

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS PARA PERMITIR O USO FILTRO DE HARMÔNICOS COM A TÉCNICA DE CONTROLE VETORIAL POR ORIENTAÇÃO INDIRETA DE CAMPO PARA MOTORES C.A. NA INDÚSTRIA DE MINERAÇÃO

TAMIRES S. SOUZA, ALEX-SANDER A. LUIZ, MARCELO M. STOPA

*Laboratório de Eletrônica Aplicada e Controle de Processos Industriais,
Departamento de Engenharia Elétrica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais
Avenida Amazonas 7675, Nova Gameleira, Belo Horizonte, 30510-000, MG, Brasil
E-mails: tamires-santosdesouza@hotmail.com, asal@des.cefetmg.br,
marcelo@des.cefetmg.br*

Abstract— In this paper it is evaluated the technical feasibility of applying a harmonic filter along with a vector control technique for driving an induction motor with squirrel cage rotor in mining industry. The filter consists of a second order passive structure connected between the converter and the machine. Its main objective is to minimize the effects of the harmonics generated by the use of frequency inverters with pulse-width modulation (PWM) to drive the motor. Despite the known benefits, the filter introduces challenges to the implementation of the vector control of the motor, which include, among others, the implementation of the controllers and the gain design, the selection of controlled variables, the location of the current sensors, since the current of the inverter and the motor are no longer the same, and the need of a flux controller. It is not necessary here to measure the voltage of the terminals of the machine, but an estimation is made. Comparisons of system performance are made between the system operation with and without filter by computer simulations. The results show the feasibility of the vector control in the presence of the filter and significant reduction of the harmonic content in voltages and currents applied to the machine.

Keywords— Induction machine, power converters, vector control, harmonic filter, minimum reactive optimized filter design.

Resumo— Neste trabalho é apresentado um estudo da viabilidade técnica do emprego do filtro de harmônicos juntamente com um método de controle vetorial para o acionamento de um motor de indução do tipo rotor em gaiola de esquilo na indústria de mineração. O filtro consiste em uma estrutura passiva de segunda ordem ligada entre o conversor e a máquina. Sua finalidade é de reduzir os efeitos dos harmônicos gerados pela utilização de conversores de frequência com modulação de largura de pulso (PWM) na alimentação da máquina. Apesar dos benefícios conhecidos, o filtro introduz desafios à realização do controle vetorial do motor, que incluem, entre outros, a implementação dos controladores e projeto dos ganhos, a escolha das variáveis controladas, a localização dos sensores de corrente, já que a corrente imposta pelo conversor e a absorvida pelo motor não são mais as mesmas, e a necessidade de um controlador de fluxo. Não é necessário aqui medir a tensão dos terminais da máquina, sendo realizada sua estimação. Comparações de desempenho são realizadas para o sistema com e sem o filtro, por meio de simulações computacionais. Os resultados mostram a viabilidade do controle vetorial na presença do filtro e a expressiva redução do conteúdo harmônico para tensões e correntes que alimentam a máquina.

Palavras-chave— Máquina de indução, conversores de potência, controle vetorial, filtro de harmônicos, projeto otimizado de filtros pela mínima potência reativa.

1 Introdução

Os motores de indução são amplamente aplicados na indústria devido à sua robustez, baixo custo de construção, de manutenção e confiabilidade. São especialmente utilizados na indústria da mineração, que apresenta ambientes subterrâneos com condições extremas, tais como poeira, umidade e dificuldade de acesso para manutenção (Minghua, 2008). Isso se explica pela ausência de escovas, volume pequeno, menor peso, baixo momento de inércia, alta potência, alta velocidade de rotação e rigidez mecânica. Portanto, os motores de indução são mais indicados para condições ambientais ruins. Estes promovem ainda melhora da confiabilidade e do desempenho dinâmico do sistema, reduzindo muito os custos de manutenção. Além disso, motores de indução podem operar em frenagem regenerativa sem necessidade de equipamentos adicionais, promovendo devolução de energia para a rede (Minghua, 2008).

Motores de corrente alternada, combinados a acionamentos de velocidade variável, vêm sendo padrão por um longo período de tempo na área

industrial (Helbing, 2000). Com o controle da velocidade e do conjugado do motor de corrente alternada, é possível aperfeiçoar o processo de produção. Por exemplo, a velocidade de uma esteira transportadora pode ser modificada dependendo da quantidade de carvão que se encontra no sistema (Helbing, 2000).

A expansão da utilização de motores de indução veio com o desenvolvimento da eletrônica de potência. São claros os ganhos do acionamento de máquinas de indução com inversores de frequência, em seu desempenho dinâmico e de regime permanente. Esses equipamentos ainda podem melhorar o fator de potência de entrada e permitem que o motor tenha um conjugado de partida maior ou superior ao nominal, mantendo a corrente limitada. Com o surgimento dos acionamentos em média tensão, é possível estender esses benefícios para motores de corrente alternada de alta potência, como os da indústria da mineração.

O inversor de frequência PWM é um dispositivo comutado capaz de gerar tensões trifásicas com amplitude e frequência ajustáveis. Entretanto, essas tensões não são puramente senoidais, possuindo variações bruscas e harmônicos.

A máquina de indução foi originalmente construída para ser alimentada por tensões senoidais (Skibinski, 2002a). Principalmente em máquinas mais antigas, a alimentação com tensão pulsante, como é o padrão PWM gera problemas mais explícitos como:

- A isolamento da máquina pode não suportar as altas variações de tensão (dv/dt);
- A circulação de corrente harmônica aumenta as perdas por histerese e efeito Foucault, o que gera aquecimento e, consequentemente, aumento do consumo energético;
- Devido à assimetria magnética na construção da máquina de indução, a circulação de correntes harmônicas nos enrolamentos gera sérios problemas que podem reduzir a vida útil da máquina. Ocorre o desgaste na camada de isolante, uma vez que a tensão pulsante pode provocar colapso do campo elétrico na camada de óleo, resultando em descargas de correntes. As correntes induzidas eletrostaticamente podem ainda, alterar a composição química do lubrificante (Skibinski, 2002b);
- Aumento do acoplamento capacitivo entre estator e rotor, quando comparado à alimentação por tensões senoidais. Este acoplamento, combinado com as características elétricas dos enrolamentos em alta frequência, pode levar o fator de tensão do motor a alcançar potenciais vinte vezes mais altos que os observados na operação com tensão senoidal;
- Em máquinas alimentadas por cabos longos, há ainda problemas devido à possibilidade de reflexão das ondas. A onda transitória refletida atinge picos de tensão nos terminais do motor que podem ultrapassar o valor de 3 pu de amplitude, devido às interações complexas entre as ondas pulsantes do controlador PWM, as características do cabo e a impedância transitória do motor (Skibinski, 2002a);
- Interferência eletromagnética nos equipamentos sensíveis.

Para minimizar os problemas apresentados, podem-se empregar filtros passivos de alta potência na entrada da máquina de indução. O uso de filtros reduz o dv/dt e o conteúdo harmônico das tensões e correntes efetivamente aplicadas à máquina. Com isso, reduzem-se as perdas, aumenta-se a vida útil do motor e facilita-se o uso de cabos longos pela obtenção de tensões praticamente senoidais. Entretanto, o desafio é realizar um controle de alto desempenho utilizando o filtro de harmônicos. As dificuldades decorrentes do uso de filtros são: a corrente entregue à máquina e a corrente aplicada pelo inversor são agora diferentes; o controle passa a ser realizado pela corrente do conversor, e não a da máquina, o que também demandaria mais sensores de corrente; a dinâmica do filtro insere mais polos e zeros à malha de corrente, dificultando o projeto dos controladores.

Neste trabalho, utiliza-se um filtro passivo de segunda ordem LC , segundo o projeto da Mínima Potência Reativa (Luiz, 2008), que produz filtros muito leves mesmo com frequências de comutação muito baixas (índice de modulação menor que 21). A

proposta foi avaliada em várias condições de funcionamento e demonstra a possibilidade do emprego do filtro de harmônicos nessa forma de acionamento.

2 Descrição do sistema

O sistema estudado consiste do inversor de três níveis, do filtro de segunda ordem e de um motor de indução tipo gaiola de esquilo. Os parâmetros da máquina de indução utilizada neste estudo são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros da Máquina de Indução Trifásica.

Potência Nominal (MVA)	5
Tensão Nominal (V)	4160
Corrente Nominal (A)	700
Frequência nominal (Hz)	60
Velocidade Nominal (rpm)	1786
Número de Pólos	4
Potência Nominal no eixo (cv)	6100
Resistência Estatórica (Ω)	0,0355
Resistência Rotórica (Ω)	0,0269
Reatância de Dispersão Estatórica (Ω)	0,2766
Reatância de Dispersão Rotórica (Ω)	0,2766
Reatância de Magnetização (Ω)	15,9577
Momento de Inércia (kgm^2)	63,87
Coefficiente de Atrito Viscoso (Nm/s)	0,1

Para fins de comparação de desempenho, foi realizado o controle vetorial por orientação indireta de campo para a máquina de indução com e sem a introdução do filtro de harmônicos.

2.1 Projetos dos Controladores (Sem a introdução do Filtro de Harmônicos)

O controle por orientação de campo se baseia na decomposição das correntes trifásicas em duas componentes: uma de eixo direto (responsável pela produção de fluxo magnético) e uma de eixo em quadratura (responsável pela produção de conjugado). As malhas de controle mais internas são as de corrente, pois são mais rápidas. Os controladores proporcional-integral (PI) para as malhas de corrente de eixo direto e em quadratura, de velocidade e de enlace de fluxo magnético de rotor foram projetados de acordo com a técnica de cancelamento de pólo dominante e alocação de pólos em malha fechada.

A Tabela 2 traz os valores dos ganhos dos controladores PI empregados nas malhas de corrente, na malha de enlace de fluxo magnético de rotor e na malha de velocidade.

Tabela 2. Ganhos dos controladores.

Controladores PI empregados nas malhas de:			
	Corrente	Fluxo	Velocidade
Ganho Integral	236,12	73,787	$2,04 \times 10^4$
Ganho Proporcional	5,58	118,12	$3,83 \times 10^3$

2.2 Projeto do Filtro de Harmônicos

A topologia adotada é de um filtro LC de segunda ordem. Os capacitores foram ligados em delta para reduzir a um terço o valor da capacitância a ser utilizada, em comparação com a ligação estrela. A Figura 1 mostra a topologia do filtro de harmônicos empregado neste trabalho.

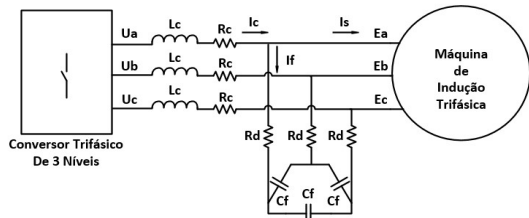


Figura 1. Filtro Passivo LC Delta.

Pelo método da Mínima Potência Reativa, é estabelecida uma separação em torno de 10 vezes entre a frequência fundamental (f_1) e a frequência do harmônico dominante (f_D). Para isso, sugere-se que:

- A separação (n_{fsc}) entre f_1 e a frequência de corte do filtro (f_{co}) seja maior do que 5;
- A separação (n_{scd}) entre f_{co} e f_D seja em torno de 2.

Para $f_D = 1020\text{Hz}$ (ou 17pu, com a fundamental sendo 60Hz) e $n_{scd} = 1,6923$, tem-se $f_{co} = 602,73\text{Hz}$ (ou 10,0455pu). Utiliza-se o valor unitário para o parâmetro β_s , que garante que, em pu, $C_f = L_c$. Em pu, L_c é o quociente de β_s e f_{co} , ou seja, $L_c = C_f = 0,09955$ pu. Na base da máquina de indução a ser utilizada nas simulações (4160V e 5MVA), $L_c = 0,91381\text{mH}$ e $C_f = 0,76303\text{mF}$ ($C_{fd}=C_f/3$).

A resistência R_d representa um amortecimento passivo, necessário para reduzir o pico de ressonância da resposta em frequência do filtro. Este método de amortecimento tem a vantagem de ser simples, entretanto possui como desvantagem a dissipação de energia na forma de calor. A resistência R_c também contribui para o amortecimento passivo, mas deverá ser baixa para evitar grandes quedas de tensão pelo filtro. Adotaram-se $R_c = 10\text{m}\Omega$ e $R_d = 0,7\Omega$.

A resposta em frequência do filtro utilizado é mostrada na Figura 2. Para a frequência de 1080Hz, que é a frequência de comutação do modulador para este estudo, a atenuação do filtro é de aproximadamente -18dB. A ressonância ocorre em 170Hz, próximo à 60Hz, com ganho de 5,46dB.

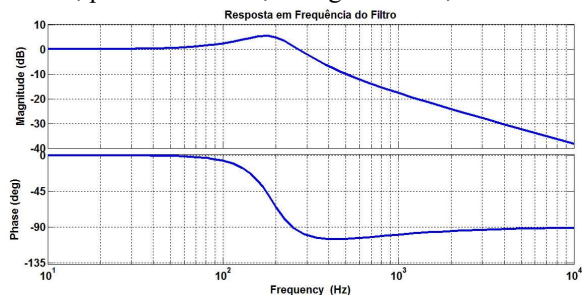


Figura 2. Resposta em Frequência do Filtro de Harmônicos.

3 Simulações Computacionais

Visando a comparação de desempenho do motor de indução foram realizadas as simulações computacionais com e sem o filtro de harmônicos por meio do software *Matlab*® 2013. São analisadas nas simulações grandezas como velocidade, conjugado eletromagnético, enlace de fluxo magnético de rotor, tensão de fase, tensão de linha e correntes de linha para embasar as comparações.

O Conjugado de carga nominal da máquina é de 23,982kNm. Um degrau de carga é aplicado aos 2 segundos, após a máquina atingir a velocidade nominal de rotação. O enlace de fluxo magnético de rotor nominal, que é a referência da malha de controle de fluxo, é igual a 9Wb.

3.1 Controle Vetorial sem Filtro de Harmônicos

A Figura 3 ilustra a referência e a resposta da velocidade da máquina de indução no período de simulação, sem o filtro de harmônicos.

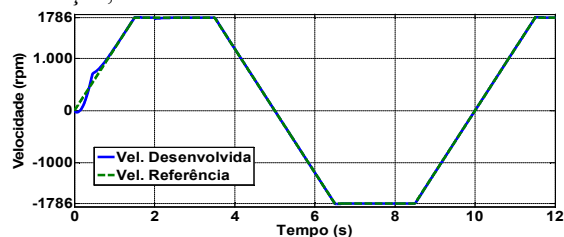


Figura 3. Velocidade Desenvolvida pela máquina de indução (sem Filtro de Harmônicos).

A Figura 4 apresenta o erro de velocidade em porcentagem da velocidade nominal. Observa-se que a velocidade da máquina segue a referência com erro menor que 1% nas transições do comando de velocidade. Em regime permanente de velocidade, o erro se mantém em torno de zero.

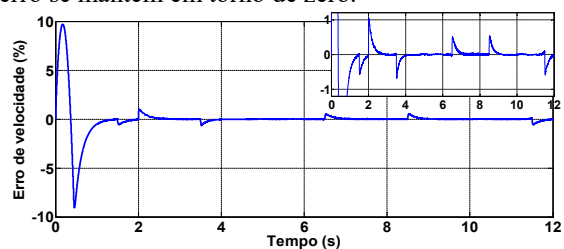


Figura 4. Erro de Velocidade em porcentagem da velocidade nominal (sem Filtro de Harmônicos).

A Figura 5 mostra as curvas para o conjugado de referência, o conjugado de carga e o conjugado desenvolvido pela máquina. Inicialmente, tem-se um pico de conjugado, pois a máquina de indução parte sem fluxo estabelecido. O conjugado desenvolvido pela máquina segue com precisão o conjugado de referência, após a partida do motor. Na Figura 6 são apresentadas as curvas de enlace de fluxo magnético de rotor "real", que é uma vantagem da simulação, e a de enlace de fluxo de rotor estimado. Ambos seguem a referência com baixo erro em regime permanente, como ainda é retratado nesta Figura.

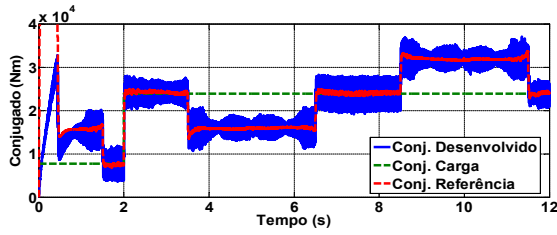


Figura 5. Curvas de Conjugado (sem Filtro de Harmônicos).

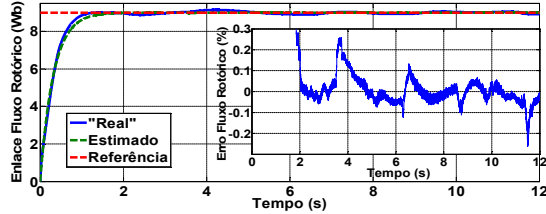


Figura 6. Enlace de Fluxo Magnético De rotor (sem Filtro de Harmônicos).

O enlace de fluxo de rotor se apresentou como uma boa estimativa, e o erro de fluxo em regime permanente oscila em torno de zero, com amplitude menor que 0,3%. Dessa maneira, consegue-se um controle independente de fluxo e conjugado.

3.2 Controle Vetorial com Filtro de Harmônicos

Nesta seção é introduzido o filtro entre o inversor de frequência e a máquina de indução. Desta forma, as correntes e tensões efetivamente fornecidas pelo inversor não são mais as que alimentam a máquina, pois existe uma queda de tensão no filtro e parte da corrente imposta pelo conversor fluirá por R_d e pelos capacitores do filtro. Por isso, é preciso levar em consideração a queda de tensão no resistor R_c e no indutor L_c , conectados à saída do inversor.

A estratégia adotada foi controlar a corrente do conversor I_c . A referência I_c^* será igual à corrente de referência da máquina I_s^* somada à corrente que flui por R_d e pelos capacitores, I_f . A introdução do filtro altera o projeto dos controladores de corrente. A função de transferência do filtro é de segunda ordem, possuindo um zero e dois polos, o que dificulta o projeto dos controladores de corrente. A função de transferência da "planta" não é mais simplesmente de primeira ordem, como obtida na situação sem o filtro, apenas com a máquina no caminho da corrente. Isso torna complicado realizar o projeto dos ganhos por meio de cancelamento de polo dominante e alocação de polos em malha fechada.

Utilizando-se os mesmos ganhos determinados para a simulação sem o filtro, percebem-se oscilações fortes do conjugado, mas com boa resposta de fluxo e velocidade. Foi realizada, então, uma redução no ganho proporcional dos controladores de corrente (em torno de 50 vezes), para reduzir as oscilações de corrente e, portanto, de conjugado, uma vez que não é trivial o projeto dos controladores de corrente com o filtro de harmônicos. Já os ganhos dos controladores de fluxo

e de velocidade não necessitaram de alteração.

Da mesma forma como foi desenvolvido um desacoplador para a dinâmica da máquina de indução, já que o conversor é do tipo "fonte de tensão", como sugere (Novotny, 1996), foi desenvolvido um outro para o filtro. A equação (1) apresenta a tensão fornecida pelo conversor por fase (U^{abc}) em função dos parâmetros do filtro, da corrente fornecida pelo conversor (I_c) e da tensão terminal da máquina (E^{abc}).

$$U^{abc} = E^{abc} + R_c I_c^{abc} + L_c \frac{dI_c^{abc}}{dt} \quad (1)$$

Transformando as grandezas trifásicas para eixos d-q, chega-se às equações (2) e (3).

$$U^d = E^d + R_c I_c^d + L_c \frac{dI_c^d}{dt} - L_c \omega_e^* I_c^q \quad (2)$$

$$U^q = E^q + R_c I_c^q + L_c \frac{dI_c^q}{dt} + L_c \omega_e^* I_c^d \quad (3)$$

Como o sistema de eixos, neste trabalho, é orientado pelo campo magnético de rotor, a frequência de referência ω_e^* é aquela vinda do calculador de escorregamento somada à frequência de rotação do rotor (Novotny, 1996).

Assim como para a máquina de indução, para o filtro também se tem um acoplamento entre eixos d-q, neste caso devido à indutância L_c . O desacoplador para o filtro utiliza as tensões de eixo direto e em quadratura da saída do desacoplador da própria máquina de indução (aqui chamados de E^d e E^q). A entrada das correntes são as de referência para a corrente do conversor I_c^* .

A Figura 7 sintetiza a forma como o desacoplador da dinâmica do filtro pode ser implementado em diagrama de blocos. As tensões de saída desse diagrama são as referências para o PWM e deverão ser aplicadas pelo conversor ao sistema. O operador p denota derivada no tempo d/dt .

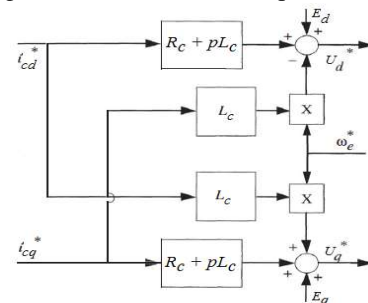


Figura 7. Desacoplador da Dinâmica do Filtro.

Com a introdução do filtro de harmônicos, é necessário elevar a tensão do barramento CC em cerca de 20%, para compensar a queda de tensão em R_c e L_c . Embora o controle por orientação indireta de campo tradicional não necessite de uma malha de

controle de fluxo, para operação com fluxo nominal, a introdução do filtro demanda esse controlador, para que a potência reativa referente ao filtro não perturbe o fluxo magnético da máquina (Souza et al, 2016).

A Figura 8 mostra a velocidade desenvolvida pela máquina nesta situação.

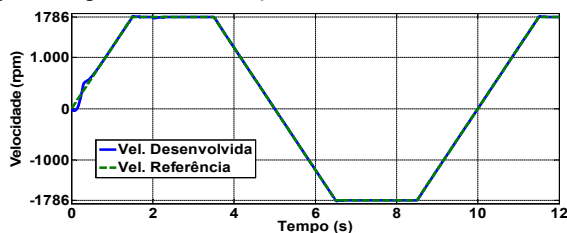


Figura 8. Velocidade Desenvolvida pela máquina de indução (com Filtro de Harmônicos).

A Figura 9 apresenta o erro de velocidade em porcentagem da velocidade nominal. Observa-se que, mesmo com o filtro de harmônicos, a máquina desenvolve uma velocidade muito próxima à referência, com erro menor que 1,5% nas transições do comando de velocidade.

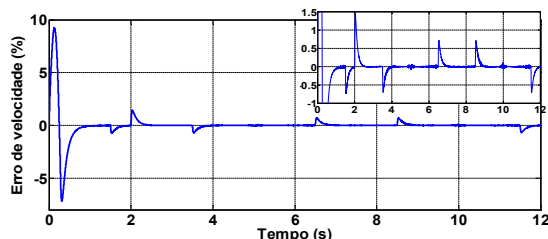


Figura 9. Erro de Velocidade em porcentagem da velocidade nominal (com Filtro de Harmônicos).

A Figura 10 mostra as curvas para o conjugado de referência, o conjugado de carga e o conjugado desenvolvido pela máquina, com o filtro de harmônicos. Devido à redução do ganho proporcional das malhas de controle de corrente, as oscilações de conjugado estão menores.

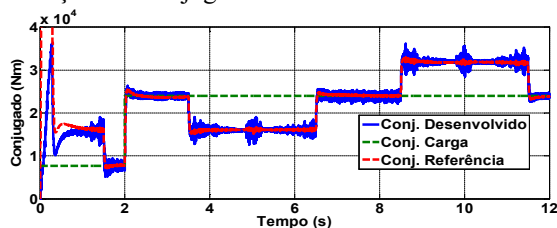


Figura 10. Curvas de Conjugado (com Filtro de Harmônicos).

Na Figura 11 são apresentadas as curvas de fluxo magnético de rotor medida e a de fluxo de rotor estimado, que mesmo com o filtro ainda seguem a referência de 9Wb. Na mesma figura ainda é exposto o erro em regime permanente. Portanto, como esse erro é menor que 0,5% em regime permanente, mesmo com o filtro de harmônicos, a máquina produz o fluxo nominal. Ainda consegue-se realizar controle independente de fluxo e conjugado.

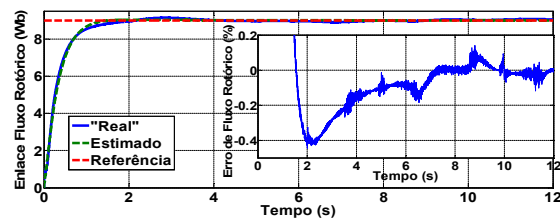


Figura 11. Enlace de Fluxo Magnético De rotor (com Filtro de Harmônicos).

A Figura 12 ilustra as ondas de tensão de fase nos terminais do conversor e da máquina (U_{ao} e E_{ao} , medidas em relação à referência do conversor), tensões de linha (U_{ab} e E_{ab}), e as ondas de corrente de linha da fase a , aplicadas pelo conversor (I_{ca}) e absorvidas pela máquina (I_{sa}). O intervalo de tempo mostrado acontece após a estabilização da velocidade, depois do degrau de carga (em 2s.).

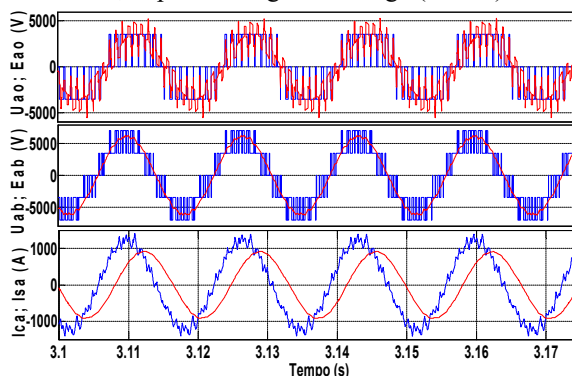


Figura 12. Tensão de fase, tensão de linha e corrente de linha nos terminais do conversor e da máquina de indução, em intervalo de tempo restrito.

As tensões de linha são bastante senoidais, dado que U_{ab} possui 5 níveis, contra 3 níveis em U_{ao} . A corrente da máquina I_{sa} também são praticamente senoidais. Percebe-se uma defasagem nas correntes do motor e inversor devido à potência reativa fornecida pelo capacitor, ou seja, os capacitores promovem toda a magnetização do motor. Isso melhora o fator de utilização das chaves do inversor, com menor perda nos diodos de roda livre contribuindo para elevar sua eficiência. O fator de potência na carga é 0,9313 indutivo, e, no inversor, 0,9636 capacitivo. Um aumento no fator de potência do inversor poderia ser conseguindo flexibilizando a qualidade das ondas no motor, elevando a frequência de corte do filtro. Contudo o projeto o método da mínima potência reativa garante a menor potência reativa no sistema e ainda gera as menores taxas de distorção harmônica (THD) de saída em qualquer frequência de projeto do filtro. Verifica-se então um compromisso de projeto entre a qualidade da tensão e corrente e a eficiência do sistema. A Figura 13 apresenta o espectro de frequência de U_{ab} , I_{ca} , E_{ab} e I_{sa} , para o intervalo da Figura 12. A Tabela 3 traz a THD da tensão e corrente do inversor e do motor.

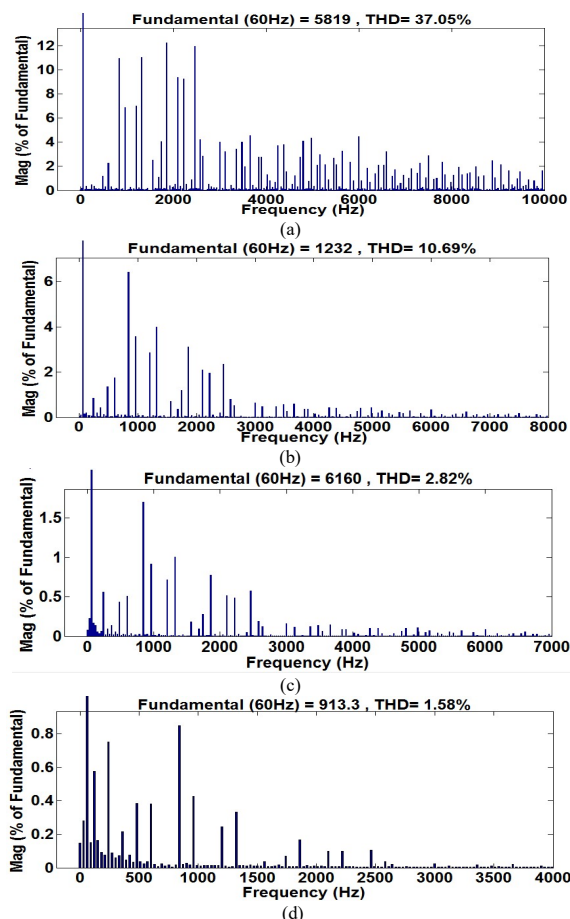


Figura 13. Espectro de frequência (a) U_{ab} , (b) I_{ca} , (c) E_{ab} e (d) I_{sa} .

Tabela 3. THD das tensões e correntes

Taxa de Distorção Harmônica (%)		
	No conversor	Na Máquina
Tensão de Fase (U_{ao} ; E_{ao})*	58,85	42,31
Tensão de Linha (U_{ab} ; E_{ab})	37,05	2,82
Corrente de Linha (I_{ca} ; I_{sa})	10,69	1,58

* Em relação ao neutro do conversor.

A própria corrente I_{ca} já possui baixo conteúdo harmônico, pois a máquina de indução se comporta como um "filtro passa-baixas". Ainda assim, o filtro reduziu muito a THD da corrente que alimenta a máquina, I_{sa} , que se torna praticamente senoidal. No caso das tensões de linha, os harmônicos por si só já possuem amplitudes relativamente baixas quando comparadas às dos harmônicos da tensão de fase, o que pode ser visto comparando-se a THD de U_{ao} e U_{ab} . Ainda com a ação do filtro, percebeu-se uma forte atenuação das harmônicas de E_{ab} , reduzindo-se drasticamente a THD da tensão de linha E_{ab} , que é a tensão aplicada à máquina de indução.

4 Conclusão

Mesmo com as dificuldades adicionais do ponto de vista de controle impostas pela introdução do filtro, foi obtido controle independente de conjugado e de fluxo magnético de rotor, e respostas de conjugado, fluxo e velocidade com baixos erros, comparáveis aos da operação sem o filtro. Não houve

a necessidade de alteração nos ganhos dos controladores de velocidade e de fluxo, previamente determinados na operação do controle vetorial sem filtro. A única alteração se deu na redução de cerca de 50 vezes do ganho proporcional do controlador de corrente, de forma que oscilações no conjugado foram reduzidas, já que o filtro altera a função de transferência para a corrente. Além disso, com o filtro, a presença do controlador de fluxo é necessária. Foram obtidas tensões de linha e correntes na máquina praticamente senoidais, o que viabiliza o uso de controle vetorial em máquinas muito antigas ou com cabos muito longos. Portanto, o filtro contribuiu de maneira muito eficaz para a mitigação de harmônicos nas correntes e tensões, sem comprometer a dinâmica da máquina de indução. É observado aumento do fator de potência na saída do inversor, o que promove melhor utilização das chaves e redução de perdas. Ou seja, o capacitor contribui para a total magnetização do motor. Não é necessário medir a tensão dos terminais de estator, apenas estimá-la.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao CEFET-MG e à FAPEMIG pelo suporte a este trabalho.

Referências Bibliográficas

- Minghua, Z.; Maosheng, S. and Zhigang, L. (2008). Design and Realization of 200KVA AC Mine Locomotive. *Vehicle Power and Propulsion Conference of IEEE*, Harbin.
- Helbing, H. (2000). Variable speed AC-motors in compact size for mining. *Industry Applications Conference of IEEE*, Rome, Vol. 4, p. 2703 - 2706.
- Skibinski, G. L. (2002a). A Series Resonant Sinewave Output Filter for PWM VSI Loads. *Thirty-seventh Annual Conference of IEEE Industry Applications Society*, Mequon, Vol. 1, pp. 247 - 256.
- Skibinski, G. L. (2002b). Bearing Currents and Their Relationship to PWM Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, pp. 243 - 252.
- Luiz, A.-S. A. and Cardoso, B. J. (2008). Minimum Reactive Power Filter Design for High Power Three-level Converters. *IECON 2008. Thirtieth Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Orlando, pp. 3272-3277.
- Novotny, D. W. and Lipo, T. A. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. New York: Clarendon Press, Oxford.
- Souza, T. S.; Luiz, A.-S. A. and Stopa, M. M. (2016). An Assessment of Harmonic Filter for Indirect Field Oriented Induction Motor Drives in Mining Industry. *12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, Curitiba.