

# MOTORES DE INDUÇÃO ACIONADOS POR INVERSORES PWM-VSI: ESTRATÉGIA PARA ATENUAÇÃO DE SOBRETENSÕES

Edson Adriano Vendrusculo e José Antenor Pomilio

[adriano@dsce.fee.unicamp.br](mailto:adriano@dsce.fee.unicamp.br), [antenor@dsce.fee.unicamp.br](mailto:antenor@dsce.fee.unicamp.br)

Universidade Estadual de Campinas -UNICAMP

C.P. 6101, 13081-970, Campinas, Brasil

**Resumo** – Motores de indução conectados a inversores de tensão, através de cabos longos são susceptíveis à ocorrência de sobretensões e sobrecorrentes. Tais fenômenos estão associados a ressonâncias e são percebidos tanto em plantas industriais quanto em outras aplicações como, por exemplo, na exploração de petróleo, especialmente a submarina. Neste artigo um sistema composto de inversor (PWM) do tipo fonte de tensão, um longo cabo, transformador e motor de indução é analisado com o objetivo de identificar frequências críticas. Os parâmetros elétricos do cabo são estimados a partir de medições automatizadas permitindo obter a resposta em frequência do sistema. A partir de tais dados a frequência de comutação do inversor pode ser criteriosamente alterada para evitar a coincidência com as frequências de ressonância do sistema. Por conseguinte, os fenômenos de sobretensão e sobrecorrente são evitados sem a necessidade de adicionar filtros e/ou alterar a topologia do inversor. O procedimento para escolha e alteração da frequência de comutação pode ser realizado “on-line”, permitindo o ajuste mesmo no caso em que os parâmetros elétricos do sistema estejam sujeitos a variações.

**Abstract** – Driving induction motors through long cables implies that resonance phenomena will usually occur and submit the motor and the other system components to over-voltages and over-currents. This problem exists in industrial plants and also in sub sea oil exploitation systems. The oscillations due to the resonance are noticed in the voltage at the motor leads, along the power cable as well as in the current at the inverter output. This paper considers a system comprised of pulse width modulated voltage source inverter (PWM-VSI), transformer, long cable and induction motor. In order to outline the frequency response of the system, and identify critical frequencies, the cable electrical parameters are estimated. Using these data, the inverter switching frequency can be chosen in order to avoid the coincidence with the system resonance frequencies. As a consequence, using PWM and without additional filters, the motor voltage does not present significant over-voltages. These procedures are performed on-line, allowing to adjust the inverter frequency according to the system parameters changes.

## I. INTRODUÇÃO

Os fenômenos intrínsecos ao uso de cabos longos na alimentação de motores de indução têm recebido notável atenção nos últimos anos [1-6]. Um arranjo típico deste tipo

de sistema é mostrado na Figura 1, onde um transformador elevador de tensão pode ser colocado no início do cabo dependendo do nível de potência e do comprimento do cabo. O comprimento do cabo pode variar de algumas dezenas ou centenas de metros até dezenas de quilômetros. Este último caso é típico na exploração submarina de petróleo [4,5], enquanto cabos de menor comprimento são comuns em plantas industriais. Os picos de tensão ou sobretensões, observados nos terminais dos motores, além dos picos de corrente observados no inversor são os principais fenômenos que fomentam o estudo descrito a seguir.

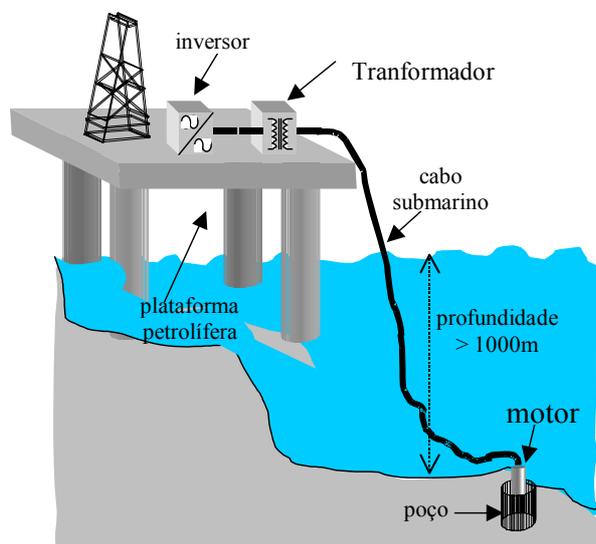


Fig. 1. Sistema de acionamento à longa distância.

As sobretensões estão associadas a ressonâncias produzidas pelos diversos componentes do sistema e podem ser excitadas por componentes harmônicos presentes na tensão gerada pelo inversor [2,7]. Normalmente filtros passivos inseridos na saída do inversor [8] e/ou nos terminais do motor [9,10] são apontados como alternativa para atenuar os efeitos das ressonâncias. Além disso, pode-se usar uma técnica de modulação que evite excitar as frequências mais críticas [5]. Idealmente, a solução para o problema é fornecer uma tensão puramente senoidal ao sistema. No entanto isto requer inversores com estruturas mais elaboradas como, por exemplo, os inversores multiníveis [6] associados a filtros passivos. Esta última opção torna-se significativamente mais complexa do que o emprego de inversores convencionais operando com modulação por largura de pulso e alimentados em tensão (PWM-VSI).

Neste trabalho é proposta uma estratégia para evitar sobretensões e sobrecorrentes com base na possibilidade de alteração da frequência de comutação na modulação PWM.

A inserção de filtros ou o emprego de estratégias de modulação mais complexas é descartado. Para a escolha de uma frequência de comutação que evite a excitação das ressonâncias inerentes do sistema é necessário conhecer algumas características do mesmo como, por exemplo, a função de transferência de tensão ou a impedância de entrada. Tais características são obtidas a partir do conhecimento dos parâmetros elétricos do sistema, os quais podem ser estimados a partir de medições, feitas “on-line”, da frequência natural de oscilação do cabo ( $f_o$ ) [2]. A oscilação é observada tanto na forma de onda da tensão nos terminais do motor quanto naquela da corrente de saída do inversor. No entanto, em aplicações de exploração de petróleo em águas oceânicas os terminais do motor não estão acessíveis, obrigando a observação somente da corrente.

Um filtro de mediana [11,12] é utilizado para obter as componentes de alta frequência presentes no sinal de corrente, de modo a estimar a frequência  $f_o$ . O cálculo da transformada rápida de Fourier, da densidade espectral de potência e a obtenção de histograma são outros recursos envolvidos no processamento digital.

## II. IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS

Em um sistema composto por Inversor, Cabo e Motor (ICM), as oscilações são essencialmente devidas à ressonância natural do cabo [2]. Na Figura 2 são visualizadas as formas de onda da corrente nos terminais do inversor, acionando um motor de 0,5CV, e da tensão nos terminais do motor, para um sistema com cabo de 4mm<sup>2</sup> e 990m de comprimento. O período de tempo relativo à frequência natural do cabo é indicado. A forma de onda superior indica que as oscilações são resultantes de um degrau de tensão gerado pelo inversor.

### A. Frequência de oscilação do cabo

A existência das oscilações depende de muitos fatores [2]. Contudo é possível prever a presença das mesmas, num sistema ICM, de acordo com o comprimento do cabo ( $l$ ). Um comprimento crítico ( $l_{crit}$ ), acima do qual a oscilação existe, pode ser calculado por [8]:

$$l_{crit} = \frac{v \cdot t_r}{2 \cdot k_f} \quad [m] \quad (1)$$

onde  $k_f$  é o coeficiente de reflexão nos terminais do motor, que indica o desacoplamento entre a impedância característica do cabo e a impedância do motor. Os valores de  $k_f$  tipicamente variam entre 0,6 e 0,95 [1,7].

O tempo de subida (“risetime”) das chaves semicondutoras do inversor ( $t_r$ ) e a velocidade de propagação ( $v$ ) de um pulso de tensão ao longo do cabo também precisam ser conhecidos. A velocidade de propagação em cabos é de aproximadamente  $v=1,5 \times 10^8$  m/s [1]. A Tabela 1 mostra um exemplo de valores de comprimento crítico para o cabo em função da tecnologia das chaves semicondutoras.

Atendida a condição do comprimento mínimo do cabo, as oscilações podem ser observadas aplicando, através de um inversor, um padrão de comutação com frequência inferior à da ressonância, como um padrão de seis pulsos. Este padrão produz pulsos largos o suficiente permitindo a identificação de um período da oscilação, conforme indicado na Figura 2.

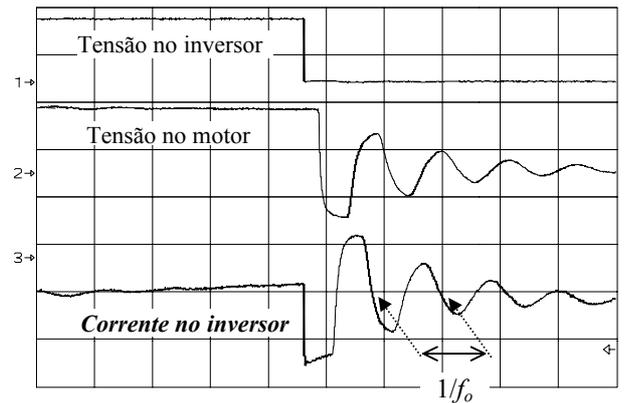


Fig. 2. Formas de onda para sistema com cabos longos tipo ICM. Tensão no inversor (250V/div). Tensão no motor (250V/div). Corrente no inversor (2A/div). Escala horiz.: 25µs/div.

### B. Parâmetros elétricos do cabo

A ressonância mostrada na Figura 2 está relacionada com a capacitância e a indutância distribuídas do cabo. Sendo  $r$  o raio do condutor (suposto cilíndrico),  $d$  a distância entre os centros dos condutores do cabo e  $l_c$  o comprimento do cabo, é possível relacionar a capacitância entre dois condutores quaisquer do cabo com a frequência  $f_o$  por:

$$C = \frac{\pi}{\mu_o (4l_c f_o)^2} \frac{l}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2r}\right)} \quad [F/m] \quad (2)$$

A indutância é calculada através de:

$$L = \frac{l}{(4l_c f_o)^2} \frac{1}{C}, \quad [H/m] \quad (3)$$

A relação da indutância e a capacitância com a frequência  $f_o$  é obtida devido a premissas práticas onde é verificado que a tangente de perdas ( $\sigma/\omega \cdot \epsilon$ ) é desprezível. A tangente de perdas para cabos com isolante polietileno, propileno e PVC é menor que 0,07[13]. Neste caso,  $\sigma$  é a condutividade,  $\epsilon$  a permissividade e  $\mu$  a permeabilidade do material isolante do cabo. Adicionalmente, a velocidade de fase é escrita somente em função da indutância e da capacitância, sendo a resistência dos condutores considerada muito menor que a reatância indutiva e a condutância do material isolante também muito menor que a susceptância capacitiva. A variação, quando desprezada, da indutância e da resistência do cabo, em função da frequência, acarreta um erro máximo de 3,7% na velocidade de fase [14].

Tabela 1. Comprimentos críticos para  $k_f = 0,9$

Tecnologia	$t_r$ [s]	$l_{crit}$ [m]
I G B T	$100 \times 10^{-9}$	8,33
	$200 \times 10^{-9}$	16,67
	$400 \times 10^{-9}$	33,3
G T O	$3 \times 10^{-6}$	250
	$4 \times 10^{-6}$	333,3
	$5 \times 10^{-6}$	416,7

1) *Medição da frequência de oscilação do cabo* - Para obter “on-line” o valor de  $f_o$  é preciso fazer a aquisição do sinal de corrente na saída do inversor. A Figura 3 mostra a forma de onda da corrente (cerca de 1/6 de um período de 60 Hz) que preenche um “buffer” de 1024 amostras.

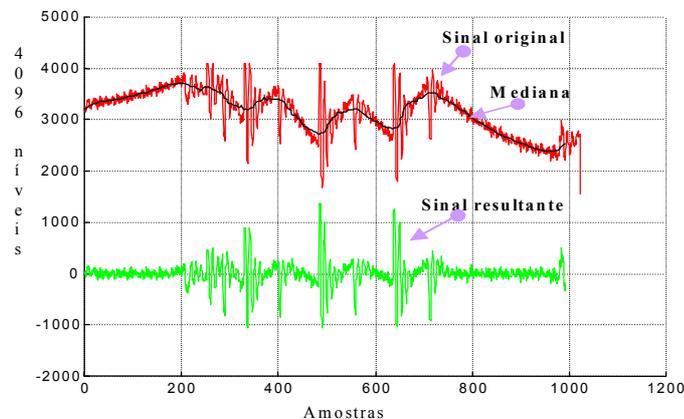


Fig. 3. Resultados experimentais da aquisição digital e filtragem, através de um filtro digital, do sinal de corrente.

A Figura 3 mostra o sinal original de corrente, com oscilações de alta frequência devidas ao cabo, sobrepostas a uma componente associada à modulação PWM do inversor.

Um filtro de mediana foi utilizado para separar as oscilações naturais da componente de comutação. O sinal identificado como Mediana na Figura 3 corresponde à saída do filtro de mediana. Este tipo de filtro digital não-linear [12] permite que componentes de alta frequência (“ruídos”) sejam suprimidos, preservando bordas e trechos com variação monotônica.

O filtro é implementado fazendo uma janela móvel ( $W$ ) de tamanho  $2N+1$  deslocar-se sobre as amostras ( $n$ ) do sinal a ser filtrado ( $x$ ), como mostra a Figura 4. As amostras dentro da janela são ordenadas em ordem crescente e a saída do filtro ( $y$ ) é exatamente a amostra central da janela. Adicionalmente, a implementação do filtro de mediana em um ambiente digital é considerada muito simples [11].

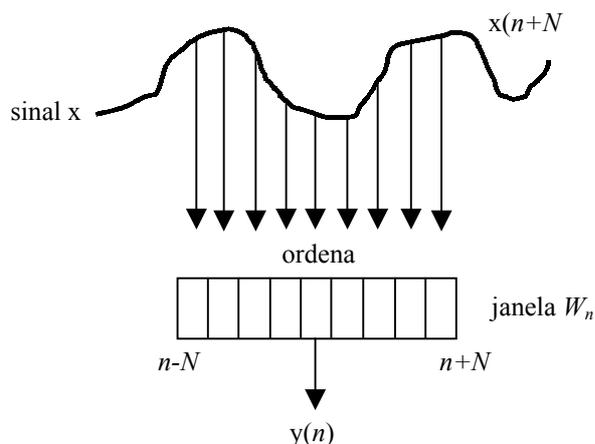


Fig. 4. Filtro de Mediana

Subtraindo o sinal filtrado do original obtém-se somente as oscilações de alta frequência. O sinal resultante contém nível médio nulo. Note que o sinal residual ainda contém componentes da frequência de comutação, o que está

relacionado com o dimensionamento do tamanho da janela móvel do filtro de mediana.

2) *Identificação da oscilação do cabo* - O resultado da aplicação da Transformada Rápida de Fourier (FFT) ao sinal resultante da Figura 3 pode ser visto na Figura 5, onde a média de quatro processamentos do sinal resultante é executada. O cálculo da média permite atenuar o efeito de ruídos. Estes resultados referem-se a um cabo trifásico de 990m de comprimento e condutores de  $4 \text{ mm}^2$ .

O espectro indica a presença de uma componente significativa em 33,5 kHz, assim como sua múltipla em aproximadamente 102 kHz. Em 5 kHz é identificada a frequência de comutação do inversor, devido a mesma não ter sido totalmente eliminada pelo filtro de mediana.

A simples leitura da maior amplitude no espectro pode ser utilizada para identificar a frequência  $f_o$ . Para aumentar a precisão,  $f_o$  pode ser obtida da densidade espectral de potência (PSD) conforme mostra a Figura 6. Este cálculo proporciona uma amplificação das maiores componentes.

Computacionalmente, a frequência  $f_o$  é identificada pelo maior valor existente no vetor que contém os valores da PSD. A PSD também pode servir como indicador das regiões do espectro onde não existem ressonâncias. Neste caso específico o inversor poderia operar com frequência de comutação de, por exemplo, 60kHz (caso isso fosse factível) sem, em princípio, incorrer em riscos de excitar ressonâncias.

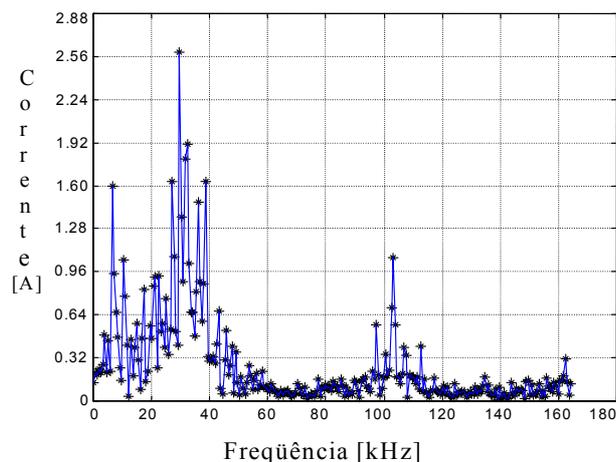


Fig. 5. Valor médio de FFT (4 “buffer”)

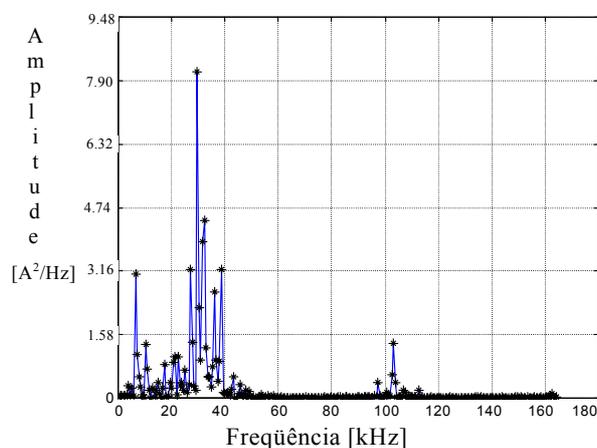


Fig. 6. Densidade espectral de potência

Obviamente, tais resultados preliminares servem somente para apresentar qualitativamente a seqüência de ações para obtenção da resposta em freqüência. Resultados de um sistema mais realista (com freqüências de ressonância menores) são mostrados adiante para um sistema ITCM.

Se considerarmos, como caso geral, um cabo mais longo, a primeira ressonância ocorrerá em um valor menor, o que significa que suas harmônicas estarão mais próximas umas das outras e, eventualmente não se consiga identificar com clareza uma região espectral livre de ressonâncias.

Uma abordagem mais segura consiste em calcular a resposta em freqüência do sistema a partir das equações que descrevem seu comportamento, como será visto a seguir. Para tal é necessário calcular os parâmetros elétricos através de (1) e (2), conhecida  $f_o$ .

A simplicidade da estimação de parâmetros elétricos do cabo em sistemas ICM não é verificada em sistemas com transformador, ou seja, sistemas ITCM. Este último contém freqüências de ressonância ditadas conjuntamente pelo cabo e pela indutância de dispersão do transformador. Contudo, através da PSD ainda é possível identificar com bastante precisão a primeira freqüência de ressonância ( $f_r$ ) dos sistemas ITCM, como mostrado posteriormente.

### III. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A partir da teoria de linhas de transmissão é possível deduzir um modelo de circuito equivalente para o cabo [6]. A função de transferência que relaciona a tensão de saída do inversor e a tensão nos terminais do motor, assim como a impedância de entrada do sistema, permitem quantificar as sobretensões e sobrecorrentes.

#### A. Sistema ICM

Estimados os parâmetros elétricos do cabo, conforme descrito no item II.B, o ganho de tensão num sistema ICM é calculado por:

$$G_v = \frac{1}{\cosh(\gamma l_c)} \quad (4)$$

e a impedância de entrada é dada por:

$$Z_{sys} = Z_c \frac{1}{\tanh(\gamma l_c)}, \quad (5)$$

onde  $\gamma$  é a constante de propagação e  $Z_c$  é a impedância característica do cabo. A constante de propagação é:

$$\gamma = \sqrt{\{R_{hyp} + j\omega(L_{hyp} + (L - L_{hyp}(f_o)))\} \{G + j\omega C\}} \quad (6)$$

onde  $\omega$  é a freqüência angular. A resistência  $R_{hyp}$  e a indutância  $L_{hyp}$  próprias do cabo são calculadas considerando o efeito pelicular, sendo que as funções de Bessel do tipo I foram substituídas por funções hiperbólicas [14]. Estas últimas produzem resultados satisfatórios além de diminuir o esforço computacional para o cálculo. Respectivamente, os valores de  $R_{hyp}$  e  $L_{hyp}$  são obtidos através de:

$$R_{hyp} = \frac{1}{2\pi r \sigma \delta} \left[ \frac{\sinh \frac{2r}{\delta} + \sin \frac{2r}{\delta}}{\cosh \frac{2r}{\delta} - \cos \frac{2r}{\delta}} \right] \left[ \frac{\Omega}{m} \right], \quad (7)$$

$$L_{hyp} = \frac{3\mu\delta}{32\pi r} \left[ \frac{\sinh \frac{2r}{\delta} - \sin \frac{2r}{\delta}}{\cosh \frac{2r}{\delta} - \cos \frac{2r}{\delta}} \right] \left[ \frac{H}{m} \right], \quad (8)$$

onde  $\sigma$  é a condutividade do cobre ( $\sigma=5,75 \times 10^7$  [ $\Omega m$ ]<sup>-1</sup>) e  $\mu$  é a permeabilidade do material dielétrico. A profundidade de penetração ( $\delta$ ) é dependente da freqüência:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu_c \omega}} [m], \quad (9)$$

A permeabilidade para o cobre é  $\mu_c=4\pi \times 10^{-7}$  H/m. A impedância característica do cabo é definida como:

$$Z_c = \sqrt{\frac{\{R_{hyp} + j\omega(L_{hyp} + (L - L_{hyp}(f_o)))\}}{\{G + j\omega C\}}}. \quad (10)$$

A Figura 7 mostra um exemplo de ganho de tensão e impedância para um sistema ICM de 150 kVA, com comprimento de 8 km e seção condutora de 34 mm<sup>2</sup>. Os parâmetros do cabo são  $L=360$   $\mu$ H/km,  $C=160$  nF/km e  $G=100$  nS/km. De acordo com (3) a primeira freqüência de ressonância do cabo ocorre em 4118Hz, o que é corroborado na Figura 7. O ganho de tensão nesta freqüência é de 4,5 vezes e a impedância de entrada atinge um valor mínimo de 12,5  $\Omega$ , caracterizando a freqüência crítica para este sistema ICM. A atenuação dos máximos de  $G_v$  com o aumento da freqüência é causada pelo efeito pelicular, que aumenta o amortecimento do sistema. Claramente, se a freqüência de comutação do inversor for sintonizada em 8kHz, que corresponde ao primeiro vale após a freqüência crítica, tanto o motor quanto o inversor não são submetidos a sobretensões e sobrecorrentes, respectivamente.

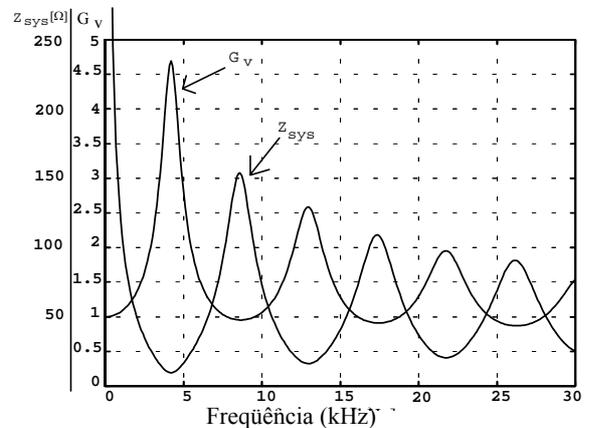


Fig. 7. Exemplo de ganho de tensão ( $G_v$ ) e impedância de entrada ( $Z_{sys}$ ) para sistema ICM.

#### B. Sistema ITCM

Inserindo um transformador elevador de tensão no sistema do exemplo anterior, obtém-se um sistema ITCM de média potência com a resposta em freqüência mostrada na Figura 8.

Graficamente a nova freqüência crítica é de 3280Hz e pode ser estimada a partir dos parâmetros do cabo e do transformador, ou seja:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left( L_{tr} + \frac{L}{2} \cdot l_c \right) \cdot C \cdot l_c}} \quad (11)$$

onde  $L_{tr}=806\mu\text{H}$  é a indutância de dispersão do transformador. Note que para o sistema ITCM a frequência crítica ( $f_r$ ) é caracterizada pela ressonância entre cabo e transformador. O ganho de tensão e a impedância de entrada são calculados pelas expressões (12) e (13) [6], sendo  $R_{tr}=63\text{m}\Omega$  a resistência dos enrolamentos. A indutância de magnetização é normalmente desprezada, pois seu valor elevado (neste exemplo 2,93H) pouco afeta o resultado.

$$G_{vtr} = \frac{I}{\cosh(\gamma_c) + \frac{Z_T}{Z_c} \sinh(\gamma_c)}, \quad (12)$$

$$Z_{syst} = Z_c \frac{\cosh(\gamma_c)}{\sinh(\gamma_c)} + Z_T, \quad (13)$$

onde  $Z_T$  é a impedância de curto-circuito do transformador, dada por:

$$Z_T = 2(R_{tr} + j\omega L_{tr}). \quad (14)$$

Em aplicações onde o comprimento do cabo é muito longo (da ordem de dezenas de km), como na exploração submarina de petróleo, o efeito pelicular sobre os enrolamentos do transformador pode ser negligenciado, uma vez que os parâmetros do cabo são amplamente dominantes.

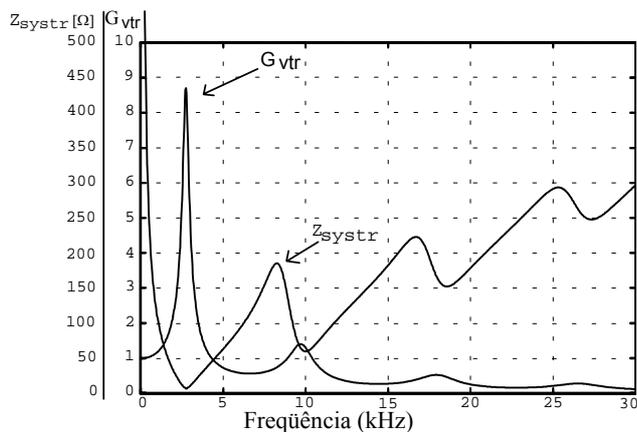


Fig. 8. Exemplo de ganho de tensão ( $G_{vtr}$ ) e impedância de entrada ( $Z_{syst}$ ) para sistema ITCM de 150kVA.

O sistema ITCM possui frequência crítica menor e apresenta maior ganho de tensão quando comparado ao sistema ICM. Neste caso, o ganho máximo é de 8,5 vezes, uma vez que o efeito pelicular é menos significativo devido à frequência menor de ocorrência do fenômeno. Para frequências maiores, a impedância é proporcionalmente maior devido à indutância de dispersão do transformador.

Logo, a inserção de uma indutância em série com o cabo, diminui o valor da frequência crítica e torna os efeitos de sobretensão e sobrecorrente ainda mais críticos.

Em ambos sistemas, ICM e ITCM, o aumento do comprimento do cabo diminui o valor da frequência crítica, deslocando-a para regiões onde o amortecimento é menor.

Isto potencializa a coincidência com a frequência de comutação do inversor, aumentando os efeitos nocivos sobre motor, cabo e inversor [6].

#### IV. FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO

A análise no domínio da frequência mostra que para evitar sobretensões e sobrecorrentes é necessário evitar que o inversor produza componentes harmônicos coincidentes com as frequências de ressonância do sistema.

A estratégia proposta visa sintonizar “on-line” a frequência de comutação do inversor ( $f_{ch}$ ) em regiões de ganho unitário do espectro, com frequências imediatamente maiores que a frequência crítica.

Sendo a primeira ressonância a que apresenta maior ganho,  $f_{ch}$  deve ser sintonizada no vale existente após tal frequência crítica. Nos exemplos mostrados nas Figuras 7 e 8 pode-se sintonizar  $f_{ch}=8\text{kHz}$  e  $f_{ch}=4\text{kHz}$ , respectivamente.

Toda a seqüência do processamento digital envolvida para a escolha de  $f_{ch}$ , a partir da amostragem da corrente na saída do inversor é mostrada na Figura 9.

Para a escolha da frequência  $f_{ch}$ , primeiramente os parâmetros do cabo são estimados a partir do espectro de potência da corrente (PSD), como descrito na seção II. A seguir a resposta em frequência do sistema é obtida através das expressões apresentadas na seção III. Finalmente, a frequência  $f_{ch}$  é obtida através de um método de busca de ganho de tensão unitário aplicado sobre a curva da resposta em frequência.

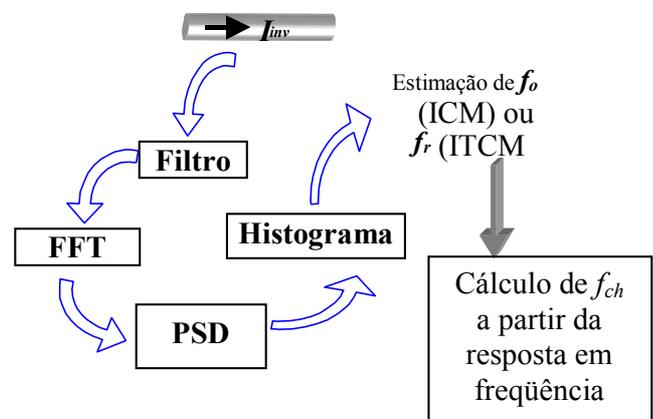


Figura 9. Seqüência para determinação de  $f_{ch}$

A Figura 9 mostra que um histograma (classificador) é utilizado para averiguação da probabilidade de erros na estimativa da frequência  $f_o$  ou  $f_r$  a partir do cálculo da FFT e da PSD. Cabe ressaltar que a corrente do inversor  $I_{inv}$  é digitalizada em instantes aleatórios e o resultado armazenado num “buffer” com número de amostras limitado. Portanto, uma dispersão é notada na FFT e PSD devido ao número de períodos da forma de onda da corrente no domínio do tempo.

O histograma mostrado na Figura 10 mostra que a estimativa de  $f_o$  ou  $f_r$  é satisfatória, pois 82% dos valores convergiram para o valor correto. Tais resultados foram obtidos um sistema experimental, o qual é descrito a seguir.

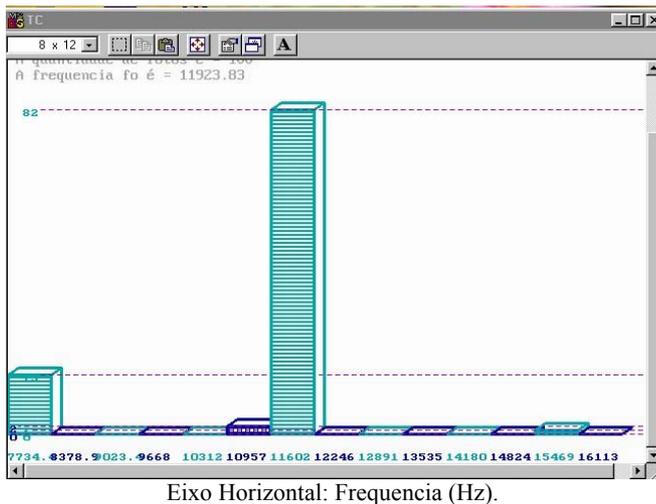


Fig. 10. Histograma correspondente a 100 digitalizações de  $I_{inv}$ .

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir são apresentados resultados de sistemas ICM e ITCM, montados em laboratório, com comprimento de cabo próximo a 1km. A implementação dispunha de um sistema de aquisição de dados (placa CIO-DAS16/330 – Computer Boards Inc.) operando a frequência de amostragem de 330kHz e com “buffer” de 1024 amostras.

Tal sistema está embutido em um computador padrão IBM-PC e os dados da corrente contidos no “buffer” são transferidos e processados pelo PC a cada vez que o “buffer” é preenchido. Para a escolha e alteração automática da frequência de comutação a partir das curvas de resposta em frequência, o inversor é controlado por um microcontrolador PIC16C77, conectado ao PC via porta serial. Na etapa pós-processamento, o PC envia o valor de  $f_{ch}$  escolhido para o microcontrolador. O inversor é do tipo PWM-VSI.

### A. Sistema ICM

Um sistema ICM com cabo de 990m e condutores de 4 mm<sup>2</sup> foi utilizado para conectar um motor de indução trifásico de ½ HP a um inversor PWM. O objetivo é verificar a eficácia da estratégia proposta quanto à atenuação de sobretensões no motor e sobrecorrentes no inversor.

A frequência crítica estimada é de  $f_o=33,5$  kHz, como mostra a Figura 6. O valor é relativamente elevado devido ao uso de um cabo “curto”. Cabos mais longos, ou a inclusão de um transformador reduzem o valor da frequência crítica.

Os parâmetros elétricos do cabo, calculados a partir de (2) e (3) são: capacitância  $C=106$  pF/m e indutância  $L=534,6$  nH/m. Sendo o raio dos condutores do cabo  $r=1,12$  mm e distância entre os mesmos de  $d=4,62$  mm.

A Figura 11 mostra a função de transferência de tensão ( $G_v$ ) de (4) obtida com estes parâmetros e os valores experimentais medidos com um analisador dinâmico de sinais - HP 35660A.

Em relação ao eixo horizontal ambos os resultados são praticamente iguais. No eixo vertical existe um erro significativo no valor do pico, que indica o máximo ganho. Contudo para o valor mínimo os resultados são praticamente coincidentes.

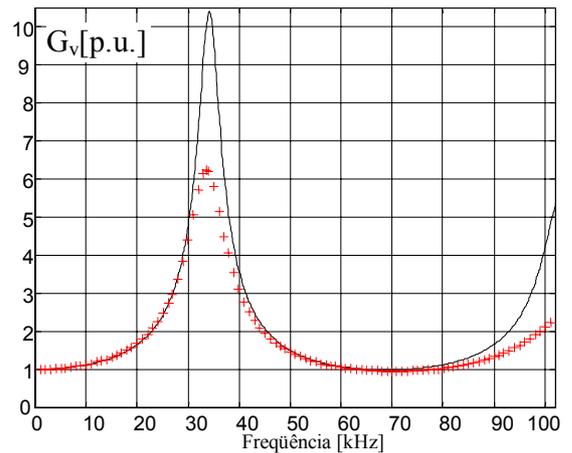


Fig. 11. Ganho de tensão em sistema ICM: simulação (traço contínuo) e experimental (+)

As diferenças observadas não prejudicam a estratégia proposta, uma vez que as frequências de comutação de interesse são aquelas com ganho unitário e que estão situadas exatamente nos “vales” da curva de ganho (frequências próximas de 60kHz). Note na Figura 12 que a impedância do sistema ICM, obtida a partir de (5) apresenta resultados análogos àqueles do ganho de tensão.

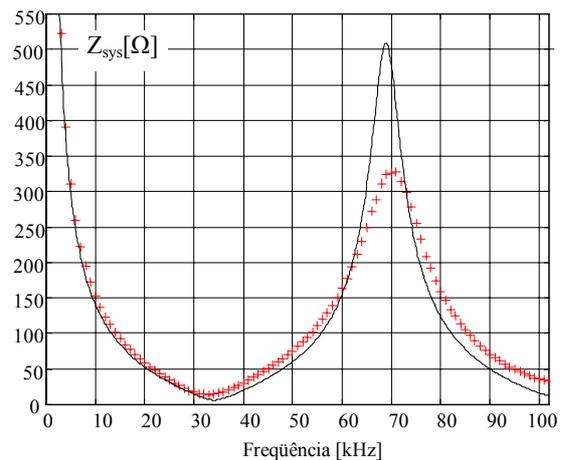


Fig. 12. Impedância de entrada ( $Z_{sys}$ ) em sistema ICM: simulação (traço contínuo) e experimental (+)

### B. Sistema ITCM

Para obter este sistema, um transformador de 0,8 kVA, 150Δ-220Y foi adicionado ao sistema ICM descrito anteriormente. Os parâmetros são: indutância de dispersão  $L_{lr}=818,4$  μH; resistência de enrolamento  $R_{lr}=2,9$  Ω e indutância de magnetização  $L_{or}=6,4$  H. Os valores são referidos ao lado de alta tensão (cabo).

A Figura 13 mostra resultados práticos da resposta em frequência obtidos segundo a metodologia descrita no item IV (Figura 9). A frequência crítica (máximo ganho) é da ordem de 11,2 kHz. A indutância de dispersão do transformador é dominante, diminuindo a frequência crítica (em relação ao ICM) ao mesmo tempo em que aumenta a impedância de entrada proporcionalmente ao aumento da frequência. Para a frequência de 11,2 kHz o ganho de tensão é aproximadamente igual a 5, para uma correspondente impedância mínima de 10 Ω.



Fig. 13. Impedância de entrada e ganho de tensão em sistema ITCM.

Na Figura 13 o ganho unitário é verificado em aproximadamente 19,4kHz. Logo, a alteração da frequência de comutação para valores próximos à região de ganho unitário evita a amplificação de harmônicos produzidos pelo inversor. O efeito de tal alteração é mostrado na Figura 14.

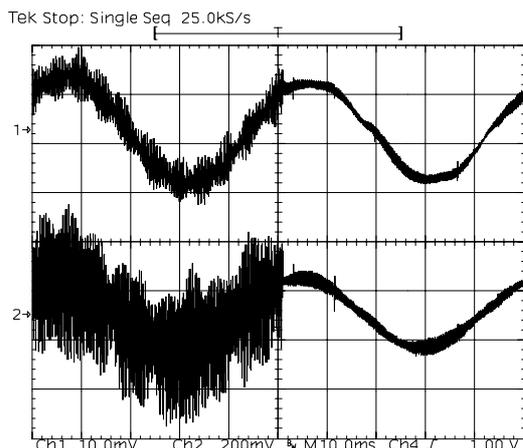


Fig. 14 Alteração da frequência de comutação de 3,9 a 19,4 kHz. Corrente de saída do inversor (2 A/div.) e tensão no motor (100V/div.) Horiz.: 10 ms/div.

Neste caso o inversor estava inicialmente operando em 3,9 kHz e automaticamente  $f_{ch}$  foi alterada para 19,4 kHz. Assim as sobretensões e sobrecorrentes são evitadas e a tensão no motor apresenta-se filtrada, pois o sistema é capaz de atenuar as componentes múltiplas da frequência de comutação.

O detalhe do momento da alteração da frequência do inversor é mostrado na Figura 15. Para a frequência de 3,9 kHz o ganho de tensão era de 1,5 sendo reduzido para 0,9 na frequência de 19,4 kHz. O efeito observado na forma de onda da corrente é menor, pois a impedância vista pela fonte para  $f_{ch}=3,9$  kHz está próxima do valor para  $f_{ch}=19,4$  kHz.

A absorção industrial da técnica de alteração automática da frequência depende do limite máximo de comutação dos inversores disponíveis no mercado. Em sistemas de exploração de petróleo a potência é elevada e o comprimento do cabo pode atingir dezenas de quilômetros. Assim a frequência crítica está na faixa de alguns kHz e os inversores

utilizados operam com frequências de comutação menores, por exemplo, em 4 kHz.

Para verificação da aplicabilidade da estratégia pode ser usado como exemplo o sistema ITCM de 8 km, testado em maio de 1996 no projeto denominado PROCAP2000 da Petrobrás. Para aquele sistema (motor de 100 CV) a frequência de comutação deveria ser de aproximadamente 7,2 kHz, para uma frequência crítica igual a 3,28 kHz. A Tabela 2 mostra limites de inversores de vários fabricantes.

A maioria dos fabricantes disponibiliza inversores com uma frequência maior ou igual à  $f_{ch}=7,2$ kHz, permitindo portanto atenuar as sobretensões no sistema ITCM estudado, com motor de 100CV.

Tabela 2. Características de inversores VSI (Ano 2000)

Fabricante	Potência [HP]	Frequência de comutação [kHz]
Toshiba (séries G3, G3 Plus-Pack e H3)	< 150	10
	> 150, até 350	5
	até 1200	2,2
Siemens	< 100	16
Reliance	até 200	8
ABB	até 50	16
WEG	< 125	7,2
Robicon	até 100	12

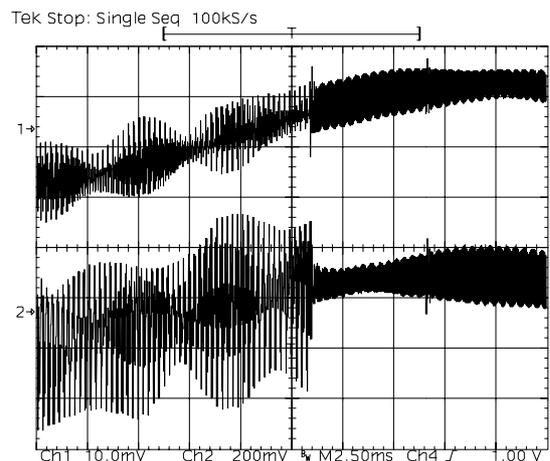


Fig. 15 Detalhe da alteração de 3,9 para 19,4 kHz na frequência de comutação. Corrente de saída do inversor (2 A/div.) e tensão no motor (100 V/div.) Horiz.: 2,5 ms/div.

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo mostra que motores de indução alimentados por inversores PWM e por intermédio de longos cabos são submetidos a sobretensões produzidas pela ressonância do sistema e que são excitadas pelo sinal PWM. Adicionalmente é possível considerar que a primeira das várias frequências de ressonância é considerada a mais crítica, dado que é a menos atenuada pelo efeito pelicular. As sobretensões e sobrecorrentes são decorrentes da excitação principalmente da primeira ressonância.

A determinação da resposta em frequência depende do conhecimento dos parâmetros do cabo que, por sua vez, podem ser estimados a partir da frequência natural de oscilação (ou ressonância) do mesmo.

Uma vez que a frequência de comutação foi alterada não é possível utilizar novamente a estratégia de detecção da frequência natural do cabo, pois esta última não é mais

excitada. A mudança do padrão PWM para um de 6 pulsos (ou qualquer frequência suficientemente menor do que a frequência crítica) garante novamente a excitação de ressonâncias. Desta forma as sobretensões e sobrecorrentes passam a ser identificáveis, permitindo novamente reavaliar as frequências de ressonância do sistema. A periódica reavaliação do comportamento do sistema pode ser indispensável em sistemas onde os parâmetros do cabo se alteram ao longo do tempo.

A estratégia de alteração da frequência de comutação de inversores PWM é conveniente pois permite utilizar inversores de padrão industrial, sem necessidade de buscar alternativas topologicamente mais complexas, como os inversores multiníveis ou a inclusão de filtros passivos.

Em sistemas de grande porte, a proposta de alteração automática da frequência de comutação mostra-se viável naqueles em que o comprimento do cabo é de vários quilômetros e a frequência crítica está na faixa de kHz.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP (Processo 96/01375-0) pelo suporte financeiro e a Petrobrás, através dos engenheiros Diógenes Dutra e Jaime M. Mourente, pelo apoio técnico.

#### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E. Persson, "Transient Effects in Application of PWM Inverter to Induction Motors", *IEEE Transaction on Industry Applications*, pp. 1095-1100, vol. 28, nº 5, Sept./Oct. 1992.
- [2] G. Skibinski; D. Leggate; R. J. Kerkman, "Cable Characteristics and Their Influence on Motor Over-Voltages", *Proc. of the IEEE APEC Conf.*, pp.114-120, Feb. 1997.
- [3] A. von Jouanne; P. Enjeti; W. Gray, "The Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter Fed AC Motor Drive Systems", *Proc. of the IEEE APEC Conf.*, pp.592-597, March 1995.
- [4] A. C. S. de Lima; R. M. Stephan; A. Pedroso; J. Mourente, "Analysis of a Long Distance Drive for an Induction Motor", *Proc. of the IEEE ISIE'96*, pp. 867-872, June 1996.
- [5] R. O. Raad; T. Henriksen; B. H. Raphael; A. Hadler-Jacobsen, "Converter-Fed Subsea Motor Drives", *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 32, no.5, pp. 1069-1079, Sept./Oct. 1996.
- [6] J. A. Pomilio; C.R. de Souza, L. Matias, P.L.D. Peres and I.S. Bonatti, "Driving AC Motors through a Long Cable: The Inverter Switching Strategy", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1441-1447, Vol. 14, Dec. 1999.
- [7] G. Skibinski; D. Leggate; R. J. Kerkman, "PWM Inverters and Their Influence on Motor Over-Voltage", *Proc. of the IEEE APEC Conf.*, pp.103-113, Feb. 1997.
- [8] A. von Jouanne; P. Enjeti; W. Gray, "Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications", *Proc. of the IEEE APEC Conf.*, pp.579-585, July 1996.
- [9] A. Hussein; G. Joos, "Modeling and Simulation of Traveling Waves in Induction Motor Drives", *Proc. of the IEEE APEC Conf.*, pp.128-133, Feb. 1997.
- [10] G. Skibinski, "Design Methodology of a Cable Terminator to Reduce Reflected Voltage on ac Motors", *Proc. of the IEEE IAS Annual Meeting Conf.*, pp.153-161, Sept. 1996.
- [11] N. C. Gallagher; G. L. Wise, "A theoretical Analysis of the Properties of Median Filters", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-29, nº 6, Dec. 1981.
- [12] D. S. Richards, "VLSI Median Filters", *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 38, nº 1, pp.145-153, Jan. 1990.
- [13] INBRAC SA. (1999). Cabos de Potência. [www.inbracsa.com.br](http://www.inbracsa.com.br), apostila.
- [14] E. A. Vendrusculo; J. A. Pomilio, "Power Cable Parameters Estimation in Long Distance Driving of Electrical Machines", *Proc. of the IEEE IEMDC Conf.*, pp. 410-412, May 1999.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Edson Adriano Vendrusculo** é doutor em Engenharia Elétrica (2001) pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), tendo obtido o título de mestre em Engenharia Elétrica (1996) pela mesma instituição e o de engenheiro eletrícista (1993) pela Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC). Atualmente é Pesquisador Colaborador do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE/DSCE/FEEC/UNICAMP), membro da equipe de Eficiência Energética do International Energy Initiative (IEI) e docente do Centro Universitário Salesiano de São Paulo (UNISAL-Dom Bosco). Suas áreas de interesse são controle digital de conversores de potência, eficiência energética de eletrodomésticos e acionamento de máquinas elétricas.

**José Antenor Pomilio**, nascido em 1960 em Jundiaí (SP), é engenheiro eletrícista (1983), mestre (1986) e doutor em Eng. Elétrica (1991) pela Universidade Estadual de Campinas, onde é docente desde 1984. De 1988 a 1991 foi chefe do grupo de eletrônica de potência do Lab. Nacional de Luz Síncrotron. Em 1993/1994 realizou estágio de pós-doutoramento junto à Universidade de Pádua e em 2003 junto à Terceira Universidade de Roma. Foi presidente da SOBRAEP (2001/2002) e membro do Conselho de Administração da IEEE Power Electronics Society (1999-2002). Suas áreas de interesse são fontes de alimentação, qualidade de energia e acionamento de máquinas elétricas.