessita restrições par evitar singularidades, uma vez que o sinal do ganho de alta frequência da planta é conhecido nesta aplicação. Para outros tipos de aplicações, estudos posteriores são necessários.

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] E. G. Carati, H. A. Gründling and J. R. Pinheiro, "Robust Model Reference Adaptive Control Applied to Three-Phase Uninterruptible Power Supplies". In: The 5th Brazilian Power Electronics Conference – COBEP99. Foz do Iguaçu, Paraná, Brazil, V.1, pp.380-385, 1999.
- [2] E. G. Carati, H. A. Gründling, and C. M. Richter, "A Robust High Performance Three-Phase Uninterruptible Power Supply". In: IEEE International Conference on Control Applications – CCA 2000. Anchorage, Alaska, USA, Sep. 2000. No prelo.
- [3] C. M. Richter, E. G. Carati, and H. A. Gründling, "Multivariable Model Reference Adaptive Control for a Three-Phase Uninterruptible Power Supply". In: IEEE International Conference on Control Applications – CCA 2000. Anchorage, Alaska, USA, Sep. 2000. No prelo.
- [4] R. G. Moctezuma, R. Lozano, "Singularity-Free Multivariable Model Reference Adaptive Control." IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.39, N.9, pp.1856-1860, 1994.
- [5] P. A. Ioannou & J. Sun, *Robust Adaptive Control*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1996.
- [6] Ortega, R. & Herrera, A. "A Solution to the Continuous-Time Adaptive Decoupling Problem." IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.39, N.8, pp.1639-1643, 1994.