

PROPOSTA DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE, PARA FILTROS ATIVOS PARALELOS A QUATRO-FIOS, UTILIZANDO O METODO DAS CORRENTES INSTANTANEAS ATIVAS E REATIVAS

Morais, A. S.; Bissochi Junior, C. A.; Cunha, M. J.; Vincenzi, F. R.S.; Moraes, J. S.

Núcleo de Controle e Automação

Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica, Uberlândia – MG,

Resumo - Este artigo apresenta uma estratégia de controle para filtros ativos a quatro-fios, utilizando-se de correntes ativas e reativas instantâneas. Análises das correntes incluindo suas componentes harmônicas são apresentadas, assim como resultados de simulação que visam comparar as teorias abordadas.

Palavras-Chave - Filtros ativos, Transformadas de Park e Clarke, Teoria p-q, correntes ativas e reativas instantâneas.

CONTROL STRATEGY FOR PARALLEL FOUR-WIRE ACTIVE FILTERS, USING THE INSTANTANEOUS ACTIVE AND REACTIVE CURRENT METHOD

Abstract - This paper presents a three-phase four-wire active filter control strategy using the instantaneous active and reactive currents. Analyses of the currents including their harmonic components are presented, as well as simulation results that compare the mentioned theories.

Keywords - Active filters, Park and Clarke transformation, p-q theory, instantaneous active and reactive current.

I. INTRODUÇÃO

Estudos sobre a compensação de potência reativa datam da década de 70 [1], porém, somente na década de 80 surge a teoria p-q [2]. Esta teoria tem validade para qualquer forma de onda de corrente e de tensão e tem sido largamente empregada no controle de filtros ativos desde então. A teoria p-q se mostra extremamente atraente devido a sua eficiência e relativa simplicidade, fundamental nos tempos em que a eletrônica analógica imperava.

Os filtros ativos paralelos em princípio devem compensar as deformidades presentes nas correntes de carga, propiciando correntes de entrada mais equilibradas e senoidais. A teoria p-q se baseia no controle das potências

instantâneas e permite de modo indireto o controle das correntes do conversor, enquanto que com a transformação dq0 podem-se controlar estas correntes de modo direto.

O objetivo deste trabalho é apresentar uma técnica de controle que se valendo da transformação dq0 (7), atua sobre as correntes instantâneas ativa (I_d), reativa (I_q) e de sequência zero (I_0).

II. TEORIA P-Q

A teoria p-q é baseada na transformação $\alpha\beta$, também conhecida como transformação de clarke, conforme apresentado em (1).

$$C_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Uma vantagem desta teoria é que a componente de sequência zero se torna independente das demais [3].

Outra importante definição é a potência instantânea trifásica ativa (2), que representa toda a energia transferida de um sistema a outro por unidade de tempo, e a potência instantânea trifásica reativa (3), que representa toda a parcela de potência que circula entre as fases e não contribui para a potência ativa.

$$p_{3\phi}(t) = v_1(t) \cdot i_1(t) + v_2(t) \cdot i_2(t) + v_3(t) \cdot i_3(t) \quad (2)$$

$$q_{3\phi}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[(v_1(t) - v_2(t)) \cdot i_3(t) + (v_2(t) - v_3(t)) \cdot i_1(t) + (v_3(t) - v_1(t)) \cdot i_2(t) \right] \quad (3)$$

Na base dq0 a potência instantânea trifásica ativa é dividida em duas parcelas, uma é denominada potência real, a outra potência de sequência zero. Já a potência instantânea trifásica reativa é denominada potência reativa imaginaria (4).

$$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_d(t) & v_q(t) \\ 0 & v_q(t) & -v_d(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Estas potências podem ser divididas em componentes contínuas e alternadas conforme (5).

$$\begin{cases} p_0(t) = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \\ p(t) = \bar{p} + \tilde{p} \\ q(t) = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (5)$$

Para um sistema equilibrado há apenas as parcelas



X CEEL - ISSN 2178-8308
24 a 28 de setembro de 2012
Universidade Federal de Uberlândia - UFU
Uberlândia - Minas Gerais - Brasil

contínuas \bar{p} e \bar{q} , enquanto $p_0(t)$ é nula.

Em caso de desequilíbrio as componentes de sequência zero tanto de corrente quanto de tensão provocam o surgimento da potência $p_0(t)$. Já as componentes de sequência negativa provocam o surgimento das parcelas alternadas \tilde{p} e \tilde{q} .

Na Figura 1 tem-se o significado físico das potências $p(t)$, $q(t)$ e $p_0(t)$.

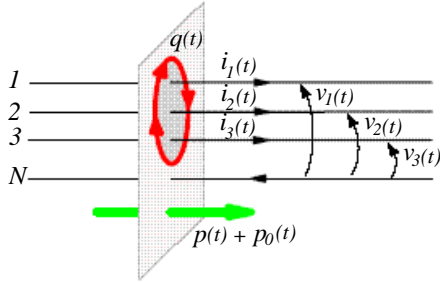


Figura 1 - Significado físico das potências $p(t)$, $p_0(t)$ e $q(t)$.

A partir da compensação das potências desejadas, usualmente \tilde{p} , $q(t)$ e $p_0(t)$, obtêm-se as correntes de referência a serem utilizadas nos controladores.

Caso as tensões de entrada sejam distorcidas o conversor promoverá correntes também distorcidas no sistema, uma vez que teoria p-q visa compensar potências e não correntes.

O PLL (Phase locked Loop) é aplicado com o intuito de solucionar este problema.

III. CORRENTES ATIVAS E REATIVAS INSTANTÂNEAS

Analisando um sistema trifásico a quatro - fios qualquer na base dq0, ou seja, aplicando a este sistema a transformação dq0 (7), que consiste na matriz resultante do produto entre a transformação de Park (6) e a transformação de Clarke (1), [4].

$$P_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sin(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t) \\ 0 & \cos(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$T_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sin(\omega \cdot t) & \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) & \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \\ \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) & \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (7)$$

As grandes vantagens desta transformação é a independência das componentes de sequência zero e o fato de as componentes de sequência positiva se apresentarem como sinais contínuos. As componentes de sequência negativa se apresentam como sinais alternados de frequência 2ω . Sendo ω a frequência angular da rede elétrica.

A Figura 2 apresenta as correntes de um sistema a quatro - fios desequilibrado.

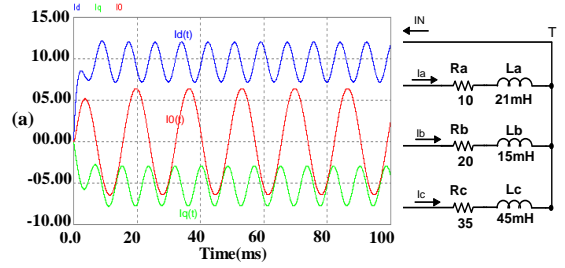


Figura 2 - Simulação de carga reativa indutiva a quatro - fios desequilibrada,

$$I_d(t) = \bar{I}_d + \tilde{I}_d, \quad I_q(t) = \bar{I}_q + \tilde{I}_q \quad \text{e} \quad I_0(t) = \tilde{I}_0.$$

Observam-se nas correntes $I_d(t)$, $I_q(t)$ e $I_0(t)$ as mesmas características das potências $p(t)$, $q(t)$ e $p_0(t)$. De fato há mais do que mera semelhança. Analisando (4) para tensões equilibradas e sem distorções, ou seja, $V_q(t)$ e $V_0(t)$ nulos, a corrente $I_d(t)$ é responsável direta pela potência real $p(t)$ e a corrente $I_q(t)$ pela potência imaginária $q(t)$. E se as tensões de entrada forem desequilibradas e/ou distorcidas? Neste caso as potências não serão compensadas como anteriormente, mas as correntes sim. O que não significa problema algum uma vez que se deseja é o controle das correntes.

IV. RELAÇÃO ENTRE A TEORIA DOS COMPONENTES SIMÉTRICOS E OS RESULTADOS OBSERVADOS NA BASE DQ0, INCLUINDO AS COMPONENTES HARMÔNICAS

A. Análise das Componentes Fundamentais

A transformação dq0 leva um sistema trifásico qualquer a seguir um campo girante idealizado com velocidade ω . As componentes de sequência positiva estão em fase com este campo girante e, conseqüentemente, nesta base serão observados como sinais contínuos. As componentes de sequência negativa geram um campo girante também com velocidade ω , mas em sentido contrário, de tal modo que terão velocidade relativa igual a 2ω . As componentes de sequência zero apresentam velocidade ω . Estas observações podem ser constatadas na Figura 2.

B. Análise das Componentes Harmônicas

Uma outra análise pode ser realizada para as harmônicas de acordo com as componentes simétricas, as quais estão associadas na Tabela 1. As componentes simétricas das harmônicas subseqüentes podem ser obtidas analogamente.

Tabela 1 – Tabela de componentes simétricas para as harmônicas

| h | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Seq. | + | - | 0 | + | - | 0 | + |

Para compreender o fenômeno observado quando as harmônicas são analisadas através da transformada dq0,

deve-se recorrer à mesma analogia utilizada para as componentes simétricas na frequência fundamental. Será necessário discutir três diferentes casos, sendo os demais redundantes.

Primeiro caso: harmônicas com componentes simétricas negativas. Como exemplo, adota-se a segunda harmônica. A velocidade do campo girante produzido por estas correntes é de 2ω , mas em sentido oposto ao campo girante produzido pela transformação dq0. Assim, a resultante será uma corrente com velocidade relativa 3ω . A relação entre as amplitudes das correntes d e q com as correntes convencionais é $\sqrt{3/2}$. A Figura 3 apresenta os resultados de simulação para o primeiro caso.

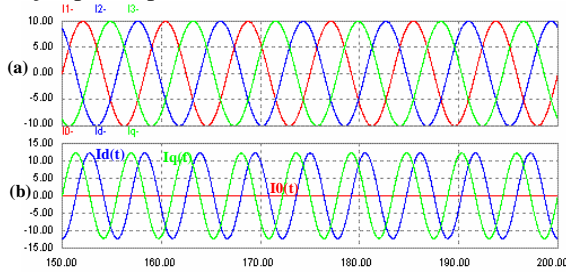


Figura 3 - Primeiro caso: (a) Correntes harmônicas de 120Hz e (b) Correntes resultantes de 180Hz.

Segundo caso: harmônicas com componentes simétricas nulas. Por exemplo, considera-se a terceira harmônica. A frequência destas correntes será a mesma de suas componentes, neste caso igual a 180Hz, e a amplitude é $\sqrt{3}$ vezes maior. A Figura 4 apresenta os resultados de simulação para o segundo caso.

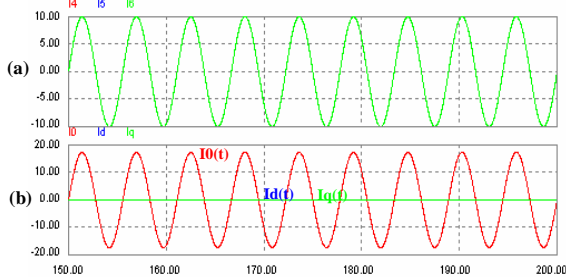


Figura 4 - Segundo caso: (a) Correntes harmônicas de 180Hz e (b) Correntes resultantes de 180Hz.

Terceiro caso: harmônicas com componentes simétricas positivas. Neste caso, utiliza-se a quarta harmônica. A velocidade do campo girante produzido por estas correntes é 4ω , no mesmo sentido do campo girante produzido pela transformada dq0. Assim, a resultante será uma corrente com velocidade relativa 3ω . A relação entre as amplitudes das correntes d e q com as correntes convencionais é $\sqrt{3/2}$. A Figura 5 apresenta os resultados de simulação para o terceiro caso.

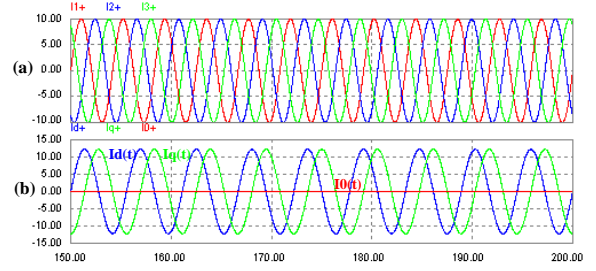


Figura 5 - Terceiro caso: (a) Correntes harmônicas de 240Hz e (b) Correntes resultantes de 180Hz.

V. CONVERSOR TRIFÁSICO COM GRAMPEAMENTO DO PONTO MÉDIO E ESTRUTURA DE CONTROLE

A. Conversor Trifásico com Grampeamento do Ponto Médio

Com o intuito de apresentar resultados de simulação que visam a ilustrar os enunciados subsequentes equacionaram-se o conversor trifásico com grampeamento do ponto médio, apresentado na Figura 6, a partir da transformação dq0. Onde se obteve as funções de transferência deste conversor, sendo estas entre as correntes de entrada e as razões cíclicas e entre a tensão de saída e as correntes de entrada na base dq0. Conforme as equações (8) e (9), [5].

Sendo V_s a tensão no barramento CC, R_s a resistência série equivalente para cada um dos três ramos de entrada do conversor, L o valor de cada uma das indutâncias de entrada, V_{pk} o valor de pico da tensão de entrada, C_s a capacitância dos capacitores de saída, η o rendimento do conversor e S_p a potência complexa processada pelo mesmo.

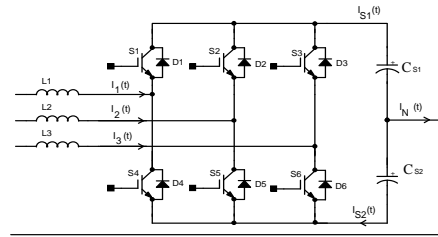


Figura 6 - Conversor trifásico com grampeamento do ponto médio.

$$\begin{cases} \frac{i_0(s)}{d_0(s)} = -\frac{V_s}{L \cdot s + R_s} \\ \frac{i_d(s)}{d_d(s)} = -\frac{V_s}{L \cdot s + R_s} \\ \frac{i_q(s)}{d_q(s)} = -\frac{V_s}{L \cdot s + R_s} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{V_s(s)}{i_d(s)} = \frac{\sqrt{6} \cdot V_{pk}}{s \cdot V_s \cdot C_s} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot S_p \cdot (1-\eta) \cdot (2 \cdot R_s + s \cdot L)}{3 \cdot V_{pk}^2} \right] \\ \frac{V_s(s)}{i_q(s)} = -2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{S_p}{V_{pk} \cdot V_s} \cdot \left[\frac{L \cdot s + 2 \cdot R_s}{s \cdot C_s} \right] \\ \frac{V_s(s)}{i_0(s)} = \frac{\sqrt{3}}{s \cdot C_s} \end{cases} \quad (9)$$

B. Estrutura de Controle

O diagrama de blocos da Figura 7 apresenta o conversor aplicado em paralelo com uma carga a quatro - fios. O conversor deve compensar tanto o desequilíbrio como as componentes harmônicas das correntes da carga.

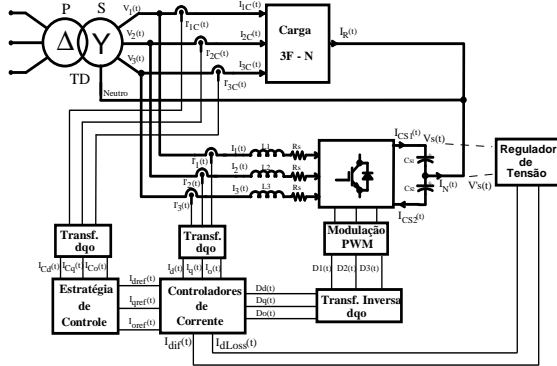


Figura 7 - Diagrama de blocos do sistema de proposto.

Dois estratégias de controle serão utilizadas neste trabalho, sendo que uma considera a compensação das potências instantâneas e a outra considera a compensação das correntes. A transformada será sincronizada com a passagem por zero da tensão $v_1(t)$. Caso as tensões sejam perfeitamente equilibradas, contendo apenas a componente de sequência positiva, as duas estratégias proporcionarão resultados idênticos.

Todo o controle deste conversor ocorrerá na base dq0. Assim, deve-se aplicar a transformação dq0 às correntes do mesmo, segundo a Figura 8 (a). Estas correntes irão realimentar os compensadores de corrente da Figura 8 (b).

Realiza-se a medição da tensão total e da tensão no capacitor C_{s2} , as quais alimentarão o bloco regulador de tensão, composto por dois compensadores distintos. O primeiro promove o controle da tensão total nos capacitores de saída, compensando assim as perdas no conversor. O sinal de saída deste compensador é denominado corrente de perdas $I_{dLoss}(t)$. O segundo corrige o desequilíbrio de tensão nos capacitores. O sinal de saída deste compensador é denominado corrente diferencial $I_{Dif}(t)$.

Estas duas correntes serão aplicadas aos compensadores de corrente, sendo $I_{dLoss}(t)$ adicionada a $I_{dref}(t)$ e $I_{Dif}(t)$ adicionada a $I_0(t)$. O regulador de tensão é representado na Figura 9 (a), onde se têm os ganhos aplicados a cada uma das tensões e os filtros passa-baixa que visam a eliminar as componentes alternadas da tensão.

Os sinais de saída dos compensadores de corrente são as razões cíclicas na base dq0. Antes de serem aplicadas ao bloco modulador, devem passar pela transformada inversa dq0 apresentada na Figura 9 (b), gerando as razões cíclicas $d_1(t)$, $d_2(t)$ e $d_3(t)$. Tanto os compensadores de tensão quanto os de corrente são compensadores PI.

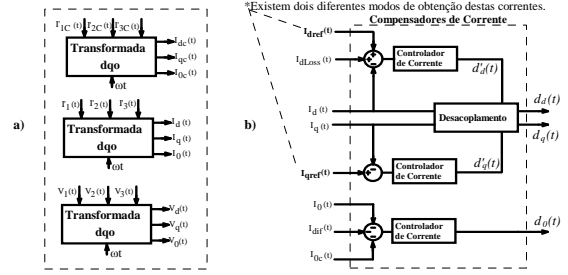


Figura 8 - (a) Transformada dq0 das correntes de carga, correntes do conversor e tensões de entrada; (b) Compensadores de corrente.

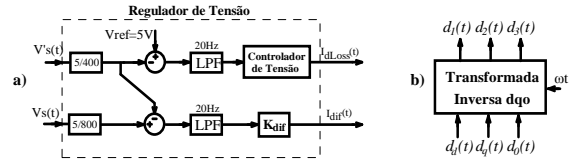


Figura 9 - (a) Regulador de tensão; (b) Transformada inversa dq0.

A estratégia de controle adotada define as correntes de referência. Primeiramente, as correntes de carga devem ser medidas e convertidas para a base dq0. A Figura 10 (a) mostra as correntes de referência sendo calculadas a partir das correntes da carga. As correntes $\tilde{I}_{dc}(t)$ e $\tilde{I}_{qc}(t)$ são as parcelas alternadas das componentes de sequência d e q respectivamente, sendo que a inversão do sinal das mesmas deve-se ao fato de que o conversor as suprirá em sentido oposto ao da carga.

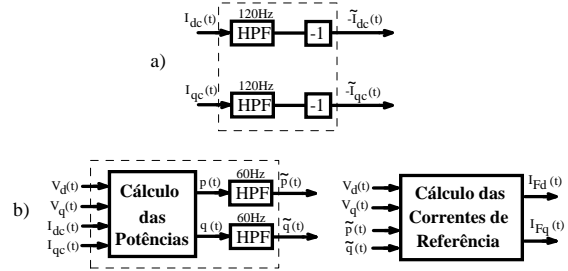


Figura 10 - Duas diferentes estratégias de controle: (a) Considerando as correntes como referência; (b) Considerando a potência instantânea como referência.

A Figura 10 (b) apresenta o cálculo das correntes de referência visando ao equilíbrio das potências instantâneas. Além das correntes, as tensões de entrada também serão medidas e levadas à base dq0. De posse das tensões de entrada e das correntes de carga, calculam-se as potências $p(t)$ e $q(t)$. Em seguida, extraem-se as componentes alternadas destas potências.

As componentes alternadas das correntes e potências são obtidas através da aplicação de filtros passa-alta. As potências são calculadas segundo a (10); já as correntes de referência são obtidas a partir da (11). A corrente de referência $I_{0ref}(t)$ é a mesma para os dois métodos. Esta corrente é a componente de sequência zero da corrente de carga $I_{0c}(t)$ com o sinal oposto.

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d(t) & v_q(t) \\ v_q(t) & -v_d(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dc}(t) \\ i_{qc}(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Fd}(t) \\ I_{Fq}(t) \end{bmatrix} = \frac{-1}{v_d(t)^2 + v_q(t)^2} \begin{bmatrix} v_d(t) & v_q(t) \\ v_q(t) & -v_d(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}(t) \\ \tilde{q}(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Como se pode perceber em ambas as estratégias de controle não serão compensadas as potências reativas, sendo esta apenas uma opção de projeto.

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de comparar as teorias citadas e validar as propriedades afirmadas quanto ao controle pelas correntes instantâneas, são apresentados resultados de simulação de ambas. Na Tabela 2 estão os dados utilizados para projeto.

Tabela 2 – Valores definidos para projeto.

| | |
|---|-------------|
| Tensão eficaz de fase de entrada (V_{ac}) | 220Vrms |
| Frequência da rede (f_L) | 60 Hz |
| Tensão de Saída (V_S) | 800Vcc |
| Frequência de comutação (f_s) | 20KHz |
| Indutor de entrada (L) | 700 μ H |
| Capacitor de saída (C_S) | 14,1mF |

Tensões desequilibradas aplicadas à carga e ao conversor simulado (12).

$$\begin{cases} V_1(t) = 310 \cdot \sin(\omega t + 8^\circ) \\ V_2(t) = 325 \cdot \sin(\omega t - 117^\circ) \\ V_3(t) = 300 \cdot \sin(\omega t + 123^\circ) \end{cases} \quad (12)$$

A. Simulação Aplicando a Teoria p-q

Na Figura 11 são apresentadas as tensões de entrada, correntes de entrada, correntes de carga e correntes no conversor. As correntes de entrada possuem deformações visíveis, ocasionadas pela estratégia de controle.

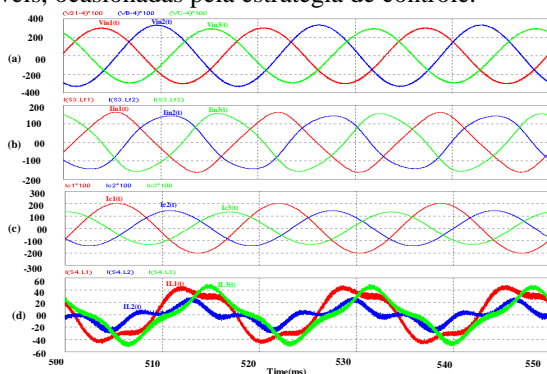


Figura 11 – (a) Tensões de entrada; (b) Correntes de entrada; (c) Correntes de carga e (d) Correntes do conversor.

Na Figura 12 têm-se as correntes na base dq0, ou seja, correntes de entrada, de carga e no conversor. Note que as componentes alternadas nas correntes d e q não foram compensadas satisfatoriamente. A corrente de sequência zero é praticamente nula em ambos os casos.

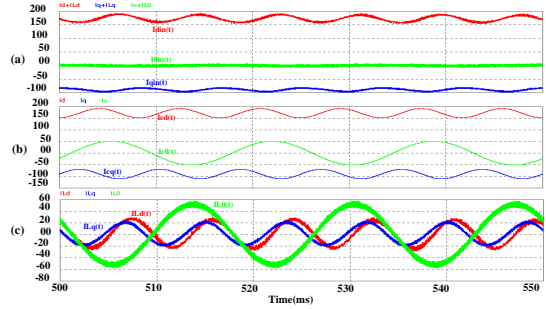


Figura 12 - Correntes na base dq0: (a) Corrente de entrada; (b) Corrente de carga e (c) Corrente do conversor.

Na Figura 13 têm-se as potências instantâneas trifásicas de entrada, na carga e no conversor, tanto ativa quanto reativa. O conversor compensou praticamente a parcela alternada presente nas potências instantâneas trifásicas do sistema.

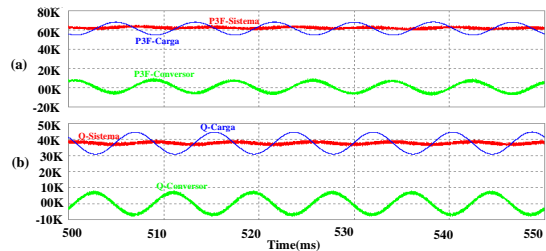


Figura 13 - Potências instantâneas trifásicas: (a) Ativa; (b) Reativa.

Na Tabela 3 são apresentadas as taxas de distorção harmônica total das correntes de entrada.

Tabela 3 – Taxas de Distorção Harmônica Total das Correntes de Entrada.

| | I_{in1} | I_{in2} | I_{in3} |
|--------|-----------|-----------|-----------|
| THD(%) | 5,615 | 5,668 | 5,72 |

B. Simulação Aplicando o controle pelas correntes ativas e reativas instantâneas

Na Figura 14, têm-se as tensões de entrada, correntes de entrada, correntes de carga e correntes no conversor.

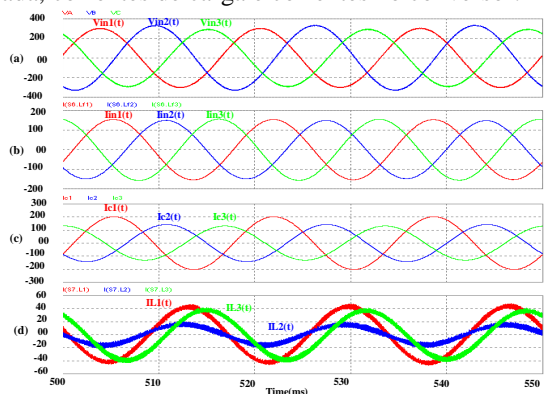


Figura 14 - (a) Tensões de entrada; (b) Correntes de entrada; (c) Correntes de carga e (d) Correntes do conversor.

Na Figura 15, são apresentadas as correntes na base, ou seja, correntes de entrada, de carga e no conversor. A corrente de entrada possui correntes de sequência e com componentes praticamente constantes, enquanto a corrente

de seqüência zero é quase nula. O conversor processa a parcela alternada das correntes de carga com a mesma amplitude, porém em oposição de fase.

Na Tabela 4, são apresentadas as taxas de distorção harmônica total das correntes de entrada.

Tabela 4 – Taxas de distorção harmônica total das correntes de entrada

| | Iin1 | Iin2 | Iin3 |
|--------|-------|-------|-------|
| THD(%) | 0,377 | 0,382 | 0,441 |

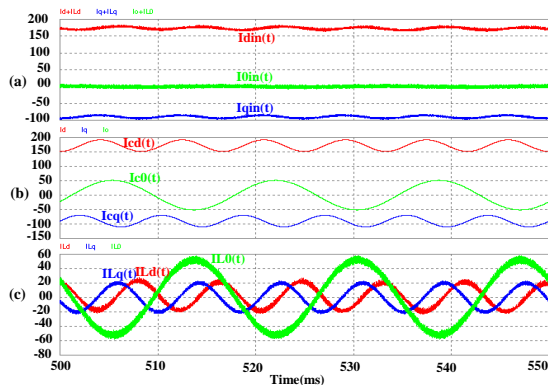


Figura 15 - Correntes na base dq0: (a) Corrente de entrada; (b) Corrente de carga e (c) Corrente do conversor.

Na Figura 16, tem-se as potências instantâneas trifásicas de entrada, na carga e no conversor, tanto ativa quanto reativa. O conversor não compensou satisfatoriamente a parcela alternada presente nas potências instantâneas trifásicas do sistema, apesar de reduzi-la na potência instantânea trifásica ativa.

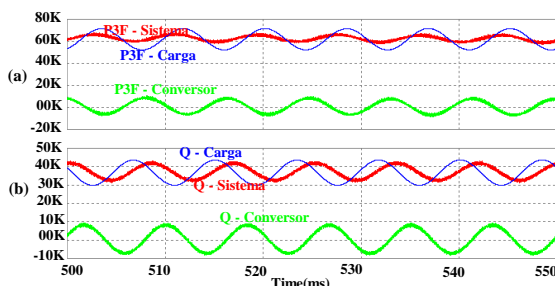


Figura 16 - Potências instantâneas trifásicas: (a) Ativa; (b) Reativa.

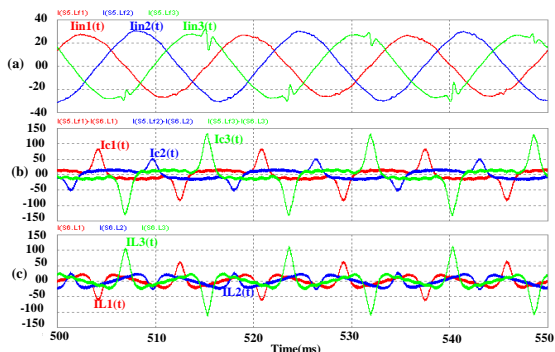


Figura 17 - Cargas não-lineares: Correntes reais: (a) Entrada; (b) Carga e (c) Conversor.

A Figura 17 representa os resultados de simulação da operação do conversor submetido à cargas não-lineares.

Conforme se pode observar esta técnica permite que se separem quais as parcelas que se deseja compensar, sejam elas, componentes reativas, harmônicas, componentes de seqüência negativa ou de seqüência zero.

VII. CONCLUSÃO

Neste artigo foram apresentadas duas teorias para o cálculo das correntes de referência de um filtro ativo paralelo. A primeira delas foi a consagrada teoria p-q, onde se vê que sem o uso do PLL esta técnica pode apresentar deformações nas correntes de entrada, enquanto que a segunda, técnica de controle a partir das correntes instantâneas, promoveu correntes equilibradas e com baixas distorções harmônica apenas com um detector de passagem por zero.

Caso as tensões de entrada sejam equilibradas as duas técnicas se confundirão, pois seus efeitos serão idênticos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Gyugyi, L., Strycula, E. (1976). Active AC Power Filters. IEEE IAS Annual Meeting, p. 529-535.
- [2] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A. (1984). Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components. IEEE Transactions on Industry Application, Vol. IA-20, p. 625-630.
- [3] Aredes, M. (1996) Active Power Line Conditioners. Dr.-Ing. Thesis. Technischen Universität Berlin. Berlin, Germany.
- [4] Soares, V., Verdelho, P., Marques, G. (2000). An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters. IEEE Transaction on Power Electronics. Vol. 15, no. 4, July 2000.
- [5] Borgonovo, D., Barbi I., Novaes, Y. R. (2003). A Three-Phase Three-Switch Two-Level PWM Rectifier. Record of the 34th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Vol. 3, 15-19 June 2003. p. 1075-1079.